

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Brno, 2021

Bc. Jiří Soviš



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV AUTOMATIZACE A MĚŘICÍ TECHNIKY

DEPARTMENT OF CONTROL AND INSTRUMENTATION

BEZSNÍMAČOVÉ ŘÍZENÍ STŘÍDAVÝCH MOTORŮ NA PLATFORMĚ STM32

SENSORLESS CONTROL OF AC MOTORS ON STM32 PLATFORM

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Jiří Soviš

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Lukáš Pohl, Ph.D.

BRNO 2021



Diplomová práce

magisterský navazující studijní program **Kybernetika, automatizace a měření**

Ústav automatizace a měřicí techniky

Student: Bc. Jiří Soviš

ID: 198589

Ročník: 2

Akademický rok: 2020/21

NÁZEV TÉMATU:

Bezsnímačové řízení střídavých motorů na platformě STM32

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Provedte rešerši bezsnímačových metod vektorového řízení střídavých motorů se zaměřením na řízení v oblasti nízkých otáček.
2. Vyberte vhodnou platformu s STM32, nakonfigurujte periferie pro snímání polohy, proudu a generování PWM.
3. Implementujte bezsnímačové řízení proudu, případně otáček a polohy na zvolené platformě.
4. Provedte experimentální ověření bezsnímačové metody při různém zatížení motoru.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

KRAUSE, Paul C., et al. Analysis of electric machinery and drive systems. New York: IEEE press, 2002.

Termín zadání: 8.2.2021

Termín odevzdání: 17.5.2021

Vedoucí práce: Ing. Lukáš Pohl, Ph.D.

doc. Ing. Petr Fiedler, Ph.D.
předseda rady studijního programu

UPOZORNĚNÍ:

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

ABSTRAKT

Práce se věnuje problematice bezsnímačového vektorového řízení synchronního motoru s permanentními magnety v oblasti nízkých otáček. V první části je proveden stručný popis synchronního motoru a nezbytných transformací k aplikaci vektorového řízení. Dále navazuje uvedení bezsnímačových metod odhadu polohy pomocí injektování vysokofrekvenčního harmonického signálu. Praktická část se věnuje implementaci řízení na vývojovém kitu STM32NUCLEO-L476RG, čemuž předchází identifikace veškerých parametrů motoru. V rámci implementace byla navržena struktura zahrnující řízení proudu, otáček a polohy. Funkčnost a robustnost nastavení byla úspěšně otestována vzhledem k rozdílné setrvačnosti a zátěži.

KLÍČOVÁ SLOVA

synchronní motor, STM32NUCLEO, bezsnímačové řízení, VF metody odhadu polohy rotoru, vektorové řízení, otáčková a polohová regulace

ABSTRACT

The work is focused on the issue of sensorless vector control of a synchronous motor with permanent magnets in the low-speed range. In the first part, there is a brief description of the synchronous motor and the necessary transformations for the application of vector control. This is followed by the overview of sensorless methods for position estimation by injecting a high-frequency harmonic signal. The practical part is devoted to the implementation of a control algorithm to develop kit STM32NUCLEO-L476RG, which is preceded by the identification of all engine parameters. As part of the implementation, a structure including current, speed and position control was designed. The functionality and robustness of the settings have been successfully tested due to the different inertia and load.

KEYWORDS

synchronous motor, STM32NUCLEO, sensorless driving, HF sensorless rotor position estimation, vector control, speed and position regulation

JIŘÍ, Soviš. *Bezsnímačové řízení střídavých motorů na platformě STM32*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav elektrotechnologie, 2021, 83 s. Diplomová práce. Vedoucí práce: Ing. Pohl Lukáš, Ph.D.

Prohlášení autora o původnosti díla

Jméno a příjmení autora:	Bc. Soviš Jiří
VUT ID autora:	198589
Typ práce:	Diplomová práce
Akademický rok:	2020/21
Téma závěrečné práce:	Bezsnímačové řízení střídavých motorů na platformě STM32

Prohlašuji, že svou závěrečnou práci jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucí/ho závěrečné práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené závěrečné práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

Brno

.....

podpis autora*

* Autor podepisuje pouze v tištěné verzi.

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval vedoucímu diplomové práce panu Ing. Lukáši Pohlovi, Ph.D. za odborné vedení, konzultace, trpělivost a podnětné návrhy k diplomové práci i skrz mírný časový deficit při dokončování. Zároveň bych rád poděkoval mé rodině za oporu a dodávání motivace v nelehké době pandemie, která zapříčinila mnohé omezení.

Obsah

Úvod	13
1 Motory s permanentními magnety	14
1.1 Synchronní motor s permanentními magnety	14
1.2 Bezkartáčový stejnosměrný motor (BLDC)	15
1.3 Matematický model PMSM	15
1.4 Vektorové řízení	17
1.4.1 Přímé transformace	19
1.4.2 Inverzní transformace	20
2 Bezsnímačové metody řízení v oblasti nízkých otáček	21
2.1 Injektování vysokofrekvenčního signálu	21
2.1.1 Injektování do dq rámce	22
2.1.2 Injektování do α, β rámce	27
3 Hardware vybavení	30
3.1 Mikrokontroler	30
3.2 Výkonová deska	30
3.2.1 Můstek s výkonovými tranzistory	31
3.3 Synchronní motor, magnetický enkoder	32
3.3.1 Magnetický rotační enkoder	33
4 Konfigurace periférií kontroleru	35
4.1 Pulzní šířková modulace řídicího signálu	35
4.2 Měření okamžitého proudu	36
4.2.1 Přepočet elektrického proudu	37
4.3 Měření absolutní polohy rotoru	37
4.3.1 Výpočet elektrické polohy	38
4.3.2 Výpočet goniometrických funkcí	39
4.3.3 Výpočet rychlosti a relativní polohy	40
5 Identifikace parametrů motoru	41
5.1 Elektrická část modelu	41
5.1.1 Měření proudové charakteristiky	41
5.1.2 Měření konstantního budícího magnetického toku Ψ_f	43
5.2 Mechanická část modelu	44
5.2.1 Měření přítomnosti tření	44
5.2.2 Měření momentu setrvačnosti	45

6	Návrh regulátorů proudu	48
7	Fázový závěs	53
7.1	Návrh pomocí požadovaného tvaru charakteristického polynomu . . .	53
7.2	Návrh pomocí přechodového děje otáček rotoru	56
7.3	Volba vhodného injektovaného signálu	59
7.4	Odhad počátečního úhlu	60
8	Návrh regulátoru rychlosti otáčení	62
8.1	Zátěžový test	67
9	Návrh regulátoru polohy rotoru	72
9.1	Zátěžový test	74
	Závěr	76
	Literatura	78
	Seznam symbolů a zkratk	81

Seznam obrázků

1.1	3f, 2f a dq soustava	17
1.2	Schéma vektorového řízení	18
2.1	Struktura pro injektování do rámce rotoru	23
2.2	Chybový úhel rámce dq rotoru	24
2.3	Náhradní schéma dq modelu pro injekci vysokofrekvenčního signálu	26
2.4	Struktura pro injektování do $\alpha\beta$ rámce statoru	29
3.1	X-NUCLEO-IHM16M1 výkonová deska	31
3.2	Schéma obvodu STSPIN830	32
3.3	Motor iPower GBM6212H-150T	33
3.4	SPI read only mode	34
4.1	Módy středově zarovnané PWM v komplementárním režimu	36
4.2	Injected conversion mode	37
4.3	Schéma zapojení měření okamžitého proudu (shunt)	37
4.4	Rámec SPI komunikace s čipem AS5048A	38
5.1	Testovací pracoviště	41
5.2	Proudová přechodová charakteristika podélné složky i_d	42
5.3	Proudová přechodová charakteristika příčné složky i_q	43
5.4	Schéma měření budícího magnetického toku	43
5.5	Naměřená charakteristika indukovaného napětí u_{bemf}	44
5.6	Závislost točivého momentu M_e na mechanické úhlové rychlosti Ω_m rotoru	45
5.7	Schéma pro měření momentu setrvačnosti	46
5.8	Průběh úhlové rychlosti Ω_m při odpojení napájení	46
5.9	Měření pro výpočet celkového momentu setrvačnosti rotoru J_c	47
6.1	Frekvenční charakteristika otevřené smyčky $F_{q0}(s)$	49
6.2	Přechodová charakteristika proudové smyčky $F_{qw}(s)$ bez filtrace	50
6.3	Přechodová charakteristika proudové smyčky $F_{qw}(s)$ bez filtrace s PLL	50
6.4	Frekvenční charakteristika otevřené smyčky $F_{qf0}(s)$	51
6.5	Přechodová charakteristika otevřené smyčky $F_{q0}(s)$	52
6.6	Přechodová charakteristika otevřené smyčky $F_{q0}(s)$ s fázovým závěsem	52
7.1	Schéma fázového závěsu	53
7.2	Frekvenční a fázové charakteristiky pásmových propustí (BPF)	56
7.3	Normovaná přechodová charakteristika otáček motoru Ω_m	57
7.4	Frekvenční a fázová charakteristika otevřené smyčky fázového závěsu	57
7.5	Odezva otáček na regulované napětí u_q	58
7.6	Průběh chybového úhlu $\varepsilon_{\bar{\theta}}$ na základě otáček	58
7.7	Frekvenční charakteristika uzavřené proudové smyčky F_{qw}	60

7.8	Odezva fázového závěsu (hledání polohy rotoru z nulových podmínek)	61
8.1	Přechodová charakteristika otáčkové smyčky	64
8.2	Frekvenční a fázová charakteristika otáčkové smyčky bez regulátoru .	65
8.3	Frekvenční a fázová charakteristika otáčkové smyčky s regulátorem . .	65
8.4	Přechodová charakteristika otáčkové smyčky bez přímé vazby	66
8.5	Schéma regulačního obvodu s dopřednou vazbou	66
8.6	Přechodová charakteristika otáčkové smyčky s použitím dopředné vazby	67
8.7	Přídavný disk s nastavitelným momentem setrvačnosti	68
8.8	Skoková odezva otáček bez brzdění a přidané hmotnosti	69
8.9	Skoková odezva otáček (bez brzdění, přidaná hmotnost 360g)	70
8.10	Skoková odezva otáček (s brzděním, přidaná hmotnost 360g)	70
8.11	Skoková odezva otáček (bez brzdění, přidaná hmotnost 720g)	71
8.12	Skoková odezva otáček (s brzděním, přidaná hmotnost 720g)	71
9.1	Frekvenční charakteristika polohové smyčky	73
9.2	Odezva polohové smyčky na skokový signál (bez přidané hmotnosti) .	73
9.3	Odezva polohové smyčky na skokový signál (přidaná hmotnost 360g)	74
9.4	Odezva polohové smyčky na skokový signál (přidaná hmotnost 720g)	75
9.5	Odezva polohové smyčky na rampový signál (přidaná hmotnost 720g)	75

Seznam tabulek

5.1	Identifikované parametry motoru	47
7.1	Nastavené hodnoty fázového závěsu	58
8.1	Nastavení otáčkové regulace	64

Seznam výpisů

4.1	Příklad implementace matematické operace modulo	39
4.2	Implementace ošetření koncových stavu	40

Úvod

Tato práce se věnuje problematice bezsnímačového vektorového řízení (v anglické literatuře označováno jako field-oriented control [21]) aplikovaného na synchronní motor, jehož rotor je tvořen permanentními magnety (PMSM). Jednou z klíčových podmínek pro implementaci je znalost polohy rotoru, kterou je možné zajistit připojením vhodného snímače. Přítomnost měřicího zařízení lze však považovat za nezbytnou, pokud je kladený důraz na vysokou přesnost. V případě, kdy je pohlíženo více na cenu přístroje a dodržení přesnosti je požadováno pouze v dostatečných mezích, dostává se na řadu snaha o úsporu právě na místě snímače.

Pro odhad lze tedy použít mechanismus, který pomocí matematického aparátu a výpočetní jednotky dokáže nahradit snímač polohy s dostatečnou přesností odhadu úhlu natočení rotoru. Existuje řada metod [15] [12] [14], které se věnují různým provozním oblastem (nulové, nízké a vyšší otáčky) a jsou založeny na jiných způsobech odhadu.

Zadáním práce je implementace řízení motoru v nízkých otáčkách, což přímo definuje provozní oblast a zároveň zužuje výběr možných metod pro bezsnímačový odhad úhlu natočení rotoru. V takovém případě existují metody injektování vysokofrekvenčního harmonického signálu do statorového vinutí, které pro odhad využívají vlastností motoru, spočívající především v rozdílné podílné a příčné indukčnosti $L_d \neq L_q$. Injektovaný napěťový signál je modulován vlivem zmíněných nelinearit motoru, což se projeví na měřených proudech. Modulovaný signál lze poté vyhodnotit právě jako odhad polohy rotoru. S velkou výhodou jsou tyto metody používány nejen pro řízení v nízkých otáčkách, ale taky pro odhad počátečního natočení rotoru.

Praktický význam práce spočívá v samotné implementaci zmíněného bezsnímačového řízení synchronního motoru iPower GBM6212H-150T na vývojovém kitu STM32NUCLEO. Z důvodu chybějící dokumentace motoru bude nutné provést identifikaci veškerých parametrů, které jsou nezbytné pro nastavení regulačních struktur, tj proudová, otáčková a polohová smyčka. Součástí struktur bude realizována implementace vhodného estimátoru pro zpracování injektovaného signálu, čímž bude získán odhad polohy rotoru. V rámci implementace budou popsány postupy návrhu a jeho zhodnocení.

1 Motory s permanentními magnety

Motory s permanentními magnety se zařazují do skupiny synchronních motorů, což znamená synchronní otáčení rotoru s točivým magnetickým polem statoru. Kapitola pojednává o dvou typech motorů: bezkartáčový stejnosměrný motor (BLDC) a synchronní motor s permanentními magnety (PMSM). Oba motory vychází z principu řízení elektrického proudu pomocí vstupního napětí, čímž se vytváří magnetické pole, které interaguje s permanentními magnety připevněnými k rotoru. Tyto dva typy motorů se však liší způsobem statorového vinutí, což vede k různým průběhům napětí indukované zpětné elektromotorické síly (BEMF) [16]. Konstrukce statoru se podobá statoru asynchronního motoru, tudíž vinutí je zpravidla třífázové, rozložené do statorových drážek a podle konstrukce může být dvupólové nebo vícepólové [1]. Rotor může být buď uvnitř statoru nebo vně, což přirozeně ovlivňuje vlastnosti motoru.

1.1 Synchronní motor s permanentními magnety

Synchronní motory s permanentními magnety (PMSM) jsou hojně používané pro polohové servomechanismy, právě z důvodu rovnoměrného chodu bez momentových pulzací, díky napájení harmonickými proudy. Motory určené pro servopohony neobsahují tlumící vinutí na rotoru, neboť pracují stále v synchronním režimu, podmíněném zpětnou vazbou od polohy rotoru. Jak již bylo zmíněno, rotor motoru lze konstrukčně provést uvnitř nebo vně statoru. Provedení s vnějším rotorem je vhodné pro aplikace s nízkou rychlostí a vysokým točivým momentem. Naopak je tomu u motorů s vnitřním rotorem [17]. Důvod vychází z konstrukce, kdy je u vnějšího rotoru možné, při stejné velikosti jako s konstrukcí uvnitř statoru, mít větší počet pólových dvojic, což má vliv na snížení rychlosti a zvýšení točivého momentu, protože mezi jednotlivými vinutími bude menší úhel.

Umístění magnetů rotoru lze provést jako zapuštěné (menší potlačení vlivu reakce statorového vinutí na tvar magnetického pole ve vzduchové mezeře) nebo na povrchu rotoru (Surface mounted SMPMSM), což představuje umístění ve vzduchové mezeře (potlačení vlivu reakce statorového vinutí vlivem velké vzduchové mezery). Jiným způsobem konstrukce je uložení permanentních magnetů uvnitř rotoru (Interior PMSM), což způsobí koncentraci magnetického toku do vzduchové mezery. V porovnání s SMPMSM tyto motory mají menší omezení na maximální rychlost otáčení. PMSM má sinusový tvar magnetického pole ve vzduchové mezeře [1].

1.2 Bezkartáčový stejnosměrný motor (BLDC)

Elektronicky komutovaný motor (BLDC) je v podstatě „obrácený“ stejnosměrný motor právě z důvodu, že vinutí je umístěno ve statoru, nikoliv na kotvě a magnety jsou umístěné na rotoru. Funkci mechanického komutátoru přebírá tranzistorový měnič, který podle polohy rotoru přepíná (elektronicky komutuje) proud do jednotlivých statorových vinutí. Výhoda použití elektronické komutace spočívá zejména v tom, že nebude docházet k jiskření mezi sběrnými kartáči a lamelami komutátoru. Tento jev může značně degradovat měření elektrického proudu vinutím rotoru, což znamená snížení přesnosti případného řídicího algoritmu.

Rotor BLDC bývá konstruován podobně jako u výše uvedeného PMSM. Platí zde ale na první pohled zřejmý rozdíl tvaru magnetického toku ve vzduchové mezeře, který je v tomto případě harmonický, avšak trapezoidní [1].

Z principu konceptu BLDC motoru vzniká požadavek na snímání polohy rotoru (diskrétně po 60 el. stupních) pro komutaci statorového stejnosměrného proudu do jednotlivých vinutí (4.3.1). Výsledný točivý moment však není plynulý. Hladký točivý moment vyžaduje souvislou a přesnou fázovou komutaci, což zde není již z podstaty diskrétního měření polohy zaručeno. Jedním z řešení minimalizace zvlnění točivého momentu může být implementace pseudo-vektorového řízení, díky čemuž může motor fungovat podobně jako PMSM, za předpokladu mapování indukovaného zpětného elektromagnetického napětí na harmonický signál [16].

1.3 Matematický model PMSM

Model motoru je výhodné sestavit v souřadné soustavě (d - přímá složka, q - kvadrurní složka), která je pevně spojená s rotorem motoru. Na rozdíl od třífázové nebo dvoufázové soustavy statoru, v soustavě rotoru již složky nemají harmonický průběh, ale díky transformacím z kapitoly 1.4 mají charakter stejnosměrného signálu. Tato skutečnost umožňuje navrhnout na model přímo regulační strukturu.

Při tvorbě modelu je uvažován běžný třífázový stator a následující zjednodušující předpoklady [3]:

- Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře a tedy i indukovaného napětí je sinusový, přičemž je obecně uvažován rotor s vyniklými póly, tj. s různou magnetickou vodivostí v podélném a příčném směru
- Parametry (R, L) stroje jsou konstantní a stejné ve všech třech fázích
- Ztráty v železe jsou zanedbány
- Tlumící vinutí na rotoru není provedeno a rovněž se zanedbávají tlumící účinky materiálu rotoru
- Nulový vodič není připojen, uvažuje se zapojení do hvězdy

Na základě výše uvedených zjednodušení budou magnetické spřažené toky definovány následovným způsobem [3]:

$$\Psi_d = L_d i_d + \Psi_f [Wb] \quad (1.1)$$

$$\Psi_q = L_q i_q [Wb] \quad (1.2)$$

Maticový zápis 1.3 popisuje elektrickou část modelu motoru a zahrnuje první dvě stavové proměnné i_d, i_q [3]:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{\omega L_q}{L_d} \\ -\frac{\omega L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q - \omega \Psi_f \end{bmatrix} [A] \quad (1.3)$$

Třetí stavová proměnná Ω_m přímo souvisí s derivací mechanické úhlové rychlosti 1.4. Výpočet pro elektrickou úhlovou rychlost ω , je zahrnut do rovnice 1.5, která definuje přímou úměru za použití konstanty představující počet pólových dvojic ve statoru [3]. Rychlost otáčení rotoru ovlivňuje v mnoha případech nezanedbatelné třením (rovnice 1.4): Coulombovo b_c a viskózní, úměrné úhlové rychlosti skrz koeficient b_v .

$$\dot{\Omega}_m = \frac{1}{J_c} (M_e - \text{sgn}(\Omega_m) b_c - b_v \Omega_m - M_L) [rad/s] \quad (1.4)$$

$$\omega = n \Omega_m [rad/s] \quad (1.5)$$

Výsledný elektromagnetický moment motoru je dán rovnicí 1.6, která používá k výpočtu výše definované magnetické spřažené toky 1.1, 1.2. Při motoru s hladkým rotorem lze uvažovat $L_d = L_q$, což rovnici zjednoduší 1.7. Při správném nastavení proudové smyčky, kdy bude platit $i_d \approx 0$, lze uvažovat zjednodušený vztah, udávající výslednici točivého momentu stroje, jako součin příčné momentové složky i_q a konstantního budícího magnetického toku Ψ_f , v důsledku působení permanentních magnetů a nikoliv výsledným tokem ovlivněným statorovým proudem [3].

$$M_e = \frac{3}{2} n (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) [Nm] \quad (1.6)$$

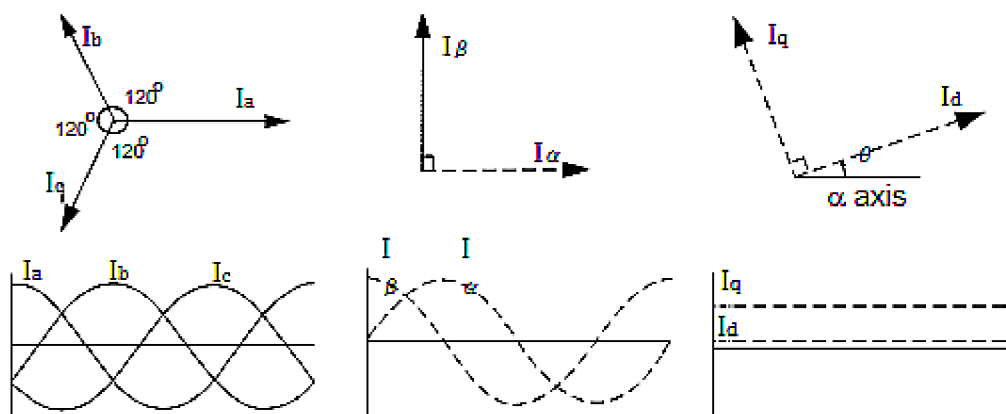
$$M_e = \frac{3}{2} n [\Psi_f + (L_d - L_q) i_d] i_q = \frac{3}{2} n \Psi_f i_q = K_t i_q [Nm] \quad (1.7)$$

1.4 Vektorové řízení

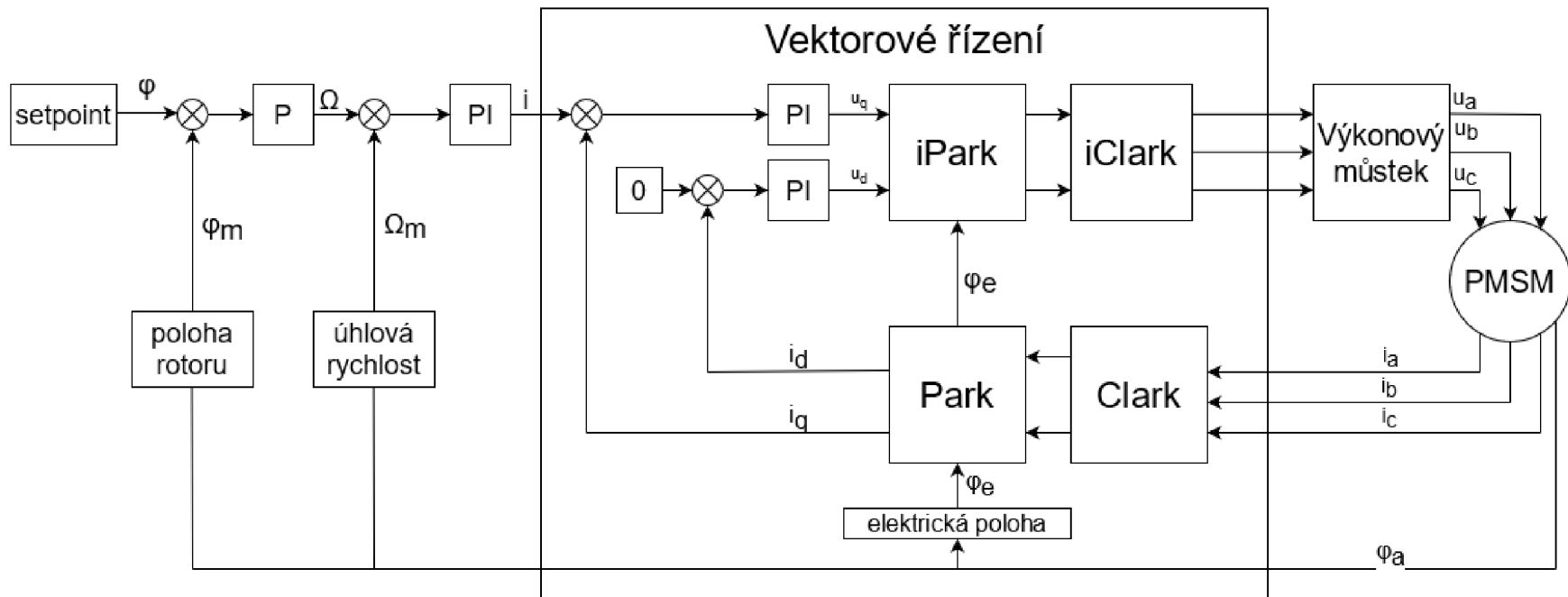
U stejnosměrných motorů je magnetický tok samostatně řízen budícím proudem, zatímco točivý moment mechanickým komutátorem proudu do rotoru. U motorů s elektronickou komutací ovlivňuje statorový proud obě složky zároveň. Oddělení magnetického toku (d - podélná složka) a točivého momentu (q - příčná složka) lze docílit pomocí analýzy okamžitého proudu a natočení rotoru. Zmíněný způsob řízení elektronicky komutovaných synchronních motorů využívá transformace třífázové soustavy (3f) pevně spojené se statorem do dvousložkového rámce pevně svázaného s rotorem (dq). Vektorové řízení umožňuje nastavit orientaci statorového magnetického pole tak, aby bylo vždy kolmo k magnetickému poli rotoru, což zapříčiní plný točivý moment v širokém rozsahu otáček. Motor následně získá schopnost rychlého zrychlení a zpomalení.

Vektorové řízení se opírá o měření okamžitých proudů a natočení rotoru. Změřené proudy statorovým vinutím ve 3f systému (i_a, i_b, i_c) s posunutím fází o 120° jsou převedeny pomocí Clarkovy přímé transformace do dvofázového (2f) souřadného systému (i_α, i_β) s posunutím fází o 90° . Odtud přímou Parkovou transformací, a s co nejpřesnější znalostí natočení rotoru, lze fázové proudy převést do rámce (d, q), pevně spjatého s rotorem (Synchronní rámec). Díky použitým transformacím budou z harmonických průběhů (u 3f a 2f systému) dvě stejnosměrné složky, které reprezentují momentovou (q) a tokovou složku (d) [21], [22].

Elektrické proudy i_d, i_q lze regulovat nezávisle lineárními regulátory typu PI (vyregulování konstantní poruchy a ustálená nulová odchylka), z nichž složka d je regulována na nulovou hodnotu. Inverzními transformacemi lze získat z dvousložkového systému rotoru průběhy do 3f systému, a nastavit tak napětí na výkonovém můstku pro motor, které je modulováno do obdélníkového signálu pulsní šířkovou modulací (PWM).



Obr. 1.1: 3f, 2f a dq soustava [18]



Obr. 1.2: Schéma vektorového řízení

1.4.1 Přímé transformace

Aplikací přímých transformací na měřené proudy ze zpětné vazbě 3f systému statoru, lze získat kolmý ortogonální systém pevně spjatý s rotorem 1.2. Výsledné složky proudů odpovídají momentové i_q a tokové i_d složce [19].

Clarkové transformace

Mezikrok u přímé transformace tvoří přepočítání 3f systému na 2f ortogonální systém. K tomu se využívá Clarkové transformace dle maticového zápisu 1.8. Aby byla zajištěna stejná velikost proudů vstupujících a vystupujících je nutné matice vynásobit konstantou $\frac{2}{3}$. Podmínkou této operace je symetrický 3f systém s posunutím fází o 120° .

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{\alpha\beta} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

Parkova transformace

Při znalosti úhlu natočení rotoru vůči statoru, lze 2f systém $(\alpha\beta)$ převést na dvou-složkový ortogonální systém pevně svázaný s rotorem (dq) . Na základě této matematické operace jsou připraveny vektory proudu i_d a i_q pro zpětnovazební regulaci.

$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{dq}(\theta) \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

1.4.2 Inverzní transformace

Aby bylo možné nastavit vstupní napětí na svorkách motoru, je nutné použít inverzní transformace z dvousložkového systému rotoru do 3f systému [19].

Inverzní Parkova transformace

Před inverzní Clarkové transformací je nutné provést inverzní Parkovu transformaci, která přepočítá napětí z rotorového systému na statorový 2f ortogonální systém. Nutná podmínka pro provedení této transformace je znalost úhlu natočení rotoru.

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{dq}^{-1}(\theta) \begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

Inverzní Clarkové transformace

U přepočtu napětí 2f ortogonálního systému na 3f zastává své místo inverzní Clarkové transformace. Jedná se již o přepočet statorového systému.

$$\begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \\ 0 \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{\alpha\beta}^{-1} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

Použitím obou transformací vznikne přímá transformace z 3f systému do rámce rotoru (dq).

$$\mathbf{T}(\theta) = \mathbf{T}_{dq}(\theta)\mathbf{T}_{\alpha\beta} \quad (1.12)$$

2 Bezsnímačové metody řízení v oblasti nízkých otáček

Metody určené pro bezsnímačové řízení PMSM motorů lze rozdělit do dvou skupin. První skupina metod se opírá o matematický model motoru a měření důsledků působení spřaženého magnetického toku, které se projeví v podobě zpětného elektromotorického napětí U_{bemf} (observery, MRAS struktury, Kalmanovy filtry). Tyto metody avšak nelze využívat při nízkých otáčkách rotoru, právě z důvodu nízkého U_{bemf} . Druhá skupina je zaměřena na určení počáteční polohy rotoru a uvedení motoru do chodu, popřípadě provozování v nízkých otáčkách. Využívá se zde vysokofrekvenční nosný signál, který je modulován na základě anizotropií/výběžků na rotoru. Výhodou druhé skupiny je menší závislost na změnách parametrů motoru v porovnání s první skupinou, kde je nutné znát veškeré elektrické a mechanické parametry motoru co nejpřesněji.

2.1 Injektování vysokofrekvenčního signálu

Metody určování polohy motoru pomocí injektování vysokofrekvenčního signálu je možné použít u motorů, které jsou magneticky asymetrické (saliency - nehomogenní) - rotor s vyniklými póly, tj. různou indukčností v podélném (d) a příčném směru (q), $L_d < L_q$.

U motoru s magnety uloženými uvnitř rotoru (internal permanent magnet) se mění vzduchová mezera v dráze magnetického toku v závislosti na poloze rotoru. Poloha rotoru je poté detekována právě změnami indukčností. Konceptem metody odhadu spočívá v injektování vysokofrekvenčního napětí do motoru a indukčnost bude nejvyšší právě v momentě, kdy měřený proud bude na nejvyšší úrovni [13].

U motorů s magnety uloženými na povrchu je vzduchová mezera v dráze magnetického toku téměř ve všech polohách stejná. Permanentní magnety (ze vzácných zemin - kobalt, neodym) mají podobnou permeabilitu jako vzduch, tudíž je lze z hlediska vlastností něj považovat [3]. Nehomogenita je velmi nízká, což znamená, že indukčnosti budou konstantní bez ohledu na polohu rotoru. Z toho důvodu se nehomogenita vytváří saturací magnetického toku permanentních magnetů ve směru d složky, což snižuje právě indukčnost v podélném směru (L_d). Pokud bude motor zatížen, bude tato saturace ovlivněna statorovými proudy a způsobí posun nehomogenity vzhledem k ose toku rotoru, která má za následek odchýlení odhadované polohy od skutečné [12].

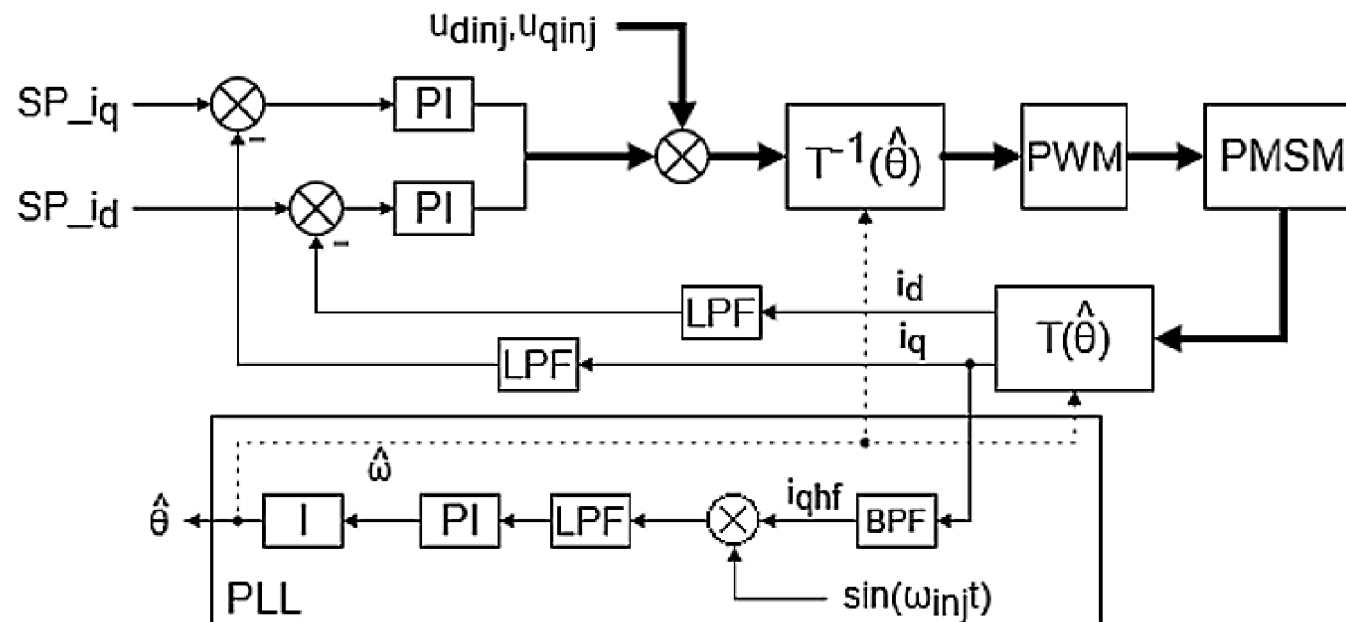
Pro získání užitečné informace o poloze rotoru lze injektovat signál v různých podobách. Vždy jde o variantu periodického signálu harmonického, popřípadě pulsního

signálu (modifikace pwm signálu). Injektovaný harmonický signál, většinou sinusový průběh, o předem dané frekvenci a amplitudě je superponován na výstupní napěťové signály proudových regulátorů. Frekvence takového signálu se pohybuje v rámci stovek hertz až jednotky kHz v závislosti na propustnosti proudových regulátorů a periodě vzorkování.

2.1.1 Injektování do dq rámce

Jedná se o metodu označovanou v anglické literatuře alternating injection [12], [14], [13]. Algoritmus je zasazen do rotujícího rámce pevně spojeného s rotorem motoru (dq). Injektování napěťového signálu bude prováděno do podélné složky d. Důvodem je, oscilace pouze magnetického toku při nulové odchylce polohy rotoru, což minimalizuje akustické projevy motoru, protože nebude produkován žádný nežádoucí točivý moment.

Modelové schéma této metody vyobrazuje obr.2.1. Napěťové signály jsou superponovány na napětí generované proudovými regulátory. Vysokofrekvenční nosný signál je zpětně získáván výběrovým filtrem z měřeného proudu i_q na fázích motoru. Pro snížení vlivu vysokofrekvenčního signálu ve zpětné vazbě na proudovou regulaci se doplňuje dolno-frekvenční filtry. Pokud se bude signál dostávat až do regulátorů, budou docházet k ovlivňování injektovaného signálu, což může zásadně zhoršit přesnost odhadu. Harmonický proud s frekvencí nosného signálu filtrovaný pásmovou propustí (BPF) je následně demodulován sinusovým signálem o stejné fázi, jako byl signál injektován (tzn. $\sin(\omega_{inj}t)$). Z tohoto signálu se integračním filtrem dolní propusti (LPF) vybere DC složka, která odpovídá odchylce úhlu $\tilde{\theta}$ (rovnice 2.3) mezi odhadovaným a skutečným rámcem rotoru.



Obr. 2.1: Struktura pro injektování do rámce rotoru

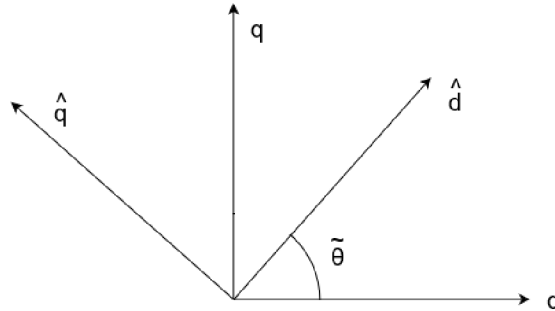
Vysokofrekvenční model motoru v dq souřadnicích lze sestavit dle rovnice 2.2. Výsledné napětí ovlivňuje zejména impedance \mathbf{Z}_{dq} . Pokud bude motor provozován v nízkých otáčkách ($\omega_{inj} \gg \omega$), nebude vytvářet tak vysoké zpětné elektromotorické napětí, tudíž lze pravou část rovnice \mathbf{U}_{bemf} zanedbat.

$$\mathbf{U}_{dq} = \mathbf{Z}_{dq}\mathbf{I}_{dq} + \mathbf{U}_{bemf} \quad (2.1)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} u_{dhf} \\ u_{qhf} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_d + j\omega_{inj}L_d & 0 \\ 0 & R_q + j\omega_{inj}L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dhf} \\ i_{qhf} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega\Psi_f \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} Z_d & 0 \\ 0 & Z_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dhf} \\ i_{qhf} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega\Psi_f \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.2)$$

Metoda se opírá o odhad chybového úhlu $\tilde{\theta}$ odhadované $\hat{\theta}$ a skutečné θ polohy rámce rotoru. Tuto skutečnost definuje rovnice 2.3, která koreluje s následujícím obrázkem 2.2.

$$\tilde{\theta} = \theta - \hat{\theta} = 0 \quad (2.3)$$



Obr. 2.2: Chybový úhel rámce dq rotoru

Pokud bude odchylka úhlů definována jako (2.3), lze přímo určit napětí transformacemi odhadované $\hat{\theta}$, skutečné θ polohy rotoru a impedancí v přímé a podélné složce vztahem (2.4).

$$\mathbf{U}_{dq} = \mathbf{T}_{dq}(\hat{\theta})\mathbf{T}_{dq}^{-1}(\theta)\mathbf{Z}_{dq}\mathbf{T}_{dq}(\theta)\mathbf{T}_{dq}^{-1}(\hat{\theta})\mathbf{I}_{dq} \quad (2.4)$$

Přímá transformace difference mezi skutečným a odhadovaným rámcem (2.3) je dána následujícím vztahem 2.5.

$$\mathbf{T}_{dq}(\tilde{\theta}) = \mathbf{T}_{dq}(\theta)\mathbf{T}_{dq}^{-1}(\hat{\theta}) \quad (2.5)$$

$$\mathbf{T}_{dq}(\tilde{\theta}) = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \hat{\theta} & -\sin \hat{\theta} \\ \sin \hat{\theta} & \cos \hat{\theta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \tilde{\theta} & \sin \tilde{\theta} \\ -\sin \tilde{\theta} & \cos \tilde{\theta} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Poté původní rovnici 2.4 lze přepsat do zjednodušené formy 2.7

$$\mathbf{U}_{dq} = \mathbf{T}_{dq}^{-1}(\tilde{\theta}) \mathbf{Z}_{dq} \mathbf{T}_{dq}(\tilde{\theta}) \mathbf{I}_{dq} \quad (2.7)$$

$$\begin{bmatrix} u_{dhf} \\ u_{qhf} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \tilde{\theta} & -\sin \tilde{\theta} \\ \sin \tilde{\theta} & \cos \tilde{\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_d & 0 \\ 0 & Z_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \tilde{\theta} & \sin \tilde{\theta} \\ -\sin \tilde{\theta} & \cos \tilde{\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dhf} \\ i_{qhf} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$\begin{bmatrix} u_{dhf} \\ u_{qhf} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_d - Z_d \sin^2(\tilde{\theta}) + Z_q \sin^2(\tilde{\theta}) & -\frac{1}{2} \sin(2\tilde{\theta})(Z_d - Z_q) \\ -\frac{1}{2} \sin(2\tilde{\theta})(Z_d - Z_q) & Z_q - Z_d \sin^2(\tilde{\theta}) - Z_q \sin^2(\tilde{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dhf} \\ i_{qhf} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$$\begin{aligned} Z_d - Z_d \sin^2(\tilde{\theta}) + Z_q \sin^2(\tilde{\theta}) &= Z_d \cos^2(\tilde{\theta}) + Z_q = \sin^2(\tilde{\theta}) \\ &= \frac{1}{2}(Z_d \cos(2\tilde{\theta}) + Z_d - Z_q \cos(2\tilde{\theta}) + Z_q) \end{aligned} \quad (2.10)$$

V této fázi jsou pro zjednodušení výpočtu zavedeny substituce 2.11, 2.12:

$$Z_{avg} = \frac{Z_d + Z_q}{2} \quad (2.11)$$

$$Z_{diff} = Z_d - Z_q \quad (2.12)$$

$$\frac{1}{2}(Z_d \cos(2\tilde{\theta}) + Z_d - Z_q \cos(2\tilde{\theta}) + Z_q) = Z_{avg} + \frac{1}{2} Z_{diff} \cos(2\tilde{\theta}) \quad (2.13)$$

Úpravou 2.10 a zavedením substitucí 2.11, 2.12 systém 2.8 získává podobu ve tvaru 2.14.

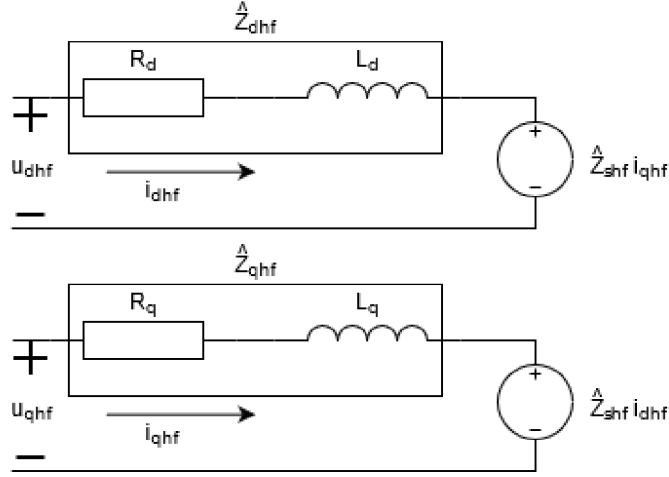
$$\begin{bmatrix} u_{dhf} \\ u_{qhf} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{avg} + \frac{1}{2} Z_{diff} \cos(2\tilde{\theta}) & -\frac{1}{2} Z_{diff} \sin(2\tilde{\theta}) \\ -\frac{1}{2} Z_{diff} \sin(2\tilde{\theta}) & Z_{avg} - \frac{1}{2} Z_{diff} \cos(2\tilde{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dhf} \\ i_{qhf} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Systém lze následně zjednodušit do minimalizované formy 2.15, kterou lze popsat ekvivalentním schématem 2.3

$$\begin{bmatrix} u_{dhf} \\ u_{qhf} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{dhf} & Z_{shf} \\ Z_{shf} & Z_{qhf} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dhf} \\ i_{qhf} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Inverzí impedanční matice systému 2.15 dojde k obrácení vstupních a výstupních veličin 2.17.

$$\begin{bmatrix} i_{dhf} \\ i_{qhf} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{dhf} & Z_{shf} \\ Z_{shf} & Z_{qhf} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} u_{dhf} \\ u_{qhf} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$



Obr. 2.3: Náhradní schéma dq modelu pro injekci vysokofrekvenčního signálu

$$\begin{bmatrix} i_{dhf} \\ i_{qhf} \end{bmatrix} = \frac{1}{Z_{dhf}Z_{qhf} - Z_{shf}^2} \begin{bmatrix} Z_{qhf} & -Z_{shf} \\ -Z_{shf} & Z_{dhf} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{dhf} \\ u_{qhf} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

$$\begin{aligned} \frac{1}{Z_{dhf}Z_{qhf} - Z_{shf}^2} &= \frac{1}{Z_{avg}^2 + \frac{1}{4}Z_{diff}^2 \cos^2(2\tilde{\theta}) - \frac{1}{4}Z_{diff}^2 \sin^2(2\tilde{\theta})} \\ &= \frac{1}{Z_{avg}^2 - \frac{1}{4}Z_{diff}^2} = \frac{1}{\left(\frac{Z_d+Z_q}{2}\right)^2 + \frac{1}{4}(Z_d - Z_q)^2} = \frac{1}{Z_d Z_q} \end{aligned} \quad (2.18)$$

Injektovaným napětím bude signál $u_{dhf} = U_{inj} \cos(\omega_{inj}t)$ o dané frekvenci ω_{inj} a amplitudě U_{inj} . Z rovnice systému PMSM modelu 1.3 lze zpozorovat křížovou vazbu mezi příčnou a podélnou složkou, která je úměrná rychlosti otáčení rotoru. Cílem metody je, aby nedocházelo k oscilaci na příčné složce, pokud bude chybový signál roven nule. To lze kompenzovat injektováním signálu i do příčné složky $u_{qhf} = U_{inj} \frac{\omega}{\omega_{inj}} \sin(\omega_{inj}t)$ [12]. Signál však při odvození metody a implementaci není použit.

$$\begin{bmatrix} i_{dhf} \\ i_{qhf} \end{bmatrix} = \frac{1}{Z_d Z_q} \begin{bmatrix} Z_{qhf} & -Z_{shf} \\ -Z_{shf} & Z_{dhf} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{inj} \cos(\omega_{inj}t) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

Odhadování chybového úhlu $\tilde{\theta}$ bude prováděno na proudu i_{qhf} . Vyjádření příčné složky ze systému 2.19 je následující:

$$i_{qhf} = -\frac{Z_{shf}}{Z_d Z_q} U_{inj} \cos(\omega_{inj}t) = -\frac{U_{inj}}{2} \frac{Z_{diff} \cos(\omega_{inj}t)}{Z_d Z_q} \sin(2\tilde{\theta}) \quad (2.20)$$

V této fázi je možné převést komplexní impedance na druhotné složky odporu R_x a indukčnosti L_x .

$$\begin{aligned} i_{qhf} &= -\frac{U_{inj}}{2} \frac{(R_{diff} + j\omega_{inj}L_{diff}) \cos(\omega_{inj}t)}{(R_d + j\omega_{inj}L_d)(R_q + j\omega_{inj}L_q)} \sin(2\tilde{\theta}) \\ &= -\frac{U_{inj}}{2} \frac{(R_{diff} + j\omega_{inj}L_{diff}) \cos(\omega_{inj}t)}{R_d R_q - \omega_{inj}^2 L_d L_q + j\omega_{inj}(R_d L_q + R_q L_d)} \sin(2\tilde{\theta}) \end{aligned} \quad (2.21)$$

Pokud bude R_d a R_q dostatečně malé, lze je zanedbat a rovnice proudu se zjednoduší do tvaru:

$$i_{qhf} \approx -\frac{U_{inj}}{2} \frac{R_{diff} \cos(\omega_{inj}t) - \omega_{inj}L_{diff} \sin(\omega_{inj}t)}{-\omega_{inj}^2 L_d L_q} \sin(2\tilde{\theta}) \quad (2.22)$$

Demodulací signálu, vynásobením harmonickým signálem sinus o stejné fázi jako měl injektovaný signál a následnou filtrací dolní propustí, je dosažen signál, jehož amplituda je úměrná o chybovému úhlu (rov. 2.23).

$$\begin{aligned} f(\tilde{\theta}) &\approx LPF[i_{qhf} \sin(\omega_{inj}t)] \\ &\approx LPF\left[-\frac{U_{inj}}{2} \frac{R_{diff} \cos(\omega_{inj}t) \sin(\omega_{inj}t) - \omega_{inj}L_{diff} \sin^2(\omega_{inj}t)}{-\omega_{inj}^2 L_d L_q} \sin(2\tilde{\theta})\right] \\ &\approx LPF\left[-\frac{U_{inj}}{2} \frac{\frac{1}{2}R_{diff} \sin(2\omega_{inj}t) - \omega_{inj}L_{diff} [1 + \cos^2(\omega_{inj}t)]}{-\omega_{inj}^2 L_d L_q} \sin(2\tilde{\theta})\right] \\ &\approx -\frac{U_{inj}}{2} \frac{L_{diff}}{\omega_{inj} L_d L_q} \sin(2\tilde{\theta}) \end{aligned} \quad (2.23)$$

Pokud bude chybový úhel $\tilde{\theta}$ malý, což značí malou odchylku estimovaného úhlu od skutečného, lze chybu považovat za proporcionální a rovnici lze zjednodušit 2.24.

$$f(\tilde{\theta}) = \varepsilon_{\tilde{\theta}} \approx -\frac{U_{inj}}{2} \frac{L_d - L_q}{\omega_{inj} L_d L_q} \tilde{\theta} \approx -K_{eer} \tilde{\theta} \quad (2.24)$$

Je zřetelné, že proud i_{qhf} nese proporcionální informaci o chybovém úhlu $\tilde{\theta}$, tudíž vhodným kandidátem na algoritmus odhadu úhlu θ může být právě fázový závěs.

2.1.2 Injektování do α, β rámce

Druhou metodou vysokofrekvenční analýzy úhlu natočení rotoru je injektování signálu do statorové 2f soustavy ($\alpha\beta$). V anglickém jazyce se tento způsob označuje Revolving injection estimation [12] [15]. Jak bylo řečeno, injektování se provádí do statorového systému, tudíž lze definovat vstupní napětí dle 2.25.

$$\begin{aligned} u_{\alpha inj} &= -U_{inj} \sin(\omega_{inj}t) \\ u_{\beta inj} &= U_{inj} \cos(\omega_{inj}t) \end{aligned} \quad (2.25)$$

Pokud bude tento signál přičten k statorovým napětím u_α, u_β , které se otáčejí úhlovou rychlostí ω , modulovaný vysokofrekvenční signál lze poté získat pásmovou propustí ze statorových proudů i_α, i_β . Tyto proudy nesou podobně jako u předchozí metody užitečnou informaci o odchylce úhlu rotoru 2.3 [12].

$$\begin{aligned} i_{\alpha hf} &= \frac{U_{inj}}{2\omega_{inj}L_dL_q} \left[(L_d + L_q) \cos(\omega_{inj}t) - (L_d - L_q) \cos(2\tilde{\theta} - \omega_{inj}t) \right] \\ i_{\beta hf} &= \frac{U_{inj}}{2\omega_{inj}L_dL_q} \left[(L_d + L_q) \sin(\omega_{inj}t) - (L_d - L_q) \sin(2\tilde{\theta} - \omega_{inj}t) \right] \end{aligned} \quad (2.26)$$

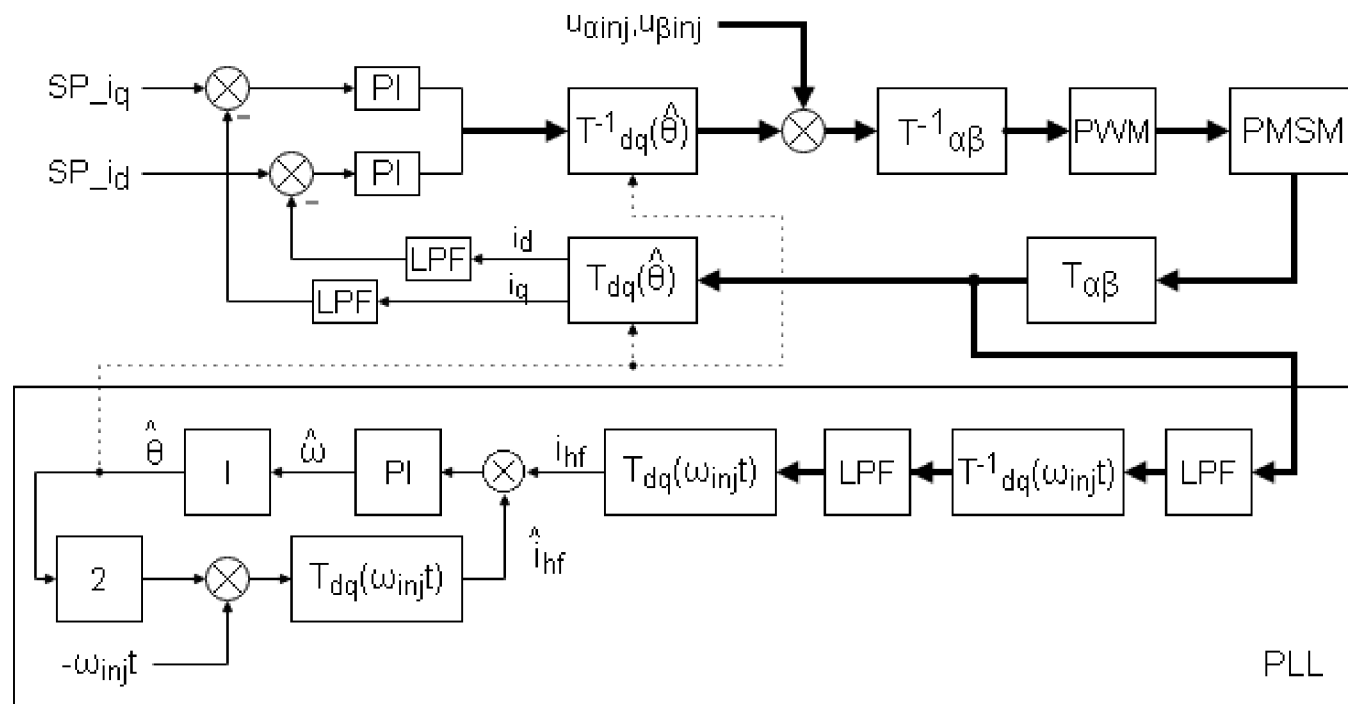
Měřené a vyfiltrované signály jsou dva vektory, které rotují v opačném směru. Jak je možné vidět v rovnici 2.26, užitečná informace o rozdílu úhlu je obsažena ve složce $(2\tilde{\theta} - \omega_{inj}t)$. Tato složka může být získána vhodně nastaveným filtrem horní propusti (HPF), nicméně je možné použít i pásmovou propust (BPF), která nebude zesilovat vysoké rušivé frekvence na rozdíl od HPF. Při syntéze regulačního obvodu to však může znamenat větší fázi, což může vést k problematickému nastavení konstant estimačního algoritmu (např. fázový závěs) [12]. Kladná složka se bude jevit jako stejnosměrný signál, tudíž bude odfiltrována. Tato operace je prováděna v rámci rotoru (dq), odtud synchronní filtrace. Po odfiltrování kladné složky signálu je použita inverzní Parkova transformace a je získán následující rotující vektor:

$$\begin{aligned} i_{hf} &= \frac{U_{inj}}{2\omega_{inj}L_dL_q} \left[-(L_d - L_q) \cos(2\tilde{\theta} - \omega_{inj}t) - (L_d - L_q) \sin(2\tilde{\theta} - \omega_{inj}t) \right] \\ &= \frac{U_{inj}}{2\omega_{inj}L_dL_q} e^{j(2\tilde{\theta} - \omega_{inj}t)} \end{aligned} \quad (2.27)$$

Po filtraci signálu je informace obsažena v úhlu vektoru i_{hf} . Velikost vektoru je úměrná velikosti nehomogenity. Vstupním signálem do fázového závěsu je signál i_{hf} vynásobený odhadem závěsu.

$$\begin{aligned} & \text{Im} \left[-\frac{U_{inj}}{2\omega_{inj}L_dL_q} e^{j(2\tilde{\theta} - \omega_{inj}t)} e^{-j(2\tilde{\theta} - \omega_{inj}t)} \right] \\ &= -\frac{U_{inj}}{2\omega_{inj}L_dL_q} \sin(2\tilde{\theta}) \approx -\frac{U_{inj}}{\omega_{inj}L_dL_q} \tilde{\theta} \approx -K_{eer} \tilde{\theta} \end{aligned} \quad (2.28)$$

Implementace druhé metody je náročnější, než předchozí metoda injektování do dq rámce rotoru. Součástí algoritmu je více transformací, které pracují s goniometrickými funkcemi, které jsou obecně značně náročné na počet matematických operací, kterým je vhodné se co nejvíce vyhnout. Metoda je více citlivější na poruchy způsobené výkonovým prvem, jako například mrtvá doba, zkreslení signálu. Tyto podněty se staly důvodem implementace první metody analýzy chybového úhlu v souřadném systému dq.

Obr. 2.4: Struktura pro injektování do $\alpha\beta$ rámce statoru

3 Hardware vybavení

Cílem kapitoly je seznámení s použitým hardware vybavením pro implementaci vektorového řízení PMSM motoru. Součástí podkapitol je rozbor parametrů daných komponent, doplněný o další informace (komunikace, řízení výkonového členu).

3.1 Mikrokontroler

Pro řízení a výpočty byl zvolen vývojový kit od firmy STMicroelectronics, NUCLEO-L476RG. Kit je založen na nízkonapětovém čipu STM32L476RG, používající jádro ARM Cortex-M4 32bit RISC. V jádru je přítomna jednotka s plovoucí řádovou čárkou (FPU - single precision). Přítomnost této jednotky je výhodná a díky ní lze provádět výpočty ve float datovém typu. Mikročip nabízí tři rychlé 12-bitové AD převodníky (5 Msps), dva 16-bitové PWM časovače dedikované pro řízení motoru, dostatečně rychlé a velké paměti. Vše je doplněno standardním komunikačním rozhraním - I2C, SPI, CAN, UART. Taktovací frekvenci procesoru je možné nastavit až na 80MHz. Součástí vývojového kitu je i ST-LINK programátor a debugger, skrz který lze bez dalšího doplňkového hardware programovat a posléze debugovat. Vývojový kit má piny vyvedené do morpho konektorů a díky tomu lze používat i další rozšiřující desky STM, bez nutného zásahu [8].

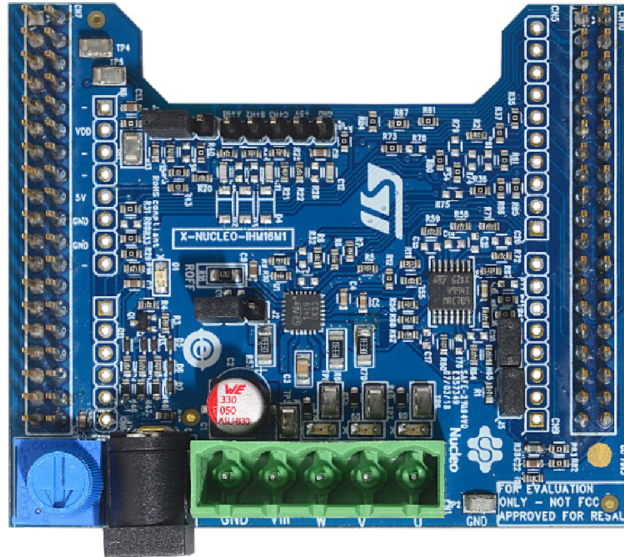
- 32-bit procesor na jádře ARM Cortex-M4 32bit RISC
- Floating point unit (FPU)
- Taktovací frekvence až 80 MHz
- 3x 12-bit ADC 5Msps
- 16-bit výcekanálové PWM časovače
- Komunikační rozhraní I2C, SPI, CAN, USART/UART
- ST-LINK V2-1 debugger/programmer
- Morpho konektor pro rozšiřující desky

3.2 Výkonová deska

V práci byl využit vývojový kit STM32 NUCLEO 3.1. Kompatibilní a vhodnou variantou k NUCLEO-L476RG bez nutnosti tvorby dalšího hardware, byl vývojový kit X-NUCLEO-IHM16M1 (dále výkonová deska), který je založen na driveru STSPIN830. Přítomností morpho konektoru je umožněno jednoduché propojení s vývojovým kitem (NUCLEO-L476RG). Deska je připravena na provoz motoru s permanentními magnety v režimu 6-krokové komutace nebo vektorového řízení. Kit disponuje periferiemi pro připojení jak hallových sond, tak rotačního enkodéru.

Vlastnosti driveru STSPIN830:

- Vstupní napětí 7 - 45V
- Maximální efektivní proud 1,5A
- Umožnění provozu v komplementárním režimu
- Měřicí shunt rezistory pro každou fázi nebo jeden společný dle konfigurace
- Ochrany proti zkratování, vysoké teplotě, malému napětí, odběru většího proudu



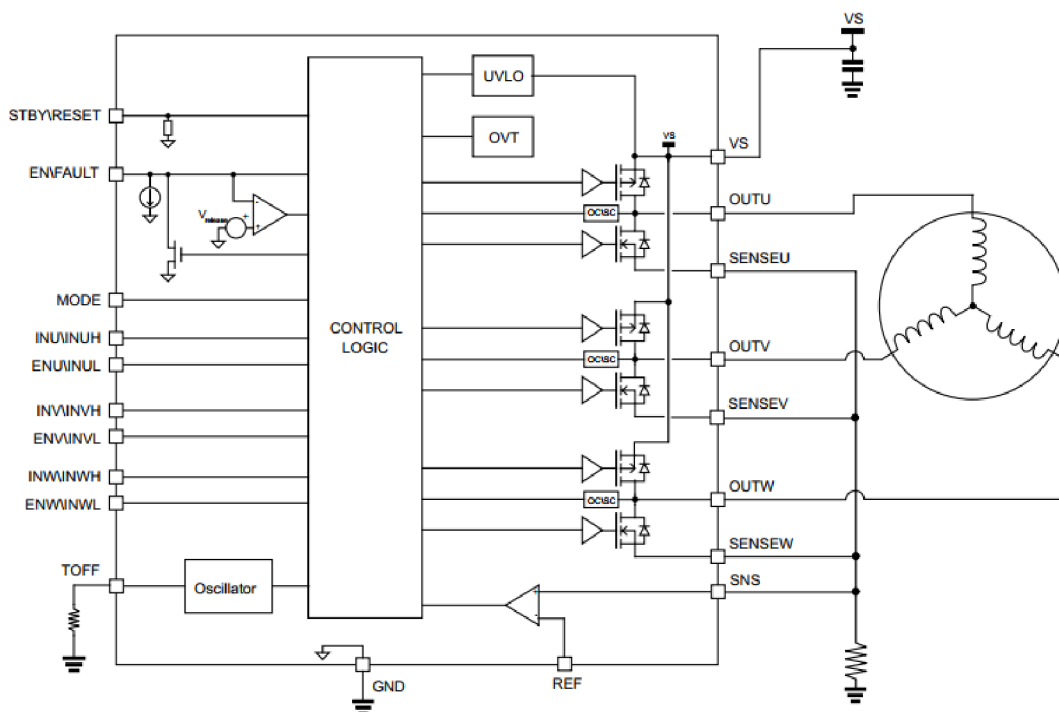
Obr. 3.1: X-NUCLEO-IHM16M1 výkonová deska [9]

3.2.1 Můstek s výkonovými tranzistory

Aby byl motor uveden do pohybu je nutné přivést logické signály z mikročipu na výkonový půl-můstek (budič), který je tvořen dvojicí výkonových tranzistorů (typ MOSFET nebo IGBT) pro každou fázi motoru. Správným spínáním tranzistorů je možné uvést připojený motor do pohybu.

Z důvodu energetické náročnosti není vhodné nastavovat otevření jednotlivých tranzistorů analogovým signálem. Proto se provádí modulace analogového signálu na obdélníkový signál (pulzní šířková modulace - PWM). Tím je zajištěno provozování tranzistorů ve dvou krajních, energeticky nejméně náročných polohách (plně otevřeno - saturační napětí, maximální el. proud, plně zavřeno - plné napětí, žádný el. proud). Nejběžněji se užívají dvě metody řízení tranzistorů: nezávislé nebo komplementární [23]. Nezávislé řízení není vhodné, z důvodu separátního řízení jednotlivých tranzistorů. Při použití budiče dle schématu 3.2, je nutné použít právě komplementární 4.1, protože dochází v jednom čase k ovládání obou tranzistorů závisle na sobě a není nutné explicitně řešit synchronizaci spínání.

Při použití je nutné nastavit dva piny STBY\RESET a EN\FAULT do stavu log.1. Pin MODE je možné konfigurovat kombinací propojení na desce pájením. Piny INU\INUH a ENU\INUL jsou vstupní, pro PWM signál z mikročipu na horní a spodní výkonový tranzistor [9].



Obr. 3.2: Schéma obvodu STSPIN830 [5]

3.3 Synchronní motor, magnetický enkoder

Součástí práce je implementace vektorového řízení na reálném zařízení. Tímto zařízením je synchronní motor iPower GBM6212H-150T, dodaný panem Lukášem Pohlem. Motor je konstruován pro elektronické stabilizátory digitálních kamer bez použití převodovky. Z toho důvodu je motor navrhnout tak, aby dosahoval vyšší točivý moment, a to již od nízkých otáček. Vyšší moment je docílen konstrukcí samotného statoru, kdy je použito více pólových dvojic a zvýšen počet otáček vynutí statorových cívek. Zvýšení počtu pólových dvojic zvýší i přesnost řízení polohy. Zmíněné vlastnosti však kompenzuje nižší dosažitelná maximální rychlost otáčení.

Parametry motoru:

- Hmotnost: 218g
- Počet pólových dvojic: 11
- Max. točivý moment: 4 Kg/cm
- Typ vinutí: hvězda

- Počet otáček jednotlivého vinutí: 150
- Odpor vinutí: 13,9 Ω

Jelikož mnoho informací o motoru není k dispozici z důvodu absence datového listu, bylo nutné mnoho parametrů zjistit experimentálním měřením, o kterém pojednává kapitola 5.



Obr. 3.3: Motor iPower GBM6212H-150T [4]

3.3.1 Magnetický rotační enkoder

Součástí motoru je senzor měření úhlu natočení rotoru (důležitá komponenta vektorového řízení 1.4). Jedná se o absolutní snímač AS5048A, založený na principu měření magnetického pole okolo magnetu připevněného k rotoru motoru. Měření se provádí soustavou halových sond, které generují napětí úměrné velikosti magnetického pole. Napětí je poté pomocí AD převodníku zpracováno. Měřicí rozsah je 2^{14} na 360° . Senzor toleruje vychýlení, kolísání vzduchové mezery, kolísání teploty a také vnější magnetické pole. Robustnost je doplněna o široký teplotní rozsah (-40 až 150°C). Měřicí rychlost snímače je 11,25 KHz [6].

Tento typ snímače umožňuje dva digitální výstupy komunikační SPI a signálový PWM. Jeden z požadavků vektorového řízení je mít měřicí rozsah co největší, protože při výpočtu transformací 1.4 je nutné rozsah rozdělit, vzhledem k počtu pól-párů (elektronická poloha). Zároveň je nutné mít i dostatečnou rychlost měření. U hodnoty modulované pomocí PWM signálu je rozsah pouze 2^{12} , což při jedenácti pól-párech činí asi 1 vzorek na 1° natočení elektrického polohy rotoru. Měření střídavého signálu tedy není velmi vhodné. U SPI komunikace je rozsah 2^{14} , což je příznivější v rozsahu, ale může znamenat zpomalení při použití nižších rychlostí přenosových rychlostech (kHz). V případě rychlejších přenosů (MHz) bude nutné daleko více

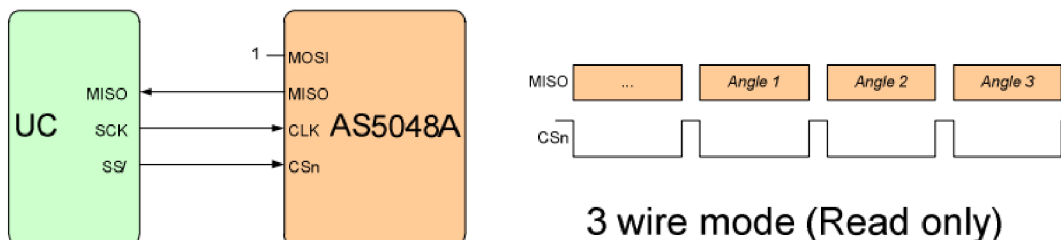
dbát na vhodný návrh vedení mezi snímačem a mikroprocesorem, protože projev parazitních vlivů (indukčnost, kapacita) bude větší.

SPI komunikace

Čip AS5048A umožňuje sériovou master-slave komunikaci SPI na 16-bitovém rozhraní a lze jej provozovat pouze ve slave módu. Sběrnice této komunikace se skládá z následujících vodičů:

- MISO** Master In Slave Out
- MOSI** Master Out Slave In
- SCK** Hodinový signál pro periférii
- SS (CS)** Výběr dané periférie (nastavením nízké úrovně v rámci rámce)

Snímač je možné provozovat v single slave, tří-vodičovém read only modu, což oproti čtyř-vodičovému modu umožní pouze vyčítat hodnoty ze snímače a ušetřit tak čas za jeden cyklus komunikace o nastavení adresy registru, ze kterého se bude vyčítat. Tento režim je nastaven přivedením log. 1 na pin MOSI. Jednou z nepříjemností implementace komunikace je zpoždění, které vyplývá z obrázku 3.4. Vzorek je zpožděný o jednu vzorkovací periodu v důsledku komunikace. Nicméně výpočetní smyčka v mikrokontroleru je nastavená na vzorkovací frekvenci 20kHz, a měřicí frekvence snímače 11,25kHz (kap: 3.3.1), což znamená zpoždění o dva takty. V práci je uvažováno zpoždění pouze od SPI komunikace.



Obr. 3.4: SPI read only mode [6]

Při konfiguraci SPI komunikace, je nutné dbát na limitující parametry dané zejména maximální rychlostí hodinového signálu $T_{SCK} = 100ns$ snímače. Tudíž nejvyšší rychlost je možné nastavit na $10Mbit$. Další fyzikálním limitem jsou parametry vedení a zejména jeho indukčnost. V případě této práce bylo nutné vedení kompenzovat keramickým kondenzátorem o velikosti 47pF mezi hodinovým signál (CLK) a signálovou zemí (GND).

4 Konfigurace periférií kontroleru

Konfigurování periférií na mikročipech STM32 lze provádět dvěma způsoby, z nichž jeden spočívá v nastavování jednotlivých registrů ručně. Druhým způsobem je pomocí programu STM32CubeMX, což je grafická aplikace, která umožňuje nastavit jednoduše všechny periferie, což při experimentování může v počátku vývoje ulehčit práci a vyhnout se chybám při ručním nastavování. Nicméně tento nástroj přebírá kontrolu nad všemi registry, což nemusí být vždy žádoucí.

4.1 Pulzní šířková modulace řídicího signálu

Nastavení časovačů je při jakémkoliv periodickém řízení velmi klíčové. Určuje rychlost periody vzorkování a časový rámec, ve kterém je nutné provést veškeré výpočty. Požadavky jsou následující:

- Vhodná volba časovače dle vstupních pinů na výkonové desce
- Zarovnání čítače na střed
- Přerušení na frekvenci 20kHz
- Generování PWM signálu v komplementárním režimu

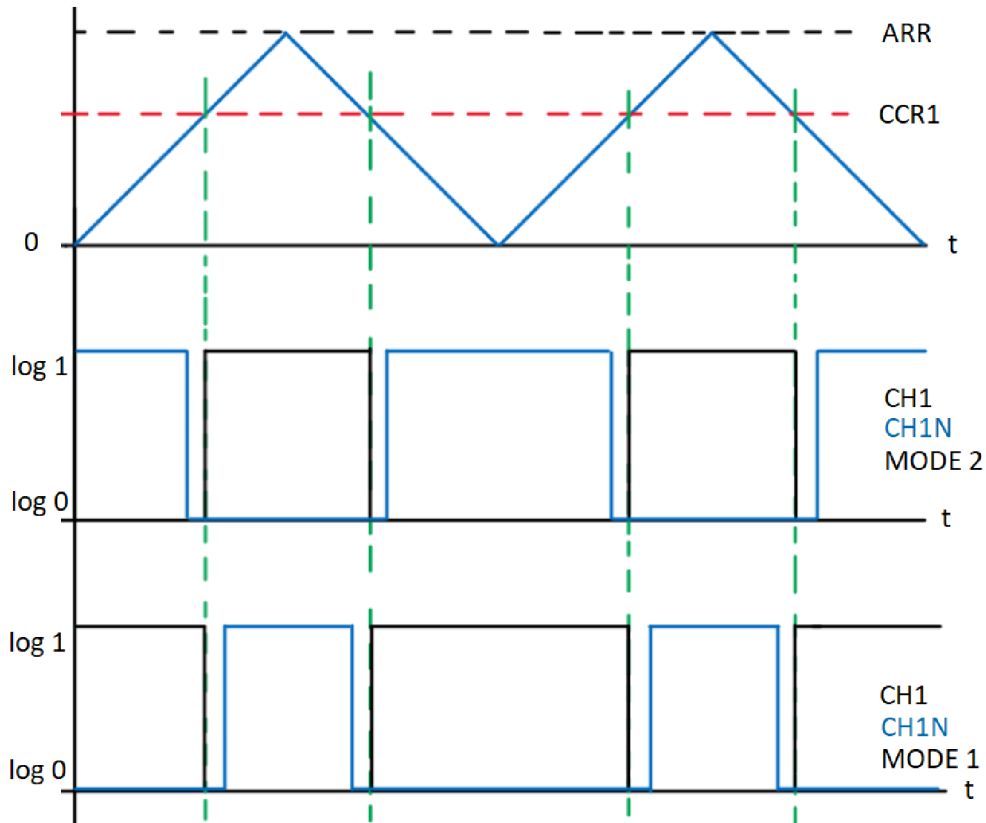
Výkonová deska 3.2 má již určené vstupní piny na ovládání výkonových tranzistorů. Bylo nutné vybrat odpovídající čítač TIM1, který umožňuje na kanálech CH1, CH2, CH3 vytvářet PWM signál v komplementárním režimu, právě na potřebné piny. U komplementárního režimu je nutné zvolit polaritu spínání signálu, která je zvolena na high 4.1. Nosná frekvence PWM signálu se u řízení motorů běžně pohybuje okolo 15 - 30 kHz, dle parametrů motoru. V tomto případě byla zvolena frekvence 20kHz. Při přepínání obou signálů může dojít na výkonovém můstku chvilkovému zkratování tranzistorů, což vede ve většině případů k poškození. Čip výkonové desky sice tento problém hlídá, ale i tak je nutné nastavit dobu mezi přepínáním horního a dolního transistoru zvanou deadtime.

Dalším parametrem u PWM signálu je polarita přepínání, což znamená, kdy se signál CH1 přepne do stavu high nebo low v závislosti na nastavení registru CCR a hodnotě čítače (registr ACC) 4.1.

	MODE1	MODE2
ACC < CCR1	CH1 HIGH, CH1N LOW	CH1 LOW, CH1N HIGH
ACC > CCR1	CH1 LOW, CH1N HIGH	CH1 HIGH, CH1N LOW

Přerušení nebo-li update event timeru je nastaven pomocí registru TIM1_RCR. Na výkonové desce je měřicí odpor (Shunt) přítomen u spodního výkonového transistoru, z čehož vyplývá nutnost přerušení právě v tomto čase, aby bylo možné

změřit okamžitou hodnotu elektrického proudu. Registr byl nastaven na hodnotu $TIM1_RCR = 1$. Přerušení se tedy vyvolá právě v době podtečení čítače 4.1. Bylo nutné toto přerušení nastavit jako globální, jelikož se od tohoto signálu bude odvíjet měření okamžitého proudu 4.2.

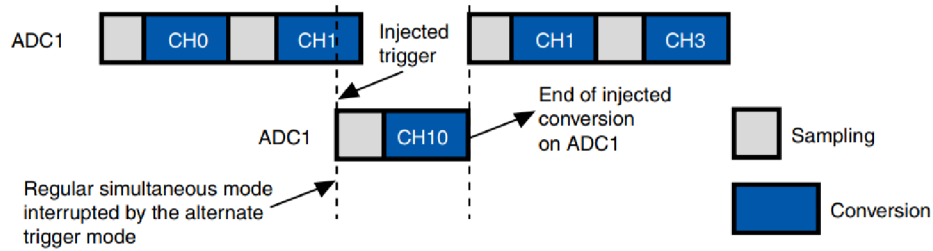


Obr. 4.1: Mody středově zarovnané PWM v komplementárním režimu

4.2 Měření okamžitého proudu

Jak již bylo zmíněno v předchozí kapitole 4.1, měření proudu se provádí při vyvolání přerušení u podtečení čítače TIM1. Díky nastavení externího triggeru ADC1 na update event TIM1 se právě v tomto momentě spustí měření tří proudů (i_a, i_b, i_c). Po ukončení měření je vyvoláno přerušení od AD převodníku, kde jsou hodnoty proudů dále převedeny na inženýrskou jednotku - amper.

Proto, aby nedocházelo k prodlevám při měření z důvodu nízké priority, je nastaven `ADC_Injected_ConversionMode`, který přiřadí měření vyšší prioritu než u standardního nastavení, tudíž pokud je prováděno v tom jistém čase jiné měření, je přerušeno a provede se měření proudu (obr. 4.2). Jednotlivé kanály jsou nastaveny na 92,5 měřících cyklů, což zajistí dostatečnou přesnost a měření bude provedeno v rámci sepnutí správného (spodního) tranzistoru.



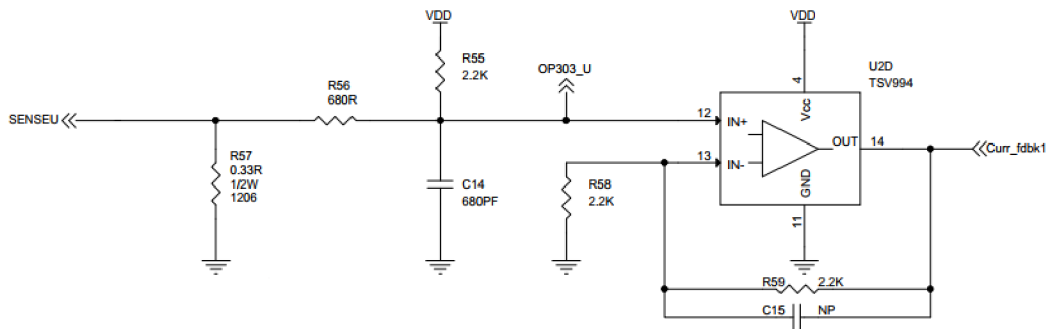
Obr. 4.2: Injected conversion mode [7]

4.2.1 Přepočít elektrického proudu

AD převodníkem (12-bit) je změřena hodnota napětí na měřicím shunt rezistoru (R57), kterou je nutné přepočítat na odpovídající hodnotu el. proudu, dle schématu 4.3. Zesílení měřeného napětí je 1.53 a offset 1.56V [9]. Měřené napětí na shuntu odpovídá rovnici 4.1. Po úpravě rovnice, je získán vztah pro výpočet okamžitého proudu jedné fáze 4.2. Referenčním napětí AD převodníku U_{ref} , je v tomto případě 3,3 V. Proměnná ADC figuruje jako výstupní hodnota AD převodníku.

$$U_{shunt} = (I_{shunt} \cdot R_{shunt} \cdot 1,53) + 1,56 \quad (4.1)$$

$$I_{shunt} = \frac{U_{shunt} - 1,56}{0,33 \cdot 1,53} = \frac{U_{ref} \cdot ADC - 1,56}{0,33 \cdot 1,53} \quad (4.2)$$



Obr. 4.3: Schéma zapojení měření okamžitého proudu (shunt) [9]

4.3 Měření absolutní polohy rotoru

Snímání polohy je řešeno prostřednictvím sériové komunikace SPI. Použitý snímač AS5048A 3.3.1 umožňuje komunikaci v 16-bitových rámcích. Dalším parametrem v nastavení je první bit odeslaný v rámci, ten byl nastaven na MSB (Most significant bit). Rychlost komunikace byla zvolena na $10Mbit$ a polarita hodinového signálu low.

Měření polohy je voláno v přerušení od AD převodníku. Komunikace probíhá v neblokujícím režimu, tudíž po získání hodnoty ze snímače je vyvoláno přerušení, ve kterém je hodnota přepočítána.

Z rámce komunikace 4.4 je nutné separovat 14-bitů datové části, kde se nachází užitečná informace o poloze. Hodnota polohy se uloží do 16-bitového unsigned int datového typu.

Read Package																
Bit	MSB	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	LSB
	PAR	EF	Data<13:0>													
Bit Definition & Description																
PAR		Parity bit (EVEN)														
EF		Error flag indicating a transmission error in a previous host transmission														
Data		14 bit addressed data														

Obr. 4.4: Rámec SPI komunikace s čipem AS5048A [6]

4.3.1 Výpočet elektrické polohy

PMSM motor není konstruován pouze se třemi cívkami. Takto konstruovaný motor by byl značně neefektivní a z toho důvodu jsou cívky řazeny do pólových dvojic a samotné dvojice jsou ve statoru vícekrát. Počet těchto pólových dvojic $polPar$ přímo ovlivňuje počet elektrických otáček na jednu mechanickou. Výpočet ϕ_e je nutným vstupem do přímé a inverzní Clarkové transformace 1.4.1, 1.4.2.

$$\phi_e = \left(\frac{360}{2^{14}} \cdot encoder \cdot polPar \right) \% 360 \quad (4.3)$$

Jelikož je výpočet ϕ_e implementován do mikrokontroleru 3.1, je nutné dbát na náročnost operace dělení (lze nahradit násobením reciprokou hodnotou), ale zejména operace modulo. V tomto případě existuje možnost, jak efektivněji využít mechaniky jazyka C a matematiky, za účelem tuto operaci zjednodušit. Aplikovaný způsob řešení používá dva datové typy int a float.

Výpis 4.1: Příklad implementace matematické operace modulo

```

#define twoPi = 6.2832f
#define encoderConst = 0.00067139f // 1/16384*11;

// výpočet operace modulo
float angleRad (uint16_t encoder){
    // měřená hodnota / 16384 * počet pólových dvojic
    // 0.0 - 11.0
    float encod = encoder*encoderConst;

    // (5.3654 - 5) * 2PI
    return (encod - (int) encod) * twoPI;
}

```

4.3.2 Výpočet goniometrických funkcí

Programovací jazyk C nabízí ve standardní knihovně math.h variantu řešení goniometrických funkcí (tan, cos, sin). Problémem je malá optimalizace na embedded zařízení. Z toho důvodu existují varianty s ohledem na výpočetní výkon (malý počet operací), využití statické paměti a přesnosti výpočtu. Výpočet goniometrických funkcí je potřeba u clarkových transformací 1.4.1, 1.4.2.

Look-up table

Řešení goniometrických funkcí pomocí look-up tabulek je nejrychlejší metodou, která však při použití přináší značnou nevýhodu. Implementace spočívá ve vytvoření pole s oborem hodnot funkce, což zabírá značné množství paměti. Již při přesnosti na 1° je potřeba 360 hodnot. Se zvyšující se přesností rapidně narůstá záběr paměti. V některých aplikacích je možné se spolehnout na malou přesnost, ale u řízení motorů pulzně modulovaným signálem je nepřesnost hodnoty úhlu doprovázena nežádoucím zvukovým efektem.

Interpolace

Pokud se převezmou výhodné vlastnosti předchozí metody a zkombinují se s interpolačními funkcemi, docílí se stále velmi rychlého výpočtu funkce (v počtu operací). Tuto metodu uzpůsobenou pro potřeby embedded zařízení implementuje balíček Fast Math Functions z knihovny arm_math.h [10]. Výpočet je rozdělen do dvou vyhledávacích kroků a jednoho výpočetního kroku. Lineární interpolace v tomto případě je založena na look-up tabulce s 256 hodnotami.

Postup výpočtu dle arm knihovny:

1. Nalezne se nejbližší celočíselný index v look-up tabulce
2. Vypočítá se zlomek indexu tabulky
3. Provede se výpočet dle rovnice 4.4, kde $a = \text{table}[\text{index}]$, $b = \text{table}[\text{index}+1]$

$$y = (1.0f - frac) \cdot a + frac \cdot b \quad (4.4)$$

4.3.3 Výpočet rychlosti a relativní polohy

Součástí semestrální práce bylo vytvořit vektorové řízení s regulací úhlové rychlosti a polohy rotoru. Snímač úhlu natočení rotoru měří pouze absolutní polohu (0 – 359°). Z toho důvodu je nutné implementovat algoritmus, který z této informace dokáže získat úhlovou rychlost a relativní polohu. Tímto algoritmem je diference s ošetřením koncových stavů snímacího rozsahu. Systém je lineární v celém rozsahu, až na koncové stavy, kdy se překlápí. Diferencí signálu ϕ_a je získána rychlost, která je poté vhodným škálováním upravena. Následně sumací rychlosti je získána relativní poloha. Metoda přináší omezení v nutnosti změření alespoň dvou vzorků v celé otočce enkodéru. V této aplikaci však není dosaženo limitující vlastnosti metody.

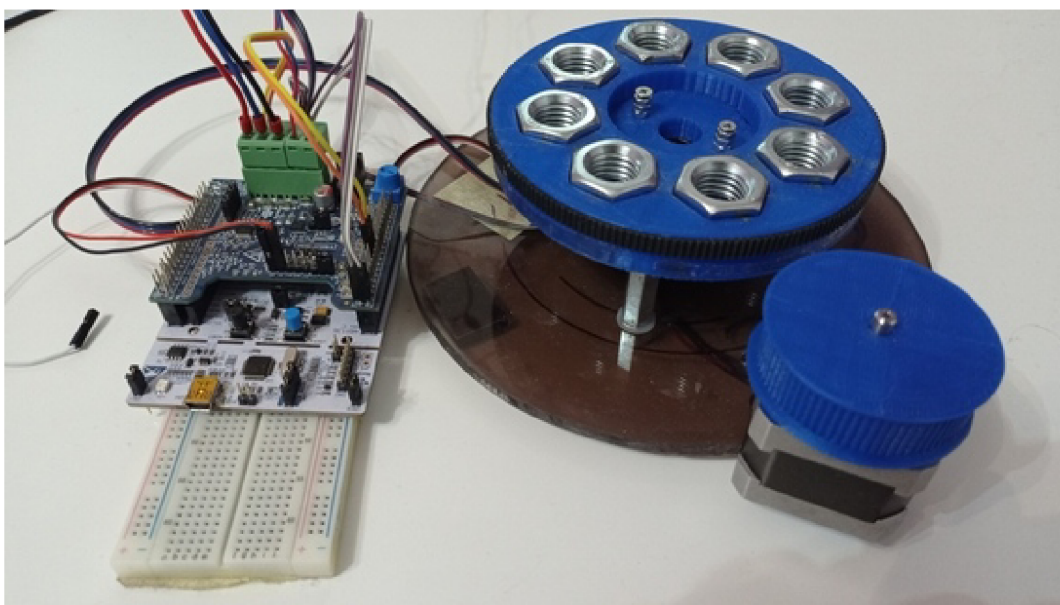
Rychlost a relativní poloha rotoru je vyhodnocována s periodou 1ms. Při více-stupňové regulace 1.2 je nutné, aby každá nadřazená smyčka byla alespoň desetkrát pomalejší. Rozdíl vykonávání rychlostní a proudové smyčky je tedy zajištěn rozdílnou periodou vzorková. Polohová smyčka je zpomalena vůči rychlostní, nastavením větších časových konstant.

Výpis 4.2: Implementace ošetření koncových stavu

<code>uint16_t diff = encoder - encoderBefore;</code>	1
<code>if (diff < -12000)</code>	2
<code>diff = 16383 - encoderBefore + encoder;</code>	3
<code>else if (diff > 12000)</code>	4
<code>diff = encoder - 16383 - encoderBefore;</code>	5

5 Identifikace parametrů motoru

K návrhu jakékoliv regulace je důležité znát parametry, definující vlastnosti regulované soustavy. U použitého motoru (kap. 3.3) však nejsou dostatečně definované ze strany výrobce. Proto bylo nutné provést identifikaci dle modelu (kap. 1.3), měřením na reálného motoru. Kapitola identifikace je rozdělena na elektrickou a mechanickou část.



Obr. 5.1: Testovací pracoviště

5.1 Elektrická část modelu

Součástí práce je odvození modelu 1.3 a aplikace vektorového řízení 1.4 v souřadném systému rotoru dq . Proto připadá v úvahu elektrické parametry měřit přímo v něm. Do elektrické části spadají hodnoty odporu a indukčnosti podélné a příčné složky. Dalším důležitým parametrem je hodnota budícího magnetického toku Ψ_f , která definuje velikost zpětného elektromotorického napětí úměrného otáčkám rotoru.

5.1.1 Měření proudové charakteristiky

Použitý způsob odhadu hodnot pasivních prvků, definující parametry vinutí, spočívá v odstranění křížové vazby mezi složkami d , q . Tento požadavek bude splněn, pokud

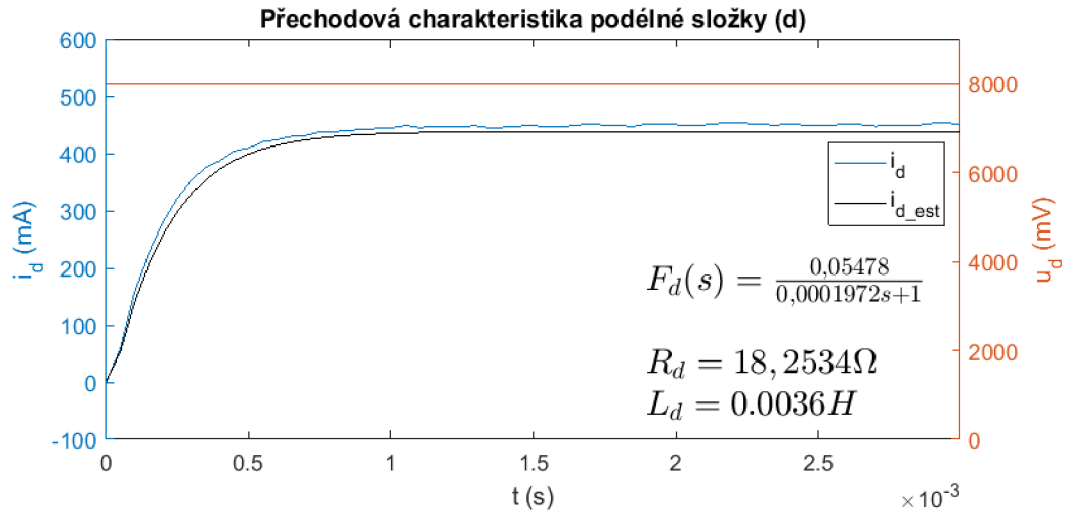
nelineární systém daný maticovou rovnicí 1.3 linearizujeme 5.1 v okolí bodu: $\omega = 0$.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{u_d}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{u_q}{L_q} \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

Po provedení linearizace se elektrická část PMSM modelu zjednoduší na přenosovou funkci prvního řádu se zesílením K_x a časovou konstantou τ_x , rovnice 5.2.

$$F_x(s) = \frac{K_x}{\tau_x s + 1} = \frac{\frac{1}{R_x}}{\frac{L_x}{R_x} s + 1}, x = d, q \quad (5.2)$$

Podmínek linearizovaného modelu elektrické části na reálném motoru lze docílit zablokováním rotoru ($\omega = 0 \text{ rad/s}$). Následným změřením přechodových charakteristik v dq rámci systému, je možné odhadnout statické zesílení K_x a časovou konstantu τ_x . Měření bylo prováděno zvlášť na podélné (d) a příčné (q) složce. Důležitým aspektem při měření je správné nastavení statického úhlu rotoru θ . U podélné složky se rotor zarovná rovnoběžně s osou d na první fázi 3f systému, což odpovídá úhlu $\theta = 0^\circ$. U příčné složky to bude úhel $\theta = 90^\circ$.

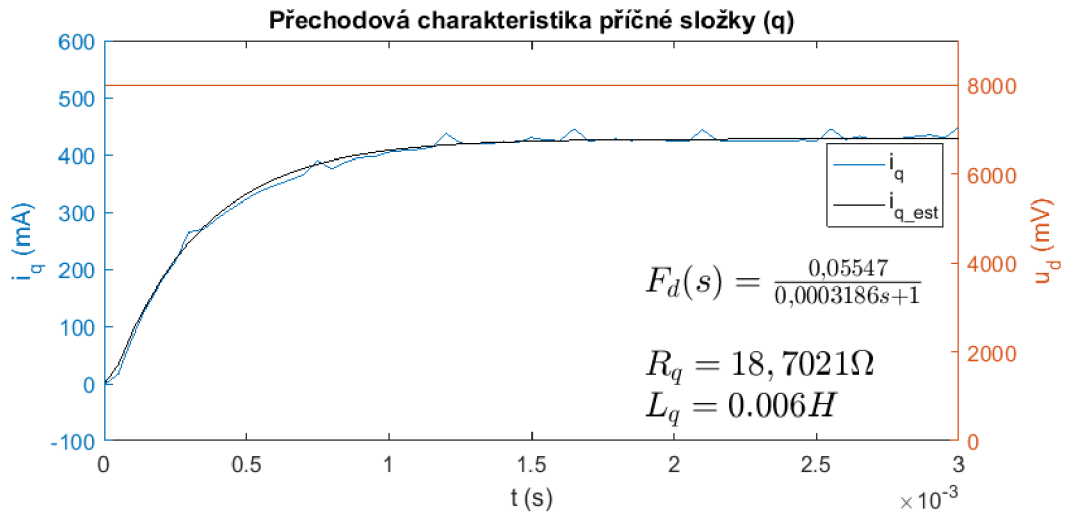


Obr. 5.2: Proudová přechodová charakteristika podélné složky i_d

Přenosy linearizovaného systému uvádí rovnice pro podélnou 5.3 a příčnou složku 5.4.

$$F_d(s) = \frac{\frac{1}{R_d}}{\frac{L_d}{R_d} s + 1} = \frac{0,05478}{0,1972 \cdot 10^{-3} s + 1} \cdot e^{-2,5 \cdot 10^{-5} s} \quad (5.3)$$

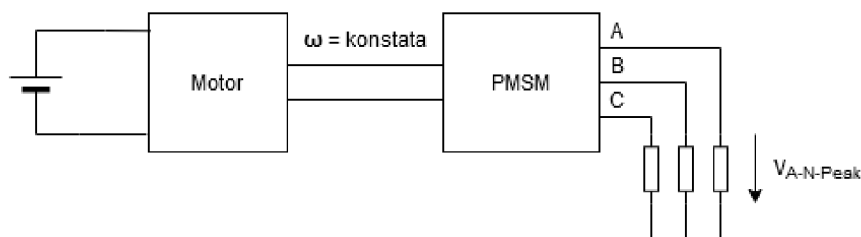
$$F_q(s) = \frac{\frac{1}{R_q}}{\frac{L_q}{R_q} s + 1} = \frac{0,05547}{0,3186 \cdot 10^{-3} s + 1} \cdot e^{-2,5 \cdot 10^{-5} s} \quad (5.4)$$



Obr. 5.3: Proudová přechodová charakteristika příčné složky i_q

5.1.2 Měření konstantního budícího magnetického toku Ψ_f

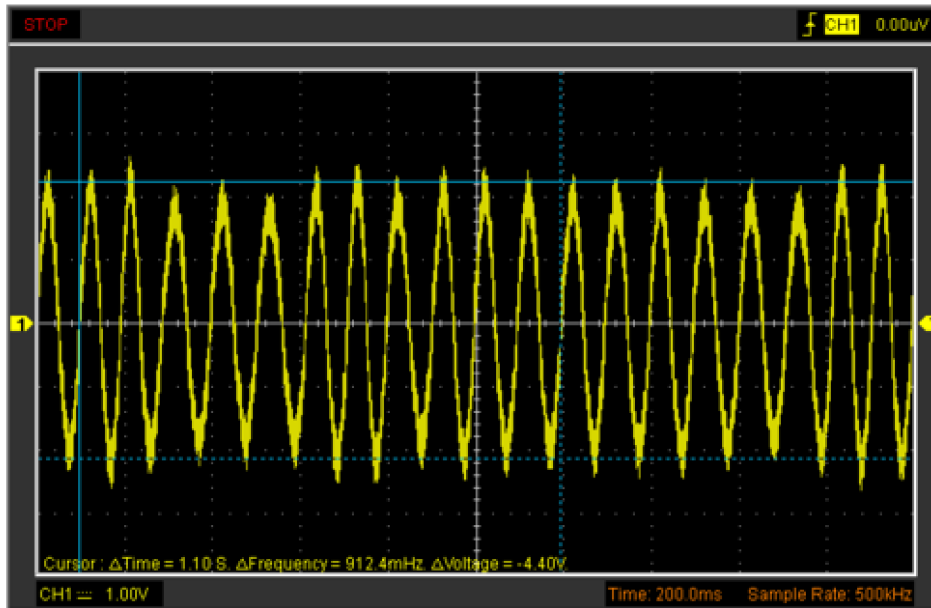
Parametr Ψ_f spadá jak do elektrické části 1.3, tak i do výpočtu mechanické části 1.4. Hodnota veličiny byla experimentálně změřena při konstantních otáčkách rotoru sekundárním motorem dle schématu 5.4. Při uvedené konfiguraci magnetický tok Ψ_f odpovídá rovnici 5.5 [11]. Hodnoty rezistorů byly zvoleny $R = 10k\Omega$, což je dostatečně velká hodnota vzhledem k parametrům vinutí, aby nebyl motor zatížen.



Obr. 5.4: Schéma měření budícího magnetického toku

Signál na snímku 5.5 z osciloskopu vykazuje zvlnění napětí u_{emf} a kolísání frekvence vlivem samotného pohonu DC motoru a jejich neideálním spojením (v tomto případě řemen). Změřená hodnota napětí je rovna $U_{A-N-Peak} = 4,4V$ při rychlosti otáčení $\Omega_m = 5,7rad/s$, což odpovídá elektrické rychlosti $\omega = 62,7rad/s$, protože motor má 11 pólových dvojic (n). Použitím vzorce 5.5 lze přímo vyčíslit hodnotu Ψ_f .

$$\Psi_f = \frac{U_{A-N-Peak}}{\omega} \approx 0.07 [Wb][11] \quad (5.5)$$



Obr. 5.5: Naměřená charakteristika indukovaného napětí $u_{bem,f}$

5.2 Mechanická část modelu

Mechanická sestava (obr.5.1) se skládá z motoru iPower GBM6212H-150T (kap. 3.3), který se nachází pod pevně připojeným setrvačником. Mechanická část modelu motoru (rov. 5.6) jednoznačně určuje veličiny, které budou identifikovány.

5.2.1 Měření přítomnosti tření

Moment setrvačnosti nelze měřit přímou metodou, proto bylo použito nepřímé měření, které vychází z mechanické rovnice 5.6.

$$\dot{\Omega}_m = \frac{1}{J_c} (M_e - \text{sgn}(\Omega_m)b_c - b_v\Omega_m - M_L) \text{ [rad/s]} \quad (5.6)$$

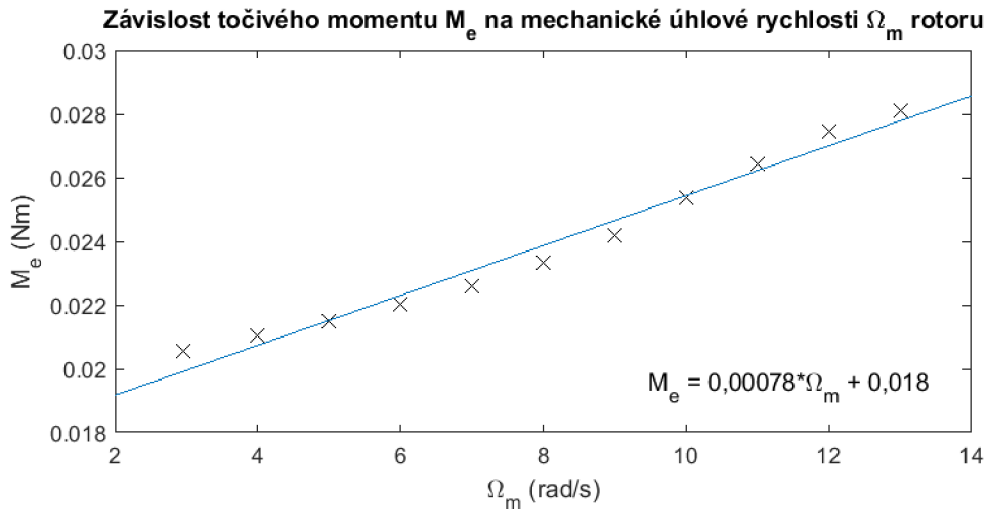
Prvním klíčovým parametrem je odhad točivého momentu M_e . Z rovnice 5.7 je zřejmé, že k výpočtu je znalost indukčností L_d, L_q , elektrických proudů i_d, i_q a konstanty Ψ_f klíčová. Zmíněné veličiny jsou však z předchozích kapitol již známé. Měření bylo prováděno s nastavenými proudovými regulátory, tudíž lze použít zjednodušenou verzi rovnice 5.7, jelikož proud podélnou složkou bude nulový $i_d \approx 0$.

$$M_e = \frac{3}{2}n [\Psi_f + (L_d - L_q) i_d] i_q = \frac{3}{2}n\Psi_f i_q \text{ [Nm]} \quad (5.7)$$

Pokud bude derivace rychlosti nulová $\dot{\Omega}_m = 0$ a nebude k motoru připojena aktivní zátěž, která by vytvářela točivý moment $M_L = 0$ proti momentu motoru

M_e , lze rovnici 5.6 upravit do tvaru 5.8, který symbolizuje předpis pro lineární závislost.

$$M_e = b_v \Omega_m + b_c [Nm] \quad (5.8)$$



Obr. 5.6: Závislost točivého momentu M_e na mechanické úhlové rychlosti Ω_m rotoru

5.2.2 Měření momentu setrvačnosti

Identifikace momentu setrvačnosti rotoru u malých motorů není zcela jednoduchá úloha. Při konstrukci je snahou zajistit nejvyšší možnou efektivitu využití elektrické energie, což se dosahuje i snížením hmotnosti rotoru. Tento fakt činí měření setrvačnosti rotoru pomocí přechodového děje složitějším z důvodu malé časové konstanty, ale i přítomnosti tření a ochranných diod (působící jako tlumení) na výkonovém řídicím členu. V případě této práce bylo možné provádět měření přímo na vývojovém kitu se vzorkovací periodou 50us, ale i tak přechodový děj bez dodatečné setrvačnosti nebylo možné zaznamenat. Na základě této skutečnosti byla zvýšena setrvačnost v podobě disku vytisknutého z PLA, doplněného osmi kovovými matricemi, což činí konečnou hmotnost disku 217g.

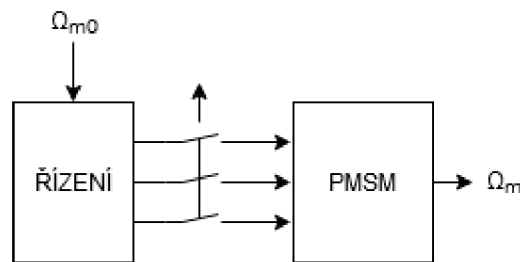
Měření pomocí přechodového děje

Mechanická rovnice 5.7 upravená do exponenciálního tvaru 5.9 naznačuje jakým způsobem lze provést měření momentu setrvačnosti. Při provádění experimentu je uvažována podmínka nulové zátěže $M_L = 0$. Rotor motoru je roztočen na konstantní otáčky Ω_{m0} a v předem známém momentě je rotor kompletně odpojen od napájení a zaznamenává se přechodový děj. Při analýze je cílem vybrat pouze úsek, který nese

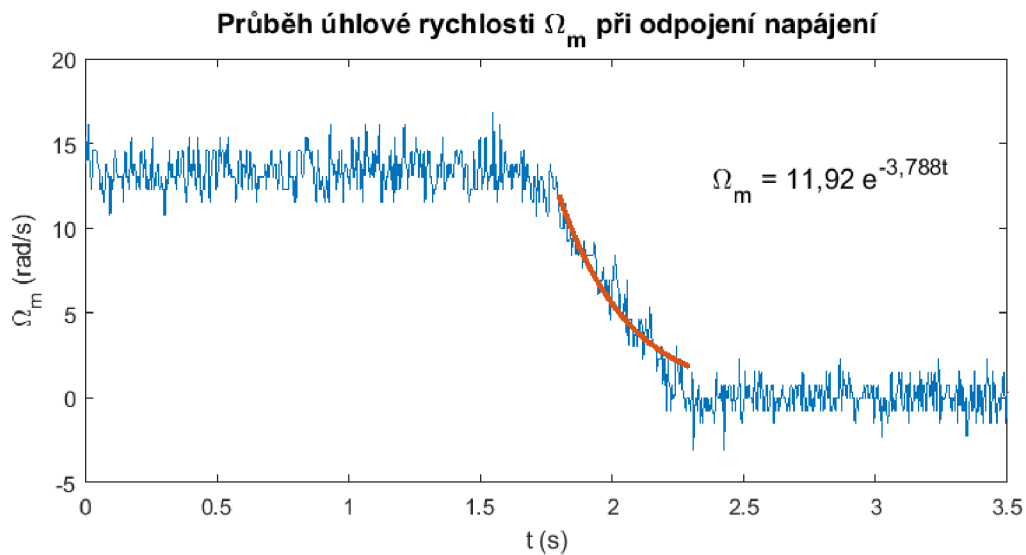
informaci o časové konstantě. Vhodný výběr této oblasti umožní zahrnout pouze dílčí část rovnice bez stejnosměrné složky b_c/b_v .

$$\Omega_m = \left(\Omega_{m0} + \frac{b_c}{b_v} \right) e^{-\frac{b_v}{J_c} t} - \frac{b_c}{b_v} = K e^{-\frac{b_v}{J_c} t} - \frac{b_c}{b_v} [\text{rad/s}] \quad (5.9)$$

V praxi se však ukazuje tento přístup jako problémový, pokud nedojde k úplnému odpojení motoru od výkonového členu. Důvodem jsou ochranné diody, anti-parallelně zapojené k výkonovým tranzistorům (schéma výkonového integrovaného obvodu 3.2). Právě tyto diody činí měření problémovým, protože zpětné proudy generované motorem jsou uzavírány skrz ochranné diody a působí jako tlumení. Tento způsob měření byl v praxi ověřen (obr. 5.8) a je dále popsán v [11].



Obr. 5.7: Schéma pro měření momentu setrvačnosti



Obr. 5.8: Průběh úhlové rychlosti Ω_m při odpojení napájení

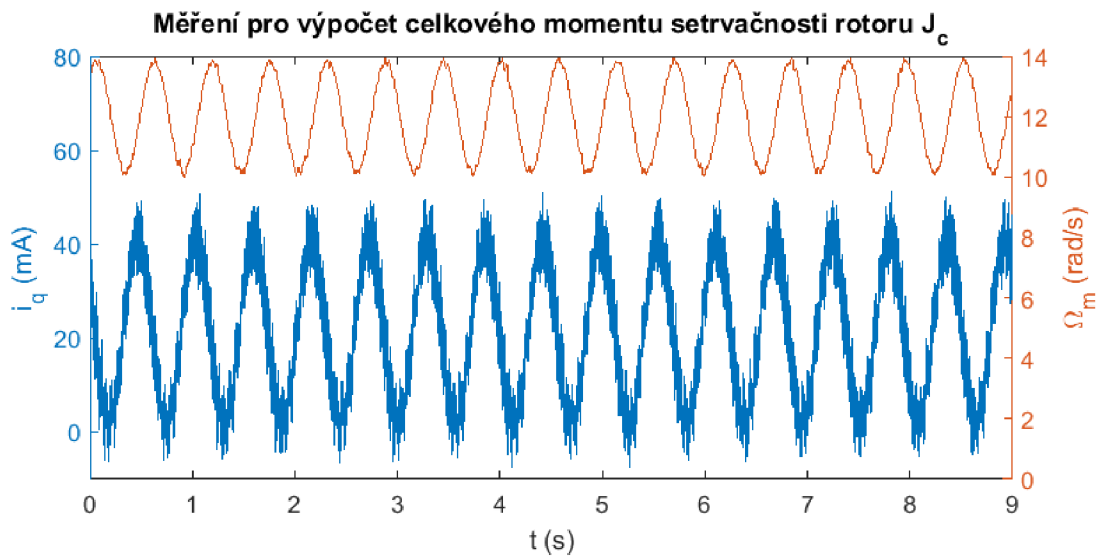
Průběh úhlové rychlosti vykazuje spíše lineární, než exponenciální závislost právě z důvodu působení ochranných diod. Odhadu momentu setrvačnosti odpovídá $J_c = 4,75 \cdot 10^{-3} \text{Kg} \cdot \text{m}^2$, což se neblíží ani řádově ke skutečné hodnotě.

Měření pomocí buzení harmonickým signálem

Daleko vhodnějším způsobem odhadu konstanty setrvačnosti J_c se ukázala metoda harmonické oscilace otáček. Díky tomu bude diference mechanické úhlové rychlosti nenulová, což umožní upravit rovnici 5.6 do tvaru 5.10.

$$J_c = \frac{1}{\epsilon_m} (M_e - \text{sgn}(\Omega_m)b_c - b_v\Omega_m) \approx 0,1484 \text{ Kg} \cdot \text{m}^2 \quad (5.10)$$

Měření zahrnuje proud i_q , sloužící k výpočtu odhadu točivého momentu M_e dle rovnice 5.7. Zároveň druhou měřenou veličinou je mechanická úhlová rychlost Ω_m , ze které provedením derivace lze vyčíslit úhlové zrychlení ϵ_m .



Obr. 5.9: Měření pro výpočet celkového momentu setrvačnosti rotoru J_c

Konečné hodnoty identifikovaných parametrů jsou v tabulce 5.1. Elektrické parametry, lze považovat za dostatečně přesné pro návrh regulátorů proudu. Mechanické parametry jsou odhadovány na základě výpočtu točivého momentu M_e . Z toho důvodu hodnoty lze považovat za objektivní v rámci řádu, ale i za předpokladu nižší přesnosti je lze použít jako základ pro návrh otáčkové a polohové smyčky.

Elektrické parametry		Mechanické parametry	
R_d	18,3 Ω	n	11
R_q	18,7 Ω	b_v	0,0008 $Nm \cdot s$
L_d	3,6 mH	b_c	0,018 Nm
L_q	6,0 mH	J_c	0,15 $kg \cdot m^2$
Ψ_f	0,07 Wb		

Tab. 5.1: Identifikované parametry motoru

6 Návrh regulátorů proudu

Aplikace vektorového řízení zahrnuje návrh regulátorů pro podélnou a příčnou složku. Při návrhu byla zvolena struktura PI, která vykompenzuje pól regulované soustavy (tab. 5.1). Regulátor díky integrační složce vykompenzuje působení statické poruchy a zajistí nulovou ustálenou odchylku při konstantní poruše. Dále je všeobecně dostatečně robustní, aby toleroval drobné odchylky identifikovaných parametrů [2].

Identifikovaná soustava pro příčnou složku (momentovou - q) má tvar:

$$F_q(s) = \frac{K_s}{\tau_s s + 1} = \frac{\frac{1}{R_q}}{\frac{L_q}{R_q} s + 1} = \frac{0,05547}{0,3186 \cdot 10^{-3} s + 1} \cdot e^{-5 \cdot 10^{-5} s} \quad (6.1)$$

V rámci nastavování proudové smyčky byly analyzovány dvě varianty návrhu: se zahrnutím a absencí filtračního členu ve zpětné vazbě. Při rozboru metody injektování vysokofrekvenčního signálu do dq rámce (kap. 2.1.1) bylo odvozeno, že signál ve q složce odpovídá odchylce úhlu ($\tilde{\theta}$) a zesílení K_{eer} . To znamená, že pokud bude dostatečně malá odchylka chybové úhlu $\tilde{\theta}$, amplituda vysokofrekvenční složky se projeví jako nulová, popřípadě o stejné velikosti jako šum. Na této úvaze je možné postavit tvrzení, že není potřeba zařadit do zpětné vazby dolnoproústní filtr, díky čemuž by se snížil řád regulační soustavy a může to znamenat potenciál pro zrychlení proudové smyčky (zvětšení pásma propustnosti).

Praktické ověření však ukázalo, že toto tvrzení může být správné, ale pouze za předpokladu, že fázový závěs zajistí dokonalou kompenzaci chybového úhlu $\tilde{\theta}$. To klade důraz na přesnou znalost zejména parametru K_{eer} , který se však může v průběhu času měnit vlivem zanedbaných magnetických jevů, např. saturace magnetického toku. Z toho plyne, že bude vysokofrekvenční signál prostupovat až do regulátoru, který přirozeně zareaguje. Tím se ovlivní akční zásah, který bude ovlivňovat i injektovaný signál. Situaci lze vidět na snímku přechodové charakteristiky i_q bez filtru 6.3.

Návrh regulátorů bez filtru ve zpětné vazbě

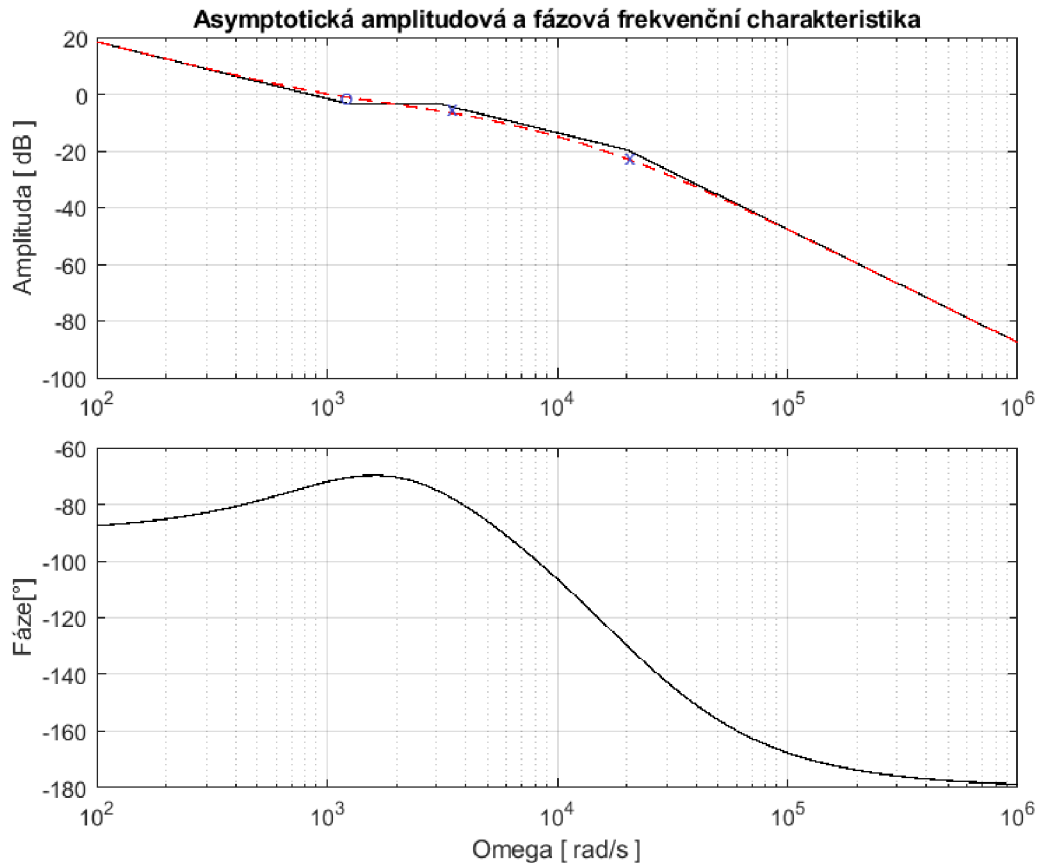
Otevřená smyčka pro příčnou složku je složená z časových konstant soustavy τ_s , regulátoru T_r a dopravního zpoždění, které bylo nahrazeno setrvačným článkem s časovou konstantou (τ_d), což poslouží jako hrubá náhrada.

$$F_{q0}(s) = K_s K_r \frac{T_r s + 1}{s} \frac{1}{\tau_d s + 1} \quad (6.2)$$

Při návrhu regulátoru pomocí frekvenční charakteristiky otevřené smyčky bylo postupováno způsobem kompenzace dominantního pólu soustavy nulou regulátoru.

Po ověření na reálném modelu se pozice poupravila malým zmenšením časové konstanty. Takto nastavený regulátor má tvar 6.3 a měl by zajišťovat dostatečnou zásobu stability ve fázi 100° .

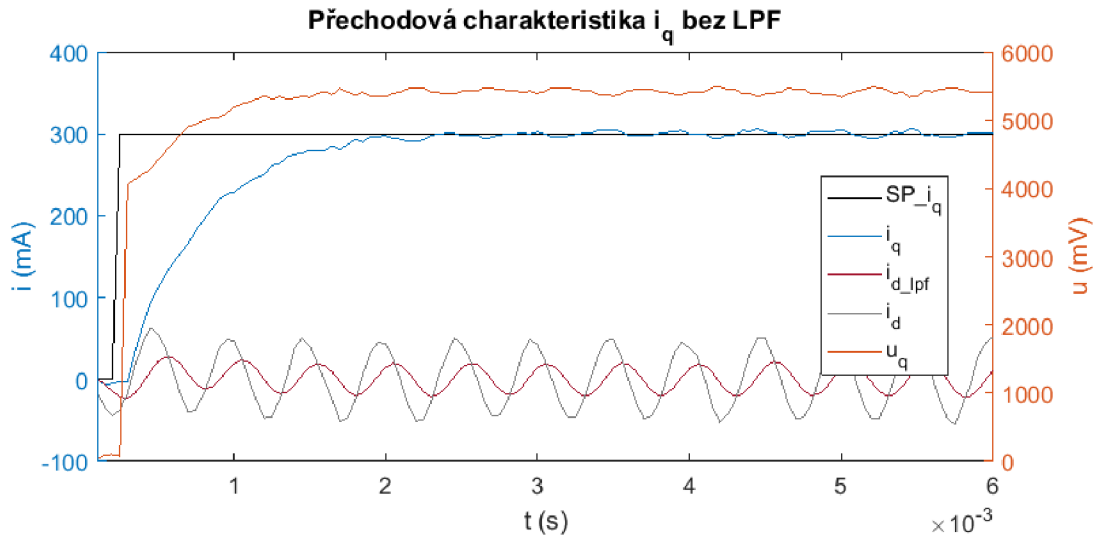
$$F_r(s) = \frac{11,85(s + 1257)}{s} = 11,85 + \frac{14900}{s} \quad (6.3)$$



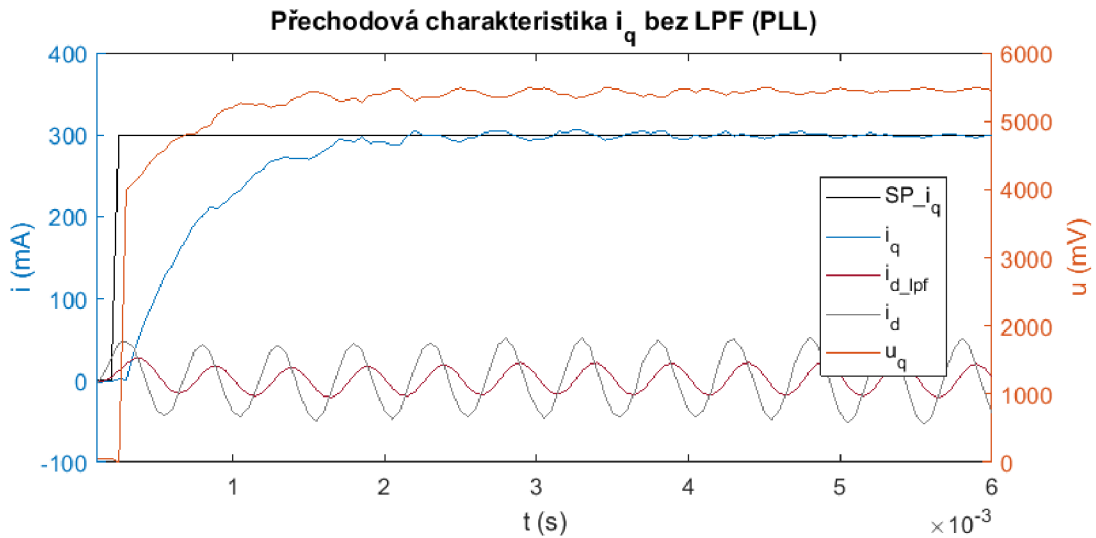
Obr. 6.1: Frekvenční charakteristika otevřené smyčky $F_{q0}(s)$

V obou případech byl injektován nosný signál o frekvenci 1 kHz a amplitudě 2V. Na prvním snímku 6.2 není použit pro určení úhlu fázový závěs, ale magnetický enkodér. Dle úvahy výše, by se neměla žádná oscilace projevit, pokud bude chybový úhel $\tilde{\theta} = 0^\circ$. Vlivem nelinearit a nedokonale nastaveného offsetu magnetické enkodéru lze pozorovat oscilace. V situaci s aktivním fázovým závěsem lze zpozorovat ještě větší zvlnění viz. 6.3. To potvrzuje předchozí tvrzení, že oscilace bude prostupovat celým regulačním obvodem a následně ovlivňovat akční zásah, což nebude vhodné pro samotný fázový závěs (hodnota odhadu úhlu bude zkreslená).

Z přechodových charakteristik je také možné vidět poměrně velký zásah vlivem dopravního zpoždění, které v návrhu nebylo dostatečně zohledněno náhradou filtrem dolno-frekvenční propusti.



Obr. 6.2: Přechodová charakteristika proudové smyčky $F_{qw}(s)$ bez filtrace



Obr. 6.3: Přechodová charakteristika proudové smyčky $F_{qw}(s)$ bez filtrace s PLL

Návrh regulátoru s filtrem ve zpětné vazbě

Dle předchozí zkušenosti byla regulační smyčka doplněna o dolno-frekvenční filtr (LPF) ve zpětné vazbě. Digitální filtr prvního řádu typu IIR Butterworth byl nastaven na mezní frekvenci 450Hz (útlum -3dB), čímž je dosaženo hodnoty útlumu na nosné frekvenci (1 kHz) injektovaného signálu -7,63 dB. Spojitý ekvivalent filtru, získán funkcí `d2c` (metoda zero-order hold, tvarovač nultého stupně) v programu Matlab, je roven 6.4.

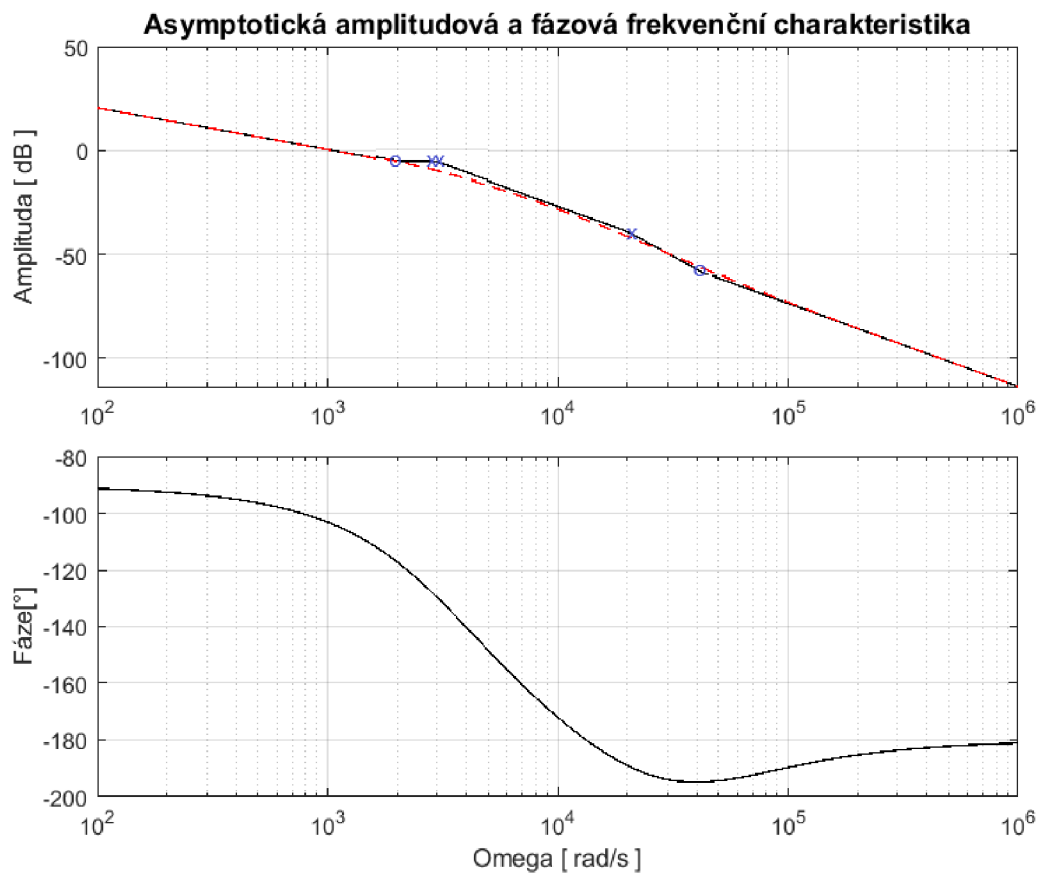
$$F_f(s) =_{ekv} \left\{ \frac{0.06612z + 0.06612}{z - 0.8678} \right\}_{T_{vz}=5 \cdot 10^{-4}s} = \frac{0,06612s + 2837}{s + 2837} \quad (6.4)$$

Přenos otevřené smyčky po zařazení filtru, popsaného rovnicí 6.5, znázorňuje frekvenční charakteristika 6.4. Nula PI regulátoru byla nastavena tak, aby došlo ke kompenzaci dominantního (pólu na nejnižším kmitočtu) otevřené smyčky, který se váže k dolno-frekvenčnímu filtru. Při nasazení řízení byl zjevný překmit, který byl vykompenzován posunutím nuly regulátoru do nižších frekvencí.

$$F_{q0}(s) = K_s K_r \frac{T_r s + 1}{s} \frac{1}{\tau_s s + 1} \frac{\tau_{fn} s + 1}{\tau_{fp} s + 1} \frac{1}{\tau_d s + 1} \quad (6.5)$$

PI regulátor po upravení časové konstanty zajišťuje, dle modelové předlohy systému, zásobu stability ve fázi 77° a informaci o jeho přenosu nese rovnice 6.6.

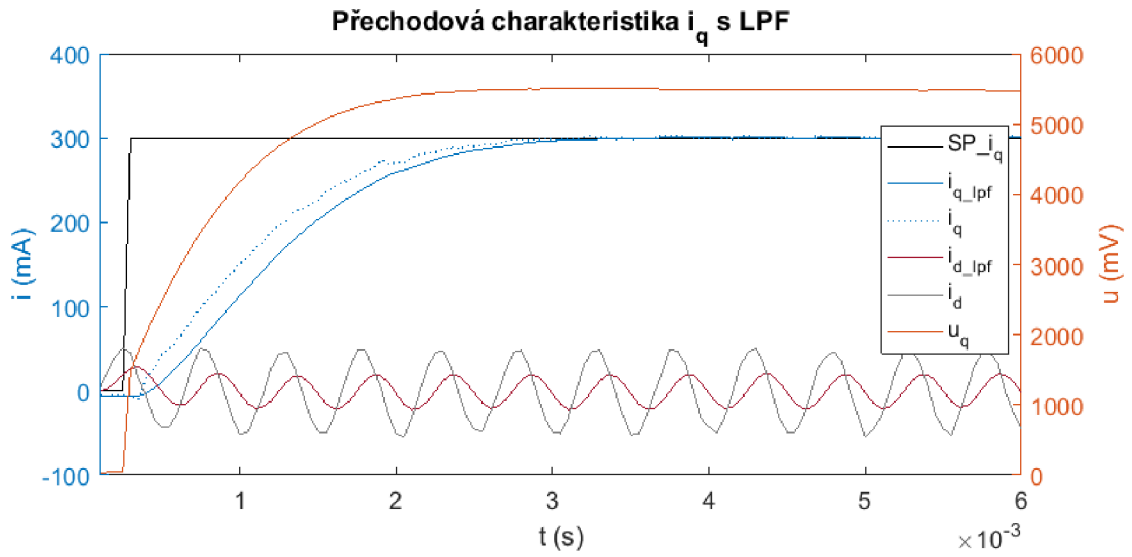
$$F_{qr}(s) = \frac{9,002(s + 2095)}{s} = 9,002 + \frac{18860}{s} \quad (6.6)$$



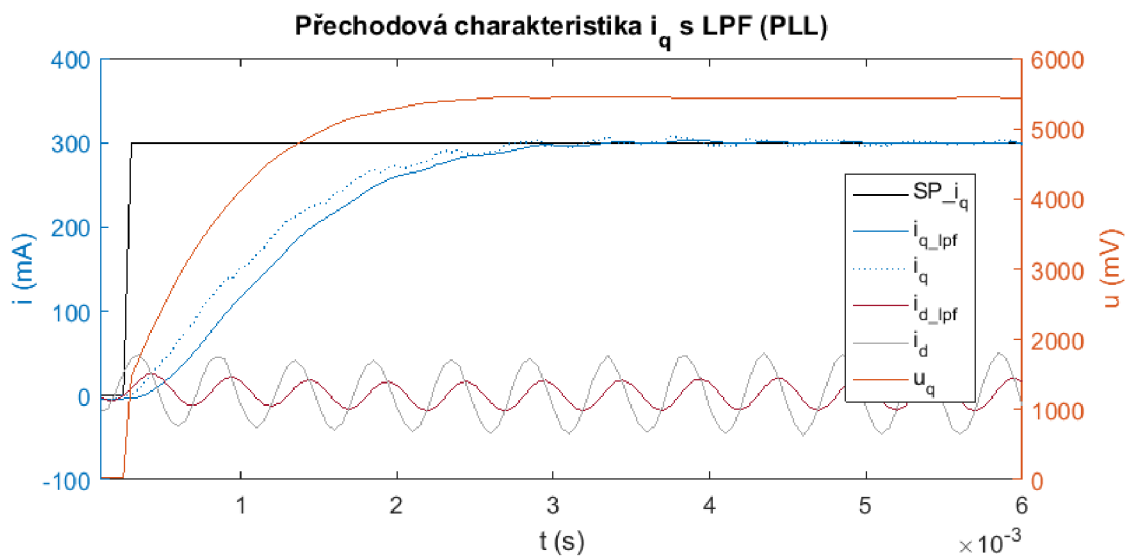
Obr. 6.4: Frekvenční charakteristika otevřené smyčky $F_{qf0}(s)$

Podobně jako u návrhu regulace bez filtrace zpětné vazby byly zaznamenány dva experimenty. U první přechodové charakteristiky byl použit magnetický enkoder a u druhé fázový závěs k odhadu natočení rotoru. Již na první pohled lze konstatovat, že došlo k vyhlazení průběhů, což povede k daleko menšímu ovlivňování

injektovaného signálu a tím funkčnosti fázového závěsu, proto dále v práci bude uvažováno právě toto nastavení.



Obr. 6.5: Frekvenční charakteristika otevřené smyčky $F_{q0}(s)$

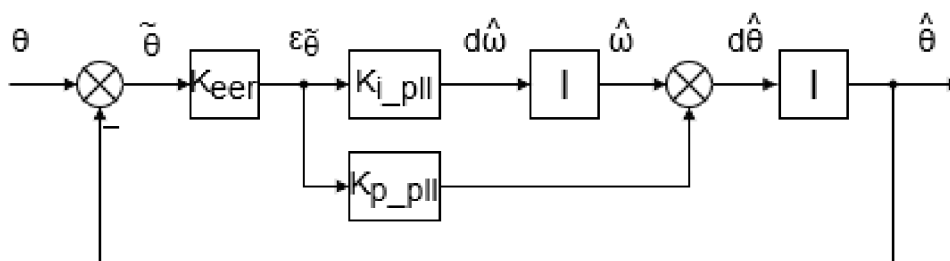


Obr. 6.6: Frekvenční charakteristika otevřené smyčky $F_{q0}(s)$ s fázovým závěsem

Způsob regulace proudů s filtrací přináší dle předpokladů méně zašuměný signál ve zpětné vazbě a následně i akční zásah. Pól spojitého ekvivalentu digitálního filtru $F_f(s)$ ovlivnil dynamiku a řád smyčky, nicméně ne tak signifikantně ve smyslu dosažitelné rychlosti přechodového děje. Přechodový děj smyčky s filtrem má přibližně stejnou časovou konstantu jako proudová smyčka bez filtru.

7 Fázový závěs

Fázový závěs je typ zpětnovazacího obvodu, jehož úkolem je kompenzovat odchylku $\varepsilon_{\hat{\theta}}$ vstupní θ a výstupní $\hat{\theta}$ veličiny pomocí PI filtru v sérii zapojeného s integrátorem. Výhoda řešení spočívá v tom, že není použita derivace polohy rotoru k získání rychlosti otáčení, čímž by docházelo k zesilování všudypřítomného šumu a snížení přesnosti. Přímý odhad rychlosti otáčení rotoru lze získat z hodnoty $\hat{\omega}$. Druhou možností je odebrat hodnotu i s proporcíonální složkou $d\hat{\theta}$, čímž bude sníženo fázové zpoždění, ale zesílí se působení šumové složky ze vstupního signálu $\varepsilon_{\hat{\theta}}$. Po následné integraci odpovídá hodnota poloze rotoru $\hat{\theta}$.



Obr. 7.1: Schéma fázového závěsu

7.1 Návrh pomocí požadovaného tvaru charakteristického polynomu

Pro návrh konstant není dostatečně zpracovaná jakákoliv metoda, která by pevně stanovila způsob a kritérium pro nastavení celého řetězce včetně návrhu pásmové propusti (BPF) a dolno-frekvenčního filtru (LPF) (kompletní schéma řetězce se nachází na obrázku 2.1). Jedním ze způsobů řešení této problematiky může být návrh konstant regulátoru dle požadovaného tvaru charakteristického polynomu. Tím vznikne vazba mezi proporcíonální a integrační složkou, čímž se sníží počet nastavených parametrů o jednu neznámou.

Dle odvození v kapitole 2.1.1 je zřejmé, že vstupní signál $\varepsilon_{\hat{\theta}}$ má formu proporcíonální odchylky úhlu $\tilde{\theta}$. Již nyní lze upozorovat, že hodnota nezahrnuje kompenzaci útlumu přítomných filtrů před fázovým závěsem, ale v návrhu se předpokládá velmi přesná znalost zesílení chybového signálu K_{eer} . Hodnotu lze hrubě odhadnout na základě znalostí parametrů motoru za předpokladu dostatečného odstupů mezi hodnotou odporu a impedance (danou indukčnostmi) vinutí. Pokud to se dodrží tento

předpoklad, hodnota K_{eer} bude tvořena pouze jako zesílení, opačném případě se musí přidat i imaginární složka, která zapříčiní fázové zpoždění a návrh se zkomplikuje.

$$\varepsilon_{\tilde{\theta}} \approx -\frac{U_{inj}}{2} \frac{L_d - L_q}{\omega_{inj} L_d L_q} \tilde{\theta} \approx -K_{eer} \tilde{\theta} \quad (7.1)$$

Na základě schématu 7.1 lze stanovit stavové rovnice pro odhad úhlové rychlosti $\hat{\omega}$ a polohy rotoru $\hat{\theta}$.

$$\frac{d\hat{\omega}}{dt} = K_{i_pll} K_{eer} \varepsilon_{\tilde{\theta}} \quad (7.2)$$

$$\frac{d\hat{\theta}}{dt} = \hat{\omega} + K_{p_pll} K_{eer} \varepsilon_{\tilde{\theta}} \quad (7.3)$$

Tvar charakteristického polynomu odpovídá jmenovateli přenosu řízení $F_{\hat{\omega}w_pll}$. Do toho přenosu není zahrnutý integrátor k získání odhadu polohy $\hat{\theta}$.

$$F_{\hat{\omega}0_pll}(s) = \frac{K_{p_pll} K_{eer} s + K_{i_pll} K_{eer}}{s^2} \quad (7.4)$$

$$F_{\hat{\omega}w_pll}(s) = \frac{F_{\hat{\omega}0_pll}(s)}{1 + F_{\hat{\omega}0_pll}(s)} = \frac{K_{eer}(K_{i_pll} + K_{p_pll} s)}{s^2 + K_{p_pll} K_{eer} + K_{eer} K_{i_pll}} \quad (7.5)$$

Jmenovatel přenosu řízení je druhého řádu, tudíž lze porovnat s charakteristickým polynomem kmitavého článku [2]. Pokud se nastaví konstanta poměrného tlumení $\xi = 1$ budou póly na reálné ose (nekmitavá odezva). Následnou substitucí za ρ lze vyjádřit zesílení proporcionální 7.8 a integrační složky 7.7.

$$\begin{aligned} s^2 + K_{p_pll} K_{eer} s + K_{eer} K_{i_pll} \\ s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2 \\ s^2 + 2\rho s + \rho^2 \end{aligned} \quad (7.6)$$

$$K_{i_pll} = \frac{\rho^2}{K_{eer}} \quad (7.7)$$

$$K_{p_pll} = \frac{2\rho}{K_{eer}} \quad (7.8)$$

Jak již bylo zmíněno, metoda trpí na přesnost zesílení K_{eer} , které se bude měnit na základě nastavení BPF a LPF, ale vliv budou mít i případné nelineární děje (saturace magnetického toku apod.), které jsou zde zanedbány.

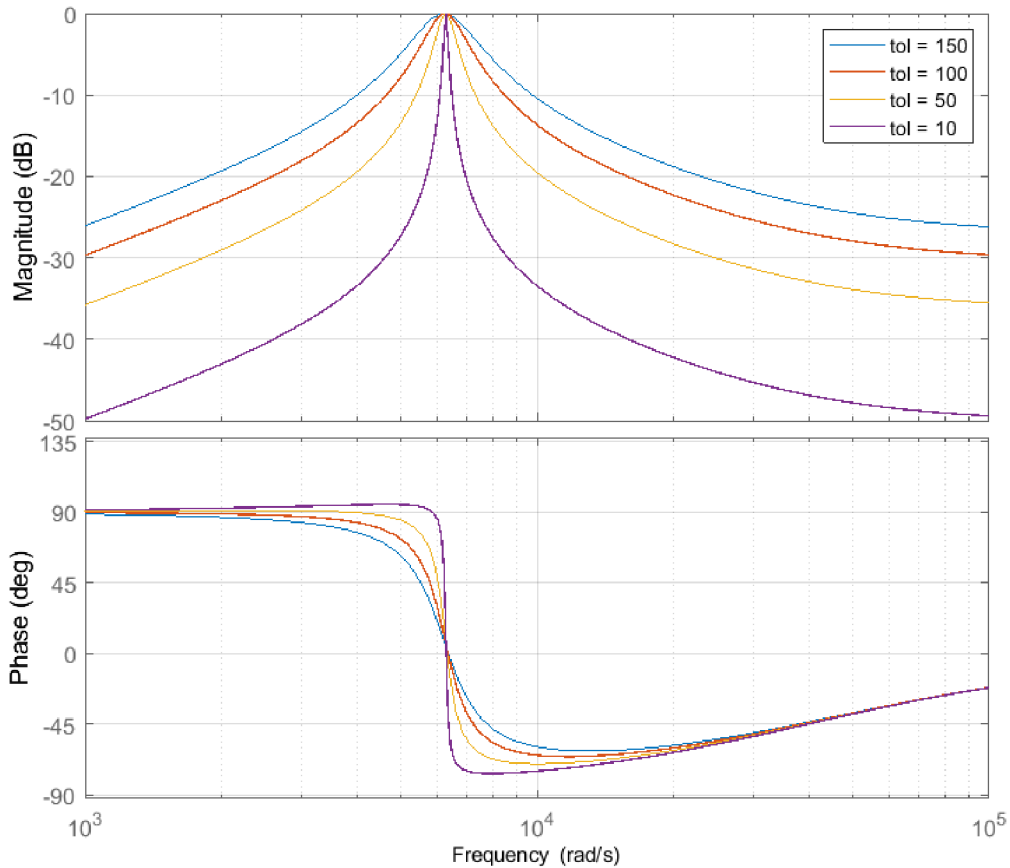
Praktické poznámky k návrhu

Významným faktorem ovlivňující zesílení chybového signálu, je nastavení pásmové propusti (BPF). Celý algoritmus je implementovaný v mikročipu, proto bylo využito digitálních IIR filtrů typu Butterworth (Oproti FIR mají nižší řád, ale vzhledem ke zpětné vazbě od výstupu lze filtr navrhnout blízko nestability). U návrhu pásmové propusti je klíčové definovat mezní frekvence s útlumem -3dB. Na frekvenční charakteristice 7.2 je zvolená hlavní frekvence 1 kHz (nosná složka). Mezní frekvence definující jakost, jsou nastavovány dle $f_{mez} = nosná \pm tol$. Z grafu lze jasně vidět, že zvolením větší tolerance, bude výběrové pásmo širší, což se projeví i na pomalejším průběhu fáze. V podstatě by se mohlo zdát, že nejlepší filtr bude s nejmenší tolerancí. Tato hypotéza však není ve většině případů pravdivá. Projev nelinearity v regulačním obvodu (např. mrtvá doba) takřka vždy injektovaný signál deformuje, čímž nastane únik do frekvenčního spektra (leakage). Díky tomu filtr s velkou hodnotou jakosti (malá tolerance) vyfiltruje pouze část signálu z měřeného proudu i_q , reprezentující chybový úhel $\tilde{\theta}$. Velikost chybového úhlu se při nastavení tolerance $tor = 2$, amplitudě nosného signálu 2V a frekvence 1kHz, promítla jako hodnota amplitudy měřeného proudu i_q asi $10^{-4}mA$. To by vedlo na vyšší hodnotu ρ (hodnoty PI regulátoru v závěsu), a díky tomu bude zejména proporcionální složka velmi citlivá na vstupní signál, což přirozeně fázový závěs dostane k blízkosti nestability. U návrhu pásmové propusti je tedy lepší být tolerantnější a volit hodnotu tol dostatečně velkou, aby elektrický proud i_q byl po vyfiltrování dostatečně velký.

Na základě nastavení BPF a velikosti amplitudy vybraného signálu se volí hodnota ρ . Větší amplituda povede na nižší hodnoty ρ . Problém metody návrhu PI regulátoru tímto způsobem však spočívá v tom, že nastavuje příliš vysoké proporcionální zesílení v poměru k zesílení integrační složky. Problém nebude činit odhad polohy rotoru $\hat{\theta}$, ale odhad úhlové rychlosti $\hat{\omega}$, protože hodnota integrační složky bude značně nízká, tudíž veškerou práci bude odvádět právě proporcionální složka. Z toho důvodu nebude možné brát odhad úhlové rychlosti přímo za integrátorem $\hat{\omega}$, ale až z pozice $d\hat{\theta}$. Odhad však bude velmi zašuměný.

Mezní frekvence LPF je vhodné volit 5-10x větší, než je ρ . Větší hodnota mezní frekvence zvětšuje pásmo propustnosti, ale zvyšuje citlivost vůči rušení.

Celkově po provedení experimentů lze říci, že touto metodou je možné dostat fázový závěs do stabilního pásma iterativním postupem. Na volbu hodnoty ρ působí mnoho aspektů: nastavení filtrů, velikost amplitudy a frekvence injektovaného signálu, přesnost měření, rušení, nelinearity v obvodu.



Obr. 7.2: Frekvenční a fázové charakteristiky pásmových propustí (BPF)

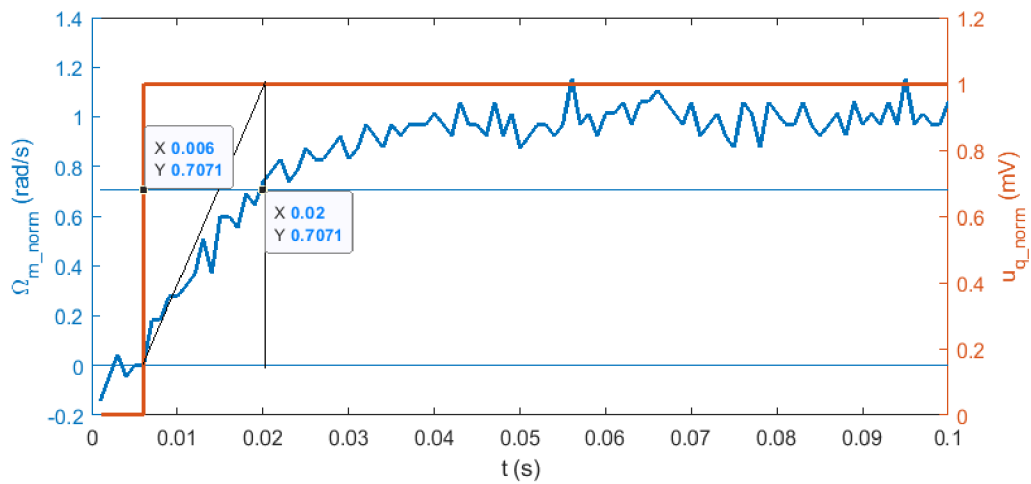
7.2 Návrh pomocí přechodového děje otáček rotoru

Podstata této metody návrhu konstant fázového závěsu spočívá v odhadu časové konstanty rychlosti přechodového děje otáček rotoru při skokové změně vstupního napětí. Z toho vyplývá, že metodu lze použít na základě simulací dostatečně přesného modelu nebo provedením experimentálního měření (nutnost přítomnosti snímače polohy rotoru). Získaná časová konstanta bude použita pro umístění nuly PI regulátoru.

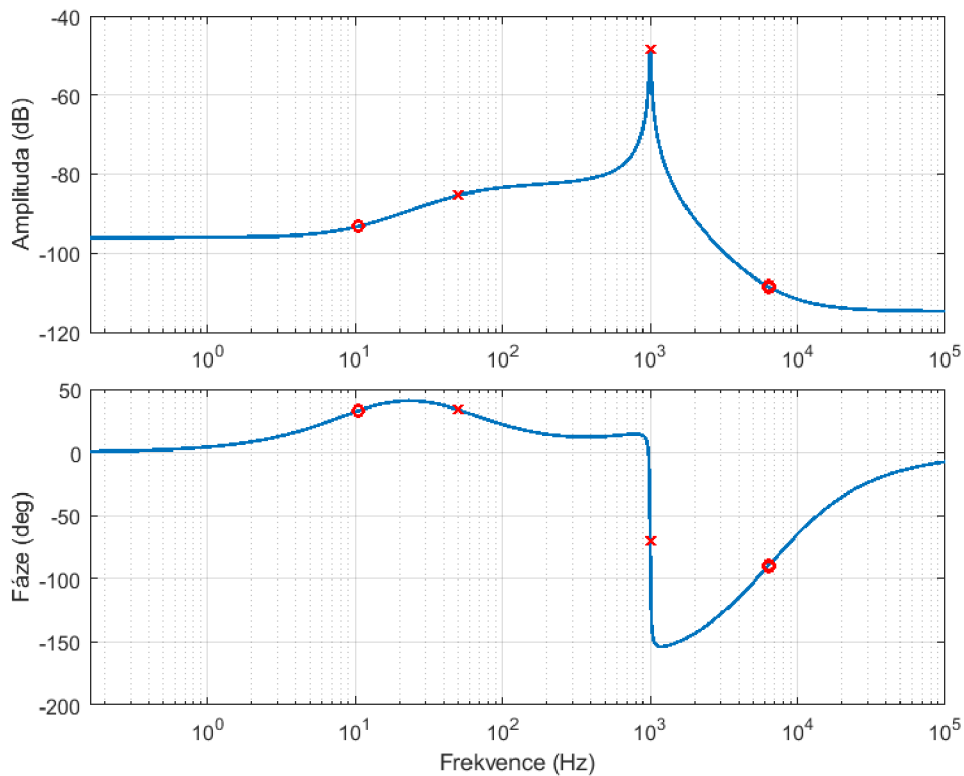
Odezva otáček na skokovou změnu napětí, poslouží pro odhad časové konstanty, dle grafu 7.3, $\tau_{sn} = 0.014s$. Odhadnutá časová konstanta bude uplatněna k určení polohy nuly PI regulátoru a zároveň ke stanovení mezní frekvence filtru LPF, která by měla nabývat asi 5x větší hodnoty než mezní frekvence PI. Větší hodnota vede k zesilování rušení a ovlivňování pásma propustnosti a útlumu BPF. Posunutím pólu doleva, začne filtr ovlivňovat dynamiku samotného PI regulátoru.

Vhodný analytický postup pro stanovení zesílení proporcionální složky K_{p_pll} nelze jednoznačně určit, protože není znám předem vhodný útlum z frekvenční charakteristiky. Lze však použít iterativní metodu k určení zesílení z průběhů odhadu

$\hat{\theta}$ a skutečné polohy rotoru θ , stejně tak z odezvy fázového závěsu, graf 7.8.



Obr. 7.3: Normovaná přechodová charakteristika otáček motoru Ω_m

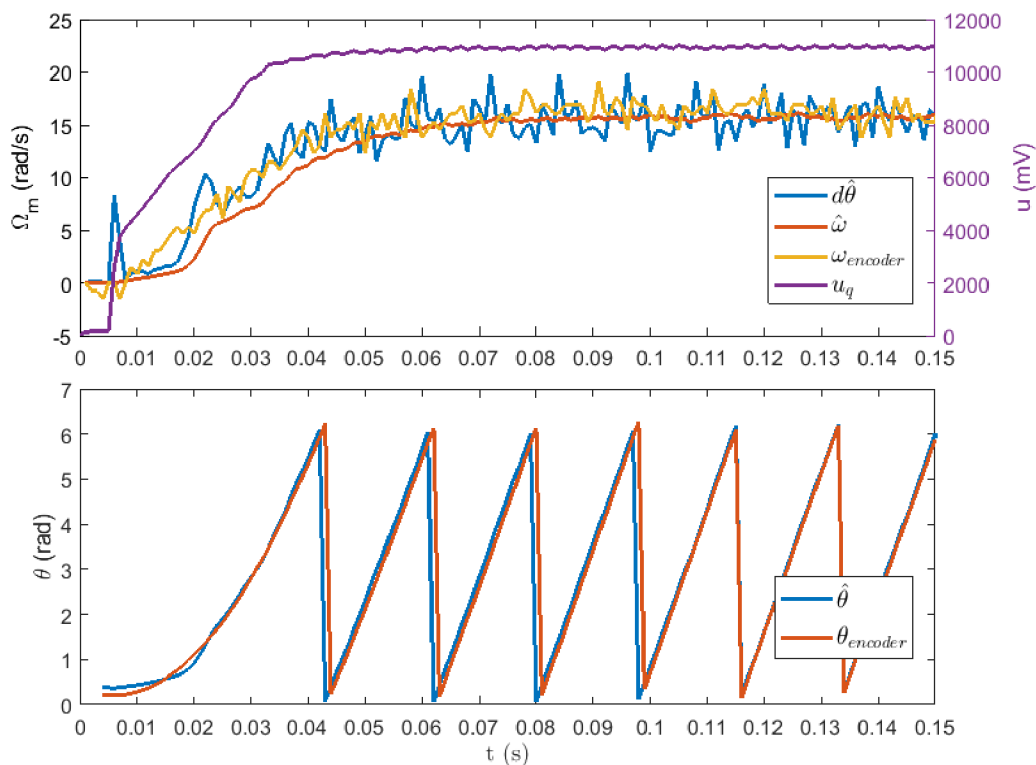


Obr. 7.4: Frekvenční a fázová charakteristika otevřené smyčky fázového závěsu

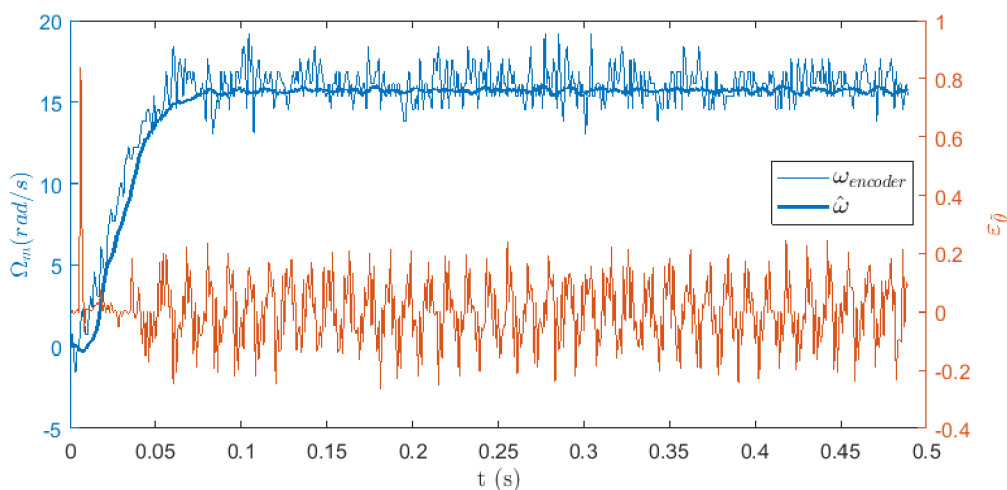
Graf vyobrazuje situaci, kdy byla nastavena referenční hodnota pro proudový regulátor 200mA. Napětí u_q se dostane po odeznění přechodového děje do saturace, stejně tak otáčky, protože rotor není brzděný.

filtr	m. frek	tol	PI (tvar)	K_p	K_i/τ
LPF	50 Hz	-	paralelní	0,07	5,36
BPF	1000 Hz	100 Hz	sériový	5,36	0,013 s

Tab. 7.1: Nastavené hodnoty fázového závěsu



Obr. 7.5: Odezva otáček na regulované napětí u_q



Obr. 7.6: Průběh chybového úhlu $\varepsilon_{\hat{\theta}}$ na základě otáček

7.3 Volba vhodného injektovaného signálu

Algoritmus bezsnímačové metody odhadu úhlu natočení rotoru spoléhá na vhodně nastavené parametry injektovaného signálu, dostatečně vysokou frekvenci a amplitudu. Existují omezení, která je třeba dodržet. U nastavení frekvence je to dostatečný počet vzorků na periodu, což ovlivňuje vzorkovací frekvence (respektive frekvence PWM signálu, který určuje přerušování). Vhodná volba frekvence injektovaného signálu je minimálně desetkrát menší, než je vzorkovací.

$$0,1f_{inj} < f_{vz} \quad (7.9)$$

Z pohledu minimální hodnoty frekvence se předpokládá dostatečný odstup od dynamiky proudové smyčky. Jinými slovy, je nezbytné mít minimální frekvenci alespoň pětkrát vyšší, než je šířka pásma propustnosti přenosu řízení proudové smyčky (frekvenční charakteristika 7.7) [12].

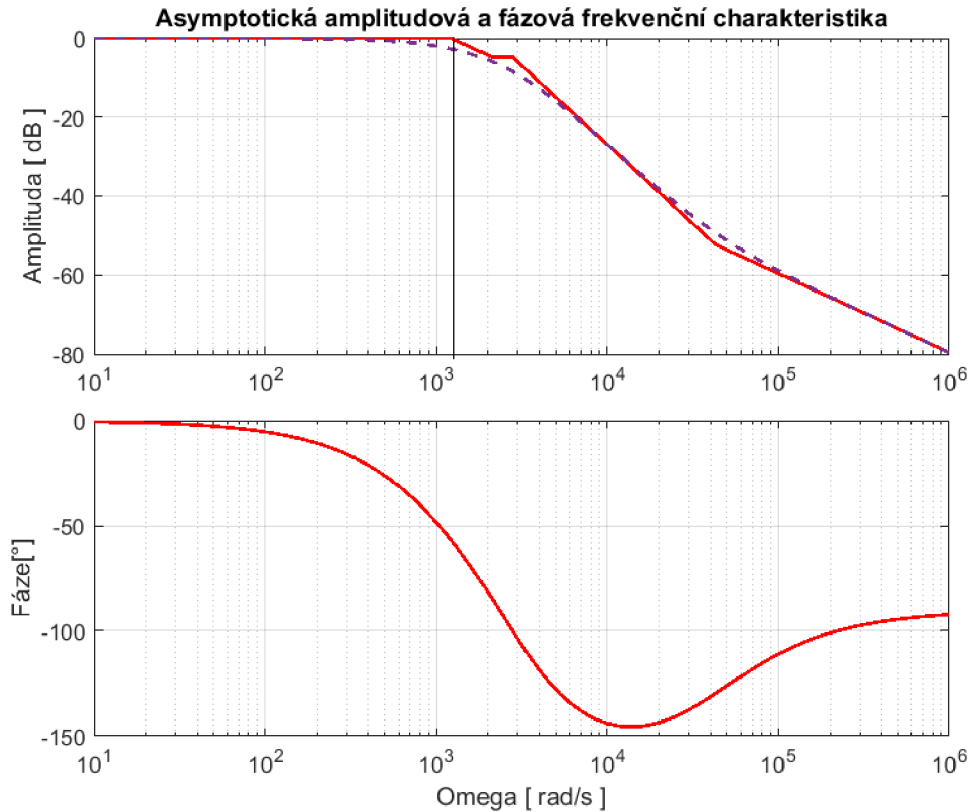
$$B_q = \frac{p_1}{2\pi} = \frac{1224}{2\pi} \approx 195Hz \quad (7.10)$$

Hodnota frekvence byla zvolena na základě rozmezí 7.11, $f_{inj} = 1000Hz$.

$$5B_q < f_{inj} < 0,1f_{vz} \quad (7.11)$$

Amplituda je poměrně složitější na analytické určení. V podstatě musí být amplituda signálu po modulaci dynamikou motoru dostatečně velká vzhledem k přítomnému rušení na elektrickém proudu. Velikost amplitudy je tedy vhodné volit co největší, nicméně se však zmenšuje velikost použití akčního zásahu. Při regulaci se ale předpokládá minimální napětí na d složce, protože je regulována na nulovou hodnotu. Problémovější může být dostatečné dimezování měřicího rozsahu elektrického proudu, aby nedošlo k deformaci signálu s informací o chybovém úhlu $\tilde{\theta}$. Dle [12] je možné hodnotu amplitudy zvolit prostřednictvím vzorce 7.12, vycházejícího ze jmenovitého proudu a otáček. Tyto hodnoty však pro použitý motor (kap. 3.3) nejsou dostatečně definované výrobcem, proto hodnota amplitudy napětí byla odhadnuta, $U_{inj} = 2V$.

$$U_{inj} = \frac{\sqrt{2}I_{nRMS}L_dL_q\omega n}{10(L_q - L_d)} \quad (7.12)$$



Obr. 7.7: Frekvenční charakteristika uzavřené proudové smyčky F_{qw}

7.4 Odhad počátečního úhlu

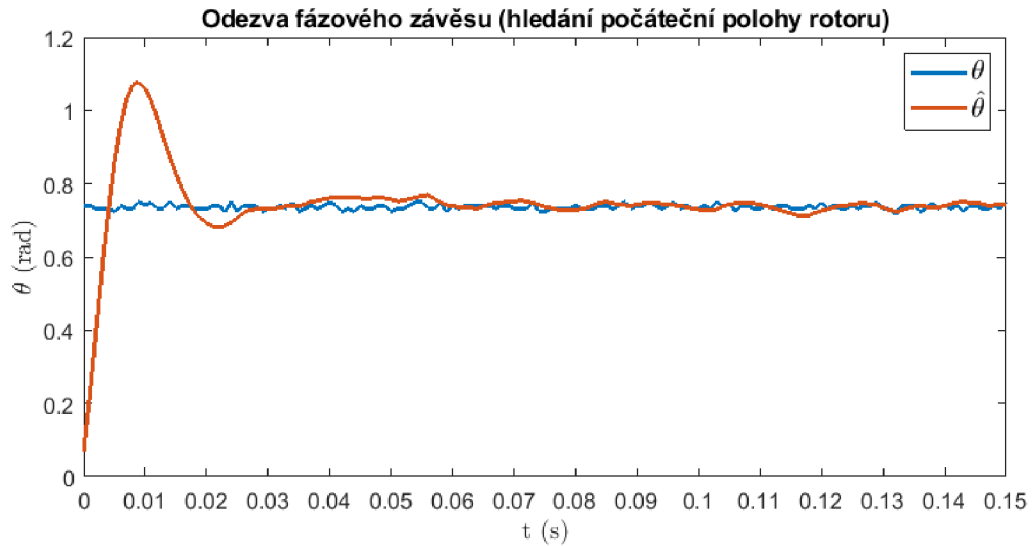
Metody odhadu polohy v nízkých otáčkách se nepoužívají jen pro překlenutí nízkých otáček, kdy ještě není dobře měřitelné zpětné elektromotorické napětí U_{bemf} , ale taky pro určení počáteční polohy rotoru. Důvodem zmiňování toho faktu vychází přímo ze zanedbávání goniometrické funkce sinus ve výsledku rovnice 2.24. Původní znění těže rovnice bez zanedbání je ve tvaru 7.13. Hodnota signálu chybového úhlu se cyklicky mění. Funkce sinus má dvě možné hodnoty v rámci jedné periody, ve kterých vrací výsledek nula, což jsou násobky π . Pokud tedy bude hodnota úhlu $\theta \in (\frac{\pi}{2}k; \frac{3\pi}{2}k)$, kde $k = 1, 2, 3 \dots$, bude odhadovaný úhel $\hat{\theta}$ konvergovat k nule, ale odhad bude posunutí o π radiánů. Z fyzikálního hlediska se jedná o určení polarity magnetu.

$$\varepsilon_{\hat{\theta}} \approx -K_{eer} \sin(2\tilde{\theta}) \quad (7.13)$$

Tento problém má více řešení, která souvisí s počátečními podmínkami stroje, zda je po zapnutí povoleno uvést motor do výchozí polohy (jasně definovaná hodnota θ). V mnoha případech to není možné, a proto se často využívá pro detekci polarity magnetu saturační efekt. Pro vyvolání efektu se používá přidání stejnosměrné složky

nebo krátké pulzy k injektovanému signálu [24].

Nicméně předmětem této práce není aplikace důmyslnější metody pro určení počáteční polohy, proto byla zvolena první varianta, tedy před spuštěním fázového závěsu je rotor cuknutím zarovnán na d složku, což zajistí opakovatelně správný odhad polarity magnetu.



Obr. 7.8: Odezva fázového závěsu (hledání polohy rotoru z nulových podmínek)

8 Návrh regulátoru rychlosti otáčení

Hodnota rychlosti otáčení je odhadována na základě chybového úhlu $\tilde{\theta}$. Ve struktuře fázového závěsu (obr. 7.1) jsou dvě možnosti, odkud lze hodnotu úhlové rychlosti získat. První možnost je přímo za integrátorem $\hat{\omega}$, nicméně zde bude fázové zpoždění za skutečnou rychlostí, což naznačuje graf 7.5. Výhodnou vlastností však je menší citlivost na rušení ze vstupního signálu $\tilde{\theta}$.

Druhou možností je zahrnutí do odhadu rychlosti $\hat{\omega}$ i proporcionální zesílení, které však šum ze vstupního signálu zesiluje, díky čemuž vznikne daleko více frekvenčně bohatší signál $d\hat{\theta}$. V práci bude tedy uvažován odhad přímo za integrátorem $\hat{\omega}$.

Návrh regulátoru vychází z mechanické rovnice motoru 8.1 a již zprvu je zřejmé, že zde figuruje nelineární funkce signum mechanické rychlosti u Coulombova tření. Z toho důvodu bude zanedbáno za podmínky dostatečně velkého proudu i_q .

$$\begin{aligned}\dot{\Omega}_m &= \frac{1}{J_c} (M_e - \text{sgn}(\Omega_m)b_c - b_v\Omega_m - M_L) \\ M_e &= \frac{3}{2}n\Psi_f i_q\end{aligned}\tag{8.1}$$

Sestavením přenosu $F_{sr}(s)$ lze vidět, že jde o setrvačný článek prvního řádu se zesílením K_{sr} daným počtem pólových dvojic (n), celkovým momentem setrvačnosti rotoru (J_c) a konstantou budícího magnetického toku Ψ_f . Hodnoty lze nalézt v tabulce 5.1.

$$F_{sr}(s) = \frac{\Omega_m}{I_q} = \frac{\frac{3n\Psi_f}{2J_c}}{s + \frac{b_v}{J_c}} = \frac{\frac{3n\Psi_f}{2b_v}}{\frac{J_c}{b_v}s + 1} = \frac{K_{sr}}{\tau_{sr}s + 1}\tag{8.2}$$

Návrh pomocí požadovaného tvaru charakteristického polynomu

Regulační struktura pro tuto smyčku byla zvolena PI, tudíž přenos otevřené smyčky $F_{sr0}(s)$ lze sestavit následujícím způsobem, kdy se nula regulátoru použije pro kompenzaci pólu soustavy $F_{sr}(s)$. Na základě $F_{sr0}(s)$ byl sestaven přenos řízení $F_{srw}(s)$.

$$F_{sr0}(s) = \frac{K_{pr}(\tau_{rr}s + 1)}{s} \cdot \frac{K_{sr}}{\tau_{sr}s + 1} = \frac{K_{pr}K_{sr}}{s}\tag{8.3}$$

$$F_{srw}(s) = \frac{K_{pr}K_{sr}}{s + K_{pr}K_{sr}}\tag{8.4}$$

Pro co nejjednodušší návrh regulátoru je možné charakteristický polynom, který je prvního řádu, nastavit na požadovaný tvar daný šířkou pásma propustnosti otáčkové smyčky B_ω .

$$s + K_{pr}K_{sr} = s + 2\pi B_\omega\tag{8.5}$$

Porovnáním charakteristického polynomu s jeho požadovaným tvarem lze vyjádřit rovnice pro výpočet konstant regulátoru.

$$K_{pr} = \frac{2\pi B_\omega}{K_{sr}} \quad (8.6)$$

$$T_{rr} = \tau_{sr} = \frac{J_c}{b_v} \quad (8.7)$$

$$K_{irr} = \frac{K_{rr}}{T_{rr}} \quad (8.8)$$

Šířku pásma propustnosti rychlostní smyčky B_ω je možné určit skrze šířku pásma propustnosti proudové smyčky B_q , kterou vyobrazuje frekvenční charakteristika 7.7. Dynamika proudové smyčky má charakter dolní propusti, což znamená, že šířku pásma určuje frekvence, kde se nachází útlum -3dB. Hodnotu udává poloha dominantního pólu systému na pozici $p_1 = 1224 \text{ rad/s}$.

U návrhu otáčkového regulátoru musí být brána v úvahu dynamika vnitřní smyčky a to z následujícího důvodu. Aby bylo možné zanedbat dynamiku proudové smyčky a fázového závěsu, musí být dynamika otáčkové dostatečně pomalejší a to alespoň desetkrát ($10B_\omega < B_q$).

$$B_q = \frac{p_1}{2\pi} = \frac{1224}{2\pi} \approx 195 \text{ Hz} \quad (8.9)$$

U návrhu byla porovnána časová konstanta nastavené proudové smyčky τ_{iq} a kýžená hodnota časové konstanty τ_r .

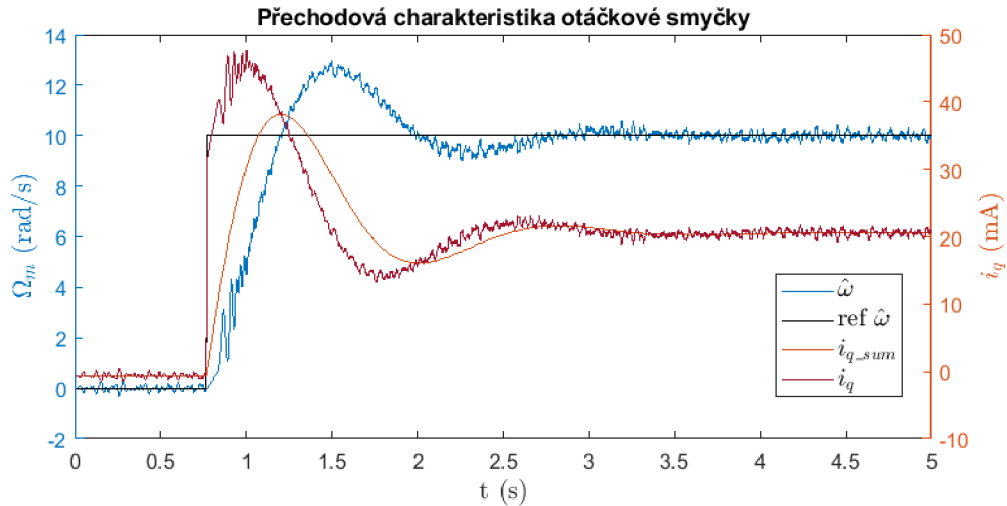
$$B_\omega = B_q \frac{\tau_{iq}}{\tau_r} = 195 \frac{0.002}{0.05} = 1.95 \text{ Hz} \quad (8.10)$$

Dle vypočtené šířky pásma propustnosti rychlostní smyčky B_ω byly stanoveny hodnoty paralelního tvaru PI regulátoru

$$K_{pr} = \frac{4\pi B_q}{K_{sr}} = \frac{24,50}{7,78} = 3,15 \quad (8.11)$$

$$K_{ir} = \frac{4\pi^2 B_q^2}{K_{sr}} = \frac{150,12}{7,78} = 19,30 \quad (8.12)$$

Tímto způsobem návrhu dojde ke kompenzaci pólu přenosu $F_{sr}(s)$, který je na pozici $p = 5,4 \cdot 10^{-3} \text{ rad/s}$, což je více než 5 dekád od dominantního pólu přenosu uzavřené proudové smyčky. Rychlost přechodového děje bude velmi pomalá, viz. obr. 8.1. Proto kompenzace pólu mechanické rovnice není správnou volbou.



Obr. 8.1: Přechodová charakteristika otáčkové smyčky

Návrh pomocí frekvenční charakteristiky otevřené smyčky

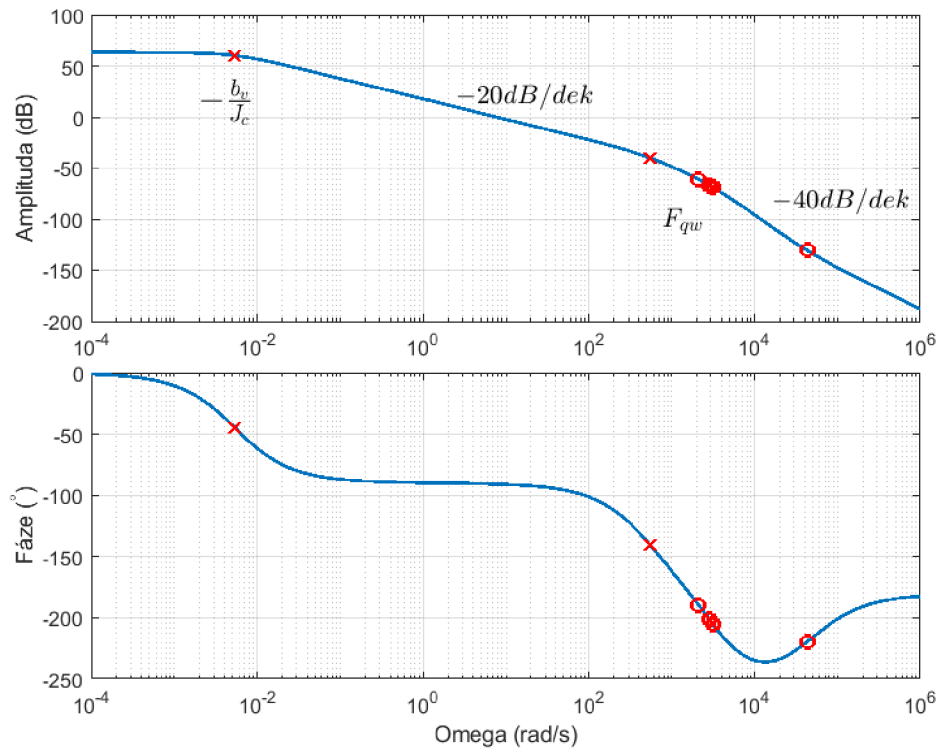
Lepší pohled na situaci může podat přímo frekvenční charakteristika otevřené smyčky bez regulátoru 8.2. Ukazuje se, že u návrhu není možné zanedbat dynamiku podřadné proudové smyčky, i když je zde rozdíl 5 dekad od pólu přenosu mechanické části 8.2. Pro návrh je důležitý pól $-\frac{b_v}{J_c}$, který vytváří potřebný zlom -20db/dek a dominantní pól proudové smyčky.

Nulu PI regulátoru je tedy nutné nastavit co nejbližší k dominantnímu pólu proudové smyčky, avšak ne blíže než na jednu dekádu. Tento požadavek vyplývá z toho, aby dynamika otáčkové smyčky neovlivňovala dynamiku proudové. Po přidání PI regulátoru se původní frekvenční charakteristika změní do podoby 8.3. Jak je vidět, nebude docházet ke kompenzaci žádného pólu, což z pravidla přináší poněkud náročnější syntézu regulačního obvodu z důvodu překmitu.

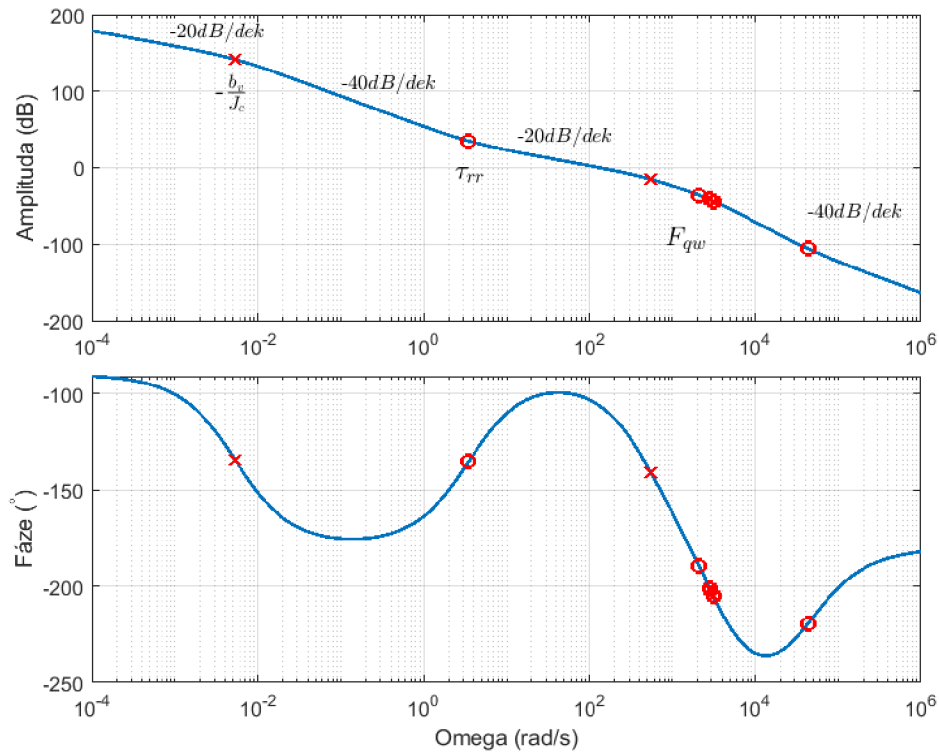
Regulátor otáček (hodnoty uvedené v tabulce 8.1) byl po iteračním doladování nastaven s pomalejším přechodným dějem. Náběh otáček trvá 70ms, což je dostatečně pomalejší vzhledem k dynamice proudové smyčky. Nicméně i při dosti utlumeném průběhu je přítomen asi 5% překmit.

PI (tvar)	K_p	K_i/τ
paralelní	17,6	61,6
sériový	61,6	0,286

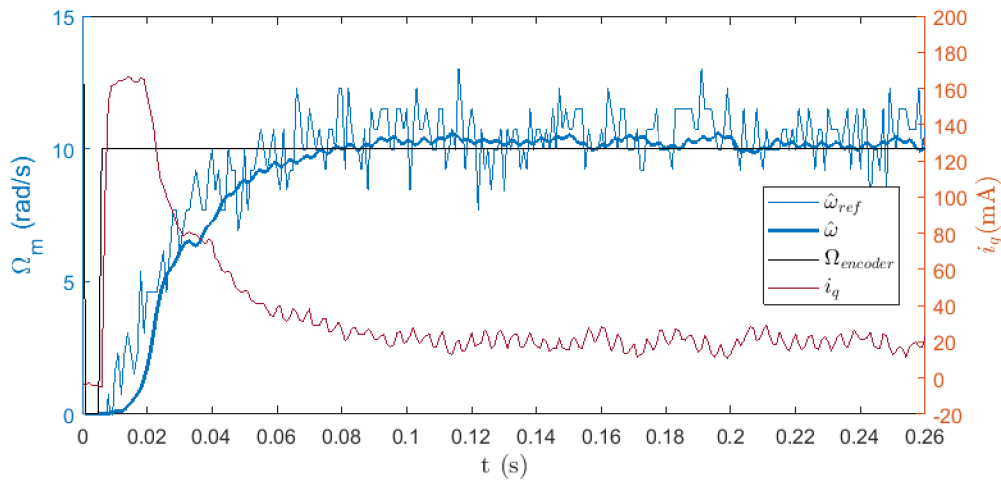
Tab. 8.1: Nastavení otáčkové regulace



Obr. 8.2: Frekvenční a fázová charakteristika otáčkové smyčky bez regulátoru



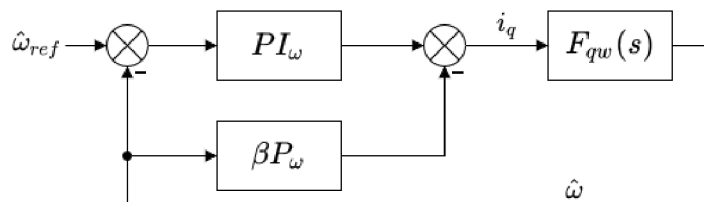
Obr. 8.3: Frekvenční a fázová charakteristika otáčkové smyčky s regulátorem



Obr. 8.4: Přechodová charakteristika otáčkové smyčky bez přímé vazby

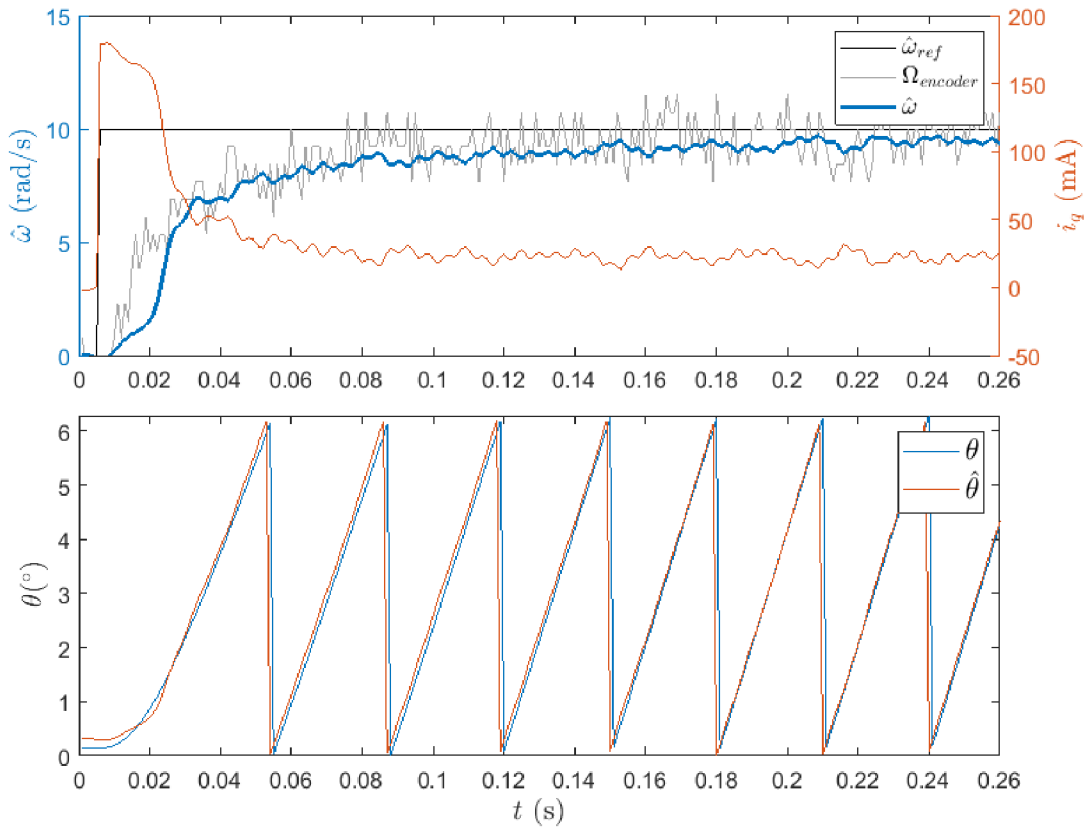
Implementace přímé vazby od měřené veličiny

Nastavením dle předchozí kapitoly by bylo možné považovat návrh za konečný. Z průběhů otáček lze sledovat mírný, ale poměrně dlouho trvající překmit v rámci 5%. Pokud by otáčková smyčka neměla již žádnou další nadřazenou smyčku, bylo by možné současný stav ponechat. V tomto případě však polohová smyčky navrhována bude. Tudíž je dobré zmínit zkušenost z předchozích experimentů, kde se ukázalo u nastavování proudové a následně otáčkové smyčky, že je velmi výhodné, aby přechodová charakteristika vnitřní smyčky byla bez jakéhokoliv překmitu. Díky tomu bude návrh nadřazené smyčky daleko jednodušší, protože nebude nutné se soustředit při syntéze i na neduhy právě z vnitřní smyčky, které se jistě budou projevit. Z tohoto důvodu byla zařazena do otáčkové smyčky i přímá vazba od měřené veličiny, dle schématu 8.5, která má za úkol vykompenzovat již zmíněný překmit [20].



Obr. 8.5: Schéma regulačního obvodu s dopřednou vazbou

Pro implementaci přímé vazby byla zvolena varianta proporcionálního zesílení odhadu otáček $\hat{\omega}$. Tento typ přímé vazby lze použít pro tlumení překmitu, jelikož se akční zásah začne projevovat nejvíce až u vyšších hodnot regulované veličiny $\hat{\omega}$. Nastavená hodnota zesílení odpovídá β -násobku proporcionálního zesílení použitého v regulátoru otáček, $\beta = 0,2$

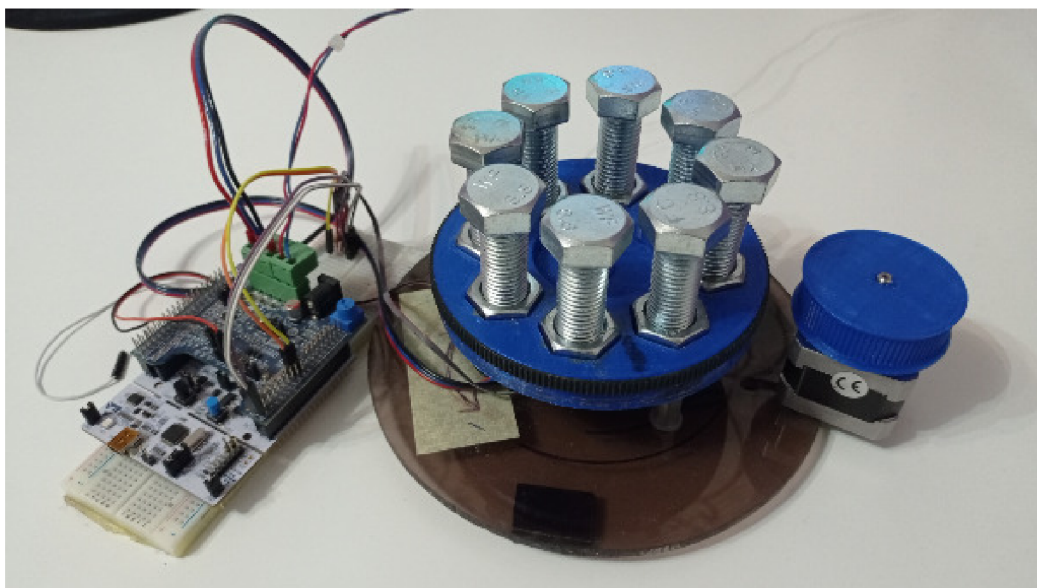


Obr. 8.6: Přechodová charakteristika otáčkové smyčky s použitím dopředné vazby

Pomocí zmíněného nastavení dopředné vazby se podařilo utlumit překmit na první pohled až příliš. Je to však zamýšleno z důvodu utlumení případných rychlých změn u polohové smyčky. Dále se projevuje posunutý počáteční odhad elektrické polohy rotoru $\hat{\theta}$, protože již před změnou referenčního signálu byl fázový závěs v provozu. Následkem je viditelné zpoždění u signálu odhadovaných otáček $\hat{\omega}$ rotoru.

8.1 Zátěžový test

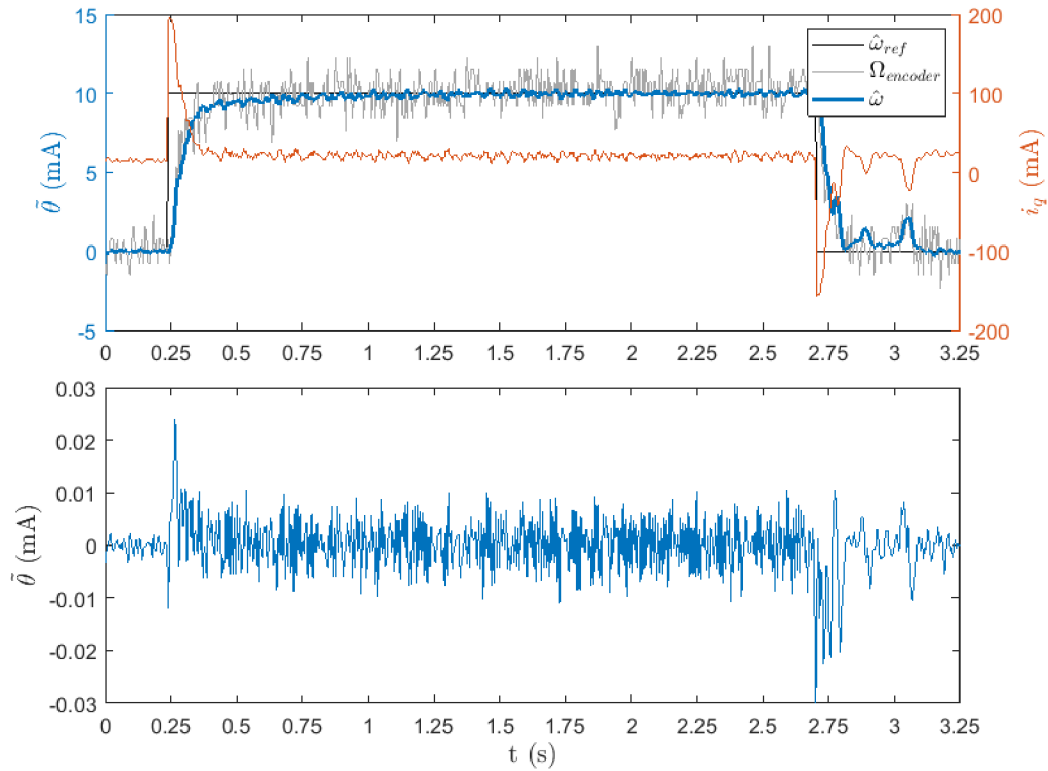
Po nastavení otáčkové smyčky bylo provedeno testování, jakým způsobem se bude chovat otáčková smyčka vzhledem k navýšení momentu setrvačnosti a připojení nelineární zátěže v podobě krokového motoru NEMA17. Jak již bylo uvedeno v kapitole analyzování parametrů motoru, tak bylo zmíněno, že byl motor doplněn o setrvačnick. Tento disk byl navrhnout jako modulární, je tedy možné pomocí M16 šroubů měnit hmotnost, respektive moment setrvačnosti (jeden M16 šroub od délce 40mm má hmotnost přibližně 90g). Na snímku 8.7 jsou osazeny všechny pozice, což se rovná přidané hmotnosti 720g.



Obr. 8.7: Přídavný disk s nastavitelným momentem setrvačnosti

Otáčková smyčka nebyla navrhována pro kompenzaci pólu $-\frac{b_v}{J_c}$ mechanické rovnice. Nula regulátoru byla nastavena vzhledem k dominantnímu pólu proudové smyčky. Z toho důvodu je možné považovat nastavení za nezávislé na hodnotě setrvačnosti, protože ta neovlivňuje proudovou smyčku. V případě použitého motoru to není zcela pravdivé tvrzení, jelikož moment setrvačnosti samostatného rotoru je tak malý, že posune pól mechanické rovnice vyšších frekvencí a zapříčiní nestabilitu smyčky (Toto tvrzení není podloženo identifikací momentu setrvačnosti rotoru bez přidané zátěže, z důvodu uvedeného v kapitole identifikace. Tvrzení se zakládá na skokové odezvě, která vykazovala znaky nestabilního nastavení, proto je v práci přidaný setrvačnick uvažován jako součást rotoru). V tom případě je nutné tvrzení upřesnit z pohledu minimálního momentu setrvačnosti. Pokud se hodnota pólu $-\frac{b_v}{J_c}$ nepřiblíží na dekádu k nastavené nule PI regulátoru (aby nebyla ovlivněna část frekvenční charakteristiky se sklonem -20db/dek), lze uvažovat zmíněné tvrzení za pravdivé.

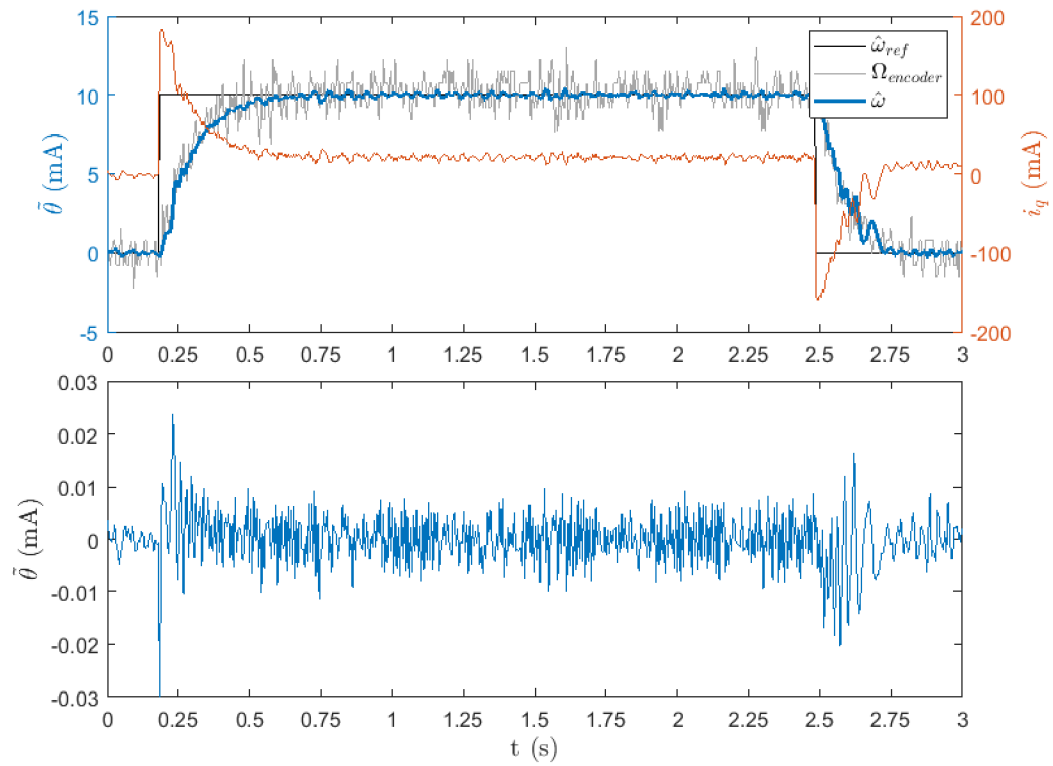
Před testováním byl naměřen referenční průběh skokové změny otáček, který vykazuje značné utlumení. Je to způsobené nastavením dopředné vazby tak, aby nedocházelo k překmitům, při regulování na nižší rychlosti. Tento fakt nabude vyšší účinnosti až u polohové smyčky, kdy je rychlost nastavována v celém rozsahu.



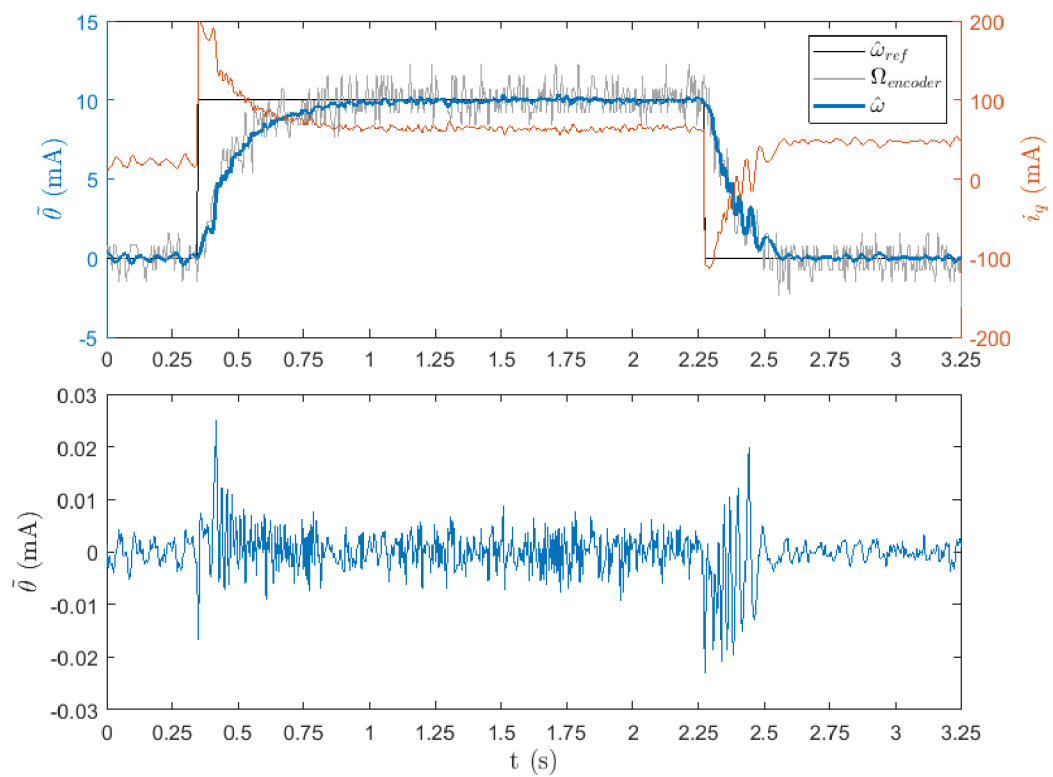
Obr. 8.8: Skoková odezva otáček bez brzdění a přidané hmotnosti

Testování proběhlo pro dvě nastavení hmotnosti (360g, 720g) a připojení nelineární zátěže (brzdění) v podobě krokového motoru NEMA17 (naprázdno), spojeným se setrvačником prostřednictvím řemenu GT2 a převodovým poměrem 3:1. Z experimentů jde pozorovat vliv na dynamiku otáčkové smyčky ve smyslu zpomalení přechodového děje. Zvýšením hmotnosti na setrvačniku se zvyšuje moment setrvačnosti J_c , což vede k posunu pólu $-\frac{b_v}{J_c}$ na nižší frekvenci. To znamená i posunutí bodu, který protíná osu 0db (omega řezu), k nule regulátoru, respektive ke zlomu z -40db/dek na -20db/dek. Tím se sníží velikost zásoby stability ve fázi a odezva bude vykazovat překmity, popřípadě až kmitání (frekvenční a fázová charakteristika obr. 8.3). Zde se tedy objevuje další důvod, proč je dopředná vazba nastavena na poněkud vyšší hodnotu, protože bude tlumit právě zmíněné překmity.

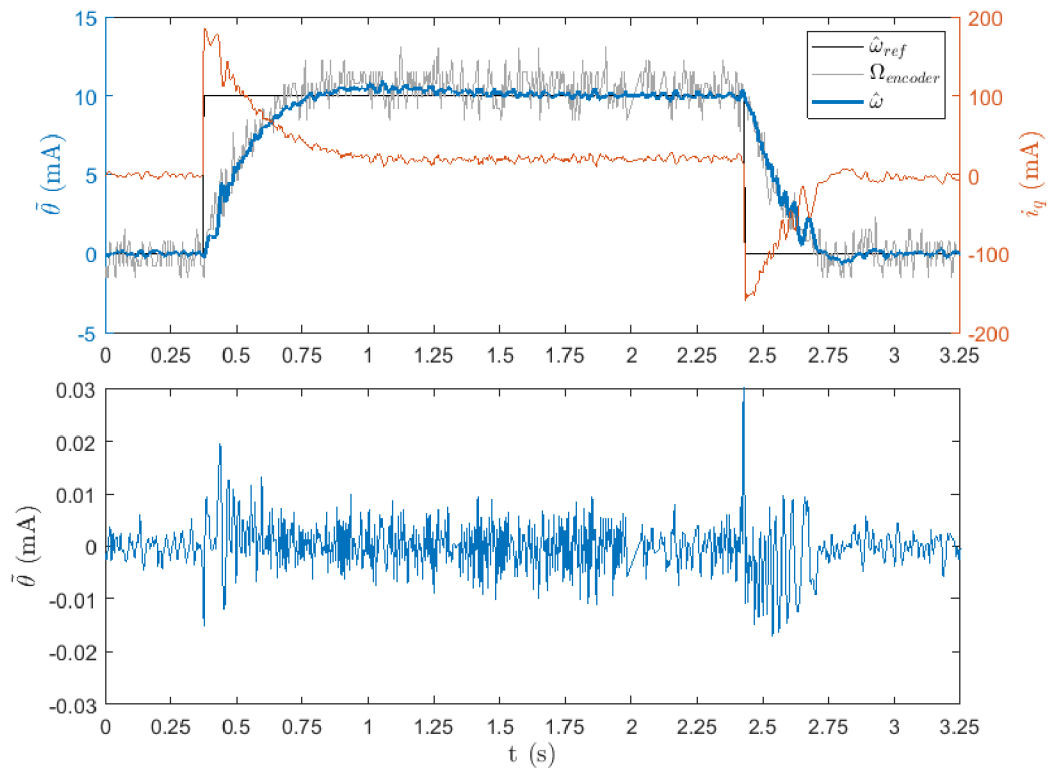
Test probíhal vždy ve dvou fázích, první je pouze s navýšením hmotnosti setrvačniku a druhá se zapojením brzděného účinku krokového motoru. Brzděný účinek je zde přidán proto, aby došlo ke zvýšení měřeného proudu i_q a prodloužení přechodného děje. U průběhů s připojeným brzděním lze pozorovat po nastavení nulových otáček a odeznění přechodového děje zjevný zbytkový proud i_q . Toto chování lze kompenzovat poruchovou vazbou mezi proudovou a otáčkovou smyčkou, nicméně přímým spojením to není možné, protože by docházelo k ovlivňování dynamik. Bylo by nutné implementovat i určité pravidla chování. Uvedené řešení však není provedeno.



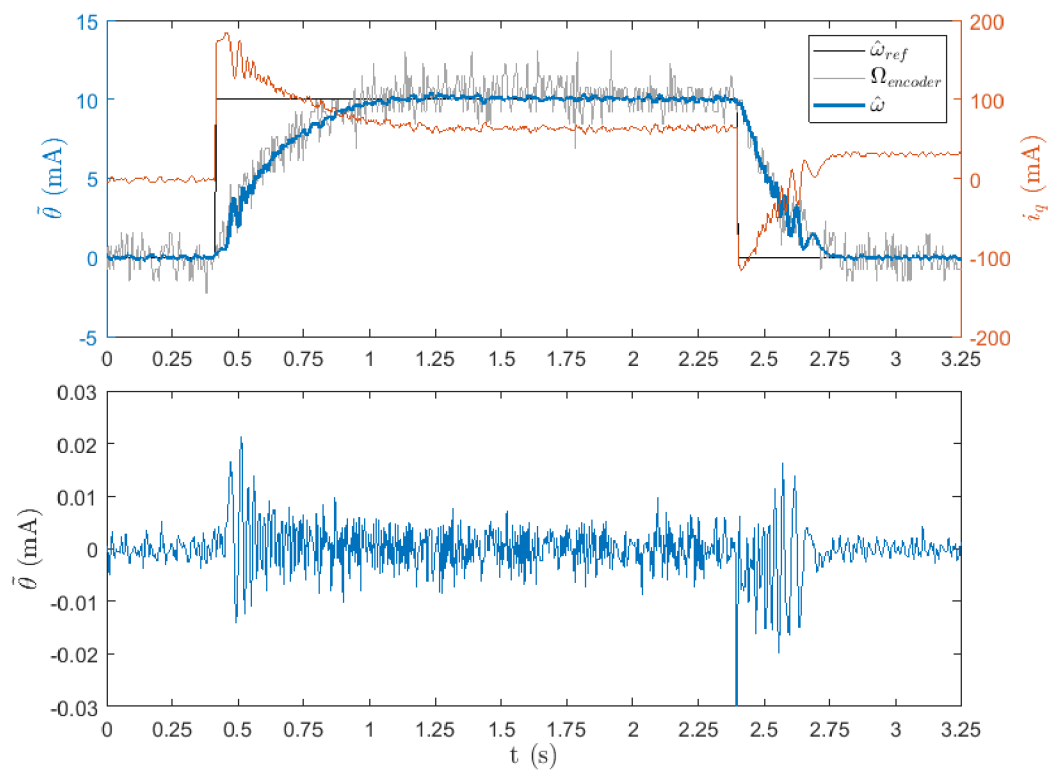
Obr. 8.9: Skoková odezva otáček (bez brzdění, přidaná hmotnost 360g)



Obr. 8.10: Skoková odezva otáček (s brzděním, přidaná hmotnost 360g)



Obr. 8.11: Skoková odezva otáček (bez brzdění, přidaná hmotnost 720g)



Obr. 8.12: Skoková odezva otáček (s brzděním, přidaná hmotnost 720g)

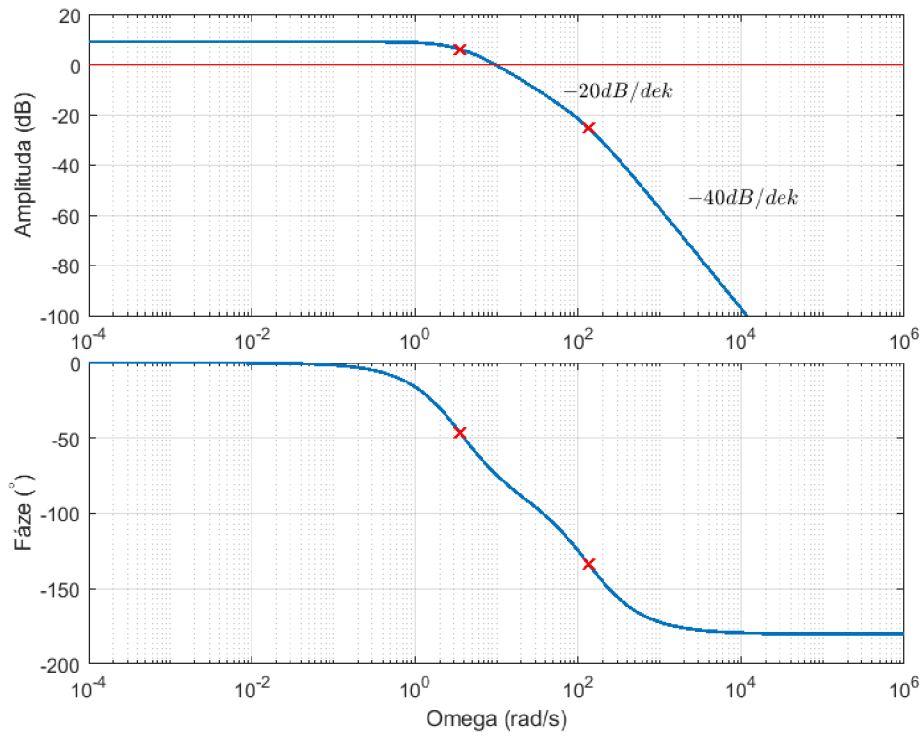
9 Návrh regulátoru polohy rotoru

Volbu struktury regulátoru polohové smyčky ovlivňuje zejména průběh fáze vnitřních smyček. Tuto informaci lze spolehlivě získat z použitých typů předchozích regulátorů. Do vnitřních dvou smyček byly zahrnuty regulátory PI, které mají za následek příspěvek do počátku fáze -180° . I když fázi kompenzují kořeny čítenelových polynomů použitých regulátorů, bude v počátku fáze menší, než -90° . Tudíž nelze přidat další regulátor obsahující integrátor, protože by způsobil automaticky nestabilitu obvodu (fáze menší než -180°). Za vhodného kandidáta lze tedy považovat proporcionální regulátor.

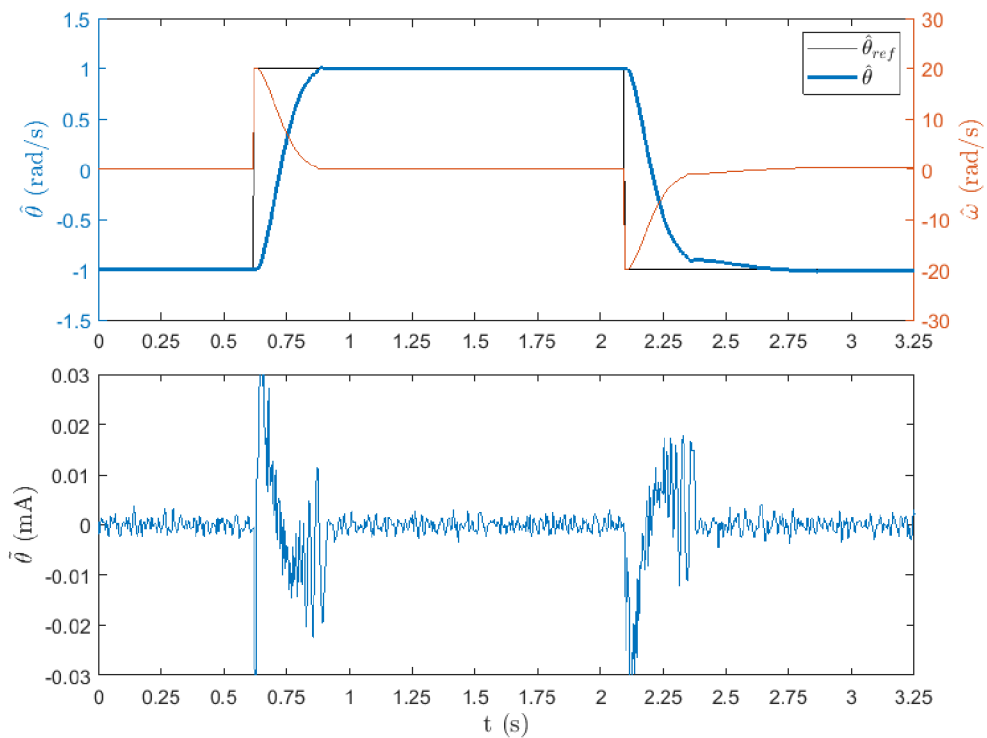
Návrh je postaven na frekvenční charakteristice přenosu řízení otáčkové smyčky, kterou je možné za jistých předpokladů zjednodušit. Proudová smyčka nesmí vykazovat překmit a musí mít dostatečný odstup pásma propustnosti B_q do vyšších frekvencí vzhledem k otáčkové smyčce. Pakliže je tento předpoklad splněn, je možné přenos řízení otáčkové smyčky definovat pouze na základě regulátoru otáček a přenosu $F_{sr}(s)$. Pro návrh bude použit pouze charakteristický polynom přenosu.

$$F_{pw}(s) = \frac{PI_\omega(s)F_{sr}(s)}{1 + PI_\omega(s)F_{sr}(s)} \quad (9.1)$$
$$F_{pw}(s) = \frac{137s + 479,4}{s^2 + 137s + 479,4} = \frac{136,98(s + 3,5)}{(s + 133,4)(s + 3,594)}$$

Proporcionálním zesílením polohové smyčky je nutné posunout frekvenční charakteristiku tak, aby část průběhu se zlomem -20db/dek protínala osu nula decibelů [2]. Při návrhu byla zvolena hodnota zesílení $K_{p_p} = 10$. Na tuto volbu mají vliv i nelinearity motoru, jako je například v anglické literatuře označovan cogging torque [25]. Nelinearitu lze popsat jako bezproudový točivý moment, který vzniká při interakci permanentních magnetů s drážkami na statoru. Pokud se totiž stane, že referenční hodnota bude poblíž takového bodu, tak při větší hodnotě zesílení se bude rotor snažit kmitáním kolem tohoto bodu dostat na kýženou pozici. Nelinearitu nelze vykompenzovat pouze použitím P regulátoru, ale pokud se zvolí nižší hodnota zesílení, čímž se sníží i velikost akčního zásahu, bude to znamenat menší a pomalejší kmitání kolem referenční hodnoty. Nižší zesílení s sebou ponese i zpomalení přechodového děje.



Obr. 9.1: Frekvenční charakteristika polohové smyčky

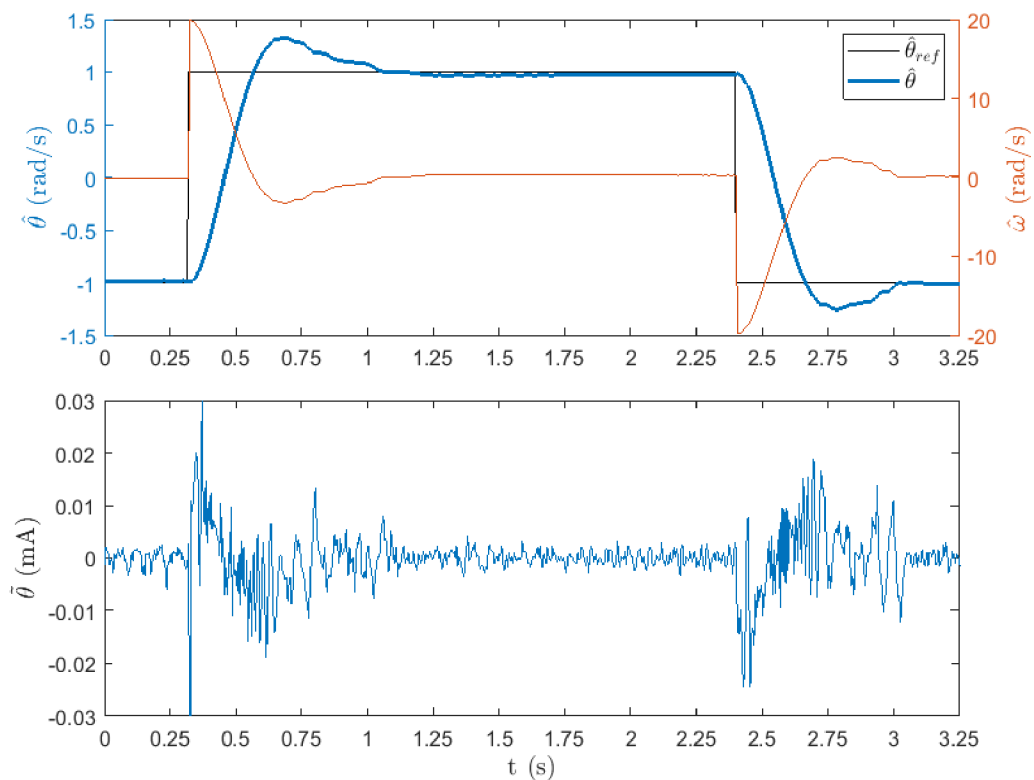


Obr. 9.2: Odezva polohové smyčky na skokový signál (bez přidané hmotnosti)

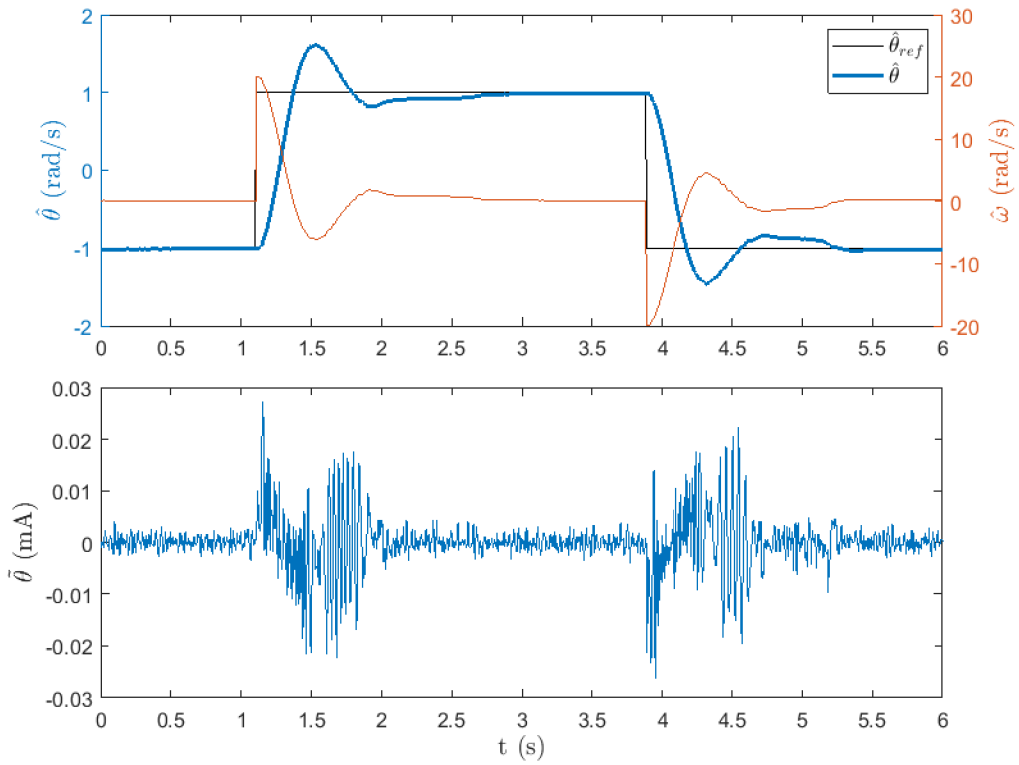
9.1 Zátěžový test

Testování probíhalo pouze prostřednictvím přidávání hmotnosti na setrvačnick. Důvodem nepoužití krokového motoru pro jeho brzdný účinek, je právě v projevu nelinearit při otáčení (cogging). Při přechodu každého zubu rotoru je nutné vyvinout větší množství točivého momentu, která způsobí naakumulování hodnot v integroto-rech vnitřních smyček a po překonání zubu by muselo dojít k rychlému odintegrování většinou znamená problém. V tomto případě nehraje roli antiwind-up omezení, protože moment pro překonání nelinearity je průměrně 0.06Nm, což odpovídá hodnotě proudu asi 50mA.

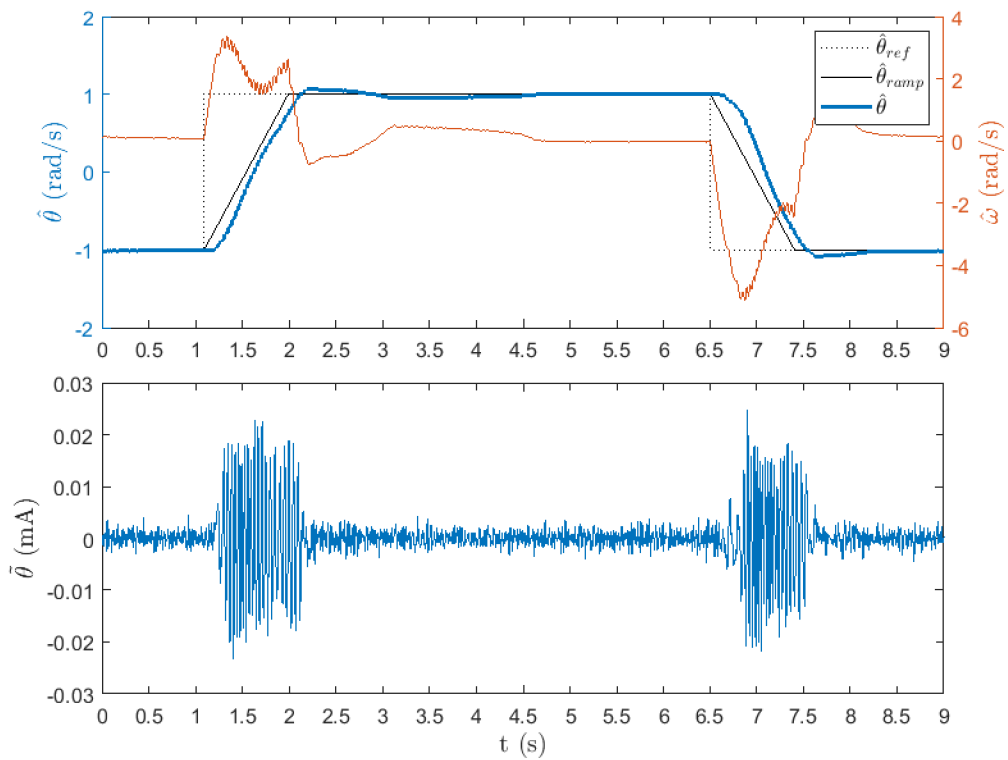
Pokud dojde k přidání hmotnosti, zvýší se moment setrvačnosti, což podstatně ovlivní dynamiku. Grafy průběhů vykazují poměrně velké překmity 0,3 a 0,5 rad. Snížení těchto překmitů lze docílit pomocí zmenšení rychlosti změny referenčního (vstupního) signálu prostřednictvím filtrace nebo rampy. Použití filtrace je možné, avšak průběh signálu bude vykazovat charakter exponenciály, což není vždy vhodnou volbou. Daleko lepší variantou je použití rampy, protože má plynulý průběh (přímka s nastavitelným sklonem), a i když bude stále znatelný překmit, bude daleko menší.



Obr. 9.3: Odezva polohové smyčky na skokový signál (přidané hmotnost 360g)



Obr. 9.4: Odezva polohové smyčky na skokový signál (přidané hmotnost 720g)



Obr. 9.5: Odezva polohové smyčky na rampový signál (přidané hmotnost 720g)

Závěr

V teoretické části práce je provedena rešerše dvou typů synchronních motorů a problematiky vektorového řízení. Rešerše byla doplněna o matematický model motoru s permanentními magnety, který slouží jako podklad pro identifikaci parametrů motoru a následný návrh regulačních struktur. Druhým bodem teoretické části je rešerše dvou vybraných metod pro použití bezsnímačového řízení motoru v oblasti nízkých otáček. Metody jsou založeny na injektování vysokofrekvenčního harmonického signálu. V rámci práce je dále využita metoda, která injektuje signál do dq rámce z důvodu nižší náročnosti na výpočetní výkon (menší množství operací).

Algoritmus byl implementován na platformě vývojových kitů STM32NUCLEO, přesněji NUCLEO L476RG, a jako pohon byl zvolen synchronní motor IPower GBM6212H_150T. Výkonový člen pro řízení motoru je založen na integrovaném obvodu STSPIN830, který je osazen na desce X-NUCLEO-IHM16M1. Před samotnou implementací bezsnímačové metody byly nastaveny veškeré periferie a zprovozněno vektorové řízení, na což je zaměřená kapitola konfigurace periférií. Výpočty jsou prováděny v přerušení na frekvenci 20kHz, což je rychlost oboustranně zarovnané PWM. Smyčka pro řízení rychlosti a polohy se odehrává v přerušení na frekvenci 1kHz, aby byla splněna nižší rychlost nadřazených smyček.

Praktická část je zaměřená na implementaci bezsnímačového řízení motoru. Byla navrhována celá řídicí struktura, zahrnující proudovou, otáčkovou a polohovou smyčku. Každé z těchto smyček je věnována samostatná kapitola, která shrnuje způsob nastavení, hodnotí výsledný návrh, popřípadě uvádí praktické poznatky, jež vyplynuly z testování.

Nedílnou součástí bezsnímačových metod řízení motoru je estimátor, který má za úkol vyhodnocování chybového úhlu. Jako vhodným kandidátem se stal fázový závěs, neboť poskytuje výhodnou vlastnost v odhadu úhlové rychlosti, kdy je odhad získán přímo bez použití derivace, která by zesilovala šum. Nastavování fázového závěsu je kompletně shrnuto v kapitole Fázový závěs. Při syntéze se ukázalo, že není jednoznačně definováno, jakým způsobem provést návrh, proto jsou uvedeny dvě metody. Obě vedou ke stabilizování obvodu, avšak jsou založeny na odlišném přístupu, což vede i na jiné konstanty regulátoru. Ukázalo se, že je vhodnější zvolit metodu, která povede na větší zesílení integrační složky.

První velmi důležitou smyčkou je regulace proudu. V celém návrhu se ukázalo, že největší důraz je kladen právě na tuto smyčku. U návrhu je nutné zajistit dostatečně velké pásmo propustnosti a vyhnout se jakémukoliv překmitu. Na základě tvrzení z kapitoly o beznímačovém řízení bylo provedeno srovnání způsobů návrhu s dolno-frekvenčním filtrem ve zpětné vazbě. Ukázalo se, že filtr dokáže významně dopomoci k plynulému průběhu akčního zásahu i za cenu zvýšení řádu soustavy.

Výsledkem je podobná rychlost přechodného děje jako smyčky bez filtru, ale lze pozorovat zejména snížení vlivu injektovaného signálu na regulátor. V průběhu práce bylo zjištěno, že vhodné nastavení proudové smyčky hraje významnou roli při implementaci nadřazených smyček, ale i fázového závěsu.

Návrh otáčkové smyčky byl proveden způsobem, zajišťující nezávislost na poloze pólu mechanické rovnice $-\frac{b_v}{J_c}$. Návrh regulace lze provést úspěšně, pokud se nula regulátoru položí blízko dominantního pólu proudové smyčky, ne však blíže, než na jednu dekádu. Návrh s sebou přinesl řešení překmitu, který byl kompenzován pomocí přímé vazby od měřené veličiny. Nastavení regulátorů uvádí tabulka 5.1. Implementace byla podrobena testování s vyšším momentem setrvačnosti a brzdým účinkem krokového motoru NEMA17 spojeným se synchronním motorem prostřednictvím řemene. Nastavení se ukázalo jako robustní v rámci testovaných aspektů.

Polohová smyčka je vyřešena pouze P regulátorem z důvodu již použití PI regulátorů v předchozích smyčkách, které díky integrátoru přidávají do regulačního obvodu fázi -180° . Dalším navýšením počtu integrátorů by již znamenalo nestabilitu obvodu. Smyčku se podařilo nastavit a průběh polohy nevykazuje překmit v polohách, kde se nenacházela nelinearita cogging torque. Zátěžový test byl založen pouze na zvyšování setrvačnosti rotoru. Brzdění nebylo testováno, protože krokový motor má nelinearitu při nízkých otáčkách (přechod mezi zuby rotoru). V rámci testování otáčkové smyčky se nelinearita krokového motoru neprojeví v tak značném měřítku, jako právě u velmi nízkých rychlostí. Přidaná hmotnost na rotoru dle očekávání úměrně zvyšuje překmit regulace, protože se dává do pohybu větší množství hmoty. Pro potlačení překmitu byl zvolen rampový signál, kterým se podařilo dostatečně překmit snížit. Zmíněný cogging efekt byl v rámci kapitol zmíněn, nicméně nebylo provedeno žádné důsledné opatření, které by vedlo k jeho potlačení.

Metoda bezsnímačového odhadu polohy a rychlosti byla úspěšně implementována v rámci regulační struktury zahrnující proudovou, otáčkovou a polohovou regulaci. Výsledné nastavení vykazuje poměrně nízké hodnoty chybového úhlu, což naznačuje zejména grafické vyobrazení průběhů. Návrhy jednotlivých smyček byly podrobny testování, které ukázalo, že návrhy nad identifikovanými parametry jsou dostatečně robustní a regulační odchylky nízké.

Literatura

- [1] SKALICKÝ, Jiří. *Elektronické regulované pohony*. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Vysoké učení technické v Brně. Brno, 2007 [cit. 2021-02-20].
- [2] BLAHA, Petr a Petr VAVŘÍN. *Řízení a regulace I: Základy regulace lineárních systémů - spojité a diskrétní*. Ústav automatizace a měřicí techniky - VUT Brno, 2020 [cit. 2021-02-20].
- [3] NEBORÁK, Ivo. *Modelování a simulace elektrických regulovaných pohonů*. Fakulta elektrotechniky a informatiky. Vysoká škola báňská - technická univerzita Ostrava. Ostrava, 2002 [cit. 2021-02-22].
- [4] *IPower GBM6212H-150T Brushless Gimbal Motor* [online]. In: . [cit. 2021-02-22]. Dostupné z URL: <https://aerialpixels.com/ipower-gbm6212h-150t-brushless-gimbal-motor/>
- [5] STM. *STSPIN830: Compact and versatile three-phase and three-sense motor driver* [online]. 2019 [cit. 2021-02-22]. Dostupné z URL: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/stspin830.pdf>
- [6] AUSTRIA MICRO SYSTEMS. *AS5048A: Magnetic Rotary Encoder, 14-bit Angular Position Sensor* [online]. 2018 [cit. 2021-02-22]. Dostupné z URL: https://ams.com/documents/20143/36005/AS5048_DS000298_4-00.pdf/910aef1f-6cd3-cbda-9d09-41f152104832
- [7] STMicroelectronic. *AN3116 Application note: STM32's ADC modes and their applications* [online]. 2010 [cit. 2021-02-22]. Dostupné z URL: https://www.st.com/resource/en/application_note/cd00258017-stm32s-adc-modes-and-their-applications-stmicroelectronics.pdf
- [8] STMicroelectronics. *STM32L476xx: Ultra-low-power Arm Cortex-M4 32-bit MCU+FPU* [online]. 2019 [cit. 2021-02-22]. Dostupné z URL: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/stm32l476rg.pdf>
- [9] STMicroelectronics. *UM2415: Getting started with the X-NUCLEO-IHM16M1* [online]. 202 [cit. 2021-02-22]. Dostupné z URL: https://www.st.com/resource/en/user_manual/dm00505841-getting-started-with-the-xnucleoihm16m1-threephase-brushless-motor-driver-board-based-on-stspin830-for-stm32-nucleo-stmicroelectronics.pdf

- [10] *CMSIS DSP Software Library: Fast Math Functions, version 5* [online]. 2020 [cit. 2021-03-15]. Dostupné z URL: https://github.com/ARM-software/CMSIS_5
- [11] HOFMANN, Heath. *Parameterizing and Verifying a Permanent Magnet Synchronous Motor Model* [online]. 2012 [cit. 2021-03-20]. Dostupné z URL: <https://www.mathworks.com/videos/parameterizing-and-verifying-a-permanent-magnet-synchronous-motor-model-92982.html>
- [12] ESKOLA, M. *Speed and Position Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motors in Matrix Converter and Voltage Source Converter Application* [online]. TAMPERE UNIVERSITY OF TECHNOLOGY, 2006 [cit. 2021-03-20]. Dostupné z URL: <http://dspace.cc.tut.fi/dpub/bitstream/handle/123456789/99/eskola.pdf?>
- [13] GHAZIMOGHADAM, Mohammad A. a Farzad TAHAMI. *Sensorless control of non-salient pmsm using asymmetric alternating carrier injection* [online]. 2011 [cit. 2021-03-22]. ISSN 978-1-4577-1417-7. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6108814>
- [14] PIIPPO, Antti. *AN ADAPTIVE OBSERVER WITH SIGNAL INJECTION FOR INTERIOR PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTORS* [online]. Helsinki University of Technology, 2008 [cit. 2021-03-22]. ISBN 9789512293797.
- [15] RAUTE, Reiko. *Sensorless Control of AC Machines for Low and Zero Speed Operation without Additional Test Signal Injection*. University of Nottingham, 2009 [cit. 2021-03-20].
- [16] ISAKSSO, Hampus a Patrik ÖNNHEIM. *High Precision Positioning and Low Velocity Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor* [online]. Faculty of Engineering, Lund University: Division of Industrial Electrical Engineering and Automation, 2015 [cit. 2021-03-20]. ISSN 0280-5316. Dostupné z URL: <http://lup.lub.lu.se/luur/download?func=downloadFile&recordId=7866840&fileId=7866867>
- [17] REICHERT, Thomas, Thomas NUSSBAUMER a Johann W. KOLAR. *Torque Scaling Laws for Interior and Exterior Rotor Permanent Magnet Machines* [online]. Zurich, Switzerland, 2009 [cit. 2021-03-25]. Dostupné z URL: https://www.pes-publications.ee.ethz.ch/uploads/tx_ethpublications/Reichert_Transmag09_TorqueScaling_Final.pdf

- [18] Microsemi. *USERGUIDE: Park, Inverse Park and Clarke, Inverse Clarke Transformations MSS Software Implementation* [online]. [cit. 2021-03-28]. Dostupné z URL: https://www.microsemi.com/document-portal/doc_view/132799-park-inverse-park-and-clarke-inverse-clarke-transformations-mss-software-implementation-user-guide
- [19] *AN205345: Coordinate Transform in Motor Control*. Cypress [online]. 2017 [cit. 2021-03-28]. Dostupné z URL: <https://www.cypress.com/file/222111/download>
- [20] PIVOŇKA, Petr. *Číslicová řídicí technika*. Vysoké učení technické Brno, 2012 [cit. 2021-04-10].
- [21] *TMC4671 Datasheet: Dedicated Motion Controller for 2-/3-Phase PMSM. RI-NAMIC Motion Control* [online]. 2019 [cit. 2021-04-11]. Dostupné z URL: https://www.trinamic.com/fileadmin/assets/Products/ICs_Documents/TMC4671_datasheet_v1.06.pdf
- [22] *Field-Oriented Control (FOC)*. Mathworks [online]. [cit. 2021-04-11]. Dostupné z URL: <https://www.mathworks.com/help/mcb/gs/implement-motor-speed-control-by-using-field-oriented-control-foc.html>
- [23] LEPKA, Jaroslav a Pavel GRASBLUM. *Použití mikroprocesorů pro řízení pohonů s BLDC motory* [online]. 2011 [cit. 2021-04-11]. Dostupné z URL: http://www.crr.vutbr.cz/offline/SYSTEM/FILES/BROZURA_09_1111.PDF
- [24] JEONG, Yu-seok and RD LORENZ. *Initial rotor position estimation of an interior permanent-magnet synchronous machine using carrier-frequency injection methods*. IEEE Transactions on Industry Applications. 2005, roč. 41, č. 1, s. 38-45 [cit. 2021-04-11]. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/1388659>
- [25] CZERNIN, Wolfgang, Helmut WEISS a Franz ASCHENBRENNER. *Low cost cogging torque elimination at PMSM by power electronics control*. 2008 9th International Conference on Actual Problems of Electronic Instrument Engineering [online]. [cit. 2021-05-01]. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/4897074>

Seznam symbolů a zkratek

$\hat{}$	odhad
\sim	rozdíl
x_0	otevřená smyčka
v_z	vzorkovací
d	podélná složka
q	příčná složka
$x_{h,f}$	vysokofrekvenční složka
dq	souřadný systém rotoru
$\alpha\beta$	2f souřadný systém
abc	3f souřadný systém
L	zátěž
inj	injektovaná složka
Z	[Ω] impedance
L	[H] indukčnost
R	[Ω] činný odpor vinutí
n	[-] počet pólových dvojic
ω	[rad/s] úhlová rychlost
Ψ	[Wb] magnetický tok
i	[A] elektrický proud
u	[V] napětí
Ω_m	[rad/s] mechanické otáčky
b_v	[Nm · s] viskózní tření
b_c	[Nm] Coulombovo tření
M_e	[Nm] elektrický točivý moment

J_c	$[Kg \cdot m^2]$ celkový moment setrvačnosti
K_t	$[Nm/A_{pp}]$ konstanta točivého momentu
Ψ_f	$[Wb]$ spřažený magnetický tok
U_{BEMF}	$[V]$ zpětné elektromotorické napětí
T	transformační konstanta
LPF	dolnofrekvenční filtr
BPF	pásmová propust
PLL	fázový závěs
PI	lineární regulátor s proporcionalní a integrační složkou
$F_x(s)$	přenosová funkce
K	zesílení
f	$[Hz]$ frekvence
τ	$[s]$ časová konstanta
B	$[Hz]$ šířka pásma propustnosti

Přílohy

Elektronická verze práce

Zdrojové kódy implementovaného programu

Zdrojové kódy užití pro návrh regulátorů