



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA STROJNÍHO INŽENÝRSTVÍ
ÚSTAV MECHANIKY TĚLES, MECHATRONIKY A
BIOMECHANIKY

FACULTY OF MECHANICAL ENGINEERING
INSTITUTE OF SOLID MECHANICS, MECHATRONICS AND
BIOMECHANICS

MODELOVÁNÍ A SIMULACE ROBUSTNÍCH ŘÍDICÍCH ALGORITMŮ PRO EC MOTORY

MODELING AND SIMULATION OF ROBUST CONTROL ALGORITHMS FOR BLDC MOTORS

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. JAN SMILEK

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. JIŘÍ TOMAN

BRNO 2013

Vysoké učení technické v Brně, Fakulta strojního inženýrství

Ústav mechaniky těles, mechatroniky a biomechaniky

Akademický rok: 2012/2013

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

student(ka): Bc. Jan Smilek

který/která studuje v **magisterském navazujícím studijním programu**

obor: **Mechatronika (3906T001)**

Ředitel ústavu Vám v souladu se zákonem č.111/1998 o vysokých školách a se Studijním a zkušebním řádem VUT v Brně určuje následující téma diplomové práce:

Modelování a simulace robustních řídicích algoritmů pro EC motory

v anglickém jazyce:

Modeling and simulation of robust control algorithms for BLDC motors

Stručná charakteristika problematiky úkolu:

V současné době jsou elektrické servopohony nedílnou součástí výrobních strojů, robotů, mobilních prostředků, zdravotnické techniky a dalších průmyslových aplikací. S ohledem na oblast nasazení EC motorů, lze definovat různé požadavky na řídicí algoritmy, jak již z pohledu přesnosti, stability či požadované dynamiky. Hlavním cílem diplomanta bude návrh různých řídicích algoritmů EC motorů včetně simulačního ověření v programovém prostředí Matlab/Simulink. Navržené algoritmy budou optimalizovány a porovnávány na řízeném systému palivového čerpadla, který slouží k dodávce paliva do leteckého motoru APU. Řídicí algoritmy budou sestaveny s ohledem na kompenzaci mechanických nepřesností způsobených při výrobě a dále pak s ohledem na odolnost vůči prostředí dané normou RTCA/DO 160 kapitoly 16 a 17.

Cíle diplomové práce:

1. Seznámení se a uvedení obecných fyzikálních vlastností EC motorů a základní principy řízení těchto motorů.
2. Optimalizace a úpravy existujícího modelu
3. Vytvoření GUI pro změnu parametrů modelu, nastavování chybových stavů a změnu vstupů do modelu
4. Implementace sensorového řízení, testování. Charakteristika vlastností daného řešení.
5. Implementace bezsensorového řízení, testování. Charakteristika vlastností daného řešení.
6. Návrh robustního řídicího algoritmu pro kompenzaci mechanických nepřesností a odolného vůči prostředí
7. Analýza a zpracování získaných výsledků

Seznam odborné literatury:

- [1] Skalický, J.: Elektrické servopohony. Skripta VUT v Brně, FEKT, 2001
- [2] Leonhart, W.: Control of Electrical Drives. Third Edition. Springer, Berlin 2001
- [3] Microchip Technologz Inc.: <http://www.microchip.com/>, Motor Control
- [4] Pavelka, J.: Elektrické pohony. Skripta ČVUT, Praha 1996

Vedoucí diplomové práce: Ing. Jiří Toman

Termín odevzdání diplomové práce je stanoven časovým plánem akademického roku 2012/2013.

V Brně, dne 21.11.2012

L.S.

prof. Ing. Jindřich Petruška, CSc.
Ředitel ústavu

prof. RNDr. Miroslav Doupovec, CSc., dr. h. c.
Děkan fakulty

ABSTRAKT

Tato práce se zabývá problematikou vývoje algoritmů pro řízení bezkartáčového střídavého (BLAC) motoru. Nejprve je vypracována rešeršní studie, obsahující odvození matematického modelu EC motoru a přehled vybraných metod sensorového i bezsensorového řízení. Dále práce představuje realizaci simulačního modelu, sestaveného v prostředí Matlab/Simulink s využitím toolboxu SimPowerSystems. V následující části je popsána realizace algoritmu sensorového řízení motoru s využitím Halloových sensorů a odhadu polohy. Poté je představen modul pro bezsensorový odhad polohy a způsob jeho implementace do stávajícího modelu pro zvýšení robustnosti řídicího algoritmu. Poslední část práce se zabývá tvorbou grafického prostředí pro změnu vybraných parametrů modelu a shrnuje a porovnává dosažené výsledky.

ABSTRACT

This thesis focuses on developing algorithms for brushless AC motor control. First part of the thesis contains derivation of mathematical model and overview of selected sensor and sensorless control methods. Second part introduces simulation model of the motor, developed in Matlab/Simulink environment, with usage of SimPowerSystems toolbox. Following chapter describes realization of control algorithm, utilizing Hall sensors and position estimation. After that, sensorless rotor position estimation module is developed, and its implementation into the model is mentioned. Last chapters deal with development of graphical user interface, meant for changing selected motor and control parameters, and they also summarize and compare achieved results.

KLÍČOVÁ SLOVA

EC motor, BLAC, řídicí algoritmy, odhad polohy, matematický model, Simulink

KEYWORDS

EC motor, BLAC, control algorithms, position estimation, mathematical model, Simulink

BIBLIOGRAFICKÁ CITACE

SMILEK, J. *Modelování a simulace robustních řídicích algoritmů pro EC motory*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta strojního inženýrství, 2013. 75 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Jiří Toman.

PROHLÁŠENÍ O AUTORSTVÍ

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně, za pomoci vedoucího práce a s použitím literatury a dalších uvedených zdrojů.

v Brně dne

.....

podpis

PODĚKOVÁNÍ

Tímto bych chtěl poděkovat svému vedoucímu diplomové práce Ing. Jiřímu Tomanovi za jeho ochotu, čas a neocenitelné rady v průběhu řešení této práce.

OBSAH

1	ÚVOD.....	13
2	FORMULACE PROBLÉMU A CÍLE ŘEŠENÍ	15
3	REŠERŠNÍ STUDIE	17
3.1	EC motory.....	17
3.2	Matematický model bezkartáčového motoru	19
3.3	Komutace EC motoru	21
3.4	Řídicí algoritmy podle dostupnosti senzorů polohy rotoru	26
4	OPTIMALIZACE A ÚPRAVY MODELU MOTORU	31
4.1	Elektrická část motoru	32
4.2	Mechanická část motoru	33
5	IMPLEMENTACE SENZOROVÉHO ŘÍZENÍ	35
5.1	Modul IRQA.....	36
5.2	Modul Timer.....	37
5.3	Subsystem pro výpočet rychlosti rotoru	38
5.4	Modul Commutation&Control	38
5.5	Modul IRQA_USR	39
5.6	Korekce periody otáček rotoru	41
5.7	Kaskádní regulace otáček a proudu	41
5.8	Modul sinusové komutace motoru	43
5.9	Čítač TimerA	45
5.10	Subsystem pro generování PWM	45
5.11	Časovač Rotor Align Timer.....	46
6	IMPLEMENTACE BEZSENZOROVÉHO ALGORITMU ODHADU POLOHY ROTORU	47
7	NÁVRH ROBUSTNÍHO ŘÍDICÍHO ALGORITMU	51
7.1	Subsystem Control Method Switch	52
8	TVORBA GRAFICKÉHO PROSTŘEDÍ.....	55
9	ANALÝZA VÝSLEDKŮ	57
9.1	Řízení v rychlostní smyčce.....	57
9.2	Řízení v polohové smyčce.....	61
9.3	Porovnání výsledků řídicích algoritmů.....	64

10	NÁMĚTY NA DALŠÍ VÝZKUM.....	67
11	ZÁVĚR.....	69
12	REFERENCE	71
13	SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK.....	73
14	SEZNAM PŘÍLOH NA CD.....	75

1 ÚVOD

Elektrické stroje mají již po mnoho let nezastupitelnou pozici v mnoha odvětvích lidské činnosti. V poslední době jsou ovšem díky rostoucí ceně elektrické energie kladeny neustále se zvyšující nároky na účinnost těchto strojů. Proto jsou ve stále větší míře využívány motory, které neobsahují mechanické komutátory. Tím jsou mimo jiné odstraněny i problémy komutátorových motorů, mezi které patří např. jiskření, opotřebení uhlíků a s tím spojená nutnost údržby atd. Typickými zástupci bezkomutátorových strojů jsou asynchronní (indukční) a synchronní motory. Zatímco asynchronní motor je dlouhodobě nejrozšířenějším typem elektrického motoru, motory synchronní prochází obdobím velmi výrazného rozšiřování až v posledních létech. V závislosti na tvaru průběhu magnetické indukce ve vzduchové mezeře je možno rozlišit dva typy synchronního stroje. První z nich, známý pod názvem BLDC (brushless DC) motor, se vyznačuje obdélníkovým průběhem indukce, a slouží především jako náhrada komutátorového stejnosměrného motoru. Díky nutnosti řídit komutaci elektronicky je jeho historie nedílně spjatá s vývojem řídicí elektroniky, a počátky BLDC motoru tak lze vystopovat do šedesátých let minulého století [23]. Druhým typem synchronního stroje je tzv. BLAC (brushless AC) motor, což je standardní střídavý synchronní motor s permanentními magnety na rotoru a sinusovým průběhem magnetické indukce ve vzduchové mezeře. Na rozdíl od BLDC motoru, u kterého jsou napájeny vždy pouze dvě fáze, je tento motor napájen třífázovým sinusovým napětím. Tím je zajištěno menší zvlnění momentu a plynulejší chod. Díky současnému napájení všech tří fází však není možné měřit zpětné elektromotorické (indukované) napětí, což ztěžuje implementaci bezsensorového řízení. Pro zajištění korektní elektronické komutace jak pro BLDC, tak i pro BLAC motor, je nutné znát dostatečně přesnou aktuální polohu rotoru vůči statoru. Zatímco u BLDC je však třeba rozlišit pouhých šest stavů napájení, a pro snímání polohy tak zcela postačují například tři Hallovy snímače, u BLAC je třeba znát polohu v každém okamžiku, a tak je třeba měřit natočení rotoru např. pomocí resolveru či inkrementálního snímače, anebo využít odhadu polohy pomocí estimátoru. Z důvodu vyšší náročnosti na řízení BLAC motorů se v mnoha moderních aplikacích včetně aerospace průmyslu uplatňují právě bezkartáčové stejnosměrné (BLDC) motory. Pro některé konkrétní aplikace je ovšem nevyhnutelné momentové zvlnění BLDC motoru nepřijatelné, a tak jsou vynakládány prostředky na vývoj spolehlivých způsobů řízení BLAC motorů s využitím co nejlevnějších způsobů měření polohy, popřípadě úplně bez sensorů. Důležitými kritérii přitom zůstávají bezpečnost, spolehlivost a dostatečná životnost použitých zařízení. Jednou z těchto aplikací se zabývá i tato práce, zaměřená na vývoj řídicích algoritmů pro sensorové i bezsensorové řízení střídavého synchronního motoru pro kritické aplikace v letectví.

2 FORMULACE PROBLÉMU A CÍLE ŘEŠENÍ

Při konstrukci moderních letadel je stále patrnější snaha snížit jejich spotřebu energie, a tím i náklady na palivo. Jedním ze způsobů, jak toho dosáhnout, je snížit hmotnost jednotlivých subsystémů. Proto se objevil trend nahrazování původních objemných hydraulických aktuátorů, ovládajících řídicí plochy letadel, aktuátory elektromechanickými, které umožňují vynechat zásobníky hydraulické kapaliny, čerpadla a několikanásobně zálohovaných hydraulické okruhy. Tyto nové aktuátory ovšem musí splňovat veškeré požadavky jak na nízkou cenu, tak především na spolehlivost a nízkou hmotnost. Z tohoto důvodu byl v listopadu 2011 oficiálně zahájen projekt Actuation 2015, jehož hlavním cílem je vyvinout a ověřit sadu standardizovaných modulárních aktuátorů pro použití v modernizované verzi letounu Airbus A320.

Tato práce se zabývá vývojem řídicích algoritmů, které budou testovány na modelu aktuátoru, sloužícího k ovládní řídicích ploch letadla. Pohon je realizován pomocí střídavého synchronního motoru s permanentními magnety. Jsou specifikovány požadavky na řízení, zahrnující požadavek na implementaci podřízené proudové smyčky a rychlostní i polohové regulace. Vzorkovací frekvence regulátorů jsou pevně stanoveny, stejně jako dostupné senzory pro měření elektrických i mechanických veličin.

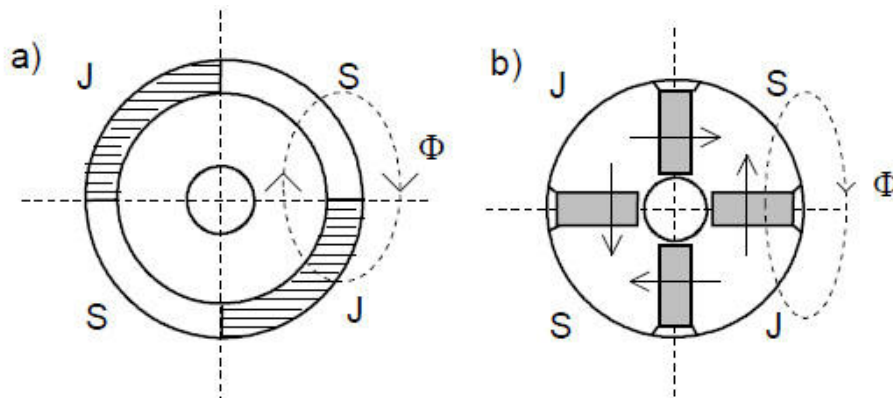
Prvním cílem práce je vytvořit funkční a v rámci možností přesný model chování celého aktuátoru. Tento model bude v zásadě sestaven ze dvou již existujících částí. Pro podrobný popis chování mechanické části soustavy bude použit předběžný model aktuátoru, získaný od zahraničních partnerů projektu. K modelování chování samotného motoru a jeho řídicí jednotky bude použit simulační model motoru, využívající mimo jiné knihoven prostředí Matlab/Simulink pro modelování elektrických strojů (SimPowerSystems). Po kompletaci modelu celého aktuátoru a jeho nezbytné optimalizaci budou zkoumány a implementovány jednotlivé sensorové i bezsensorové algoritmy řízení motoru, s cílem vyvinout algoritmus dostatečně spolehlivý pro tuto kritickou aplikaci. Na závěr bude vytvořeno grafické uživatelské rozhraní (GUI), které bude umožňovat změnu některých parametrů motoru, popřípadě simulovat poruchy senzorů, pro ověření robustnosti a funkčnosti vyvinutých řídicích algoritmů.

3 REŠERŠNÍ STUDIE

Tato kapitola si klade za cíl stručně objasnit problematiku konstrukce a možných způsobů řízení elektronicky komutovaných motorů. Je zde také prezentován matematický model bezkartáčového motoru a nejčastější komutační schémata.

3.1 EC motory

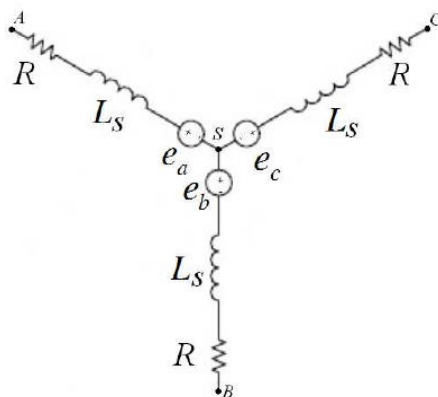
Elektronicky komutovaný motor je v zásadě stejnosměrný motor „obrácený“ naruby. Z toho důvodu je často nazýván bezkomutátorovým stejnosměrným motorem. Konstrukčně sestává ze statoru, který je velmi podobný statoru třífázového asynchronního či synchronního stroje: v drážkách lištěného statoru je uloženo třífázové vinutí (většinou zapojené do hvězdy, možné je však i zapojení do trojúhelníku). Rotor bývá osazen buď permanentními magnety na povrchu (obr. 1a), nebo s magnety uvnitř rotoru s koncentrací magnetického toku pomocí pólových nástavců (obr. 1b).



Obrázek 1: Možná konstrukční řešení rotoru. Převzato z [18]

Osazení permanentních magnetů na rotoru poskytuje konstantní magnetické pole rotoru a umožňuje vysokou efektivitu motoru, velký poměr krouticího momentu k velikosti motoru a malý moment setrvačnosti. Jako magnetických materiálů se používá tvrdých feritů (Durox), popřípadě dražších vzácných zemin (samarium - kobalt, neodym – železo – bor) [18].

Rotory jsou typicky konstruovány jako 2, 4, 6 nebo 8 pólové. Počet pólů ovlivňuje počet elektrických cyklů, potřebných k uskutečnění jedné otáčky motoru. Zatímco dvoupólový motor potřebuje jeden elektrický cyklus na otáčku, u čtyřpólového jsou již potřeba dva elektrické cykly atd. Následující obrázek znázorňuje náhradní schéma statorového vinutí a jeho parametrů v nejčastějším zapojení do hvězdy.



Obrázek 2: Zjednodušené schéma elektrického obvodu EC motoru. Převzato z [14]

V typickém případě jsou všechny tři fáze ekvivalentní, tedy platí rovnice:

$$R_U = R_V = R_W = R \quad (1)$$

$$L_U = L_V = L_W = L_S, \quad (2)$$

kde $R_{U,V,W}$ jsou ohmické odpory vinutí, a $L_{U,V,W}$ jsou indukčnosti vinutí. Indukovaná zpětná elektromotorická napětí mají periodický průběh a jsou vůči sobě navzájem posunutá o 120° . Jejich amplituda je přímo úměrná rychlosti rotoru.

Korektním řízením proudů ve vinutích statoru je možné regulovat amplitudu a natočení statorového proudového vektoru. Cílem komutace je udržet určitý úhel tohoto pole vzhledem k magnetickému poli rotoru, tak aby byl zajištěn optimální krouticí moment. K tomu je třeba znát aktuální polohu rotorového magnetického pole. Podle přesnosti dostupné informace o poloze rotoru je možné implementovat dva základní typy komutace: lichoběžníkovou (známou také jako 6-step), což je standardní komutační schéma pro BLDC motory, a sinusovou, která se používá pro střídavé synchronní stroje s permanentními magnety na rotoru (PMSM – permanent magnet synchronous motor, značený také jako BLAC – brushless AC).

Na tomto místě je třeba objasnit rozdíl v konstrukci BLDC motorů a PMSM. Zatímco na první pohled jsou oba typy konstrukčně velice podobné, je třeba mít na zřeteli, že každý z těchto motorů je optimalizován pro daný typ komutace. Pro sinusovou komutaci u PMSM je třeba dosáhnout sinusového průběhu magnetického pole ve vzduchové mezeře (na rozdíl od obdélníkového průběhu u BLDC motoru). To je zajištěno jiným způsobem vinutí vodičů na statoru a také odlišnou velikostí pólového krytí. Pólové krytí, neboli poměr obvodu pólových nástavců (popřípadě obvodu permanentních magnetů) k obvodu vzduchové mezery, u střídavého synchronního motoru s permanentními magnety tak dosahuje hodnot blízkých jedné, kdežto pólové krytí BLDC motorů je přibližně dvoutřetinové [18].

	BLAC Motor	BLDC Motor
Napájení	Třífázový sinusový proud	Dvoufázový obdélníkový proud
Odměrování polohy	Spojité	Diskrétní (po 60°)
Řízení	Plynulé	Nespojité
Momentové pulzace	Ne	Ano, zvláště při nízkých rychlostech
Rovnoměrnost otáčení	Lepší	Horší
Cena	Dražší	Levnější

Tabulka 1: Srovnání BLAC a BLDC motoru [18]

3.2 Matematický model bezkartáčového motoru

Tato kapitola představuje odvození matematického modelu EC motoru. Matematický popis soustavy má umožnit její simulování a ověřování vlastností bez nutnosti mít přístup k reálnému systému, musí proto co nejvěrněji popisovat chování skutečné soustavy. V tomto případě bude pomocí odvozeného matematického modelu sestaven model simulační, na kterém budou testovány řídicí algoritmy.

Bezkartáčový motor je možno, s přijetím jistých zjednodušujících předpokladů, poměrně snadno popsat pomocí diferenciálních rovnic. Předpoklady jsou následující:

- jde o třífázový elektrický stroj se symetrickým vinutím zapojeným do hvězdy
- indukčnost jednotlivých fázových vinutí je konstantní
- ztráty v železe a vířivé proudy jsou zanedbány
- vlivy teploty nejsou uvažovány
- magnetický obvod motoru není nasycený
- všechny tři fáze mají stejný ideální tvar indukovaného napětí

Pro napětí na statorových vinutích pak platí:

$$\begin{aligned}
 u_U &= R_U i_U + \frac{d}{dt} \psi_U \\
 u_V &= R_V i_V + \frac{d}{dt} \psi_V \\
 u_W &= R_W i_W + \frac{d}{dt} \psi_W,
 \end{aligned} \tag{3}$$

kde R_U , R_V a R_W jsou odpory jednotlivých vinutí, i_U , i_V a i_W jsou fázové proudy a ψ_U , ψ_V a ψ_W označují spřažené magnetické toky. Ty jsou dále vyjádřeny jako součet spřaženého magnetického toku permanentních magnetů $\psi_B(\vartheta_{el})$ a magnetického indukčního toku vinutí Li . Pro jednotlivé fáze jsou tedy spřažené magnetické toky:

$$\begin{aligned}
 \psi_U &= L_U i_U + \psi_{BU}(\vartheta_{el}) \\
 \psi_V &= L_V i_V + \psi_{BV}(\vartheta_{el}) \\
 \psi_W &= L_W i_W + \psi_{BW}(\vartheta_{el})
 \end{aligned} \tag{4}$$

Fázové napětí lze po dosazení rovnic (4) do (3) vyjádřit ve tvaru:

$$\begin{aligned}
 u_U &= R_U i_U + L_U \frac{di_U}{dt} + u_{BemfU} \\
 u_V &= R_V i_V + L_V \frac{di_V}{dt} + u_{BemfV} \\
 u_W &= R_W i_W + L_W \frac{di_W}{dt} + u_{BemfW}
 \end{aligned} \tag{5}$$

kde indukované elektromotorické napětí u_{Bemf} je obecně definováno jako časová derivace spřaženého magnetického toku permanentních magnetů:

$$u_{Bemf} = -\frac{d}{dt} \psi_B(\vartheta_{el}), \tag{6}$$

neboli pro jednotlivé fáze:

$$\begin{aligned}
 u_{BemfU} &= -\omega \cdot K_e \cdot f_U(\vartheta_{el}) \\
 u_{BemfV} &= -\omega \cdot K_e \cdot f_V(\vartheta_{el}) \\
 u_{BemfW} &= -\omega \cdot K_e \cdot f_W(\vartheta_{el}),
 \end{aligned} \tag{7}$$

přičemž ω označuje úhlovou rychlost rotoru, K_e je elektrická konstanta stroje a $f_U(\vartheta_{el})$, $f_V(\vartheta_{el})$ a $f_W(\vartheta_{el})$ jsou funkce, popisující závislost indukovaného napětí na elektrickém natočení. V případě synchronního motoru s permanentními magnety na rotoru (PMSM), kterým se tato práce bude dále podrobněji zabývat, má tato funkce sinusový průběh a rovnice (7) je tedy možné přepsat do tvaru:

$$\begin{aligned}
 u_{BemfU} &= -\omega \cdot K_e \cdot \sin [(\vartheta - F_U) \cdot Pol_{num}] \\
 u_{BemfV} &= -\omega \cdot K_e \cdot \sin [(\vartheta - F_V) \cdot Pol_{num}] \\
 u_{BemfW} &= -\omega \cdot K_e \cdot \sin [(\vartheta - F_W) \cdot Pol_{num}],
 \end{aligned} \tag{8}$$

kdy F_U , F_V a F_W značí vzájemné natočení fázových vinutí a Pol_{num} odpovídá počtu pólových dvojic stroje.

Vnitřní elektromagnetický moment stroje m_i je dán součtem momentů jednotlivých fází M_U , M_V , M_W :

$$m_i = M_U + M_V + M_W \tag{9}$$

kde fázové momenty jsou definovány jako součiny fázových proudů s polohovou derivací spřažených toků permanentních magnetů na rotoru:

$$m_i = i_U \frac{d\psi_{BU}}{d\vartheta} + i_V \frac{d\psi_{BV}}{d\vartheta} + i_W \frac{d\psi_{BW}}{d\vartheta} \tag{10}$$

Tato derivace má pro PMSM opět sinusový průběh v závislosti na poloze a je tedy možné ji vyjádřit jako:

$$\begin{aligned}\frac{d\psi_{BU}}{d\vartheta} &= K_m \sin [(\vartheta - F_U) \cdot Pol_{num}] \\ \frac{d\psi_{BV}}{d\vartheta} &= K_m \sin [(\vartheta - F_V) \cdot Pol_{num}] \\ \frac{d\psi_{BW}}{d\vartheta} &= K_m \sin [(\vartheta - F_W) \cdot Pol_{num}],\end{aligned}\quad (11)$$

kde K_m označuje mechanickou konstantu motoru. Z dosazení do rovnice (10) je tedy zjevné, že elektromagnetické momenty jednotlivých fází synchronního motoru s permanentními magnety lze zapsat ve tvaru:

$$\begin{aligned}M_U &= i_U \cdot K_m \cdot \sin [(\vartheta - F_U) \cdot Pol_{num}] \\ M_V &= i_V \cdot K_m \cdot \sin [(\vartheta - F_V) \cdot Pol_{num}] \\ M_W &= i_W \cdot K_m \cdot \sin [(\vartheta - F_W) \cdot Pol_{num}],\end{aligned}\quad (12)$$

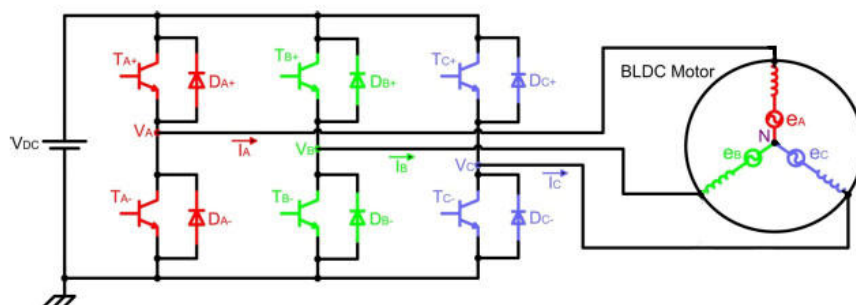
K dosud uvedeným vztahům je třeba přiřadit ještě rovnici rovnováhy momentů, popisující chování mechanické části stroje:

$$m_i = J \frac{d\omega}{dt} + M_{ext} + M_t, \quad (13)$$

přičemž J značí celkový moment setrvačnosti, M_{ext} označuje externí zatížení motoru a M_t zahrnuje mechanické ztráty v motoru. Výše uvedené rovnice mohou být velmi snadno implementovány do prostředí Matlab/Simulink pro vytvoření simulačního modelu EC motoru.

3.3 Komutace EC motoru

Bezkartáčové motory (BLDC i BLAC) jsou obvykle napájeny pomocí třífázového můstku (viz. obr. 5), jehož tranzistory jsou spínány řídicím obvodem v závislosti na zvolené komutační strategii. Změna rychlosti motoru může být řešena buď změnou napětí stejnosměrného meziobvodu, anebo pomocí PWM (pulsní šířkové modulace).



Obrázek 3: Trojfázový můstek s připojeným motorem. [6]

Existují dvě základní strategie řízení: buď je možno využít řízení skalárního, anebo vektorového.

3.3.1 Skalární řízení

Hlavní myšlenkou skalárního řízení je nastavení požadované rychlosti motoru pomocí změny napájecího napětí. Přitom je ovšem třeba zachovat poměr napájecího napětí U k jeho frekvenci f , musí tedy platit:

$$\frac{U}{f} = konst. \quad (14)$$

Tím je zaručeno, že magnetický tok rotoru má ideální hodnotu (tedy nedochází k přebuzení, ani odbuzení). Skalární řízení nebere ohled na elektromagnetické jevy uvnitř stroje, a nelze s ním regulovat okamžitou hodnotu momentu, což způsobuje zhoršenou dynamiku řízení rychlosti.

V závislosti na konstrukci motoru se volí lichoběžníková (pro BLDC motor), nebo sinusová (pro BLAC motory) komutace. Je samozřejmě možné řídit BLDC motor pomocí sinusové komutace a naopak, ale díky optimalizaci motoru pro dané komutační schéma je tím dosahováno zhoršených výsledků [16]. Podrobněji je teorie skalárního řízení rozebrána například v publikaci [9].

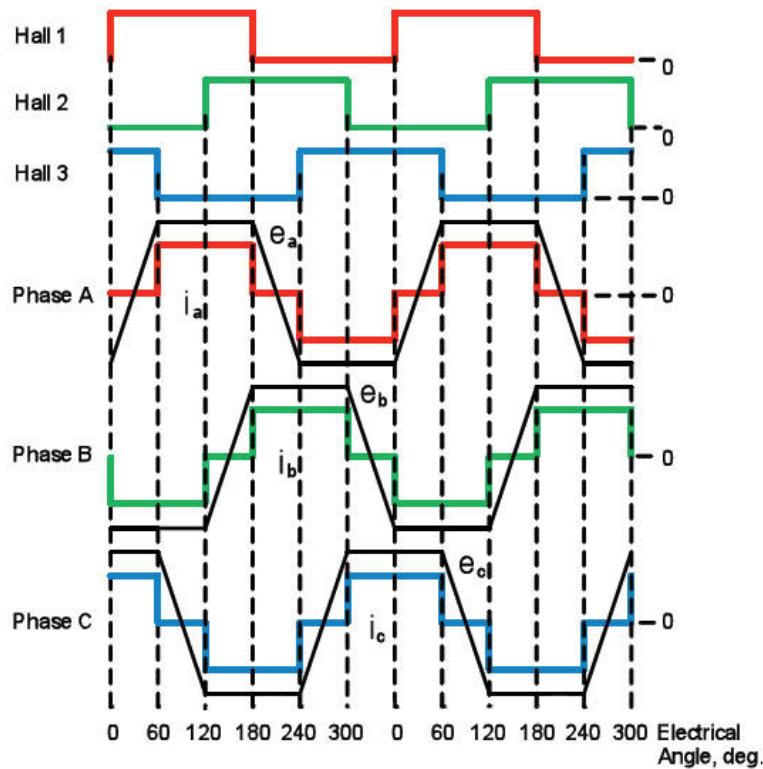
3.3.1.1 Lichoběžníková komutace

Lichoběžníková (6-step) komutace napájí v každém okamžiku dvě ze tří fází BLDC motoru podle jednoduchého schématu. Tato metoda je velmi rozšířená právě díky jednoduchosti řídicího algoritmu. Při použití tří Hallových senzorů je během jedné elektrické otáčky získáno šest různých kombinací jejich výstupů, které přímo odpovídají šesti různým konfiguracím tranzistorů v můstku. Úkolem řídicího obvodu je tedy pouze realizace komutační tabulky (viz. tabulka 2). Pro změnu směru otáčení přitom stačí pouze negovat výstupy Hallových čidel, čímž dojde k posunutí snímaného natočení o 180° elektrických a otočení magnetického pole statoru o stejný úhel. Komutační tabulka přitom zůstává nezměněna.

Natočení [°elektrické]	Stavy Hallových senzorů			Sepnutá dvojice tranzistorů
	A	B	C	
0-60	1	0	1	TC+, TB-
60-120	1	0	0	TA+, TB-
120-180	1	1	0	TA+, TC-
180-240	0	1	0	TB+, TC-
240-300	0	1	1	TB+, TA-
300-360	0	0	1	TC+, TA-

Tabulka 2: Komutační tabulka pro lichoběžníkovou komutaci [22]

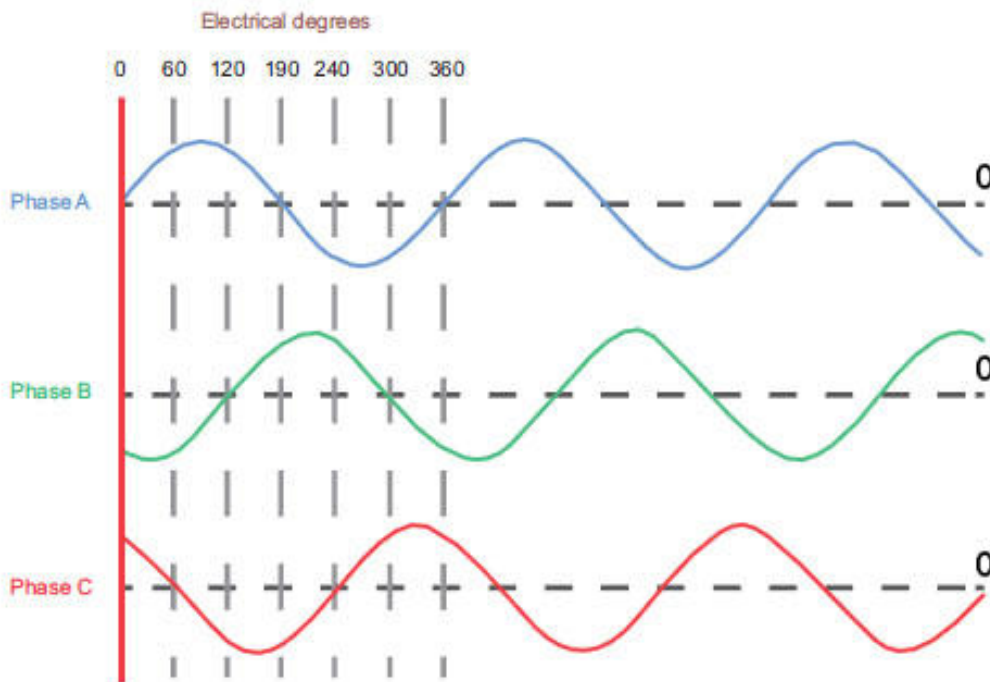
Lichoběžníková komutace je efektivní pro řízení rychlosti motoru, její velkou nevýhodou je však zvlnění momentu, zvláště při nízkých rychlostech. To ji předurčuje pro nízkonákladové aplikace s požadavkem na jednoduché řízení v uzavřené smyčce.



Obrázek 4: Průběhy signálů z Hallových sond a fázových veličin [16]

3.3.1.2 Sinusová komutace

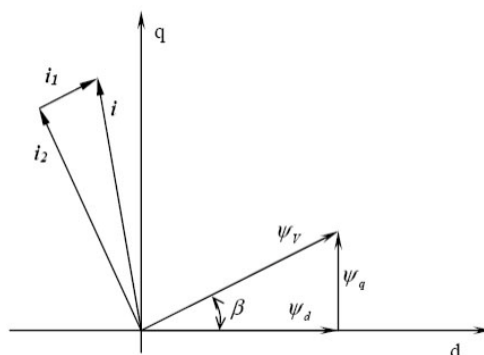
Sinusové řídicí schéma nahrazuje obdélníkový tvar proudů sinusovkou, která přesněji odpovídá průběhu indukovaného napětí BLAC motoru. Pro korektní sinusovou komutaci je ovšem esenciální znalost přesné polohy rotoru. To je často zajištěno použitím enkodéru či resolveru. Tyto senzory však navyšují cenu celého systému, a tak mohou být za určitých podmínek použity i tři Hallova čidla, stejně jako u lichoběžníkové komutace. V takovém případě je třeba aproximovat aktuální polohu rotoru v obdobích mezi jednotlivými změnami výstupů z Hallových senzorů. Sinusová komutace moduluje trojfázový proud ve vinutích, což eliminuje zvlnění momentu a dovoluje přesnou regulaci motoru. Na druhou stranu, maximální dosažitelný moment je oproti lichoběžníkové komutaci nižší. Sinusový průběh napájení je zajištěn pomocí PWM.



Obrázek 5: Nákres průběhů fázových proudů při sinusové komutaci [24]

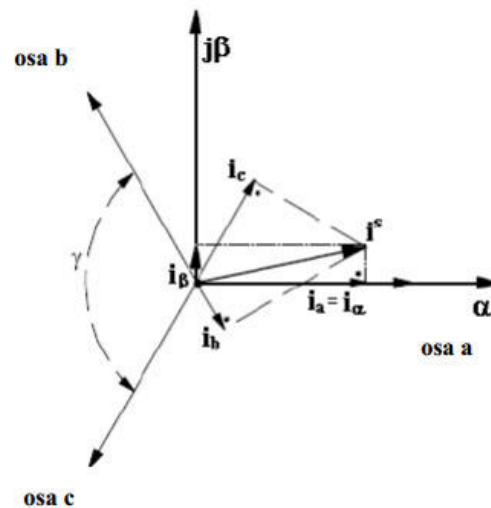
3.3.2 Vektorové řízení

Vektorové řízení transformuje třífázový statorový proud na tokotvornou (magnetizační) a momentotvornou složku a umožňuje tak oddělené řízení momentu a magnetického toku. Díky vyšší výpočetní náročnosti je vhodné především pro náročné aplikace s pohony s velkou dynamikou [16]. Jeho princip spočívá v rozdělení rotujícího proudového vektoru (komplexoru) na dvě vzájemně kolmé složky. První, tokotvorná, složka proudu je ve fázi s vektorem výsledného magnetického toku a ovlivňuje magnetizaci a jalový výkon. Druhá (momentotvorná) složka spolu s absolutní hodnotou výsledného magnetického toku vytváří moment a činný výkon.



Obrázek 6: Fázový diagram vektorového řízení. Převzato z [9]

K převedení tříosého souřadného systému statorových vinutí (U , V , W ; v některých publikacích značené také jako a , b , c) do dvou vzájemně kolmých os (α , β) je využito Clarkovy transformace.

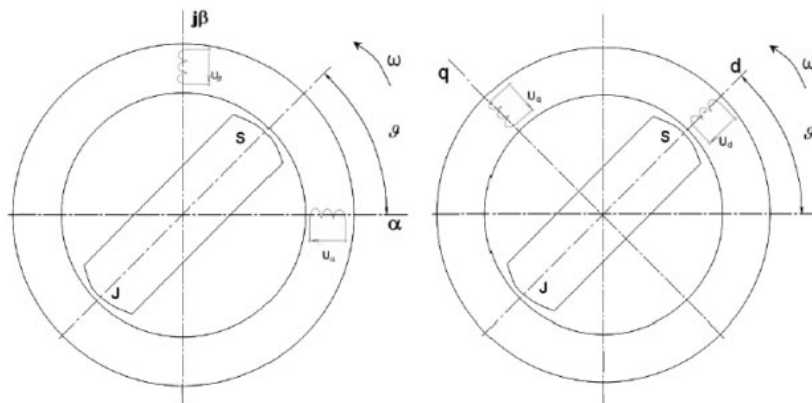


Obrázek 7: Princip Clarkovy transformace. Převzato z [9]

Maticový zápis Clarkovy transformace pro přepočítání fázových proudů $i_{U,V,W}$ do souřadného systému $\alpha\beta$ je následující:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & \cos \gamma & \cos(2\gamma) \\ 0 & \sin \gamma & \sin(2\gamma) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_U \\ i_V \\ i_W \end{bmatrix}, \quad (15)$$

přičemž γ značí vzájemný úhel mezi jednotlivými fázemi. Je však třeba vzít v potaz, že během otáčení rotoru dochází ke změně vazby mezi rotorem a satorovým vinutím. Tento problém je odstraněn s využitím Parkovy transformace, vytvořením fiktivních satorových vinutí (d, q), jejichž souřadný systém je totožný se souřadným systémem rotoru [9]. To zajišťuje stálou magnetickou vazbu mezi vinutím rotoru a satoru.



Obrázek 8: Schématický náčrt Parkovy transformace. Převzato z [9]

Parkova transformace je popsána rovnicí (16), kde ϑ představuje vzájemné natočení osy satoru a osy rotoru.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \vartheta & \sin \vartheta \\ -\sin \vartheta & \cos \vartheta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}, \quad (16)$$

Komutační metoda	Regulace rychlosti	Regulace momentu		Požadované senzory polohy	Složitost řídicího algoritmu
		Nízké rychlosti	Vysoké rychlosti		
Lichoběžníková	Vynikající	Zvlnění momentu	Efektivní	Hallovy čidla	Nízká
Sinusová	Vynikající	Vynikající	Neefektivní	Enkodér, Resolver, (Hallové čidla)	Střední
Vektorové řízení	Vynikající	Vynikající	Vynikající	Snímače proudu, Enkodér	Vysoká

Tabulka 3: Porovnání jednoduchých komutačních metod. [16]

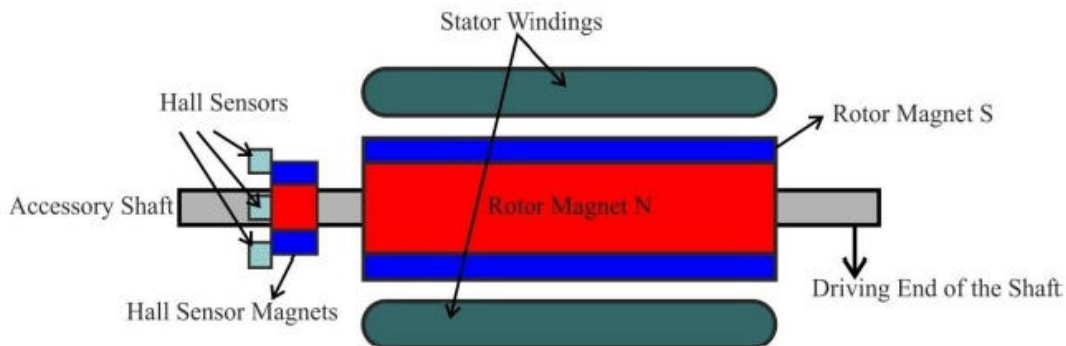
3.4 Řídicí algoritmy podle dostupnosti senzorů polohy rotoru

Již v první kapitole bylo zmíněno, že ke korektnímu řízení EC motoru je třeba znát s dostatečnou přesností aktuální polohu rotoru. Jedině tak je možno zajistit plynulý chod a maximální moment. Ke zjištění polohy rotoru je možno buď využít senzorů, anebo se spolehnout na odhad a využít některého algoritmu bezsenzorového řízení.

3.4.1 Senzorové řízení

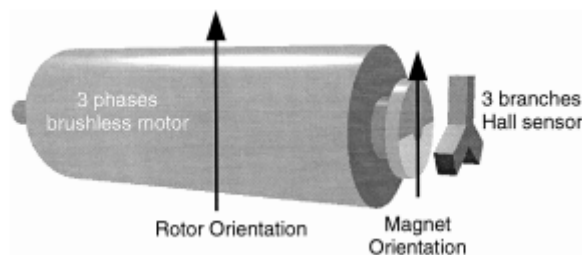
Za předpokladu, že jsou k dispozici senzory natočení rotoru, požadované pro danou komutační strategii, jsou řídicí algoritmy poměrně prosté. Při znalosti polohy rotoru stačí pro získání požadovaného tvaru a amplitudy napájecího napětí pouze spínat pomocí PWM správnou kombinaci tranzistorů. Tato kapitola se tedy zaměřá především na druhy senzorů, využívané pro detekování polohy rotoru.

Zdaleka nejčastěji je pro algoritmy senzorového řízení používána trojice senzorů, využívajících principu Hallova jevu, umístěných na statoru s vzájemným natočením 120°. Kombinace trojice binárních výstupů senzorů určuje polohu rotoru s přesností 60° elektrických. Hallová čidla mohou být umístěna přímo v plášti statoru. Tak mohou snímat přímo magnetické pole rotorových magnetů. Toto řešení je však citlivé na elektromagnetické rušení od statorových cívek a na přesnost umístění čidel (nepřesná instalace vnáší chybu do snímané polohy). Druhou možností je instalovat senzory přímo do víka motoru na nezatížené straně hřídele. Na hřídel se pak nainstalují samostatné magnety pro snímání polohy. Přesné nastavení vzájemné polohy je pak možné pomocí natáčení desky s čidly.



Obrázek 9: Umístění Hallových čidel na nezátížené straně hřídele. Převzato z [6]

S postupující miniaturizací EC motorů byly vyvinuty i nové typy senzorů na bázi Hallova jevu, například tříramenný vertikální Hallův senzor. Každé rameno může být chápáno jako polovina Hallova čidla a vzájemné natočení ramen je 120° (obr. 10). Díky analogovému výstupu a spojitě informaci o aktuálním natočení magnetického pole může být snadno využit i k řízení BLAC motoru bez nutnosti odhadovat polohu rotoru.



Obrázek 10: Návrh tříramenného Hallova senzoru s motorem. Převzato z [3]

Podle autorů byl senzor otestován na motoru o průměru 5mm a pracoval až do maximálních otáček motoru $90\,000\text{ ot.min}^{-1}$ [3].

Jiným typem senzoru, použitelným pro měření rychlosti a polohy rotoru je magnetický enkodér. Změny magnetického pole v závislosti na rotaci hřídele jsou detekovány buď díky Hallově efektu (za pomoci několika Hallových sond v jednom pouzdře), nebo díky magnetorezistivitě (změna elektrického odporu v závislosti na změně magnetického pole). Díky nižší ceně jsou i přes nižší přesnost v současnosti preferovány především první jmenované. Výstupní signál může být analogový, tedy proporcionalní k natočení, nebo digitální, s rozlišením obvykle mezi 8 a 14 bity.



Obrázek 11: Magnetický enkodér. Převzato z [21]

Dalším využitelným čidlem polohy je kromě tradičního resolveru i resolver reluktanční. Jeho princip spočívá v detekci změny intenzity magnetického pole, která probíhá pomocí snímacích cívek, umístěných ve statoru čidla. Tato změna je proporcionální vzhledem k poloze rotoru čidla. Hlavní výhodou reluktančního resolveru je spolehlivost, absence vinutí na rotoru a nezávislost na elektrickém napájení (napětí na snímačích je indukováno změnou magnetického pole).



Obrázek 12: Reluktanční resolver. Převzato z [25]

3.4.2 Bezsenzorové řízení

V případě, že z nějakého důvodu dojde k výpadku polohových čidel, popřípadě tato čidla nejsou například z důvodu ušetření nákladů vůbec implementována, je třeba zajistit korektní komutaci motoru pomocí některého z algoritmů bezsenzorového řízení. V případě, že se jedná o BLDC motor, je možné měřit elektrické veličiny na odpojené (plovoucí) fázi a aktuální polohu a okamžik komutace určit pomocí těchto měřených veličin. Algoritmy bezsenzorového řízení BLDC motoru, jako je např. detekce průchodu indukovaného napětí nulou, metoda integrace indukovaného napětí, nebo metoda integrace třetí harmonické indukovaného napětí, jsou podrobněji popsány jinde [11, 12], a díky hlavnímu zaměření této práce se jimi nebudeme podrobněji zabývat. Náplní této publikace je především řízení BLAC motoru, napájeného trojfázovým sinusovým napětím. Díky neexistenci plovoucí fáze jsou výše zmíněné metody nepoužitelné.

V zásadě lze použitelné strategie bezsenzorového řízení rozdělit do tří základních skupin [1, 2]:

- metody založené na měření elektrických veličin
- metody založené na injektáži vysokofrekvenčního signálu
- metody využívající umělé inteligence

První skupinu metod, založených na měření elektrických veličin, je pak možno dále rozčlenit podle schopnosti algoritmu přizpůsobit parametry modelu reálné soustavy na metody adaptivní a neadaptivní. Následující metody, již bez dalšího řazení do podtříd, jsou podle publikovaných prací [4] vhodné pro bezsenzorové řízení BLAC motoru s vysokou dynamikou:

3.4.2.1 Metody založené na výpočtu indukovaného napětí

Princip této metody je založen na vzájemném vztahu indukovaného napětí a polohy rotoru. Protože spřažený tok rotorových magnetů má vždy souhlasný směr s osou d , indukované napětí se promítá na osu q . Pozice rotoru může být vypočítána podle rovnic (15) promítnutím vektoru indukovaného napětí z rotujícího souřadného systému dq do stacionárního souřadného systému $\alpha\beta$.

$$\begin{aligned}\epsilon_{\alpha} &= \omega_{\text{est}}\psi_m \sin \vartheta_{\text{est}} = -u_{\alpha} + R_s i_{\alpha} + L \frac{d}{dt} i_{\alpha} \\ \epsilon_{\beta} &= \omega_{\text{est}}\psi_m \cos \vartheta_{\text{est}} = u_{\beta} + R_s i_{\beta} + L \frac{d}{dt} i_{\beta} \\ \vartheta_{\text{est}} &= \tan^{-1} \frac{\epsilon_{\alpha}}{\epsilon_{\beta}}\end{aligned}\quad (17)$$

Existují i jiné metody, vyžadující použití pozorovatele magnetického toku nebo Kalmanova filtru. Strategie založené na výpočtu indukovaného napětí poskytují dobré výsledky při středních a vysokých rychlostech, ovšem při nízkých rychlostech je indukované napětí příliš malé pro spolehlivé rozlišení polohy. Tento soubor metod tedy není možné použít pro rozběh BLAC motoru [4].

3.4.2.2 Metody založené na statorovém spřaženém toku

Tato metoda odhaduje polohu rotoru za pomoci statorového magnetického toku. Vektor spřaženého toku je vypočítán pomocí rovnic pro výpočet napětí ve stacionárním souřadném systému (α, β) . Jak je zřejmé z rovnic (16), pro výpočet je potřebná znalost fázových napětí, proudů a odporů, přepočítaných do souřadného systému $\alpha\beta$.

$$\begin{aligned}\psi_{\alpha} &= \int (u_{\alpha} - R_s i_{\alpha}) dt \\ \psi_{\beta} &= \int (u_{\beta} - R_s i_{\beta}) dt\end{aligned}\quad (18)$$

Tato metoda neumožňuje detekovat počáteční polohu rotoru, je tedy nepoužitelná pro rozběh [1, 4].

3.4.2.3 Metoda výpočtu fázové indukčnosti

Indukčnosti statorových cívek jsou závislé na poloze rotoru. Existují bezsenzorové metody řízení synchronního motoru, odhadující pozici rotoru pomocí online výpočtu fázových indukčností. Předpokládá se, že indukčnost se nemění během jednoho spínacího cyklu, je tedy vyžadována vysoká spínací frekvence. Vypočítané indukčnosti jsou porovnávány s vyhledávací tabulkou, která obsahuje indukčnosti pro různé polohy rotoru.

Pro výpočet indukčností je třeba znát elektrický odpor statoru a spřažený magnetický tok permanentních magnetů na rotoru. Pro přesný výpočet polohy je nutná spínací frekvence měniče aspoň 10 kHz [15]. Ani tato metoda z principu neumožňuje detekci počáteční polohy rotoru při nulových otáčkách.

3.4.2.4 Metoda předpokládané pozice rotoru

V této metodě je prováděn předpoklad pozice rotoru, a na jeho základě jsou počítány elektrické veličiny (napětí nebo proudy). Poté jsou tyto veličiny změřeny, je provedena transformace do rotorového souřadného systému, a odchylka původního výpočtu a měření je použita k opravě předpokládané pozice. Tato metoda umožňuje výpočet chyby odhadu jak pomocí proudu, tak pomocí napětí, použití proudu ovšem poskytuje lepší výsledky [15]. Počáteční pozice rotoru v klidovém stavu není touto metodou detekovatelná.

3.4.2.5 Metody založené na pozorovateli

Metody založené na pozorovateli využívají model stroje, na jehož vstupy jsou přiváděny stejné signály, jako do skutečné soustavy (např. napětí, zátěžný moment). Do pozorovatele je zahrnut rozdíl mezi vypočítanými a skutečnými výstupy stroje (rychlost, natočení), sloužící ke korekci hodnot odhadnutých a skutečných veličin. Díky nelineárnosti BLAC motoru je návrh stavového pozorovatele poměrně složitý. Pozorovatel, založený na modelu, je navíc nutně ovlivněn nepřesnostmi odhadu parametrů skutečného stroje. Pro zdokonalení je možné využít odhadu parametrů online. Metody založené na pozorovateli obecně vyžadují velký výpočetní výkon a není možné jich použít pro detekci počáteční pozice rotoru [2, 15].

3.4.2.6 Metody založené na injektáži vysokofrekvenčního signálu

Principem těchto metod je superpozice vysokofrekvenčního proudu nebo napětí na základní buzení stroje. Tento vysokofrekvenční signál indukuje proudy nebo napětí, ze kterých se dá získat informace o natočení rotoru. Výhodou metody je možnost detekování pozice rotoru při nulové rychlosti, protože vysokofrekvenční signál je injektován nezávisle na velikosti buzení [4].

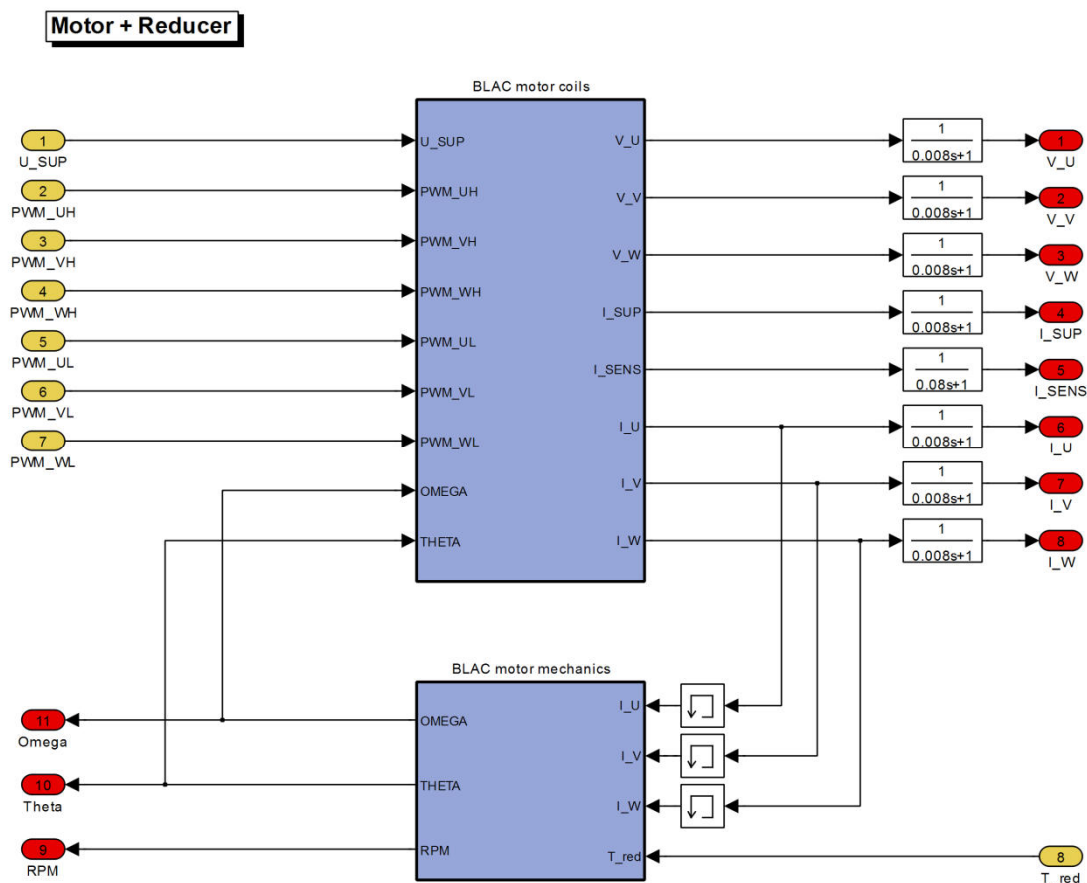
3.4.2.7 Metody založené na využití algoritmů umělé inteligence

Soubor metod, využívajících neuronových sítí, popřípadě fuzzy logiky. Tyto řídicí metody nevyžadují sestavení matematického modelu motoru a zároveň vykazují dobré potlačení šumu. Navíc jsou snadno rozšiřitelné a modifikovatelné, mohou být robustní vzhledem ke změnám parametrů motoru a nejsou tak náročné na výpočetní kapacitu, jako např. metody založené na pozorovateli [1].

4 OPTIMALIZACE A ÚPRAVY MODELU MOTORU

Jelikož tato práce do jisté míry navazuje na již dříve publikovaná díla [10, 20], nebylo třeba vytvářet kompletní model EC motoru a jeho řízení od počátku. Místo toho bylo potřeba seznámit se s modely již používanými, a ty pak následně upravit a optimalizovat pro funkci v zadané aplikaci. To platí především pro model EC motoru, vytvořený v aplikaci Matlab/Simulink s využitím toolboxu SimPowerSystems pro modelování výkonové elektroniky. Tento model byl totiž z velké části přejat od firmy UNIS. Model soustavy, sloužící jako pracovní zátěž motoru, byl i s dokumentací [7] dodán zahraničními partnery projektu Actuation 2015, a nebylo tedy třeba, kromě ověření jeho správné funkce, do něj příliš zasahovat.

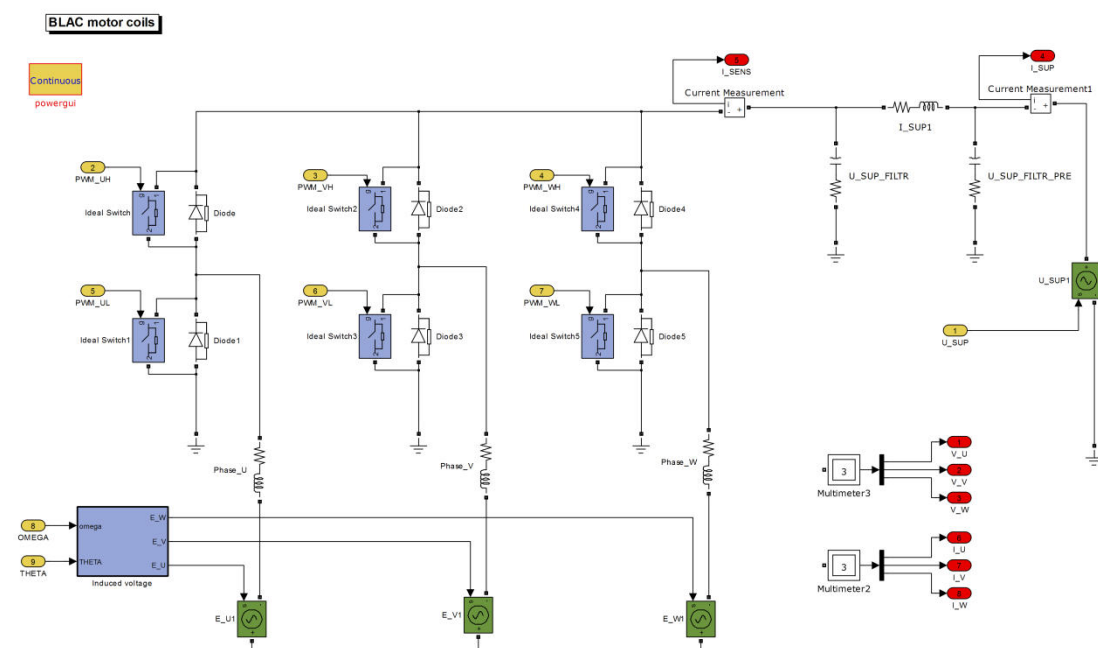
Model EC motoru je rozdělen na dva základní logické celky, kdy první blok popisuje elektrickou část motoru, popsanou rovnicemi (3)-(8), a ve druhém bloku je namodelováno mechanické chování stroje, dané rovnicemi (9)-(13).



Obrázek 13: Simulační model BLAC motoru

4.1 Elektrická část motoru

K modelování elektrických součástí motoru byl využit toolbox SimPowerSystems, který umožňuje simulovat chování elektrických součástí. Díky tomu odpadla nutnost modelovat některé diferenciální rovnice elektrického stroje pomocí základních bloků prostředí Matlab, a místo toho bylo možné využít intuitivnější vytváření modelu pomocí umístování elektrických prvků do obvodu.



Obrázek 14: Elektrická část modelu BLAC motoru

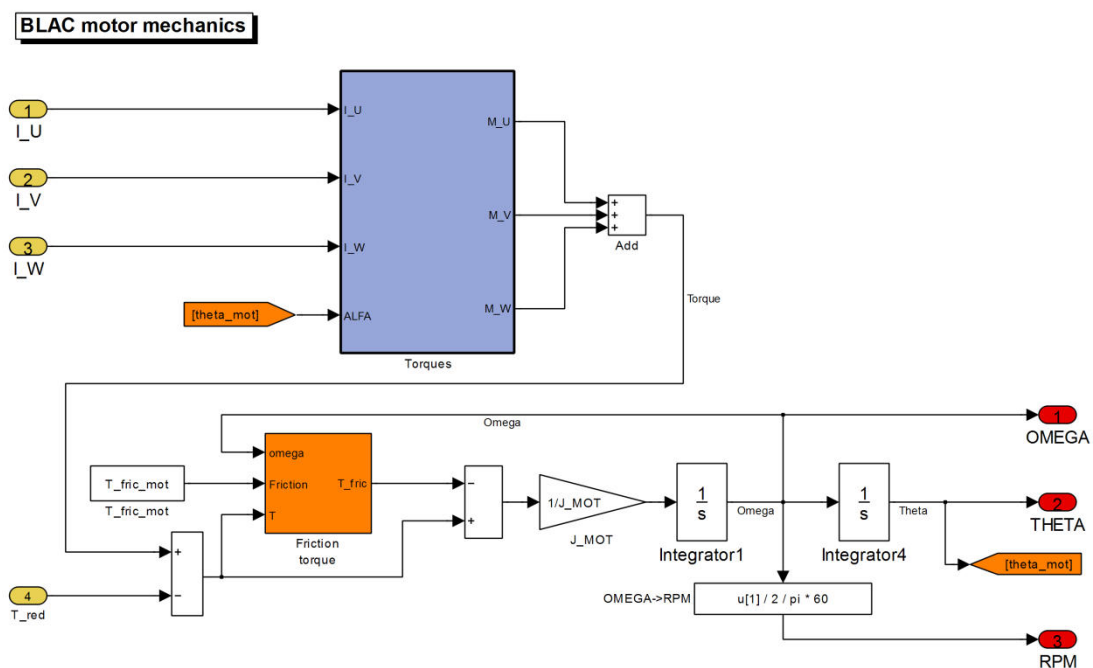
Nevýhodou daného řešení ovšem je, že využitý toolbox používá vlastní numerický řešič. Vystala tak otázka, zda bude možné za běhu simulace měnit některé parametry motoru (například hodnotu odporu vinutí) v závislosti na změně okolních podmínek. K ověření tohoto faktu bylo vytvořeno primitivní grafické prostředí, obsahující funkci, která na základě vložené teploty přepočítává ohmické odpory statorových vinutí a nastavuje jejich hodnoty v modelu. Díky tomuto experimentu bylo potvrzeno, že změna elektrických parametrů motoru není za běhu možná. Z důvodu standardizace modelu motoru ovšem bylo rozhodnuto o jeho zachování a dalším použití i přes zmiňovanou nevýhodu.



Obrázek 15: Grafické prostředí pro výpočet změny odporu vinutí vlivem teploty

4.2 Mechanická část motoru

Mechanická část motoru je vytvořena modelováním diferenciálních rovnic s využitím základních bloků prostředí Simulink. Následující obrázek znázorňuje model mechaniky motoru, popsané rovnicemi (9)-(13).



Obrázek 16: Mechanická část modelu motoru s implementovaným novým modulem tření

Jedním z požadavků byla záměna dosavadního modelu mechanických ztrát, reprezentovaného pomocí viskózního tření, za komplexnější model Coulombova tření, do kterého byl zahrnut zjednodušený Stribeckův efekt. Tření je tedy nově popsáno pomocí funkce:

$$0 < |\omega| \leq \omega_{max}: M_t = -T \left(c_f + \frac{(1 - c_f)|\omega(t)|}{\omega_{max}} \right) \cdot \text{sgn}[\omega(t)],$$

$$|\omega| > \omega_{max}: M_t = -T \cdot \text{sgn}[\omega(t)], \quad (19)$$

kde M_t je výsledný moment třecích sil, T představuje hodnotu momentu, způsobeného Coulombovým třením, c_f je poměr statického k dynamickému tření, ω_{max} označuje maximální úhlovou rychlost, při které je rovnice využita, a $\omega(t)$ značí aktuální úhlovou rychlost rotoru [7].

Součástí modelu motoru byla i funkční a odladěná verze modelu Hallových senzorů, která byla otestována a využita i pro nově navrhované algoritmy.

Parametr	Značka	Hodnota	Jednotka
Moment setrvačnosti	J	$3,54 \cdot 10^{-4}$	Kg.m ²
Moment třecích sil	T	0,5	Nm
Mechanická konstanta	K_m	$0,95/\sqrt{3}$	Nm.A ⁻¹
Elektrická konstanta	K_e	$0,95/\sqrt{3}$	V.s.rad ⁻¹
Odpor statorových vinutí	R_U, R_V, R_W	$0,72/\sqrt{3}$	Ω
Indukčnost statorových vinutí	L_U, L_V, L_W	$0,625 \cdot 10^{-3}/\sqrt{3}$	H
Počet pólových dvojic	Pol_{num}	3	-
Výkon motoru	P	5	kW
Nominální napětí	U_{sup}	540	V

Tabulka 4: Zadané parametry motoru

5 IMPLEMENTACE SENZOROVÉHO ŘÍZENÍ

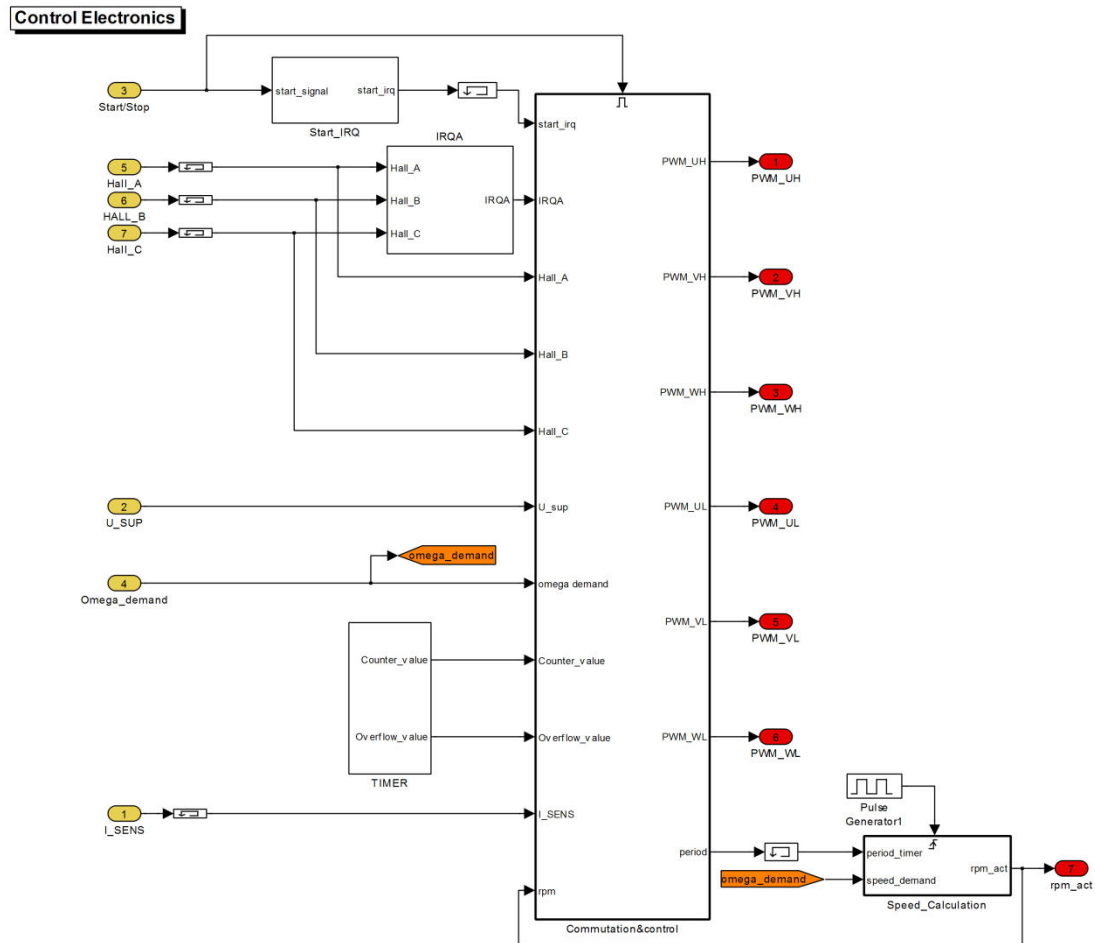
Pro implementaci senzorového řízení BLAC motoru bylo požadováno otestovat a optimalizovat algoritmus, využívající levných senzorů polohy – tří Halloových čidel, umístěných s vzájemným natočením 120°. Jelikož však tento způsob snímání polohy rotoru zajišťuje pouze detekci pozice v intervalech 60° elektrických, je pro zajištění korektní komutace motoru nutno odhadovat aktuální polohu v těchto intervalech mezi změnami výstupů Halloových čidel.

Předložené řešení využívá jednoduchého odhadu, založeného na předpokladu, že rychlost rotoru se v rámci dvou po sobě jdoucích elektrických otáček mění dostatečně pomalu, aby bylo možno tuto změnu zanedbat. Využívá se přitom změřené periody jedné elektrické otáčky, která je představována časovým intervalem mezi dvěma vzestupnými hranami jednotlivých Halloových čidel. Výsledná perioda je průměrem hodnot z každého čidla, výsledek se tedy chová podobně jako plovoucí průměr ze tří posledních hodnot.

V rámci výše zmíněného předpokladu platí, že časová perioda může být využita k dostatečně přesnému odhadu aktuální polohy, pomocí kterého je možno zajistit korektní komutaci bez nechtěného přibrzdování rotoru. Samotný odhad polohy je realizován dělením poslední vypočtené periody otáček konstantou 36, což odpovídá času, potřebnému k pootočení rotoru o 10° elektrických. Po uplynutí těchto krátkých časových úseků je spouštěna komutační funkce, která v případě, že nepřijme přerušení od Halloových čidel (a tedy není právě známá přesná aktuální poloha), předpokládá posun rotoru od svého posledního spuštění právě o 10° elektrických. Tento způsob komutace zajišťuje dostatečně plynulý chod motoru bez zvýšených nároků na výpočetní výkon. Hodnota aktuální polohy i délka časové periody je opravována při každé změně výstupů polohových senzorů.

Následující podkapitoly podrobněji popisují funkci jednotlivých modulů a subsystémů, potřebných k senzorovému řízení BLAC motoru s jednoduchým odhadem polohy rotoru. Veškeré řízení je umístěno v bloku „*Control Electronics*“. Tento blok obsahuje několik nezávislých modulů, jejichž funkčnost má být zajištěna při vypnutém motoru, a jeden hlavní subsystém „*Control&commutation*“, jehož sepnutí je podmíněno přijetím signálu k zapnutí motoru.

Je také třeba podotknout, že řídicí jednotka byla již v rámci jiných projektů zpracována. Po důkladném seznámení se s její funkcí bylo ovšem potřeba ji upravit tak, aby odpovídala požadavkům aktuální aplikace.



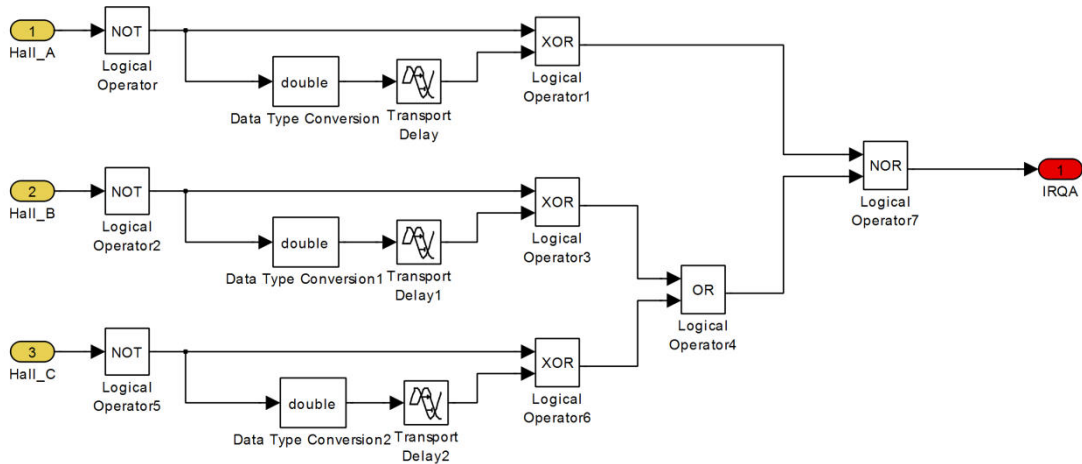
Obrázek 17: Struktura modulu Control electronics

5.1 Modul IRQA

Modul pro generování přerušení, sloužících ke spuštění funkce subsystému „*IRQA_USR*“, umístěného v bloku „*Commutation&Control*“. Tento modul je implementován jako hardwarová funkce přímo v řídicí jednotce. Přerušení jsou generována pomocí detekce změny výstupu Hallových senzorů. Modul za pomoci logických funkcí při jakékoliv změně signálů Hallových sond („*HALL_A*“, „*HALL_B*“, „*HALL_C*“) generuje na výstupu puls z jedničky do nuly. Tato logická nula trvá 705 ns, což je dáno kombinací následujících dvou podmínek:

- spodní hranice délky pulzu závisí na typu microcontrolleru
- horní hranice je závislá na maximálních otáčkách motoru

Position interrupt request generator

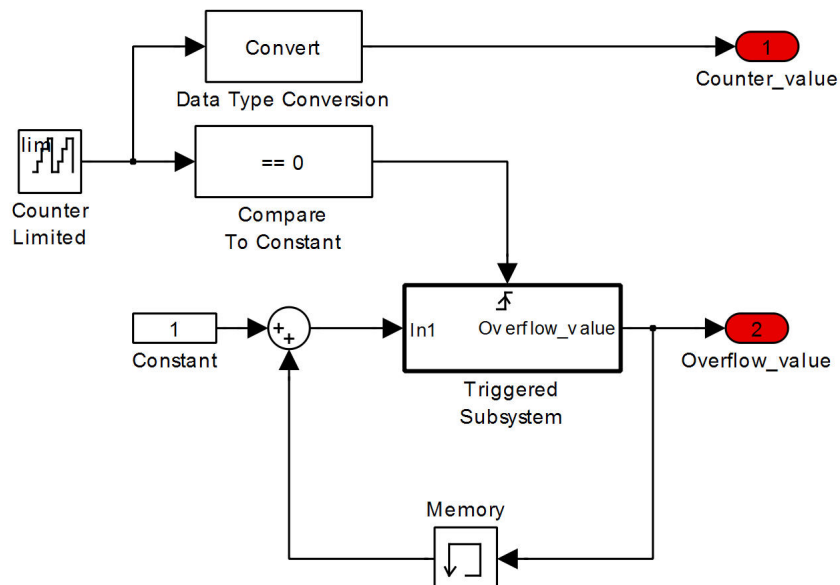


Obrázek 18: Generátor přerušení Hallových čidel

5.2 Modul Timer

Nezávislý časovač je nezbytný k měření periody otáček rotoru. Časovač je umístěn mimo hlavní řídicí blok „*Commutation&Control*“ z důvodu jeho využití i k jiným účelům, a tedy nutnosti jeho funkce i když není funkce bloku „*Commutation&Control*“ spuštěna.

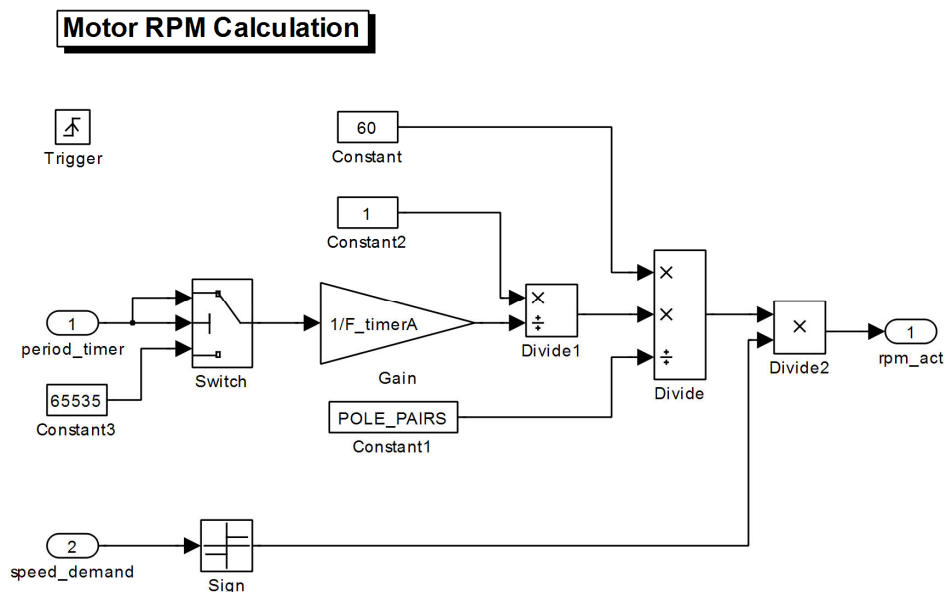
Timer



Obrázek 19: Implementace nezávislého časovače

5.3 Subsystem pro výpočet rychlosti rotoru

Subsystem pro výpočet aktuální rychlosti motoru převádí změřenou periodu elektrických otáček na mechanickou rychlost v otáčkách za sekundu. Vstup „*speed_demand*“ slouží ke správnému vyhodnocení směru otáčení. Protože výstup tohoto modulu je přímo přiveden na vstup otáčkového regulátoru, je vzorkovací frekvence výpočtu rychlosti nastavena jako pětinasobek vzorkovací frekvence otáčkového regulátoru. Toto opatření zajistí, že hodnota otáček, použitá při výpočtu regulační odchylky, bude aktuální.

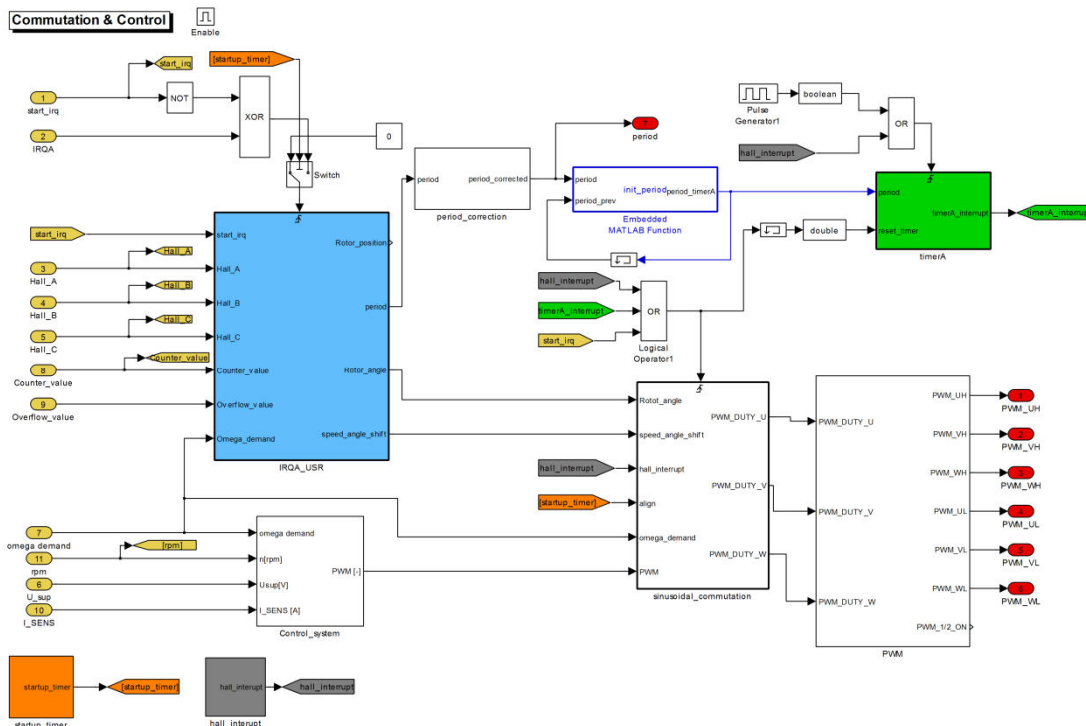


Obrázek 20: Subsystem pro výpočet rychlosti rotoru

5.4 Modul Commutation&Control

„*Commutation&Control*“ je hlavní modul, který obsahuje většinu algoritmů a procedur, potřebných pro řízení BLAC motoru. Funkce modulu je podmíněna přijetím spínacího signálu Start/Stop. Subsystem a jeho součásti zajišťují následující funkce:

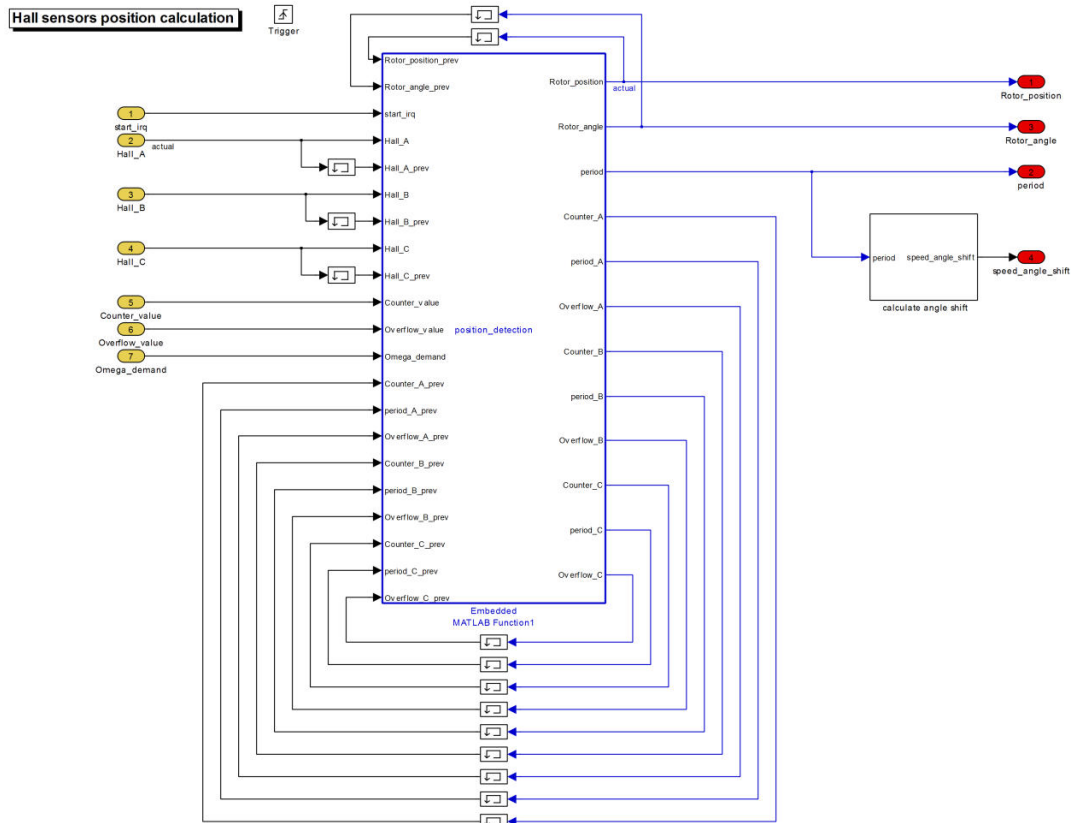
- *IRQA_USR* – vyhodnocení aktuální pozice rotoru, výpočet periody otáček
- *Control_system* – otáčková a proudová řídicí smyčka, generuje signál *PWM_duty*
- *TimerA* – generování přerušování pro spínání bloku *Sinusoidal_commutation*
- *Sinusoidal_commutation* – převod signálu „*PWM_duty*“ na trojfázový sinusový signál
- *PWM* – generování PWM pro spínání výkonových tranzistorů
- *Startup_timer* – zarovnání rotoru na startovní pozici před roztočením
- *Hall_interrupt* – generování přerušování v závislosti na změně výstupních signálů Hallových čidel



Obrázek 21: Vnitřní struktura modulu Commutation&control

5.5 Modul IRQA_USR

Modul „*IRQA_USR*“ obsahuje funkci pro vyhodnocení aktuální pozice rotoru, založenou na výstupních signálech ze tří Hallových čidel. Pomocí kombinační logiky je pozice rotoru vyhodnocena s přesností 60° elektrických. Subsystem taktéž měří časový úsek, potřebný na jednu elektrickou otáčku, který je dále využit k výpočtu aktuální rychlosti rotoru. Perioda je počítána jako doba mezi dvěma vzestupnými hranami každého Hallova čidla. V okamžiku detekce vzestupné hrany je od aktuální hodnoty čítače „Timer“ odečtena hodnota, které byla uložena při detekci minulé vzestupné hrany, a je zkontrolováno, zda nedošlo k přetečení. Výsledek je průměrem hodnot ze tří čidel, výstup se tedy chová podobně jako plovoucí průměr se třemi vzorky. Průměrování hodnot je zavedeno z důvodu částečné kompenzace mechanických nepřesností osazení Hallových čidel. Výstupy ze subsystému „*IRQA_USR*“ – detekovaná pozice rotoru „*Rotor_angle*“ a úhel předstihu proudu oproti magnetickému poli rotoru „*Speed_angle_shift*“ – jsou přiváděny na vstupy subsystému, zajišťujícího komutaci, naměřená perioda elektrických otáček je odeslána do modulu „*TimerA*“, kde je nadělena na kratší úseky a využita pro generování přerušení, spouštějících komutační modul. Navíc je perioda otáček vyvedena z řídicího modulu ven do bloku, zajišťujícího výpočet aktuální rychlosti rotoru (viz. kapitola 5.3).

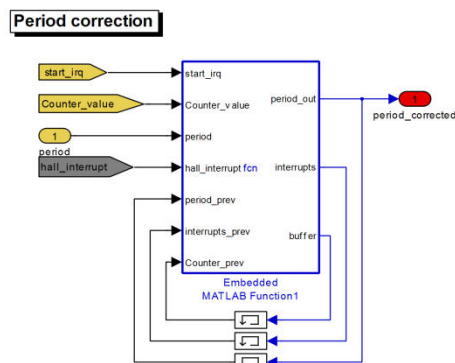


Obrázek 22: Implementace modulu IRQA_USR

Do modulu byla navíc implementována ochrana proti kmitání rotoru. Za určitých podmínek je totiž možné dosáhnout oscilace rychlosti rotoru kolem nulové hodnoty, ovšem s výchytkou dostatečně velkou k tomu, aby docházelo ke změnám stavu Hallových senzorů. Tyto změny následně vedou ke generování přerušení, což má za následek chybné vyhodnocení rychlosti rotoru a nesprávné generování PWM pro spínání tranzistorů. Tím ovšem dochází k dalšímu buzení oscilací rotoru, který pak kmitá až do vypnutí programu uživatelem. K zamezení tohoto jevu byla do bloku vyhodnocování natočení a periody otáček implementována funkce, která porovnává aktuální a předchozí polohu rotoru, detekovanou Hallovými sondami, a v závislosti na požadovaném směru otáčení porovnává, jestli se rotor neotáčí do protisměru. V případě, že je vyhodnoceno protisměrné otáčení, je detekovaná poloha rotoru nastavena na chybovou hodnotu, což vede k odstavení komutačního modulu a zastavení motoru. Tím je efektivně zabráněno nechtěnému vybudení oscilací. Ochrana proti kmitání je v aktuální verzi implementována především z důvodu testování a ladění řídicího algoritmu. Ve finální aplikaci se počítá se změnou této funkce, kdy místo přímého vypnutí motoru bude pouze vyslán signál nadřazenému systému, který po potvrzení chybového stavu rozhodne o zastavení, nebo opětovném startu motoru.

5.6 Korekce periody otáček rotoru

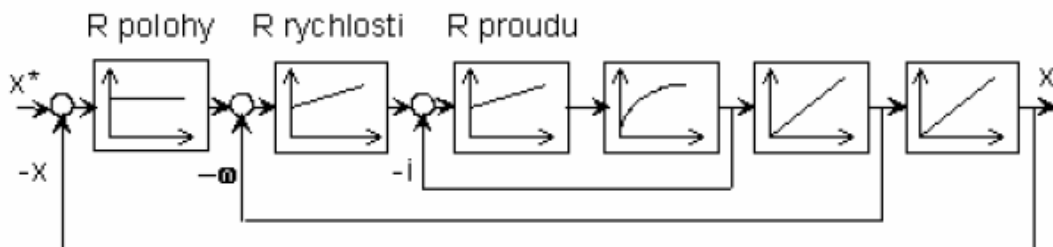
V případě, že dojde k náhlému zastavení rotoru, nemusí modul „IRQA_USR“ vypočítat poslední časovou periodu otáček z důvodu absence přerušení, spouštějících jeho funkci. Z tohoto důvodu byl vytvořen nezávislý modul, který monitoruje počet vygenerovaných přerušení Hallových čidel během naposledy vypočtené periody. V případě, že v průběhu celé periody nedojde k přijetí dostatečného počtu přerušení, výstupní perioda je nastavena na nejvyšší měřitelnou hodnotu. To umožňuje mimo jiné korektní opětovný rozběh motoru po zastavení, což se prokázalo být nezbytně důležité pro řízení v polohové smyčce.



Obrázek 23: Korekce periody otáček rotoru

5.7 Kaskádní regulace otáček a proudu

Jedním z požadavků projektu bylo implementování polohové regulační smyčky s podřízenými smyčkami rychlostní a proudovou. Řízení polohové smyčky bylo již z větší části zpracováno v rámci dodaného modelu soustavy, rychlostní a proudová smyčka byly navrženy kompletně nové. Vzorkovací frekvence regulátorů byly zadány na 500 Hz pro rychlostní regulátor a 5 kHz pro regulátor proudový [7],[13]. Implementace proudového regulátoru si vyžádala přivedení signálu z čidla proudu do řídicí jednotky kvůli potřebě proudové zpětné vazby.



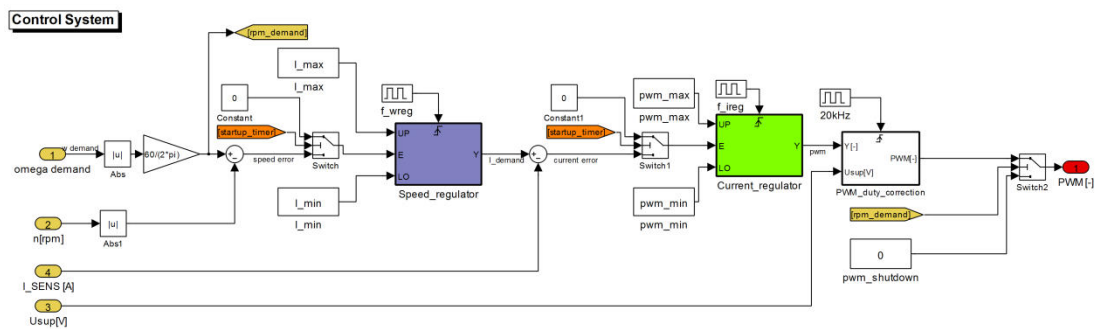
Obrázek 24: Kaskádní regulační struktura. Převzato z [17]

Pro prvotní naladění proudového regulátoru bylo využito výpočtu pomocí metody optimálního modulu, podrobněji popsané v odborných publikacích [18],[19]. Při aplikaci vypočtených hodnot ovšem bylo zjištěno, že algoritmus odhadu aktuální

polohy rotoru není při tak vysoké dynamice schopen zajistit optimální komutaci, a nedošlo ke správnému rozběhu rotoru. Pro úpravu parametrů proto byla použita experimentální metoda, založená na znalosti ladění regulátorů pomocí metody Ziegler-Nichols [19] a na zkušenostech, získaných během studia. Požadavky pro naladění proudového regulátoru zahrnovaly především minimální překmit a co nejrychlejší odezvu při současném zachování korektní funkce motoru.

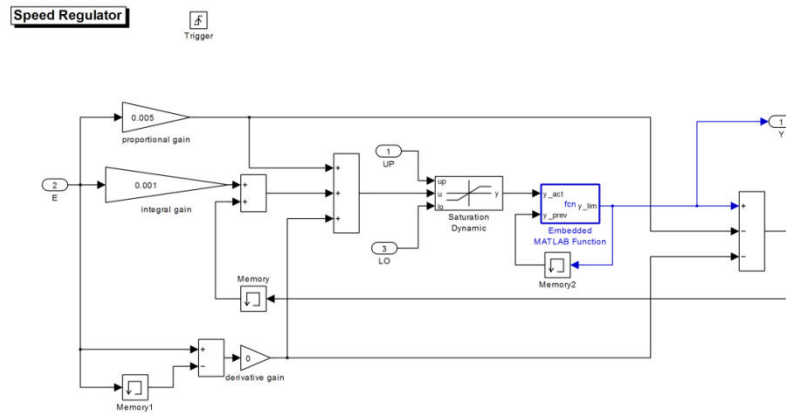
Z důvodu použití funkce Coulombova tření namísto tření viskózního pro modelování mechanických ztrát v motoru byla mechanická konstanta motoru obtížně zjistitelná, a proto bylo při návrhu otáčkového regulátoru využito experimentálních metod [5]. Naladění otáčkové smyčky s podřízenou smyčkou proudovou tak sice nedosahuje nejoptimálnějších výsledků, ale bylo dosaženo stabilního chování s minimálním překmitem regulovaných veličin do 10 % požadované hodnoty. S ohledem na výpočetní a časovou náročnost experimentálního nastavení regulátorů byly dosažené výsledky prohlášeny za dostačující.

Otáčková a podřízená proudová řídicí smyčka sestávají ze standardních PSD regulátorů s implementovaným anti-windupem integrátoru. Oba regulátory jsou vybaveny předřazenými vypínači pro potlačení jejich funkce během zarovnávání rotoru v počáteční fázi rozběhu.



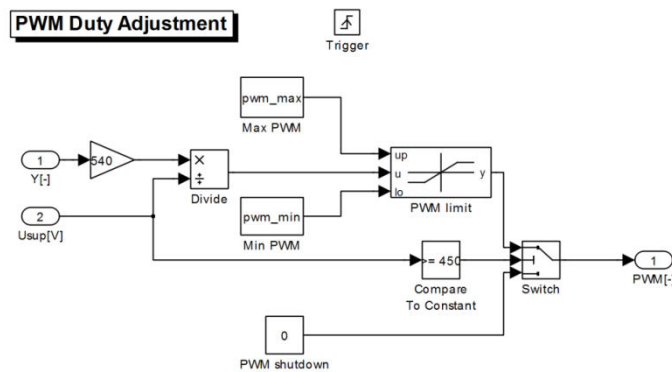
Obrázek 25: Kaskádní regulace rychlosti a polohy s modulem pro úpravu regulačního zásahu

Vnitřní struktura regulátorů využívá známého schématu PSD regulátoru [20], sestaveného pomocí základních prvků prostředí Simulink (obr. 27). Blok embedded matlab function obsahuje omezení maximální změny regulačního zásahu v jednom kroku.



Obrázek 26: Implementace otáčkového regulátoru

Protože v reálné aplikaci může dojít k poklesu napětí zdroje, je akční zásah řídicího systému korigován v závislosti na poměru nominálního a aktuálního napětí na zdroji. Do korekčního bloku navíc byla přidána podmínka pro vypnutí PWM při poklesu napětí pod nastavenou mez.

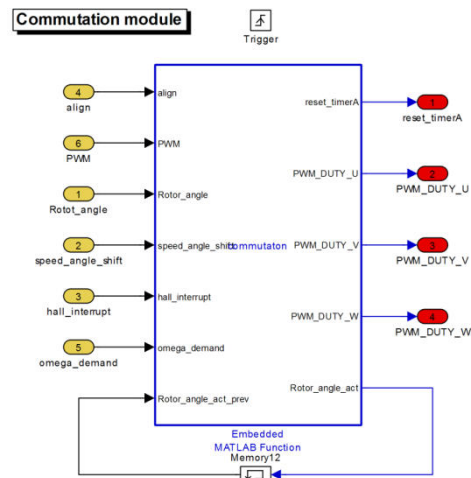


Obrázek 27: Korekce signálu PWM duty s implementovaným vypnutím PWM při nízkém napětí

5.8 Modul sinusové komutace motoru

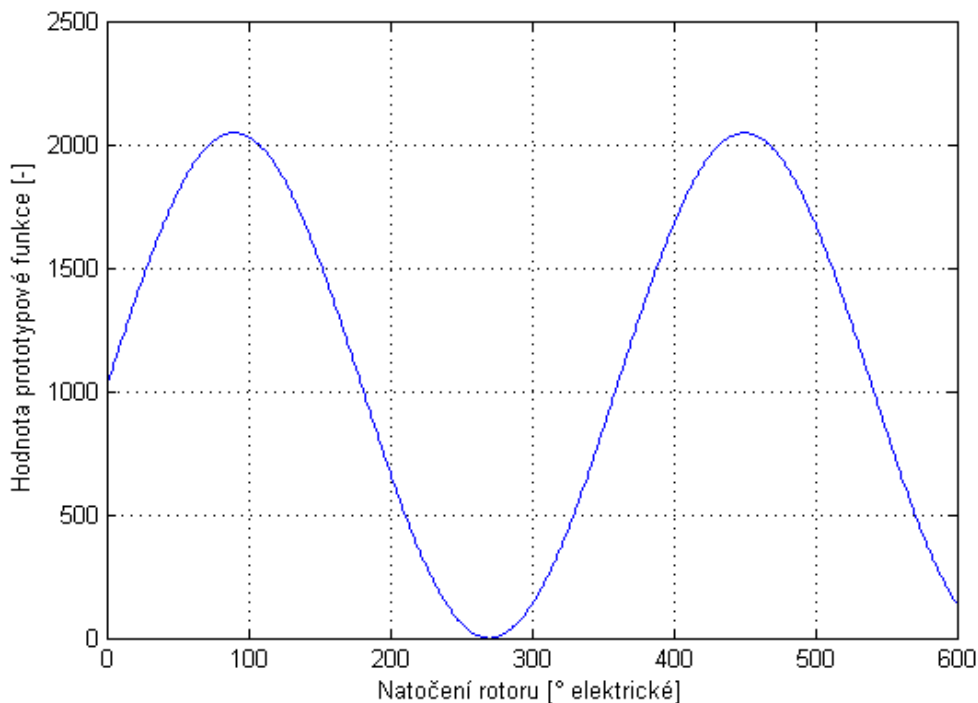
BLAC motor vyžaduje k optimálnímu chodu sinusové průběhy proudů na fázích statoru. Modul „*Sinusoidal commutation*“ byl vytvořen právě pro generování sinusovek pro všechna tři statorová vinutí. Sinusové průběhy jsou generovány v závislosti na aktuální pozici rotoru, požadované amplitudě, získané z proudového regulátoru, a na přednastaveném posunu proudu vůči magnetickému poli rotoru. Funkce modulu je aktivována pomocí detekce změny stavu Hallových senzorů, anebo pomocí přerušení, generovaných blokem „*TimerA*“. Vnitřní funkce subsystému obsahuje prototypovou sinusovou křivku pro každou polohu rotoru s přesností 1° elektrický. Výstup funkce je závislý na tom, zda je funkce spuštěna přerušením od Hallova čidla, anebo od modulu „*TimerA*“. Při spuštění přerušením od Hallových čidel je načtena aktuální přesná poloha rotoru se zadaným předstihem proudu vůči magnetickému poli rotoru. Pokud je funkce aktivována blokem „*TimerA*“, dojde k posunu polohy rotoru o 10° vzhledem k poslední hodnotě. Podle

aktuální polohy motoru je určena aktuální hodnota sinusovky, která po vynásobení požadovanou střídou odeslána do subsystému, generujícího PWM signál.



Obrázek 28: Subsystém komutace motoru

Zásadní změnou oproti původnímu řízení bylo upravení komutačního schématu. Dosavadní jednotka se totiž používala pro řízení BLDC motoru, kdežto nynější aplikace vyžaduje použití BLAC motoru. Proto byl vygenerován vektor hodnot nové prototypové funkce, popisující požadovaný sinusový tvar fázových proudů v závislosti na natočení rotoru.



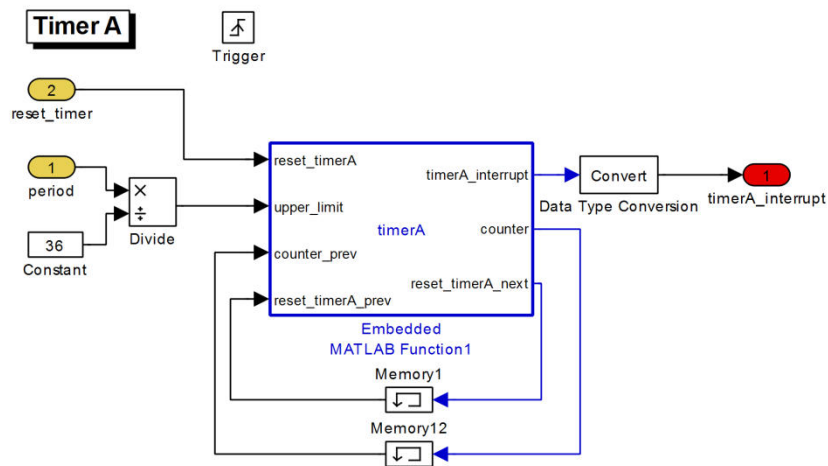
Obrázek 29: Prototypová funkce fázových proudů

Hodnota této funkce je načítána při každém spuštění komutačního systému, jejími argumenty jsou aktuální poloha rotoru a požadovaný předstih proudu před

magnetickým polem rotoru. Dále byl upraven samotný komutační modul, aby umožňoval otáčení motoru na obě strany. Toho bylo docíleno přivedením znaménka požadovaných otáček do bloku „*Sinusoidal_commutation*“, na jehož základě je pak pomocí podmínkové konstrukce vybrána správná aktuální hodnota prototypové funkce.

5.9 Čítač TimerA

Jednoduchý subsystém, určený k rozdělení detekované periody rotace na kratší časové úseky, ve kterých je pak generováno přerušení pro spouštění komutačního modulu. Funkce tohoto bloku je sama spouštěna pomocí přerušení od Hallových čidel, nebo pulzy s fixní frekvencí 625 Hz. Tato frekvence je odvozena od vnitřní frekvence hardwarových hodin microcontrolleru. Spouštění pomocí přerušení od Hallových čidel je nezbytné z důvodu korektního resetování čítače v okamžicích detekce změny pozice rotoru. Ve stejných momentech také dochází k novému výpočtu periody otáček. Její hodnota je dělena 36 a poté nastavena jako limit, do kterého „*TimerA*“ čítá. To zajišťuje, že během jedné elektrické otáčky je vygenerováno právě 36 přerušení, aktivujících funkci modulu „*Sinusoidal_commutation*“. Samotný reset čítače je opět realizován dvěma způsoby, a to buď pomocí vlastního přerušení, anebo opět pomocí přerušení od Hallových čidel.

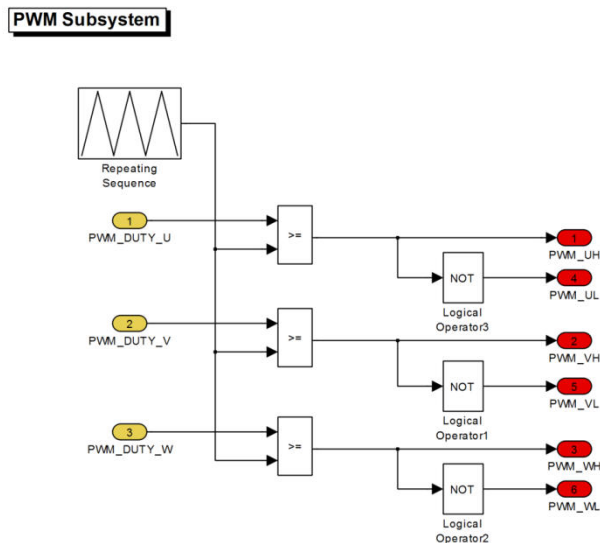


Obrázek 30: Struktura čítače Timer A

5.10 Subsystém pro generování PWM

Subsystém, sloužící ke generování PWM signálu, použitelného pro spínání výkonových tranzistorů, na základě požadované střídy. Vstupy do systému jsou tři signály „*PWM_duty*“ vytvořené komutačním modulem, které jsou přivedeny na komparátor s pilovým signálem o frekvenci 20 kHz. Tranzistory jsou řízeny unipolárně, takže spodní tranzistory ve větvích H-můstku jsou spínány

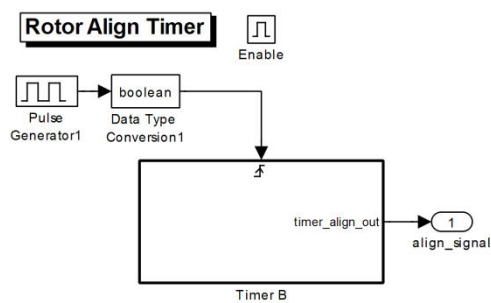
komplementárně k horním. Toho je dosaženo logickou negací řídicích signálů horních tranzistorů.



Obrázek 31: Implementace modulu pro generování PWM

5.11 Časovač Rotor Align Timer

Použití Hallových senzorů zajišťuje zjištění polohy rotoru v intervalech po 60° elektrických. To ovšem nestačí ani pro řízení BLAC motoru, ani pro jeho bezpečný rozběh. Jelikož i většina bezsenzorových metod připadajících v úvahu pro pozdější implementaci nedokáže detekovat počáteční polohu rotoru, byl v rámci úprav modelu vytvořen časovač, který na krátkou dobu vyřadí z provozu regulátory. Zároveň vyšle signál do komutačního bloku, který po jeho přijetí pustí stejnosměrný proud na všechna tři statorová vinutí. Tím je dosaženo rychlého zarovnání rotoru do požadované výchozí pozice a je zajištěno jeho následné bezpečné spuštění.



Obrázek 32: Časovač Rotor Align Timer

6 IMPLEMENTACE BEZSENZOROVÉHO ALGORITMU ODHADU POLOHY ROTORU

Dalším krokem při navrhování robustního řídicího algoritmu bylo implementování přesnější metody detekce polohy rotoru, bez nutnosti osazovat přesnější a dražší senzory. Toto je možné s využitím některé z bezsenzorových metod odhadu polohy rotoru. Původní záměr počítal s využitím některé sofistikovanější metody, například Kalmanova filtru, Luenbergova pozorovatele, nebo injektáže vysokofrekvenčních proudových impulsů do vinutí. Tyto metody však postupně musely být vyloučeny buď z důvodu vyšší výpočetní náročnosti (v případě prvních dvou jmenovaných), anebo kvůli příliš malým indukčnostem statorových vinutí, které by činily implementaci třetí zmiňované metody obtížnou. S ohledem na výpočetní výkon řídicí jednotky a parametry samotného motoru tak byla zvolena jednodušší neadaptivní metoda, využívající k odhadu monitorovaných statorových proudů a napětí.

Estimátor založený na uvedeném principu je možno sestavit více způsoby v závislosti na zvoleném souřadném systému. Protože měřené fázové veličiny odpovídají třísému souřadnému systému statorových vinutí (U, V, W), byla zvolena implementace taková, aby nebylo třeba měřené veličiny přepočítávat. Kompletní odvození tohoto estimátoru polohy bylo již mnohokrát publikováno [1, 8], pro účely této práce postačí finální rovnice polohy rotoru jako funkce fázových proudů i_U, i_V, i_W , fázových napětí u_U, u_V, u_W , indukčností vinutí L_d, L_q , a odhadu rychlosti rotoru ω_{est} :

$$\vartheta_{est} = \tan^{-1} \frac{A}{B}, \quad (20)$$

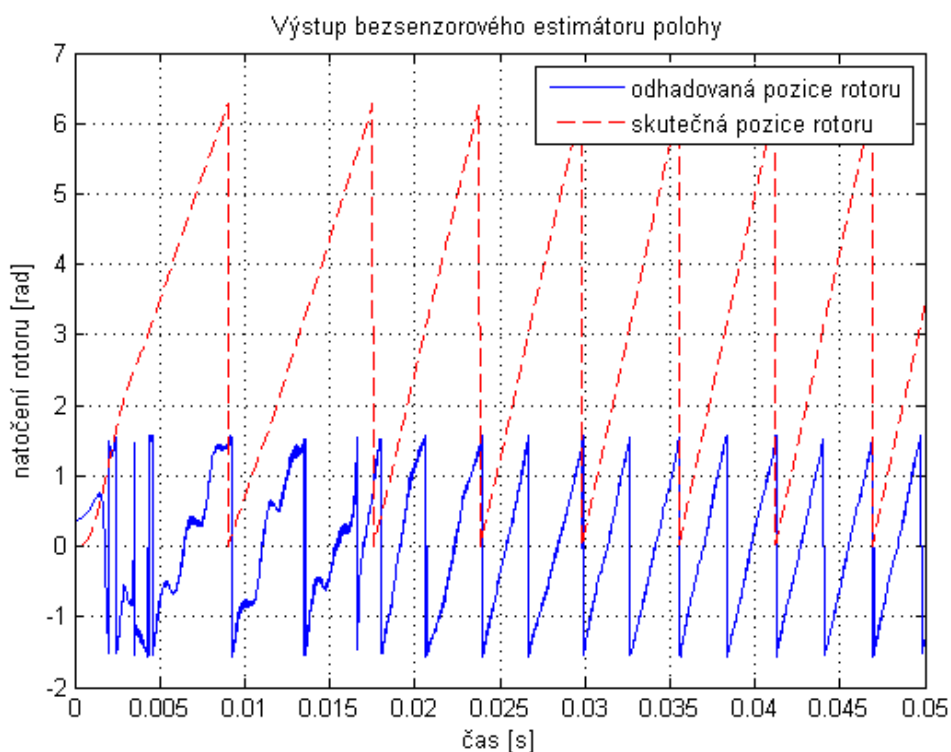
kde

$$A = u_V - u_W - R_S(i_V - i_W) - L_d \frac{d}{dt}(i_V - i_W) - \sqrt{3}\omega_{est}(L_d - L_q)i_U$$

$$B = \sqrt{3}\left(u_U - R_S i_U - L_d \frac{d}{dt}i_U\right) + \omega_{est}(L_q - L_d)(i_V - i_W)$$

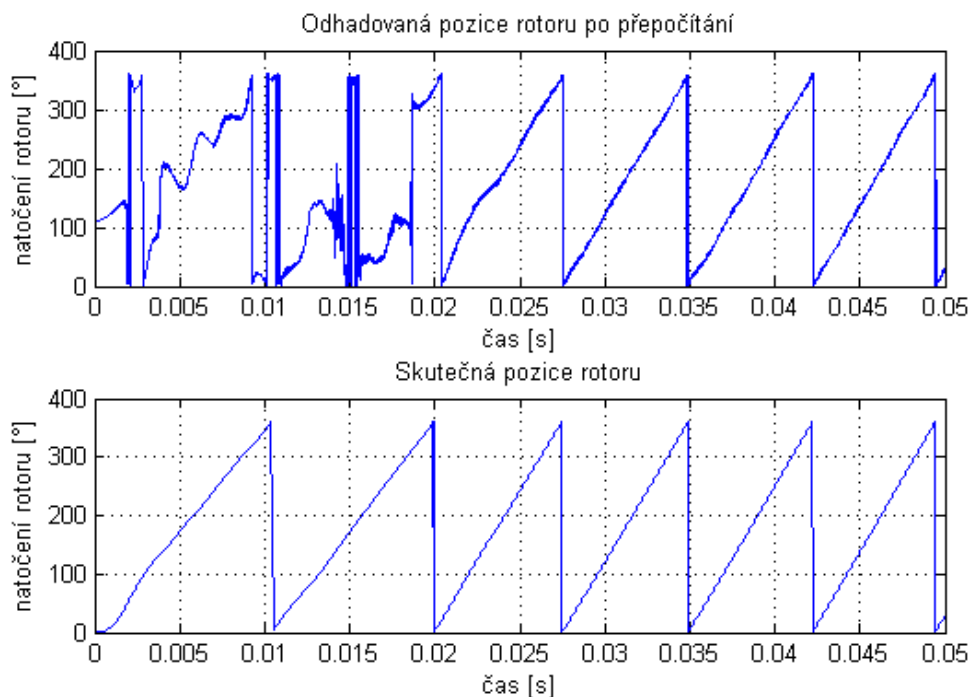
Původně prezentovaný výpočet rychlosti rotoru [8] vyžaduje znalost velikosti spřaženého magnetického toku, který je ovšem v aktuální aplikaci z důvodu nedostupnosti některých parametrů obtížně zjistitelný. Proto bylo k získání úhlové rychlosti využito numerické derivace odhadované polohy. Toto řešení s sebou sice nese veškeré všeobecně známé nevýhody numerické derivace, ale následné testování algoritmu prokázalo funkčnost takto upravené metody.

Testováním algoritmu bylo prokázáno, že po odeznění přechodového děje je možno s vysokou spolehlivostí určit aktuální polohu rotoru bez využití senzorů. Z oboru funkčních hodnot goniometrické funkce \tan^{-1} však vyplývá, že odhadnutá poloha se pohybuje v intervalu $(-\pi/2, \pi/2)$.



Obrázek 33: Srovnání výstupu estimační funkce a skutečné polohy

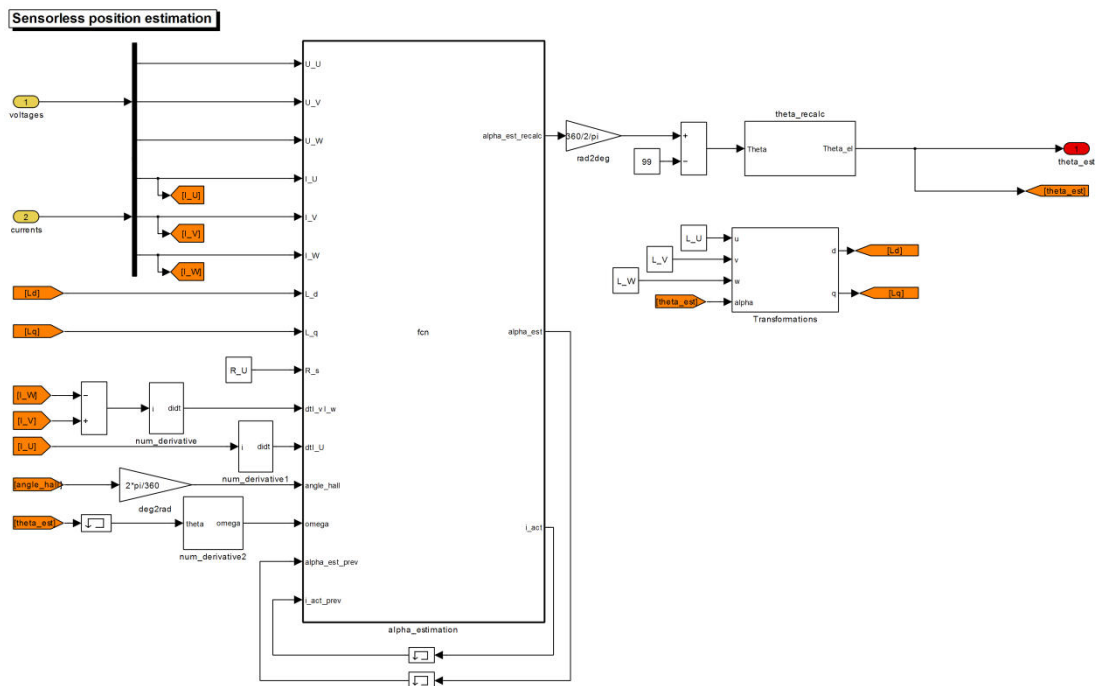
Proto je nutné další zpracování signálu pro změnu rozsahu na $(0, 2\pi)$. Jelikož změna rozsahu musí být provedena dodatečně, není zaručeno, že výsledný odhad nebude posunut o $\pi/2$ rad vůči skutečné hodnotě.



Obrázek 34: Porovnání skutečné a odhadované polohy rotoru

Navíc bylo zjištěno, že pro nižší hodnoty fázových proudů obsahuje výstup díky zvlnění proudu velké množství šumu, který značně znehodnocuje informaci o aktuální poloze. Jeho filtrování je z důvodu nepřijatelnosti zpoždění velmi obtížné, proto byl pro účely použití bezsenzorového řízení změněn úhel předstihu proudu před magnetickým polem rotoru, což s sebou nese zvýšení fázových proudů na dostatečnou úroveň i při minimálních otáčkách rotoru. To však bude mít za následek větší tepelné zatížení motoru a zkrácení jeho životnosti.

Implementace algoritmu byla provedena s využitím embedded matlab function, obsahující zápis rovnice (20) a funkci pro úpravu intervalu odhadované polohy.

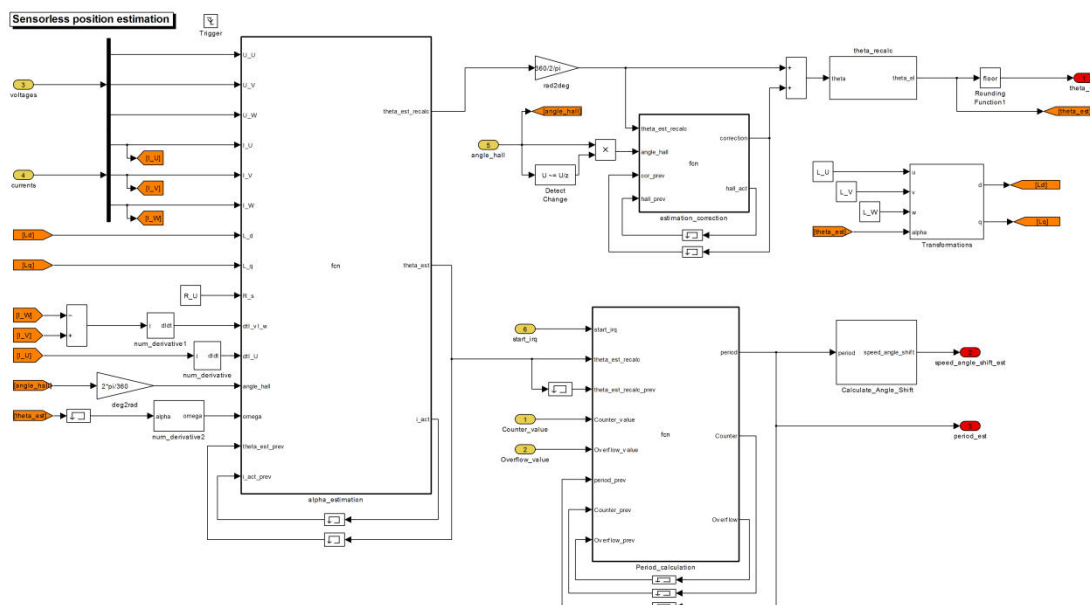


Obrázek 35: Implementace bezsenzorového odhadu polohy rotoru

7 NÁVRH ROBUSTNÍHO ŘÍDICÍHO ALGORITMU

Zásadním cílem práce bylo vyvinout robustní řídicí algoritmus pro BLAC motor, schopný spolehlivě ovládat aktuátor v širokém rozsahu podmínek a provozních stavů. Pro návrh bylo nakonec zvoleno řešení, kombinující dva předešlé přístupy. Pro rozběh motoru a jeho chod v nízkých otáčkách bude využíváno řízení s Hallovými senzory, po dosažení dostatečných otáček bude sepnut algoritmus bezsenzorového řízení, který ovšem bude nadále využívat Hallových čidel pro ověření správnosti své funkce a korekci případných chyb odhadu.

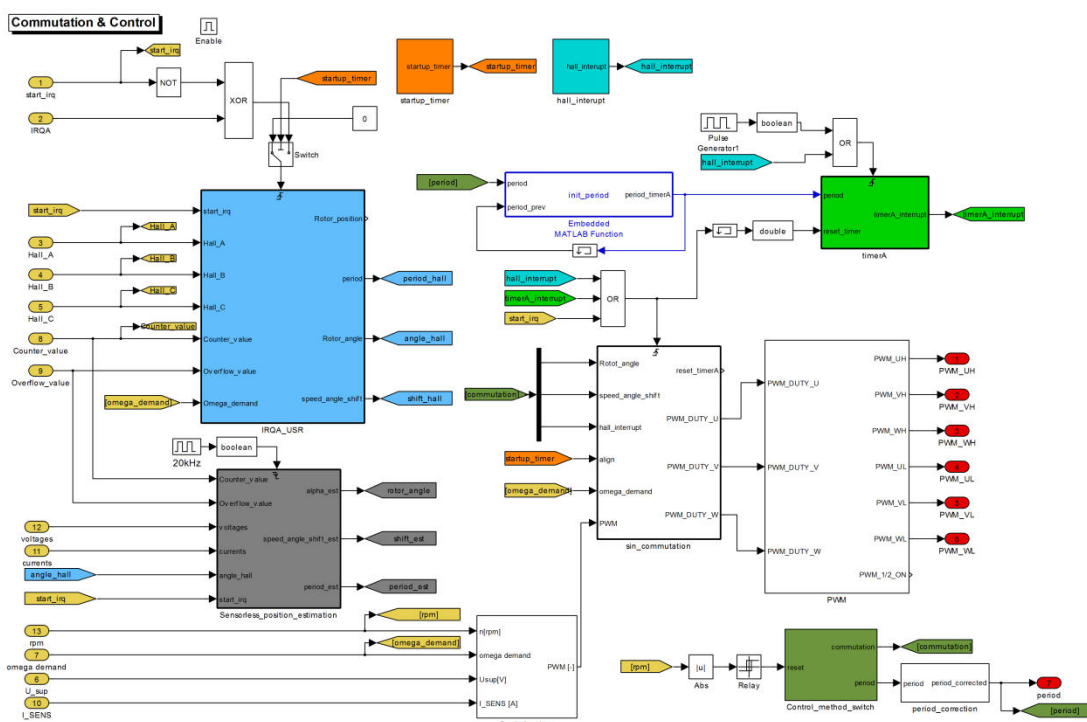
Jelikož navrhovaný algoritmus využívá prvků obou dříve představených metod řízení, je jeho implementace do modelu poměrně snadná. Důležitou změnou je přidání korekce aktuální polohy do modulu bezsenzorového odhadu. Tato úprava funguje následujícím způsobem: v případě neshody mezi hodnotou polohy rotoru, detekovanou Hallovými čidly, a hodnotou odhadnutou pomocí bezsenzorového estimátoru, je vypočten rozdíl obou hodnot. Ten je pak přičítán k odhadované poloze až do okamžiku další detekce přesné polohy pomocí sensorů. Tím je odstraněn i problém se správnou konverzí intervalu odhadu z $(-\pi/2, \pi/2)$ na $(0, 2\pi)$. Dále byl do subsystému bezsenzorového odhadu přidán vnitřní modul výpočtu periody otáček rotoru a nastavení posunu vektoru proudu vůči vektoru magnetického pole rotoru. Po uvedených změnách obsahuje modul bezsenzorového řízení veškeré funkce, potřebné pro řízení chodu BLAC motoru.



Obrázek 36: Rozšířený modul bezsenzorového odhadu polohy

Dalším krokem je implementace modulu do zbytku modelu a vytvoření přepínací logiky senzorového a bezsenzorového řízení. Subsystém „*Sensorless_position_estimation*“ byl zařazen na stejnou úroveň modelu jako modul „*IRQA_USR*“, jehož funkci přebírá. Oba bloky se tedy nacházejí v systému

„Commutation&control“. Výstupy sensorového i bezsensorového odhadu polohy jsou nově vyvedeny do modulu přepínání řídicích algoritmů.



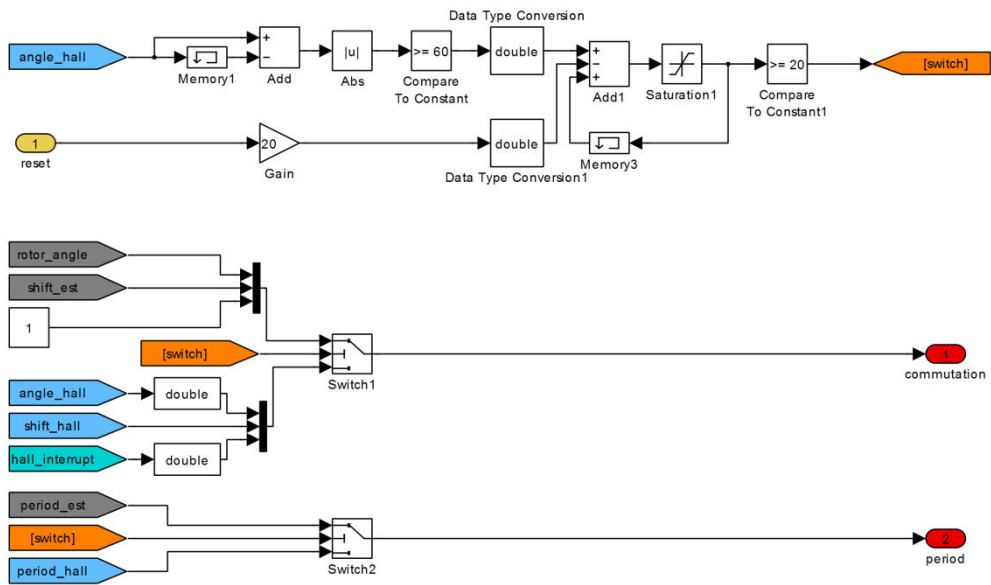
Obrázek 37: Změněná struktura modulu Commutation&control

7.1 Subsystém Control Method Switch

Modul „control_method_switch“ slouží k zajištění bezpečného rozběhu motoru a dosažení požadovaných minimálních otáček pro přepnutí na bezsensorový řídicí algoritmus. Testováním bylo zjištěno, že za předpokladu splnění podmínek, kladených na minimální hodnoty amplitud fázových proměnných, trvá proces inicializace bezsensorového odhadu polohy tři elektrické otáčky motoru. Z tohoto údaje bylo vycházeno při stanovení pravidel pro přepnutí řídicí strategie. Spínač je vybaven vstupem „reset“, který umožňuje přepnout řízení zpět na sensorový algoritmus v případě, že rychlost rotoru klesne pod stanovenou mez. Při opětovném vzrůstu rychlosti na dostatečnou úroveň je vyčkáno na inicializaci bezsensorového algoritmu a řízení komutace je následně přepnuto zpět na bezsensorový odhad. Pro zamezení kmitání přepínání je využito hystereze, takže požadované otáčky pro sepnutí bezsensorového algoritmu jsou vyšší než rychlost, při které dojde k přepnutí zpět na řízení výhradně pomocí Hallových čidel.

V bloku spínače jsou kromě samotné přepínací logiky kvůli zvýšení přehlednosti modelu umístěny i vlastní přepínače, realizující volbu řídicího algoritmu. Výstupy těchto přepínačů jsou vyvedeny do modulu „Commutation&control“, kde jsou použity k přivedení vstupních dat do generátoru přerušení pro komutační modul i do samotného komutačního modulu.

Control Method Switch



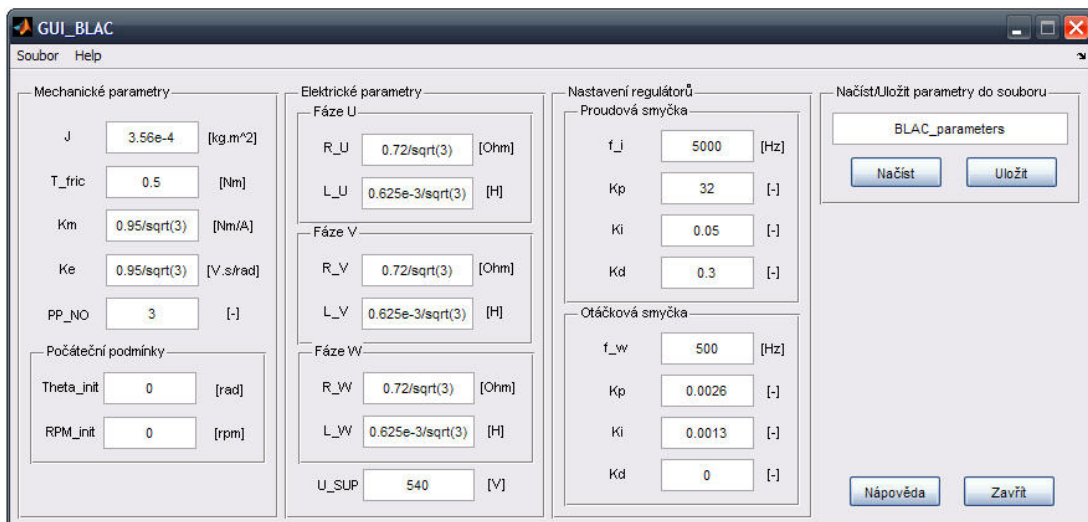
Obrázek 38: Přepínač řídicího algoritmu

8 TVORBA GRAFICKÉHO PROSTŘEDÍ

Jedním z vedlejších úkolů práce bylo zpracovat grafické uživatelské prostředí (GUI – z anglického Graphical User Interface), sloužící k nastavování parametrů motoru. Na rozdíl od původního zadání bylo rozhodnuto, že místo možnosti nastavení chybových stavů bude zahrnuto nastavení parametrů proudového a otáčkového regulátoru. Důvodem této změny je obtížná přístupnost regulátorů v páté úrovni modelové struktury a zároveň nutnost jejich přeladění při změně parametrů samotného motoru. Grafické prostředí si tak klade za cíl poskytnout v jednom přehledném programovém okně možnost snadné a intuitivní změny jak elektrických a mechanických parametrů motoru, tak nastavení nejdůležitějších parametrů řídicího algoritmu. Při případném budoucím testování vyvinutých algoritmů pro řízení jiného motorů tak není třeba vyhledávat příslušné konstanty ke změně v inicializačním souboru nebo v samotném modelu, ale bude postačovat přepsat parametry v grafickém prostředí.

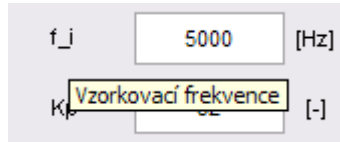
Otevření uživatelského rozhraní je možné buď externě, vyhledáním .fig souboru v adresářové struktuře a jeho následným spuštěním, anebo dvojitým klikem na modul „*Electro mechanics*“ v modelu motoru s řízením.

Samotné GUI má podobu standardního programového okna, vytvořeného v prostředí Matlab, s využitím nástroje GUIDE. Kromě již zmiňované možnosti změny parametrů motoru je vybaveno nástroji pro uložení, popřípadě načtení parametrů z externího souboru, tlačítkem pro vyvolání nápovědy a dalším tlačítkem pro zavření grafického prostředí.



Obrázek 39: Spuštěné okno GUI

Z důvodu úspory místa byly pro označení jednotlivých nastavitelných parametrů použity zkratky, označující příslušné parametry ve starších verzích modelu. Protože význam těchto zkratk nemusí být zcela jasný, bylo rozhodnuto implementovat zobrazení celého názvu dané proměnné při najetí kurzorem na zkratku.



Obrázek 40: Zobrazení plného názvu proměnné při najetí kurzorem na zkratku

Jak je zřejmé z předchozích obrázků, zadávání parametrů spočívá ve vpisování jejich hodnot do příslušných textových polí. Při každé změně je zavolána obslužná funkce daného textového pole, která nejprve ověří, že model, se kterým je prostředí provázáno, je stále otevřen. Pokud otevřen není, vyhledá jej podle názvu, otevře jej a inicializuje hodnoty parametrů podle aktuálních hodnot, zapsaných v GUI. Poté je provedena požadovaná změna parametru nejprve v okně GUI a poté v adresovaném prvku modelu.

```
function kd_ival_Callback(hObject, eventdata, handles)
model_open(handles)
NewVal=get(hObject, 'String');
Set(handles.kd_ival, 'String',NewVal)
set_param('EMA_Hall/Electro mechanics/Control
electronics/Commutation&control/Control_system/Current_regulator/der
ivative gain', 'Gain',NewVal)
```

Obrázek 41: Ukázka obslužné funkce textového pole

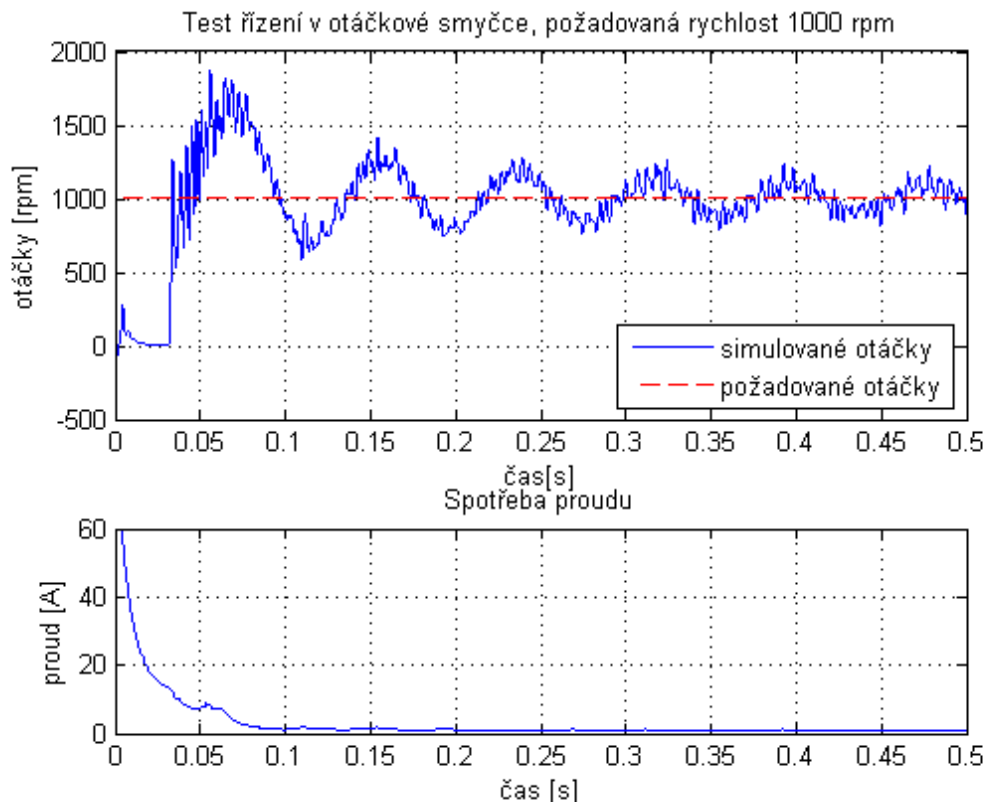
Protože hodnoty parametrů jsou do bloků v Simulinku ukládány v datovém formátu „string“, je možné zadávat některé parametry i s využitím základních matematických operací. Na druhou stranu ovšem není ošetřeno zadání nesmyslných (např. čistě textových) hodnot. Pro zamezení chybových zpráv Matlabu se proto doporučuje zadávat parametry v korektním číslicovém tvaru.

9 ANALÝZA VÝSLEDKŮ

Následující kapitola je věnována analýze chování implementovaných řídicích strategií při řízení jak v rychlostní, tak v polohové smyčce, jejich srovnání a definování vhodnosti jejich použití.

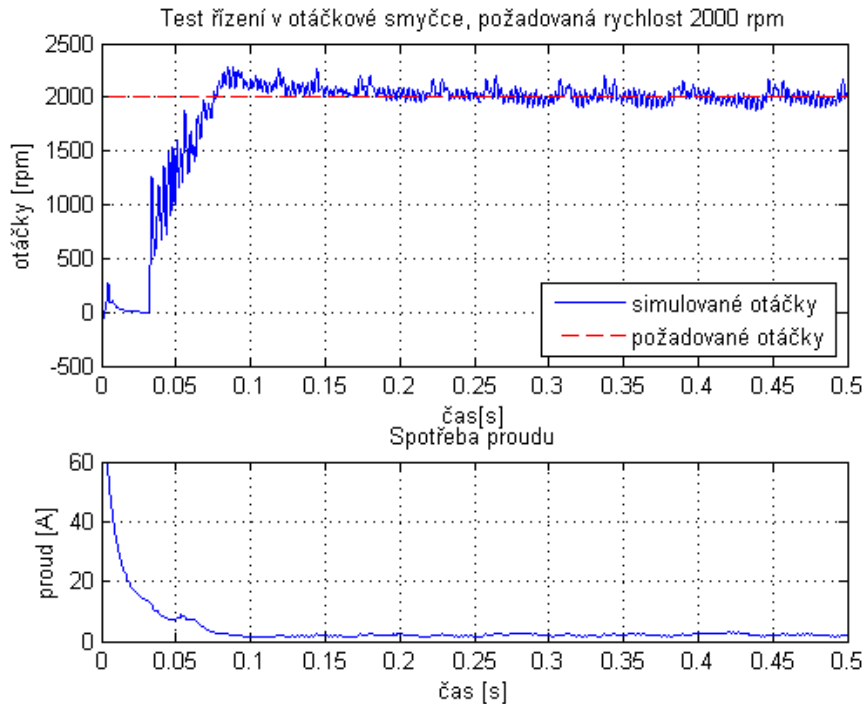
9.1 Řízení v rychlostní smyčce

9.1.1 Senzorový algoritmus

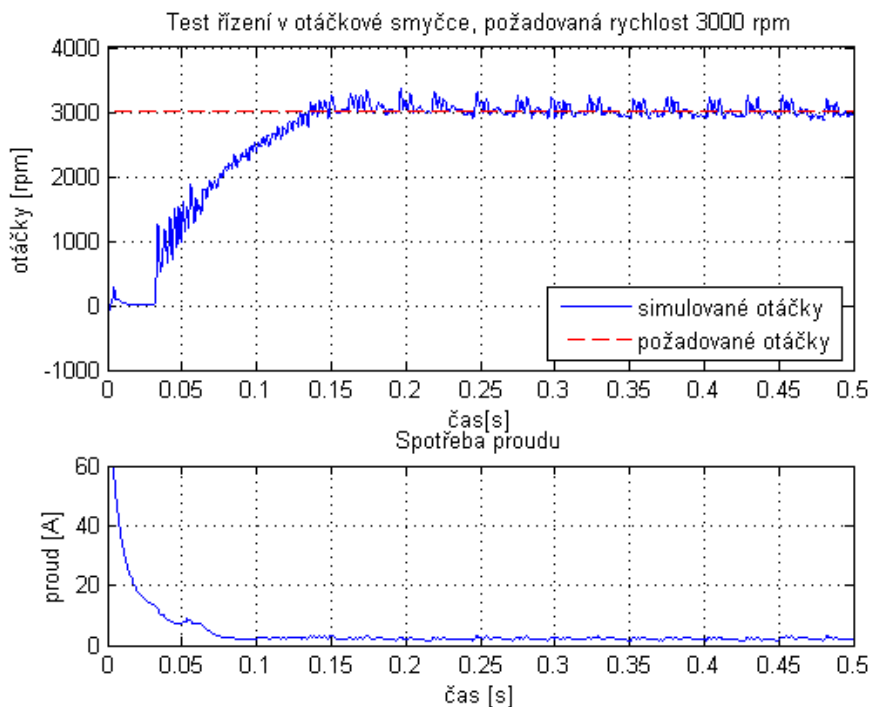


Obrázek 42: Odezva na požadavek konstantních otáček 1000 ot.min⁻¹

Při nízkých rychlostech jsou u sensorového řízení jasně viditelné tlumené oscilace otáček kolem požadované hodnoty, způsobené nedokonalým nastavením regulátorů. Požadované rychlosti je dosaženo s vysokou dynamikou z důvodu zpožděného počátečního výpočtu rychlosti. Díky tomu je během první elektrické otáčky stále počítáno s minimální měřitelnou rychlostí (viz odhad rychlosti z časové periody, kapitoly 5.3 a 5.5) a regulační zásah regulátoru je tak vyšší, než při správném údaji o rychlosti.



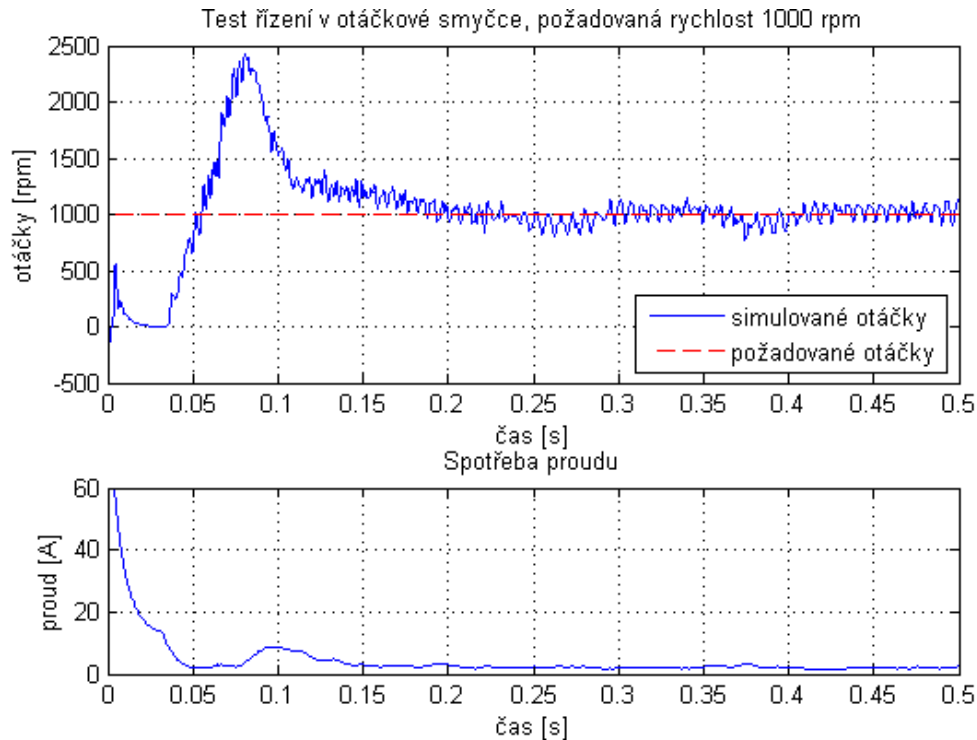
Obrázek 43: Odezva na požadavek konstantních otáček 2000 ot.min⁻¹



Obrázek 44: Odezva na požadavek konstantních otáček 3000 ot.min⁻¹

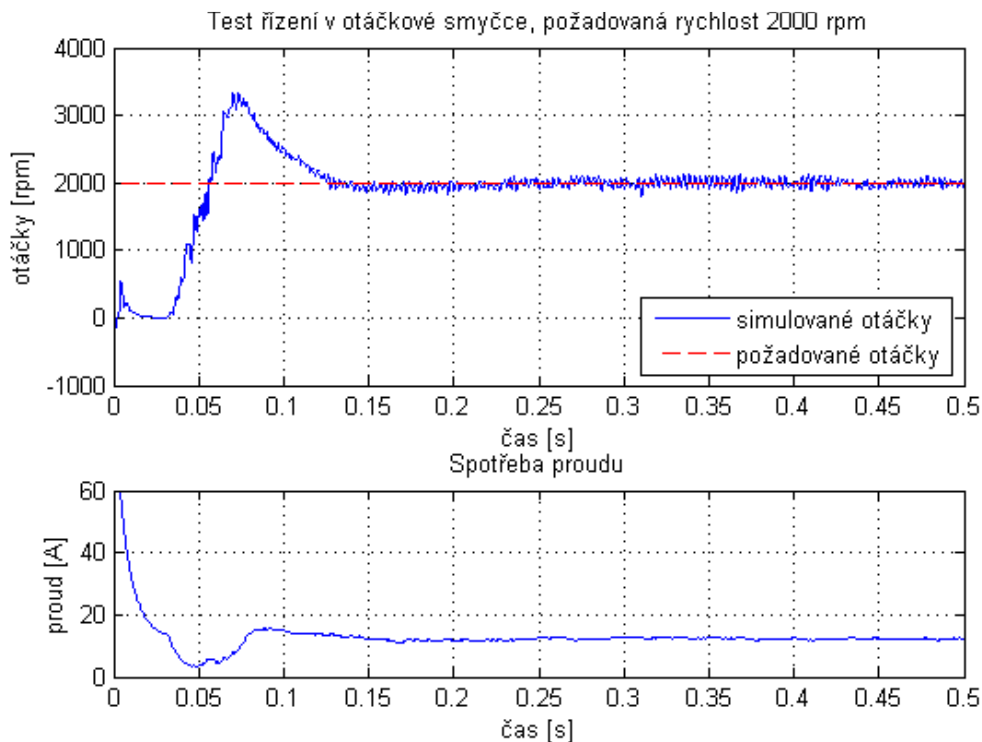
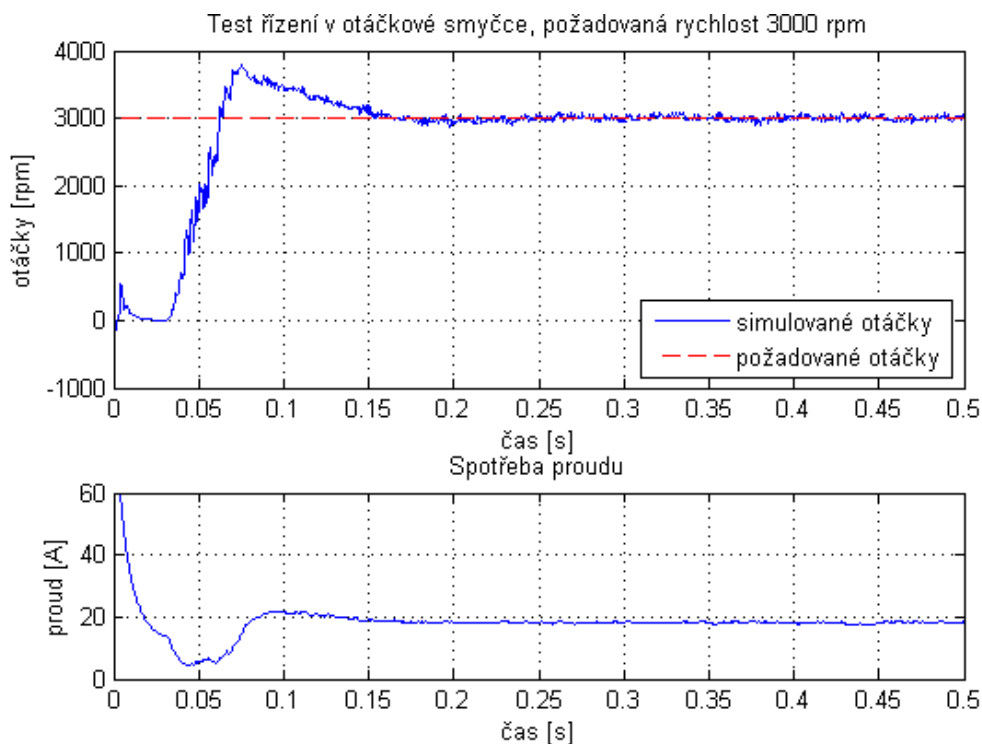
Při požadované rychlosti 2000-3000 otáček za minutu je již patrná limitace dynamiky regulace. Zlepšení dynamiky v oblasti vyšších otáček přeladěním regulátorů by mělo za následek nepříjemně vysoký překmit při rozběhu do nízkých otáček, a proto bylo stávající řešení ponecháno jako vyhovující.

9.1.2 Algoritmus s bezsensorovým odhadem polohy



Obrázek 45: Odezva na požadavek konstantních otáček 1000 ot.min⁻¹

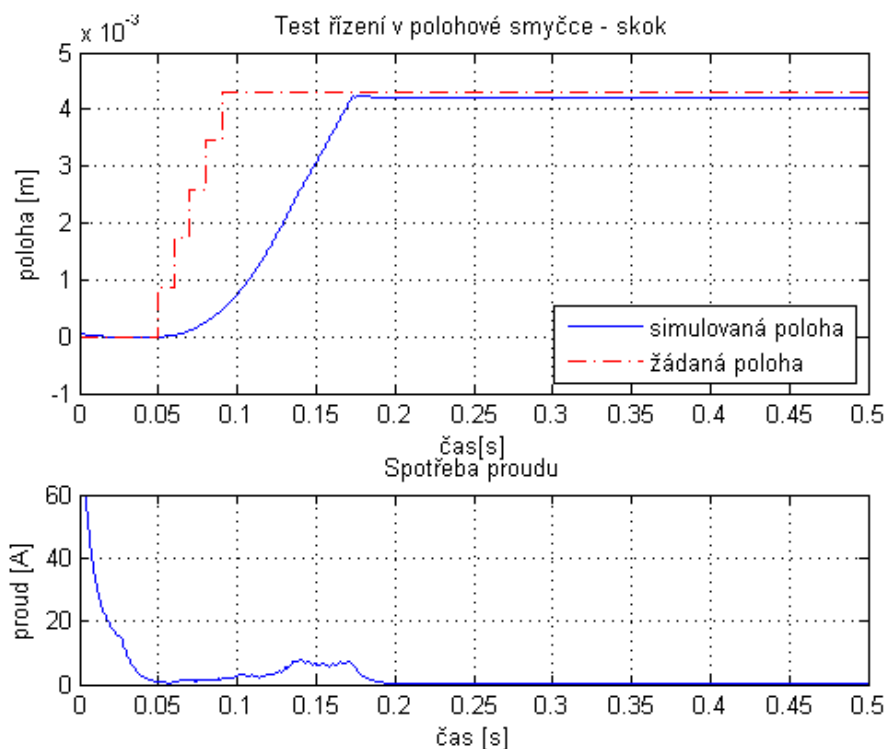
Obrázky 45-47 dokumentují odezvu bezsensorového řídicího algoritmu v otáčkové řídicí smyčce. Na všech grafech je velmi zřetelný překmit skutečné hodnoty otáček motoru. Ten je způsoben faktem, že rozběh motoru na minimální otáčky, kdy dojde k sepnutí bezsensorového algoritmu, je řízen pomocí Hallových čidel stejně jako u sensorového algoritmu. Regulátory jsou ovšem nastaveny na odlišnou dynamiku bezsensorového algoritmu s kratší časovou konstantou čidla polohy, a tedy i rychlosti. Z následujících obrázků je patrné, že relativní velikost překmitu se zmenšuje s velikostí požadovaných otáček. Zřejmý je také zvýšený proudový odběr, způsobený změnou předstihu proudu před magnetickým polem rotoru.

**Obrázek 46:** Odezva na požadavek konstantních otáček 2000 ot.min⁻¹**Obrázek 47:** Odezva na požadavek konstantních otáček 3000 ot.min⁻¹

9.2 Řízení v polohové smyčce

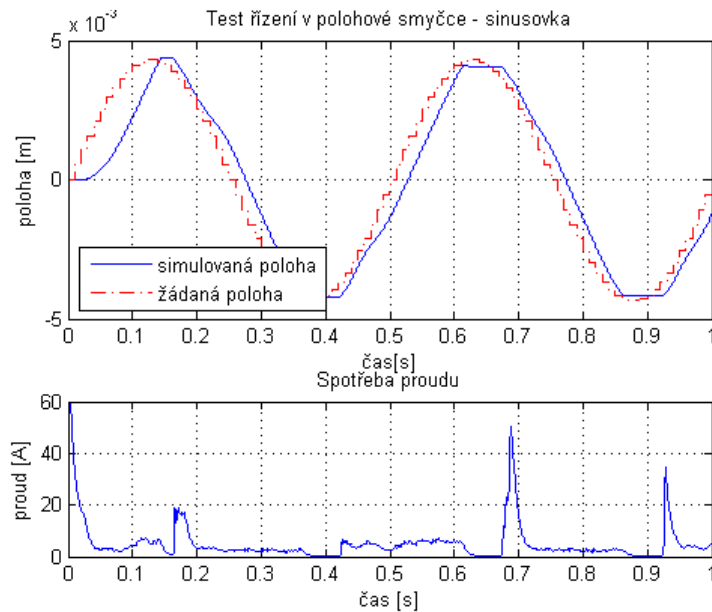
Předepsané testy pro řízení v polohové smyčce zahrnují testování odezvy na skok požadované polohy, a dále test odezvy na sinusový průběh požadované polohy, které mají ověřit rychlost odezvy řízené soustavy a její schopnost rychle měnit směr pohybu. Parametry testovacích sekvencí jsou následující: skoková změna požadované polohy je zadána v čase 0,05 s od startu simulace a představuje vychýlení řídicí plochy letounu o 5° . Přitom je započítáno omezení rychlosti změny výchylky řídicích ploch, které činí 100 %/s. Požadovaná poloha je vzorkována na frekvenci 100 Hz. Sinusový průběh požadované výchylky řídicí plochy má opět amplitudu 5° , a frekvence sinusovky je zadána na 2 Hz. Velikost výchylek je kvůli předpokládanému použití lineárních senzorů polohy přepočítána díky znalosti geometrie řídicích ploch z úhlových jednotek na jednotky délkové.

9.2.1 Senzorový algoritmus



Obrázek 48: Odezva na skok požadované polohy

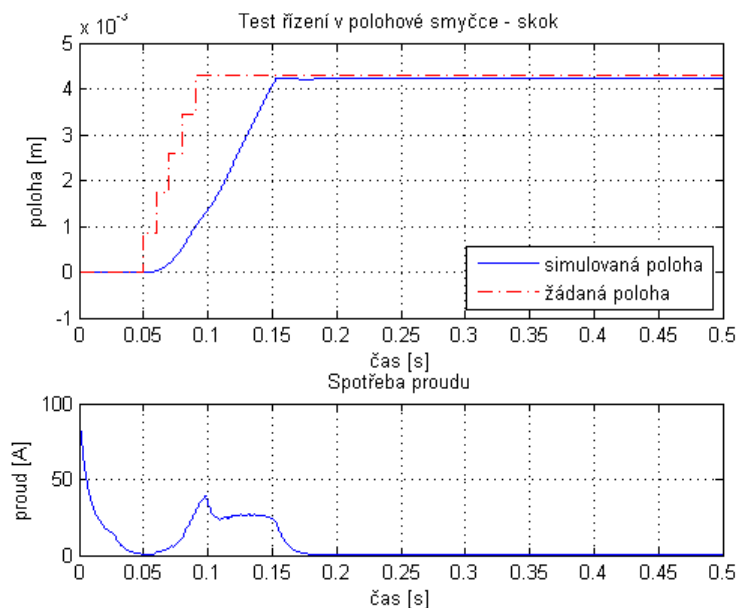
V odezvě sensorového algoritmu na skok požadované polohy je patrná minimální odchylka v ustáleném stavu. Ta je způsobena faktem, že aktuální verze algoritmu nedokáže zajistit korektní komutaci v nízkých otáčkách. Pokud jsou otáčky požadované polohovou smyčkou menší, než je spodní hranice řiditelnosti, nedojde ke spuštění motoru, popřípadě dojde k jeho vypnutí. Z důvodu omezené dynamiky prezentovaného řešení je navíc odezva poměrně pomalá.



Obrázek 49: Odezva na sinusovou změnu požadované polohy

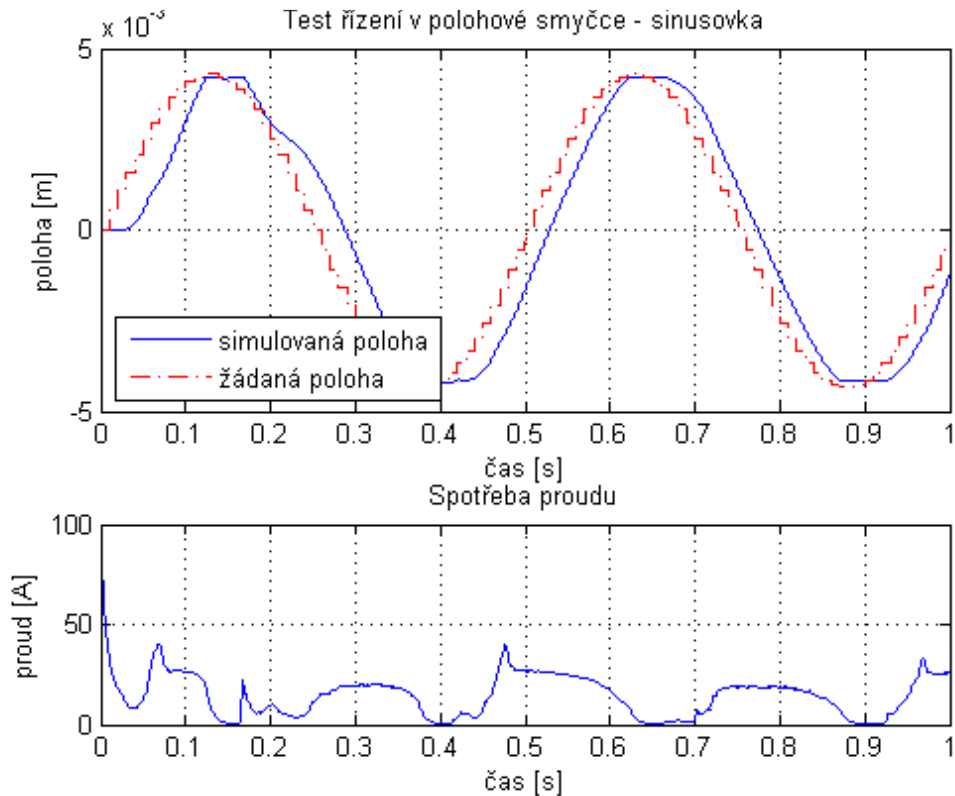
Při sinusové změně výchylky je u sensorového řídicího algoritmu zřetelná velká odchylka požadované a skutečné polohy v prvních cca 0,15 s kdy dochází k zarovnání a prvnímu roztočení motoru. Tuto odchylku není při použití stávajících senzorů a řešení řízení možno příliš dobře kompenzovat. Na druhou stranu je po dosažení požadovaných otáček zadaná trajektorie kopírována s dostatečnou přesností a minimálním zpožděním.

9.2.2 Algoritmus s bezsenzorovým odhadem polohy



Obrázek 50: Odezva na skok požadované polohy

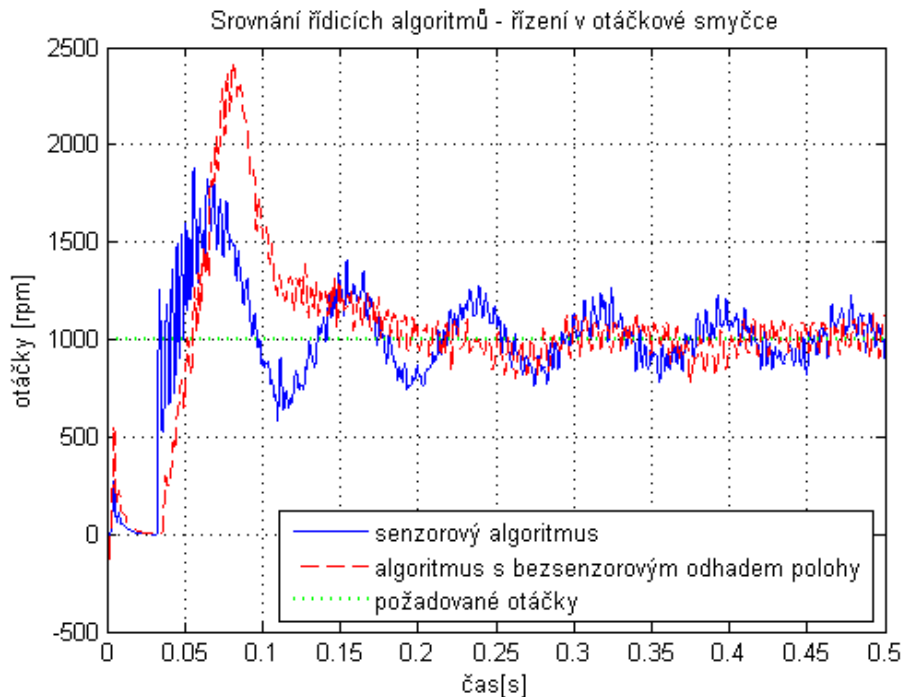
Algoritmus s bezsenzorovým odhadem polohy vykazuje při skokové změně žádané polohy mírně lepší dynamiku, než předchozí zmiňovaný. Ze stejných důvodů jako v kapitole 9.2.1 však odezva na skok obsahuje odchylku v ustáleném stavu.



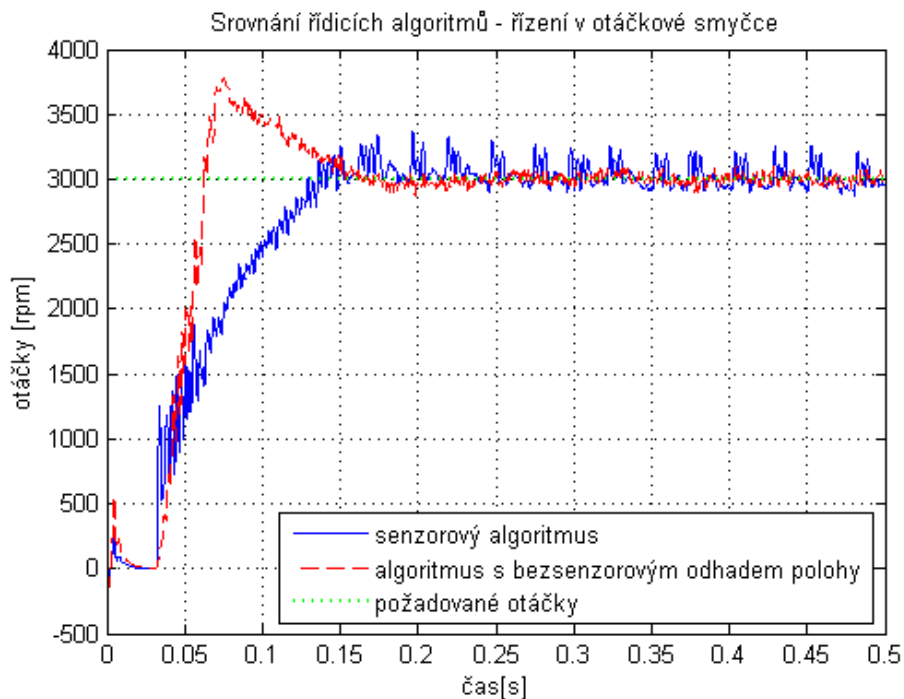
Obrázek 51: Odezva na sinusovou změnu požadované polohy

Také odezva na sinusový požadavek změny polohy je rychlejší, než u sensorového algoritmu. Zřetelnou nevýhodou je ovšem zvýšený proudový odběr i snížená přesnost samotné regulace polohy.

9.3 Porovnání výsledků řídicích algoritmů



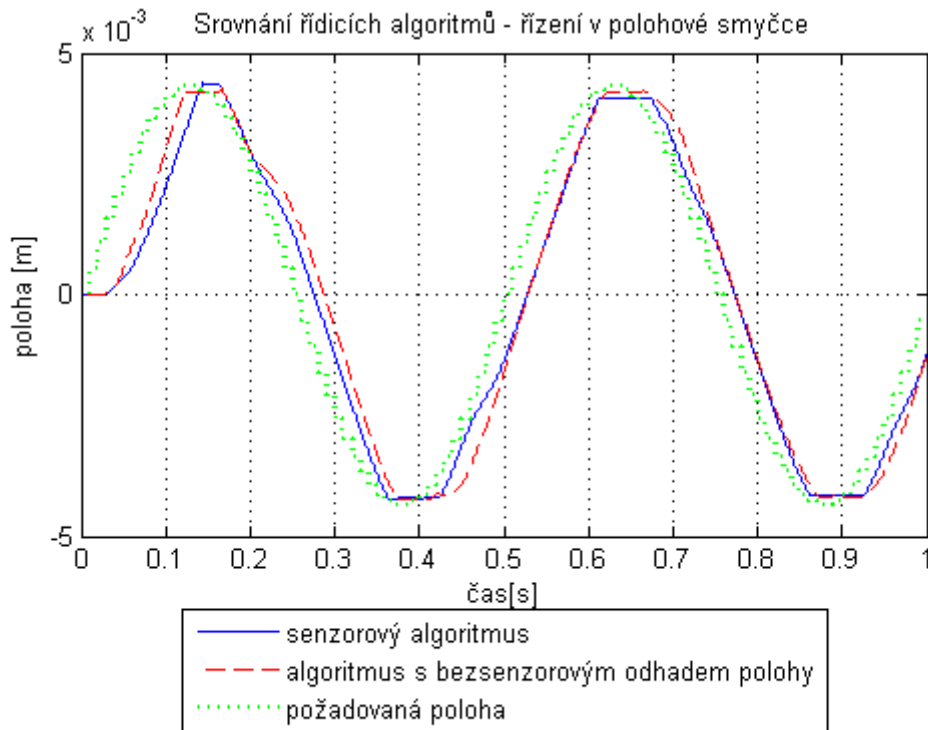
Obrázek 52: Porovnání algoritmů – odezva na požadavek konstantních otáček 1000 ot.min⁻¹



Obrázek 53: Porovnání algoritmů – odezva na požadavek konstantních otáček 3000 ot.min⁻¹

Porovnání přesnosti a rychlosti obou algoritmů v otáčkové smyčce jasně ukazuje výhody i nevýhody představených řešení. Bezsenzorový algoritmus vykazuje rychlejší odezvu s výrazným překmitem, zatímco řízení výhradně s pomocí Hallových senzorů se vyznačuje mírně horší dynamikou, zato však s menším

překmitem. Díky zvýšenému odběru proudu, a tedy jeho zmenšenému relativnímu zvlnění, dosahuje bezsensorový algoritmus plynulejšího chodu při požadované rychlosti.



Obrázek 54: Porovnání algoritmů – odezva na požadavek sinusového průběhu polohy

Porovnáním dosahovaných výsledků v polohové smyčce vynikne vyšší přesnost sensorového algoritmu, který po většinu doby trvání testu přesněji kopíruje požadovanou polohu aktuátoru. Velmi zřetelná je i delší doba rozběhu motoru, řízeného sensorovým algoritmem, patrná z porovnání směrnic polohových křivek.

Srovnání středních kvadratických odchylek hodnot obou algoritmů při řízení v polohové smyčce ukazuje, že i přes pomalejší rozběh při využití sensorového algoritmu je jeho celková přesnost lepší (střední kvadratická odchylka $7,52 \cdot 10^{-7} \text{ m}^2$), než u algoritmu s bezsensorovým odhadem polohy (střední kvadratická odchylka $9,40 \cdot 10^{-7} \text{ m}^2$).

Algoritmus	Rozsah rychlostí (ot.min ⁻¹)	Výhody	Nevýhody
S Hallovými čidly	1000-5400	Jednoduché	Horší dynamika řízení
S Hallovými čidly a bezsensorovým odhadem polohy	1000-5400	Lepší odhad polohy, plynulejší chod	Složitější implementace, nutnost použít tři proudová čidla, větší odběr proudu

Tabulka 5: Srovnání řídicích algoritmů

10 NÁMĚTY NA DALŠÍ VÝZKUM

Vyvinuté algoritmy prokázaly v testech svou obecnou funkčnost, ale i provozní omezení. Při současném stavu práce existuje několik vývojových cest, které by mohly vést ke zlepšení výsledků vyvíjených algoritmů. Jednou z nich je změna elektrické části modelu motoru, který by mohl být vytvořen za použití základních bloků prostředí Matlab/Simulink, což by umožnilo změnu parametrů motoru za běhu simulace. Nutnost modelovat diferenciální rovnice elektrického stroje by tak byla vykoupena možností implementace například teplotní sítě, která by pomohla lépe prověřit funkčnost řídicích algoritmů v širším rozsahu okolních podmínek, než je tomu doposud.

Jinou cestou je využití pokročilejšího algoritmu odhadu polohy, založeného na informacích z Hallovyých senzorů. V této práci představený algoritmus bez provedení dalších úprav nefunguje korektně v degradovaném módu. Výpadek jednoho nebo více senzorů polohy nyní vede k zastavení rotoru. Implementací prediktivního algoritmu by bylo možno za cenu mírně vyšší výpočetní náročnosti zajistit chod motoru i při detekci chyby Hallova čidla, a to bez nutnosti používat bezsenzorový odhad polohy rotoru. Tím by také byly odstraněny problémy s rozdílnými dynamikami otáčkové regulační smyčky při použití senzorového a bezsenzorového algoritmu.

Určitý prostor pro zlepšování zůstává v naladění proudové a otáčkové regulační smyčky, které v současnosti nedosahují optimálních výsledků. Jejich úprava může přinést zlepšené dynamické chování motoru, které by mohlo výrazně zlepšit výsledky řízení v polohové smyčce.

Cenné informace by rovněž přineslo implementování některého ze zavržených výpočetně náročnějších prediktivních algoritmů bezsenzorového řízení a porovnání jeho výsledků s výsledky, dosaženými v rámci této práce.

11 ZÁVĚR

Cílem práce bylo vyvinout a otestovat algoritmy pro řízení BLAC motoru v leteckých aplikacích. V první části práce byla provedena rešeršní studie, zabývající se vlastnostmi a řízením bezkartáčových motorů. Dále byl odvozen matematický model bezkartáčového motoru, který posloužil k ověření správnosti převzatého simulačního modelu firmy UNIS, a.s. Upravený model motoru byl po prověření funkčnosti implementován do modelu soustavy elektromechanického aktuátoru, dodané zahraničními partnery projektu Actuation 2015.

Dalším krokem byl vývoj a testování vlastních řídicích algoritmů. Pro implementaci algoritmu sensorového řízení, využívajícího trojice Hallových sensorů, bylo využito kostry architektury, použité již dříve pro řízení BLDC motoru v jiné aplikaci. Původní algoritmus ovšem prošel změnami, které zahrnovaly úpravu většiny modulů, a přidání několika modulů nových.

Po zvážení požadavků na přesnost detekce polohy rotoru a výpočetní kapacity řídicí jednotky byl naprogramován a implementován modul bezsensorového odhadu polohy, založený na měření fázových veličin. Díky využití prostých goniometrických funkcí jsou jeho nároky na výpočetní kapacitu minimální, nevýhoda však tkví v nutnosti měření fázových proudů a napětí. Po naprogramování přepínací logiky byl nově vyvinutý modul implementován do stávajícího modelu. Nově vzniklý řídicí algoritmus tak v sobě kombinuje vlastnosti sensorového i bezsensorového řešení. Daní za zpřesněný odhad polohy a rychlosti rotoru je ovšem zvýšený proudový odběr, způsobený nucenou změnou předstihu proudu před magnetickým polem rotoru. Testování navíc prokázalo, že i přes zlepšení odhadu polohy nedosahuje nový algoritmus očekávaných výrazně lepších výsledků, a v polohové smyčce je dokonce méně přesný, než sensorové řízení s hallovými sondami. Tato zjištění společně s nutností použití tří proudových čidel a složitější implementací hovoří výrazně v neprospěch daného řešení. Přesto lze navržený algoritmus považovat za určitý základ pro budoucí čistě bezsensorové řešení.

Posledním bodem práce bylo vytvoření a implementace grafického uživatelského prostředí, umožňujícího změnu parametrů motoru a regulátorů bez nutnosti podrobné znalosti struktury modelu, popřípadě hledání parametrů v inicializačním souboru.

Řešení a výsledky, obsažené v této práci byly publikovány v rámci dokumentu, popisujícího postup prací v rámci projektu Actuation 2015.

12 REFERENCE

- [1] BENJAK, O.; GERLING, D.: Review of position estimation methods for IPMSM drives without a position sensor part I: Nonadaptive methods, In *Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference on*, 6-8 Sept 2010, Rome, Italy, s.1-6, ISBN 978-1-4244-4175-4
- [2] BENJAK, O.; GERLING, D.: Review of position estimation methods for IPMSM drives without a position sensor part II: Adaptive methods, In *Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference on*, 6-8 Sept. 2010, Rome, Italy, s.1-6. ISBN 978-1-4244-4175-4
- [3] BURGER, F., BESSE, P. A., POPOVIC, R. S.: New single chip Hall sensor for three phases brushless motor control, In *Sensors and Actuators A: Physical*, Volume 81, Issues 1–3, 1 April 2000, s. 320-323, ISSN 0924-4247.
- [4] BUSCA, C: *Open Loop Low Speed Control for PMSM in High Dynamic Applications*. Aalborg: Aalborg University, Department of Energy Technology, 2010. 111 s. Vedoucí diplomové práce Remus Teodorescu, Johnny Wahl Jensen, Ömer Göksu
- [5] DIBLÍK, M.: *Elektrické pohony pro dynamicky náročné aplikace*, Liberec: Technická univerzita v Liberci, Fakulta mechatroniky a mezioborových inženýrských studií, 2006. Autoreferát dizertační práce. 47 s. Školitelé dizertační práce Doc. Ing. Pavel Rydlo, Ph.D., Dr. Ing. Jan Podrapský.
- [6] GAMAZO, J.C., VÁZQUEZ, E., GÓMEZ, J.: *Position and Speed Control of Brushless DC Motors Using Sensorless Techniques and Applicatin Trends*, University of Valladolid, Valladolid, Spain, [online], 2010, [cit. 23.2.2013] Dostupné z WWW: <<http://www.mdpi.com/1424-8220/10/7/6901/pdf>>
- [7] GRAND, S.: *Actuation 2015: Preliminary actuator model description*. 4th May 2012. 13 s.
- [8] HOQUE, M.A.; RAHMAN, M.A.: Speed and position sensorless permanent magnet synchronous motor drives, In *Electrical and Computer Engineering, 1994. Conference Proceedings. 1994 Canadian Conference on*, 25-28 Sep 1994, Halifax, Canada, s.689-692, vol.2. ISBN 0-7803-2416-1
- [9] HOŘAVA, J.: *Skalární versus vektorové řízení synchronních motorů*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta strojního inženýrství, 2009. 42 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Vladimír Hubík.
- [10] HUBÍK, V., ŠVÉDA, M., SINGULE, V.: On the Development of BLDC motor control run-up algorithms for aerospace application. In *Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC 2008. 13th, 1-3 Sept. 2008, Poznan, Poland*, s.1620-1624. ISBN 978-1-4244-1742-1
- [11] JOHNSON, J.P.; EHSANI, M.; GUZELGRUNLER, Y.: Review of sensorless methods for brushless DC, In *Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE, vol.1. 3-7 Oct 1999, Phoenix, USA*. s.143-150 vol.1. ISSN 0197-2618

- [12] KRIŽAN, J.: *Bezsenzorové řízení BLDC motoru*, Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta strojíního inženýrství, 2012. 70 s. Vedoucí diplomové práce doc. Ing. Robert Grepl, Ph.D.
- [13] NOIREZ, G.: *Actuation 2015: Requirements for actuator control and monitoring*. 10th May 2012. 28 s.
- [14] OZTURK, S.B.: *Modelling, Simulation and Analysis of Low-cost Direct Torque Control of SMPM using Hall-Effect Sensors*, Texas A&M University, Texas, [online], 2005. [cit. 2013-04-12], Dostupné z WWW: <<http://www.scribd.com/doc/51640977/Modelling-simulation-and-analysis-of-low-cost-direct-torque-control-of-PMSM-using-Hall-effect-se>>
- [15] PERERA, P. D. C.: *Sensorless Control of Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives*. Aalborg: Aalborg University, Institute of Energy Technology, 2002. 210 s. ISBN 87-89179-41-2
- [16] SHIOUNG, L., LEMLEY, T.: *A Comparison Study of the Commutation Methods for the Three-Phase Permanent Magnet Brushless DC Motor*. [online] Neznámý rok. [cit. 2013-03-15]. Dostupné z WWW: <<http://www.magnelab.com/uploads/4c51d9ba6fe5a.pdf>>
- [17] SKALICKÝ, J.: *Elektrické regulované pohony*, Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2007. 123s.
- [18] SKALICKÝ, J.: *Elektrické servopohony*, Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a informatiky, 2001. 2. vydání, 86s. ISBN 80-214-1978-4
- [19] SKALICKÝ, J.: *Teorie řízení*, Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2002. 2. vydání, 98s. ISBN 80-214-2112-6
- [20] TOMAN, J., SINGULE, V.: Self-Tuning and Verification of the Control Algorithm for BLDC Motor in *Real-Time, Electrical drives and power electronics proceedings*. 2011. s. 123-127, ISBN 978-80-553-0734-3
- [21] *AM512B – 9 bit rotary magnetic sensor chip*. (webová stránka produktu). [online], [cit 2012-12-17], Dostupné z WWW: <<http://www.rls.si/en/am512b-9-bit-rotary-magnetic-sensor-chip--15882>>
- [22] *Design Trends - May 2008*. [online], 2008, [cit. 2012-12-09] Dostupné z WWW: <http://www.motion-designs.com/images/DTrends_May_2008.pdf>
- [23] *History of Brushless DC Motors*. (webová stránka) [online], [cit. 2012-12-10], Dostupné z WWW: <<http://www.nmbtc.com/brushless-dc-motors/brushless-dc-motors.html>>
- [24] *Speed Control of Brushless DC Motors – Sinusoidal Commutation with Hall Sensor*. Microsemi Corporation. Uživatelská příručka. [online], [cit 2012-12-19], Dostupné z WWW: <http://www.actel.com/documents/Sinusoidal_Commutation_With_HALL_U G.PDF>
- [25] *Variable reluctance resolvers – Ducommun Inc.* (webová prezentace produktu). [online], [cit 2012-12-17], Dostupné z WWW: <http://www.ducommun.com/dlt/products/motorsResolvers/variable_reluctance_resolvers.aspx>

13 SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK

c_f	poměr statického a dynamického tření	[-]
f	frekvence napájecího napětí	[Hz]
$F_{U,V,W}$	vzájemné natočení fázových vinutí	[rad]
$i_{U,V,W}$	fázový proud	[A]
J	moment setrvačnosti	[kg.m ²]
K_e	elektrická konstanta motoru	[V.s.rad ⁻¹]
K_m	mechanická konstanta stroje	[Nm.A ⁻¹]
$L_{d,q}$	indukčnost vinutí v rotorových souřadnicích	[H]
$L_{U,V,W}$	indukčnost statorových vinutí	[H]
M_{ext}	zátěžný moment motoru	[Nm]
m_i	vnitřní elektromagnetický moment stroje	[Nm]
M_t	mechanické ztráty v motoru	[Nm]
$M_{U,V,W}$	fázové momenty	[Nm]
Pol_{num}	počet pólových dvojic	[-]
$R_{U,V,W}$	ohmický odpor statorových vinutí	[Ω]
T	moment třecích sil	[Nm]
U	napájecí napětí	[V]
$u_{BemfU,V,W}$	indukované fázové napětí	[V]
$u_{U,V,W}$	fázové napětí	[V]
γ	vzájemné natočení fází	[rad]
ϑ	mechanický úhel natočení rotoru	[rad]
ϑ_{el}	elektrický úhel natočení rotoru	[rad]
ϑ_{est}	odhadovaný úhel natočení rotoru	[rad]
$\psi_{BU,BV,BW}$	spřažený magnetický tok permanentních magnetů	[Wb]
$\psi_{U,V,W}$	spřažený magnetický tok jednotlivých fází	[Wb]
ω	úhlová rychlost rotoru	[rad.s ⁻¹]
ω_{est}	odhadovaná hodnota aktuální úhlové rychlosti rotoru	[rad.s ⁻¹]
ω_{max}	max. úhlová rychlost pro uvažování Stribeckova efektu	[rad.s ⁻¹]

14 SEZNAM PŘÍLOH NA CD

P1 - Modely a inicializační soubory MATLAB/Simulink

- P1.1 model EMA_hall.mdl
- P1.2 inicializační soubor EMA_hall_init.m
- P1.3 soubor GUI EMA_hall_GUI.m
- P1.4 soubor GUI EMA.hall_GUI.fig
- P1.5 model EMA_robust.mdl
- P1.6 inicializační soubor EMA_robust_init.m
- P1.7 soubor GUI EMA_robust_GUI.m
- P1.8 soubor GUI EMA.robust_GUI.fig