



ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE

Fakulta elektrotechnická

Katedra elektrotechnologie

Řízení malých synchronních motorků

Bakalářská práce

Studijní program: Elektrotechnika, energetika a management

Studijní obor: Aplikovaná elektrotechnika

Vedoucí práce: Ing. Petr Prouza

Daniel Misak

Praha 2017

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: Misak Jméno: Daniel Osobní číslo: 434940
Fakulta/ústav: Fakulta elektrotechnická
Zadávající katedra/ústav: Katedra elektrotechnologie
Studijní program: Elektrotechnika, energetika a management
Studijní obor: Aplikovaná elektrotechnika

II. ÚDAJE K BAKALÁŘSKÉ PRÁCI

Název bakalářské práce:

Řízení malých synchronních motorků

Název bakalářské práce anglicky:

Control of Small Synchronous Motors

Pokyny pro vypracování:

1. Seznamte se se stávajícím řešením řízení třífázových synchronních motorků s permanentními magnety pro pohon ventilátorů topných a klimatizačních zařízení s důrazem na tichý chod motoru a výkonem do 100W při napájecím napětí 24V.
2. Pokuste se vyhledat optimální nastavení parametrů těchto řešení z hlediska hlučnosti.
3. Na základě výsledků dle bodů 1. a 2. se pokuste navrhnout optimální způsob řízení třífázových synchronních motorků s permanentními magnety bez snímačů polohy rotoru, resp. vektoru magnetického pole.
4. Vybraná řešení realizujte a ověřte jejich funkčnost s ohledem na požadované parametry.
5. Vyhodnoťte získané výsledky a zpracujte doporučení pro další vývoj.

Seznam doporučené literatury:

- [1] Lepka, J., Grasblum, P.: Použití mikroprocesorů pro řízení pohonů s BLDC motory, Učební texty ke kurzu, Centrum pro rozvoj výzkumu pokročilých řídicích a senzorických technologií, Rožnov p. R. 2011, dostupné na http://www.crr.vutbr.cz/system/files/brozura_09_1111.pdf
- [2] STM32Cube, STM X-Nucleo, Firemní literatura STMicroelectronics, <http://www.st.com/en/ecosystems/x-nucleo-ihm08m1.html>
- [3] Firemní literatura Microchip, <http://www.microchip.com/design-centers/motor-control-and-drive/motor-types/bldc>

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) bakalářské práce:

Ing. Petr Prouza, Interdigi, a.s.

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

Datum zadání bakalářské práce: 20.02.2017 Termín odevzdání bakalářské práce: 26.05.2017

Platnost zadání bakalářské práce: _____

Podpis vedoucí(ho) práce

Podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

Podpis děkana(ky)

III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

Student bere na vědomí, že je povinen vypracovat bakalářskou práci samostatně, bez cizí pomoci, s výjimkou poskytnutých konzultací. Seznam použité literatury, jiných pramenů a jmen konzultantů je třeba uvést v bakalářské práci.

_____ Datum převzetí zadání

_____ Podpis studenta

Prohlášení

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

V Praze, dne

.....

Daniel Misak

Poděkování

Chtěl bych poděkovat panu Ing. Petru Prouzovi za jeho trpělivost, za věcné rady a připomínky, a především za všechnu věnovaný čas. Rovněž chci poděkovat panu Ing. Karlu Künzelovi, CSc. za vstřícnost při zapůjčování hardwarového vybavení.

Abstrakt

Práce se zabývá řízením malých synchronních motorků. Cílem práce je pokusit se navrhnout řízení s ohledem především na tichý chod motoru, jenž je dán reálnou aplikací, vyvíjenou firmou Interdigi, a.s. V práci jsou probrány a otestovány tři možnosti řízení – řízení six-step komutací, vektorové řízení a řízení pomocí sinusového průběhu napětí.

Abstract

Bachelor's thesis focuses on small permanent magnet synchronous motor drive. Main objective of thesis is trying to design a drive respecting requirements of silent running which arises from real application of the Interdigi, a.s. company. There are three methods of motor driving discussed in the thesis – six-step commutation, field oriented control and sinusoidal drive.

Klíčová slova

PMSM motor, BLDC, six-step komutace, vektorově orientované řízení, hluk

Key words

PMSM motor, BLDC, six-step commutation, field oriented control, noise

Obsah

1 Úvod	11
2 EC motory	12
2.1 Stator	12
2.2 Rotor	12
2.3 Princip činnosti	13
2.4 Měnič	13
2.5 Unipolární a bipolární spínání	14
2.6 Nezávislé a komplementární spínání	14
3 Metody řízení	15
3.1 Six-step komutace	15
3.1.1 Měření rychlosti pomocí Hallových sond	16
3.1.2 Bezsenzorové metody založené na sledování BEMF	16
3.1.2.1 Měření v okamžiku sepnutí obou tranzistorů na diagonále	16
3.1.2.2 Měření v okamžiku sepnutí dolních tranzistorů	17
3.1.2.3 Měření indukovaného napětí na virtuálním středu	17
3.1.2.4 Metoda integrace indukovaného napětí	17
3.2 Vektorové řízení	18
3.2.1 Clarkova transformace	18
3.2.2 Parkova transformace	19
3.2.3 Princip vektorového řízení	20
3.2.4 Bezsenzorová metoda pomocí zjišťování indukovaného napětí	21
3.2.5 Metoda odbuzování	22
4 Popis pohonu	23
4.1 Motor	23
4.2 Analýza hlučnosti	24
5 Stávající analogové řízení	26
6 Řízení pomocí kitu EVBTB6585FG	28
6.1 EVBTB6585FG	28

6.2 Výsledky.....	29
7 Řízení pomocí přípravků NUCLEO-X.....	30
7.1 Řízení motoru six-step komutací.....	30
7.1.1 HAL.....	30
7.1.2 STMCube32MX.....	30
7.1.3 X-CUBE-SPN7.....	30
7.1.4 Popis six-step řízení.....	31
7.1.5 Měření průchodu BEMF nulou.....	31
7.1.6 Měření rychlosti.....	32
7.1.7 Základní struktura programu.....	32
7.1.8 Výsledky.....	32
7.2 Řízení motoru vektorovým řízením.....	33
7.2.1 Motor Control Workbench.....	33
7.2.2 Výsledky.....	34
8 Návrh řízení sinusovým průběhem.....	35
8.1 Modul časové základny.....	35
8.2 Kodér.....	35
8.3 Výkonový modul.....	35
8.4 Dosažené výsledky a pohled do budoucna.....	36
9 Závěr.....	38
10 Seznam použitých zkratk.....	40
11 Seznam použité literatury.....	41
12 Seznam použitých obrázků.....	43

1 Úvod

Bakalářská práce probíhala pod vedením pana Ing. Petra Prouzy ve firmě Interdigi, a.s. specializující se na výrobu elektrických pohonů určených pro použití v topných konvektorech. Hlavním cílem práce bylo pokusit se realizovat digitální řízení s ohledem na specifickou konstrukci motoru a požadavky na tichý chod, jenž by mělo v blízké době nahradit stávající analogové řízení.

V teoretické části poskytuje práce zjednodušený popis PMSM a BLDC motorů, jakož i rozdíly mezi těmito dvěma typy a požadavky na jejich řízení. Největší část teoretické části tvoří popis digitálních metod řízení těchto dvou typů motorů, konkrétně se jedná o velmi rozšířenou skalární six-step metodu a vektorové řízení. Vzhledem ke skutečnému provedení našeho PMSM motoru, jenž je bez Hallových sond či inkrementálního čidla, je důraz kladen zejména na metody založené na bezsenzorovém zjišťování polohy.

V praktické části je popsána skutečná podoba pohonu. Je představena konstrukce motoru, včetně jeho nezvyklých vlastností a parametrů, plynoucích ze specifických požadavků. Následuje seznámení se stávajícím analogovým řízením a odůvodnění potřeby jeho nahrazení řízením digitálním. Dále jsou analyzovány možné důvody zvýšené hlučnosti u standardního six-step řízení. Na základě těchto poznatků je na dvou vývojových deskách realizováno six-step řízení. Je prověřena jejich funkčnost a posouzení výsledků při použití six-step řízení. Jako další jsou prověřeny možnosti vektorového řízení, jenž je rovněž realizováno a zhodnoceno s ohledem na porovnání s předchozí metodou. Jako poslední je popsáno řešení navržené firmou Interdigi, a.s. Na základě všech těchto poznatků je provedeno doporučení pro budoucí vývoj.

2 EC motory

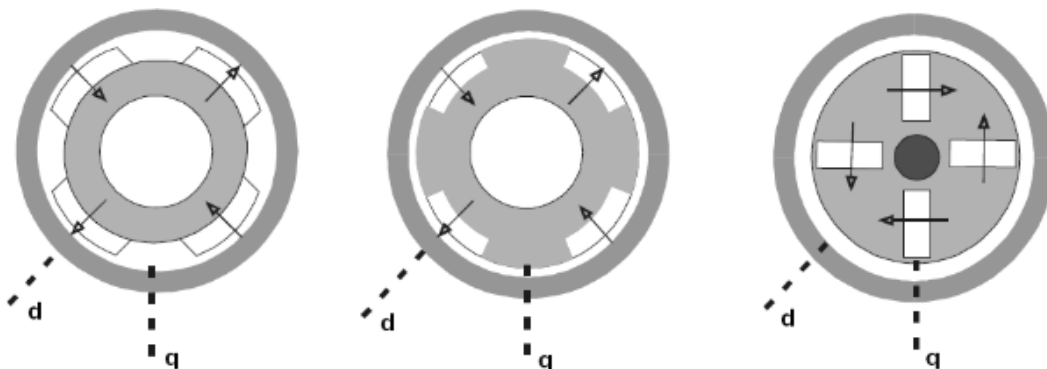
Jako EC motory je označována široká skupina elektronicky komutovaných (EC), nejčastěji 3fázových synchronních motorů. Pojmem elektronická komutace rozumíme změnu směru toku proudu ve fázi, realizovanou elektronickými spínacími obvody namísto mechanického komutátoru. Mezi nejvýznamnější zástupce EC motorů patří PMSM (permanent magnet synchronous motor) a BLDC (brushless DC motor). Oba tyto typy sdílejí mnoho stejných vlastností a zejména PMSM motor je často zaměňován za BLDC motor. V některých literaturách bývá PMSM uváděn jako podmnožina BLDC motorů. [3]

2.1 Stator

Nejpodstatnějším rozdílem je provedení statorového vinutí, jenž má vliv na průběh indukovaného napětí. Zatímco u PMSM motoru je vinutí realizováno tak, aby průběh indukovaného napětí měl sinusový průběh, u vinutí BLDC bývá průběh indukovaného napětí lichoběžníkový. PMSM motor produkuje při sinusovém průběhu napájecího napětí hladký průběh momentu. Chod BLDC motoru je méně plynulý, vinutí BLDC motoru je na druhou stranu jednodušší a motor je rovněž řízen méně náročnou obdélníkovou komutací. Nutno podotknout, že rovněž PMSM je za cenu kolísání momentu možno řídit některou z metod určenou pro BLDC motory. [3], [6]

2.2 Rotor

Rotor EC motoru sestává z jádra, na které jsou upevněny permanentní magnety. Rozlišujeme v zásadě dva způsoby provedení. V prvním případě jsou magnety připevněny k okraji rotoru, hovoříme o SM-PMSM (surface mounted PMSM). Jsou-li magnety vnořeny do rotoru, jedná se o I-PMSM (interior PMSM). Zejména u I-PMSM existuje v závislosti na požadované vlastnosti řada odlišných provedení. První obrázek znázorňuje SM-PMSM provedení, na dvou následujících je zobrazeny typy I-PMSM.



Obrázek 1 – Provedení SM-PMSM - a, provedení I-PMSM - b, c. Převzato z [13]

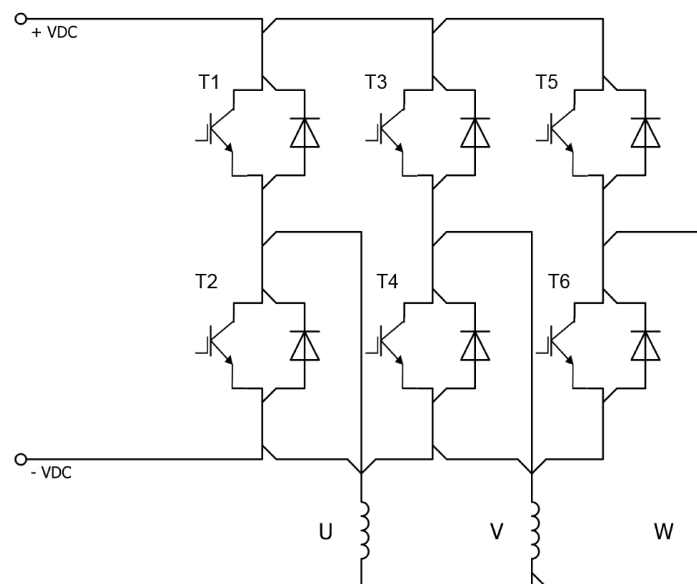
I-PMSM stroje vykazují vlivem provedení rozdíl mezi indukčnostmi na osách d a q – typicky $L_d < L_q$. Z tohoto důvodu není indukované napětí zcela sinusové a může obsahovat řadu harmonických. Tyto harmonické se mohou podílet na zvlnění momentu, a tím i na zvýšení hlučnosti. Z hlediska velikosti momentu, a tedy i výkonu dosahují lepších výsledků právě I-PMSM. [8], [13]

2.3 Princip činnosti

Interakcí dvou magnetických polí, tedy magnetického pole buzeného permanentními magnety a pole statorového vynutí vzniká elektromagnetický moment. Nejvyšší hodnoty momentu je dosaženo, jsou-li tato dvě pole na sebe kolmá, avšak při překročení této mezní hodnoty motor vypadne ze synchronismu. S pohybujícím se rotorem se úhel mezi magnetickými poli zmenšuje. Pro udržení otáčivé rychlosti je tedy nutné, aby se pole statorového vynutí posouvalo před polem rotoru. Toho je dosaženo vhodnou sekvencí komutace jednotlivých statorových fází. [14], [4]

2.4 Měnič

Napájení PMSM či BLDC motoru je typicky realizováno pomocí třífázového invertoru. Ten se skládá ze tří větví po dvou tranzistorech. Středy těchto větví jsou vyvedeny na fáze motoru. Takový invertor umožňuje fázi připojit na kladné DC napětí, záporné DC napětí, nebo ponechat fázi odpojenou. Spínání v podobě pulzně šířkové modulace umožňuje dosáhnout střední hodnoty napětí kdekoli v rozmezí od nuly do plného napájecího napětí. [11]



Obrázek 2 - třífázový invertor

2.5 Unipolární a bipolární spínání

Rozdíl mezi bipolárním a unipolárním spínáním je dán hodnotou napětí na svorkách motoru. U unipolárního spínání předpokládáme napětí na fázi pouze o jedné polaritě. Bipolární spínání naopak poskytuje fázi napětí obou polarit. Z důvodu menších komutačních ztrát je rozšířenější unipolární spínání. [2]

2.6 Nezávislé a komplementární spínání

Při nezávislém spínání je jeden z dvojice tranzistorů podílejících se na napájení fáze sepnut trvale po celou spínací periodu, druhý tranzistor je pak řízen PWM signálem pro vytvoření požadované střední hodnoty napětí na svorkách motoru.

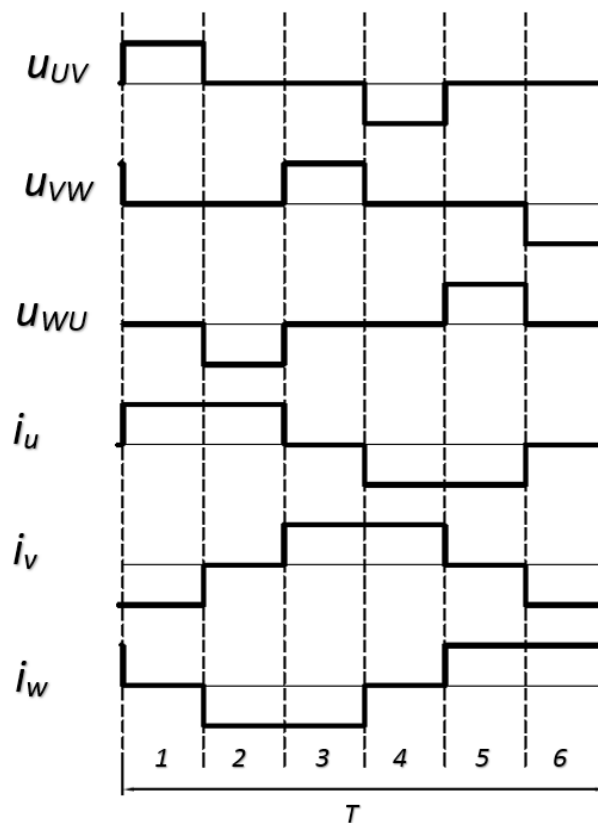
Komplementární spínání je založeno na spínání obou tranzistorů v jedné větvi navzájem invertovaným signálem. To znamená, že pokud je jeden tranzistor sepnut, druhý musí nutně být v nevodivém stavu. V opačném případě by došlo ke zkratu střídače, což by mohlo způsobit nenávratné poškození. K zabránění zkratu střídače dochází po vypnutí jednoho z tranzistorů k prodlevě, sepnutí druhého tranzistoru dochází až po odeznění této prodlevy. Tato doba je označována jako *deadtime*.

Při nezávislém režimu spínání pracuje motor v prvním a druhém kvadrantu, spínání v komplementárním režimu pak umožňuje chod ve všech čtyřech kvadrantech. [2], [7]

3 Metody řízení

3.1 Six-step komutace

Při řízení pomocí six-step komutace jsou v jednom okamžiku aktivní pouze dvě fáze, třetí fáze je odpojena. Celý cyklus je rozdělen do 6 kroků. V prvním kroku, díky napětím na fázích U a V , prochází proud právě těmito dvěma fázemi. V dalším kroku je fáze V odpojena a proud z fáze U protéká do fáze W . Sekvence spínání je znázorněna na obrázku.



Obrázek 3 - průběhy napětí a proudů při six-step komutaci

Ze znázorněných průběhů vyplývá, že se vektor magnetického pole mění po 60 stupních. Tato skoková změna polohy vektoru však způsobuje zvlnění momentu, v anglické literatuře označovaný jako *torque ripple*. Normalizujeme-li rozsah momentu od 0 do 1, nejnižší hodnota při zvlnění dosahuje velikosti 0,866. [11] Pro optimální chod z hlediska momentu a účinnosti je zapotřebí, aby fázový proud byl ve fázi s indukovaným napětím. Six-step řízení vyžaduje ze své podstaty některou z metod zjišťování polohy rotoru. [9]

3.1.1 Měření rychlosti pomocí Hallových sond

Pravděpodobně nejrozšířenější sensorové měření polohy rotoru je pomocí Hallových sond, jenž využívají tzv. Hallova jevu. Je-li polovodičová destička protékána stejnosměrným proudem vložena do vnějšího magnetického pole, je na ní možné změřit vzniklé Hallovo napětí:

$$U_H = k_H \frac{1}{d} I_c B, \text{ kde}$$

k_H – Hallova konstanta,

d – tloušťka polovodiče,

I_c – napájecí proud polovodičem,

B – magnetická indukce.

Trojice sond je ve většině případů rozmístěna na statoru s odstupem 120 stupňů. Při průchodu magnetických pólů okolo Hallových sensorů se na nich objeví napětí o kladné nebo záporné hodnotě, v závislosti na polaritě pólu rotoru. Tato informace se v binární podobě vysílá do procesoru pro zpracování. Budeme-li předpokládat motor s jednou pólovou dvojicí, logická úroveň jedné sondy bude trvat 180 stupňů elektrických. Daná kombinace se potom bude měnit po 60 stupních, proto na jednu otáčku obdržíme 6 různých kombinací. V paměti mikroprocesoru je uložena tabulka obsahující těchto 6 kombinací, podle ní pak mikroprocesor vysílá řídicí signály pro střídač. [2], [10], [5]

3.1.2 Bezsensorné metody založené na sledování BEMF

Metody založené na průchodu indukovaného napětí nulou patří mezi bezsensorné metody. Z toho plynou jejich značné výhody – jednodušší provedení pohonu, nižší náklady. V tomto případě se jedná o jednu z nejjednodušších metod, využívající sledování průběhu BEMF. Je založena na detekci okamžiku, ve kterém BEMF v neaktivní fázi protne nulu. Absence vyvedeného středu vynutí u většiny motorů a rozdílný přístup k řešení této skutečnosti má za následek existenci více různých metod. Vždy je však nutné, aby měřená fáze byla odpojená a neprotékal jí žádný proud. [2], [10], [5]

3.1.2.1 Měření v okamžiku sepnutí obou tranzistorů na diagonále

Tento způsob měření je vhodný jak pro unipolární, tak pro bipolární spínání. Jedná se v podstatě o měření v okamžiku PWM-on – tzn., oba tranzistory na diagonále jsou sepnuty. Předpokládejme napájenou fázi U, proud se uzavírá přes fázi V. Fáze W je odpojena. V takovém případě platí pro napětí na fázi W vztah

$$u_w = \frac{3}{2} \cdot u_{iw} + \frac{U_{dc}}{2}$$

kde u_{iw} je indukované napětí na fázi W a U_{dc} je napájecí napětí. V bodě nulového indukovaného napětí platí, že napětí na fázi W je rovno polovině napájecího napětí. V komparátoru je tedy potřeba jako referenční hodnotu volit právě polovinu napájecího napětí. Nevýhodou je obtížné měření při malých rychlostech kvůli krátké době měření a možná chyba vzniklá na děliči napětí určeného pro referenci. [2], [5], [12]

3.1.2.2 Měření v okamžiku sepnutí dolních tranzistorů

Obdobně jako v předchozím případě, nyní stav odpovídá okamžiku PWM-off. Obě fáze jsou tedy připojeny na zem a proud se uzavírá zpětnou diodou fáze U. Za těchto podmínek můžeme odvodit závislost napětí na odpojené fázi W:

$$u_W = \frac{3}{2} \cdot u_{iw}$$

V okamžiku průchodu indukovaného napětí musí být rovněž napětí na fázi rovno nule. Měřené napětí je tedy v komparátoru porovnáváno s referencí GND. Tato metoda je vhodná pouze pro unipolární metodu spínání. Nevýhodou je krátká perioda pro měření při vysokých rychlostech a rovněž obtížné měření při malém indukovaném napětí – tzv. offset error. [2], [10]

3.1.2.3 Měření indukovaného napětí na virtuálním středu

Obvod je doplněn třemi rezistory, paralelně připojenými ke každé fázi, a spojeny tak, aby vytvořily virtuální střed. Rezistory jsou zpravidla umístěovány mezi napěťový střídač a napájecí svorky motoru. Hodnoty rezistorů by měly být voleny tak, aby příliš neovlivňovaly proud v motoru. BEMF je v tomto případě porovnáván s vytvořeným virtuálním středem. Při průchodu BEMF nulou dochází k překlápění logického výstupu z komparátoru. Každé fázi náleží jeden takovýto komparátor a z kombinací jejich výstupů je řízena spínací sekvence. [5], [10]

3.1.2.4 Metoda integrace indukovaného napětí

Tato metoda určuje moment komutace na základě integrace indukovaného napětí na odpojené fázi. Stěžejním poznatkem je, že integrovaná velikost indukovaného napětí je při všech rychlostech stejná. Integrace začíná průchodem napětí nulou. Při dosažení definované hodnoty, která odpovídá konkrétnímu řídicímu úhlu komutace, je zahájena komutace fáze. Chyba vzniklá nepřesným určením průchodu nulou a tedy startem integrace, nemá na celkový proces příliš velký vliv, neboť naintegrovaná plocha okolo průsečíku s nulou je malá. V porovnání s předešlými metodami, kdy okamžik průchodu nulou sloužil k aktivaci čítače, zde slouží k inicializaci integrátoru, z čehož plynou dvě výhody – lepší odolnost vůči spínacímu rušení a automatické se přizpůsobení pro jakoukoliv rychlost motoru. [5]

3.2 Vektorové řízení

3.2.1 Clarkova transformace

Za účelem zjednodušení matematického popisu motoru je jako první využita Clarkova transformace. Pomocí Clarkovy transformace dochází k transformaci 3fázového, se statorem spřaženého systému, označeného např. jako a, b, c , do 2 fázového systému α, β , rovněž spřaženého se statorem. Pro transformaci je nutný předpoklad fázového posunu 120° mezi osami a, b, c . Transformace aplikovaná na fázové proudy i_a, i_b, i_c vypadá následovně: [6]

$$i_a + i_b + i_c = 0$$

$$i_\alpha = i_a$$

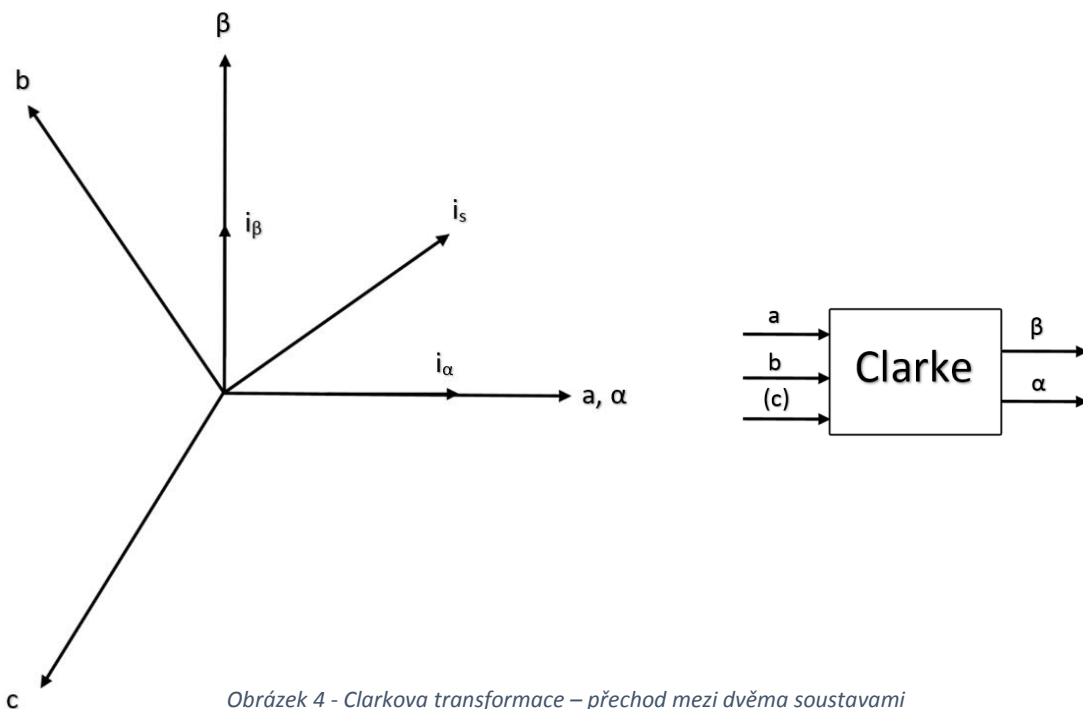
$$i_\beta = \frac{i_a + 2i_b}{\sqrt{3}}$$

Inversní Clarkova transformace má tvar:

$$i_a = i_\alpha$$

$$i_b = -\frac{1}{2}i_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2}i_\beta$$

$$i_c = -\frac{1}{2}i_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2}i_\beta$$



3.2.2 Parkova transformace

Elektrické veličiny motoru, v tomto případě fázové proudy jsou nyní reprezentovány ve dvoufázovém systému spřaženém se státorem. Parkovou transformací dochází k přechodu do rotorového souřadného systému označovaném jako systém d, q . Osa d bývá nejčastěji považována za osu reálnou, osa q za osu imaginární. [1] Transformační vztahy mají pro fázové proudy následující podobu: [6]

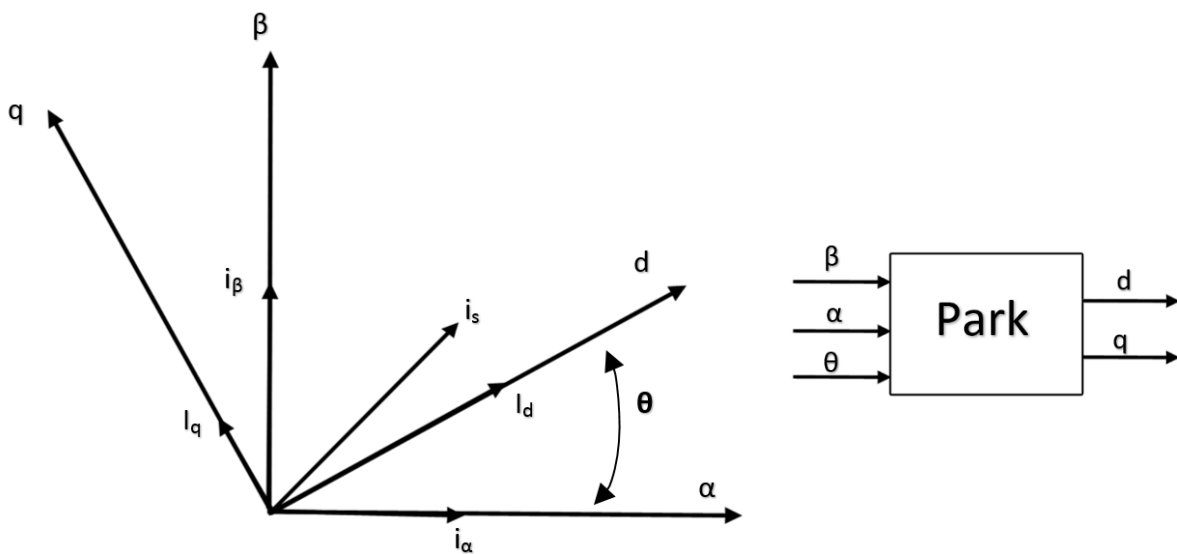
$$i_d = i_\alpha \cdot \cos(\omega) + i_\beta \cdot \sin(\omega)$$

$$i_q = i_\beta \cdot \cos(\omega) - i_\alpha \cdot \sin(\omega)$$

Pro inverzní transformaci platí:

$$i_\alpha = i_d \cdot \cos(\omega) - i_q \cdot \sin(\omega)$$

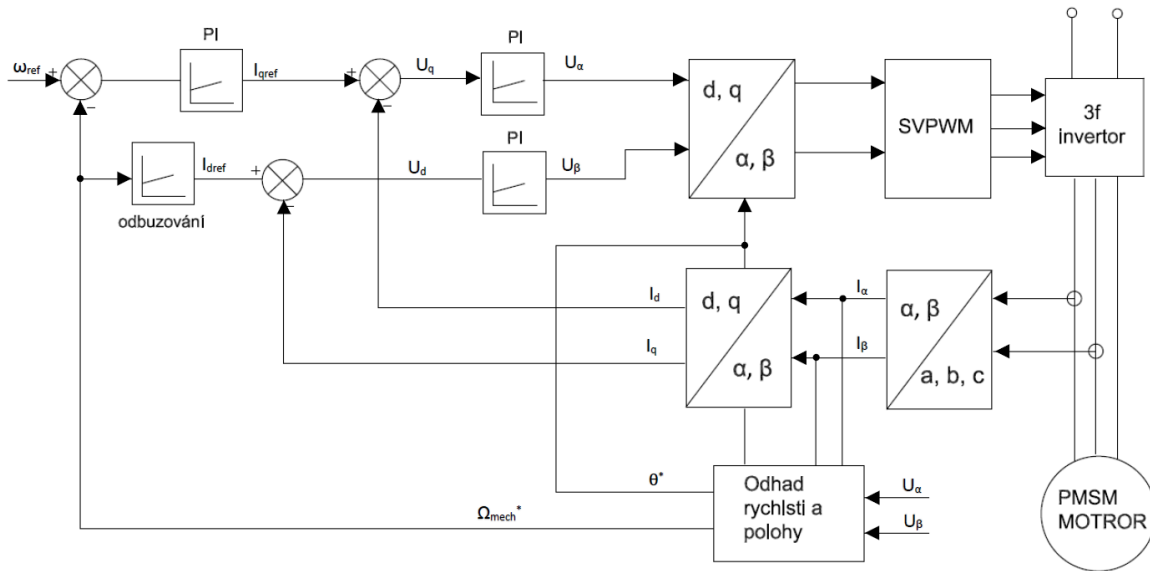
$$i_\beta = i_d \cdot \sin(\omega) + i_q \cdot \cos(\omega)$$



Obrázek 5 - Parkova transformace – přechod mezi dvěma soustavami

3.2.3 Princip vektorového řízení

Na složky proudu i_d a i_q je možné pohlížet jako na tokotvornou a momentotvornou složku. Tento pohled vede k analogii se sériovým, cize buzeným strojem, jenž je řízen regulací právě těchto dvou veličin. Tento způsob, tedy rozklad statorového proudu a regulace jeho dvou složek je základním principem vektorového řízení. Struktura řízení je naznačena na obrázku č.6. [1]

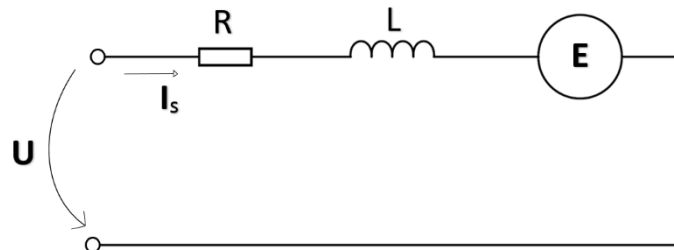


Obrázek 6 - blokové schéma vektorového řízení

Dochází k měření dvou statorových proudů. Třetí hodnota je dopočtena. Clarkovou transformací je proveden přechod do systému α, β , blok provádějící Parkovu transformaci následně transformuje hodnoty do soustavy d, q spřažené s rotorem. Do bloku PT rovněž vstupuje potřebná informace o odhadovaném úhlu natočení statoru, získaná některou z metod měření rychlosti a úhlu natočení rotoru. Získané hodnoty i_d a i_q jsou v součtovém členu porovnány s referenčními hodnotami i_{dref} , i_{qref} , výstup je poté přiveden do regulátoru. Pro mnou použité řešení od STMicroelectronics je pro regulaci obou složek použit PI regulátor. Výstupy z obou regulátorů jsou v bloku inverzní Clarkovi transformace zpětně transformovány do systému os α, β . V bloku SVPWM je realizován proces výpočtu prostorového vektoru. Jak již bylo dříve zmíněno, při spínání dvou větví 3fázového střídače je možné vygenerovat šest poloh vektoru magnetického pole. Průběžnou změnou prostorového vektoru na základě právě vypočtených hodnot u_a, u_b, u_c je však možné vektor magnetického pole měnit plynule. [6], [13]

3.2.4 Bezsenzorová metoda pomocí zjišťování indukovaného napětí

Při zjišťování rychlosti a úhlu natočení vyjdeme z napěťové rovnice pro jednu fázi dle schématu na obrázku 7. Systém os je uvažován α, β .



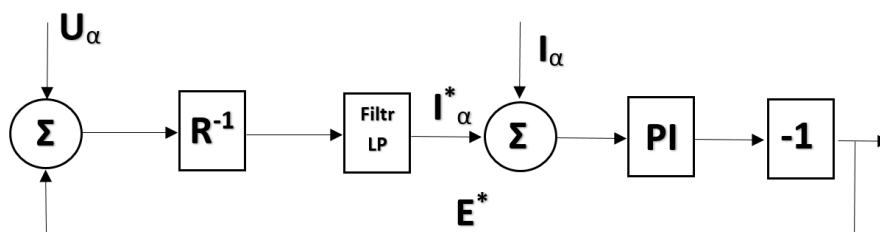
Obrázek 7 - náhradní schéma jedné fáze

$$u_\alpha = R \cdot i_\alpha + L \frac{di_\alpha}{dt} + k_e \cdot \omega \cdot (-\sin(\theta))$$

$$u_\beta = R \cdot i_\beta + L \frac{di_\beta}{dt} + k_e \cdot \omega \cdot \cos(\theta)$$

k_e je konstanta motoru. Je zřejmé, že informaci o rychlosti ω a úhlu natočení θ v sobě nese člen $k_e \cdot \omega \cdot (-\sin(\theta))$, tj. indukované napětí. To v případě vektorově orientovaného řízení není možné změřit, proto je použita metoda, v anglické literatuře označována jako State observer. State observer, neboli pozorovatel stavu, je systém poskytující odhad vnitřního stavu systému na základě vstupů a výstupů tohoto systému. Vstupem a výstupem je v našem případě fázové napětí a měřené fázové proudy v α, β systému. Vnitřními, odhadovanými veličinami je indukované napětí a odhadovaný fázový proud. Symbolem * jsou označeny odhadované hodnoty. Z uvedených rovnic je možné vypočítat hodnotu proudu:

$$i_\alpha^*(t) = \frac{u_\alpha - e^*}{R} (1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$$



Obrázek 8 - blokové schéma state observeru

Tento výpočet je realizován v první části schématu. Je zřejmé, že pro algoritmus výpočtu musí být známé hodnoty odporu a indukčnosti vinutí. Tatko odhadnutá hodnota proudu je následně porovnávána se skutečným, změřeným proudem. Výsledek je vstupem do PI regulátoru, invertovaná hodnota indukovaného napětí je poté přivedena zpět do součtového členu. Tímto způsobem jsou získány obě hodnoty indukovaného napětí – E_α , E_β . Dále je v úhlovém demodulátoru ze získaných hodnot indukovaného napětí vypočten úhel natočení:

$$\theta = \arctg\left(\frac{E_\alpha}{E_\beta}\right)$$

Posledním krokem je výpočet rychlosti dle vztahu

$$\omega = \sum_{i=0}^m (\theta_n - \theta_{n-1}) \cdot K,$$

kde θ_n je současná hodnota úhlu natočení, θ_{n-1} hodnota předešlá, m počet vzorků zaznamenaných za konkrétní dobu a K konstanta respektující tuto dobu. [6], [13]

3.2.5 Metoda odbuzování

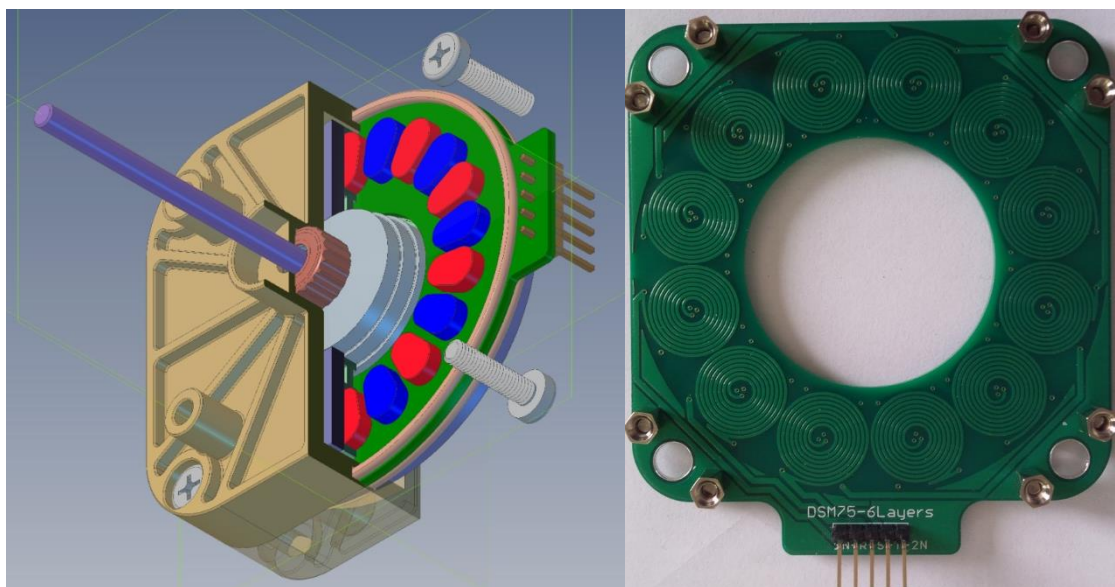
Dosáhne-li pohon maximálních otáček, které jsou dané hodnotou maximálního napětí dodávaného zdrojem, a je-li potřeba dalšího zvyšování otáček rotoru, je použita tzv. metoda odbuzování, v anglické literatuře uváděna jako flux wakening. Z napěťové rovnice pro jednu fázi vidíme, že zvýšení otáčivé rychlosti nutně zvýší indukované napětí E . Jelikož změna toku $\hat{\Phi}_{pm}$ u motoru s permanentními magnety není možná, nárůst úhlové rychlosti ω můžeme kompenzovat zmenšením konstanty motoru k_e . Toho dosáhneme zavedením složky celkového statorového proudu I_s , která působí v ose q , avšak v opačném směru než proud I_q . Tímto způsobem je tedy možné zvýšit rychlost při zachování konstantní hodnoty napájecího napětí. Nevýhodou je, stejně jako v analogii ke stejnosměrnému cize buzenému stroji, snižující se moment. Proto je tato metoda využívána pouze v některých specifických případech, kdy pokles momentu nehraje důležitou roli. [6], [13]

4 Popis pohonu

4.1 Motor

Použitý motor je konstrukce firmy Interdigi, a.s. Jedná se o synchronní motor s permanentními magnety. Netypické je provedení statorového vinutí, jenž je realizováno na desce plošného spoje. To má za následek vyšší reálný odpor vinutí a malou indukčnost vinutí. Z toho plynou specifické vlastnosti, zejména malý zátěžný úhel. Motor je v provedení I-PMSM, tzn., že magnety jsou vnořeny do rotoru, což dokumentuje obrázek č.9. Magnety jsou vyhotoveny z neodymu. Používaný motor měl 10 pólových dvojic. Parametry motoru byly zjištěny pomocí aplikace ST Motor Profiler. Tento software sám změří parametry motoru, které je jako celek možné následně importovat do Motor Control Workbench, viz kapitola Motor Control Workbench. ST Motor Profiler stanovil odpor R na $2,1 \Omega$, indukčnost L na 105 mH a moment setrvačnosti J na $27,48 \mu\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}^2$.

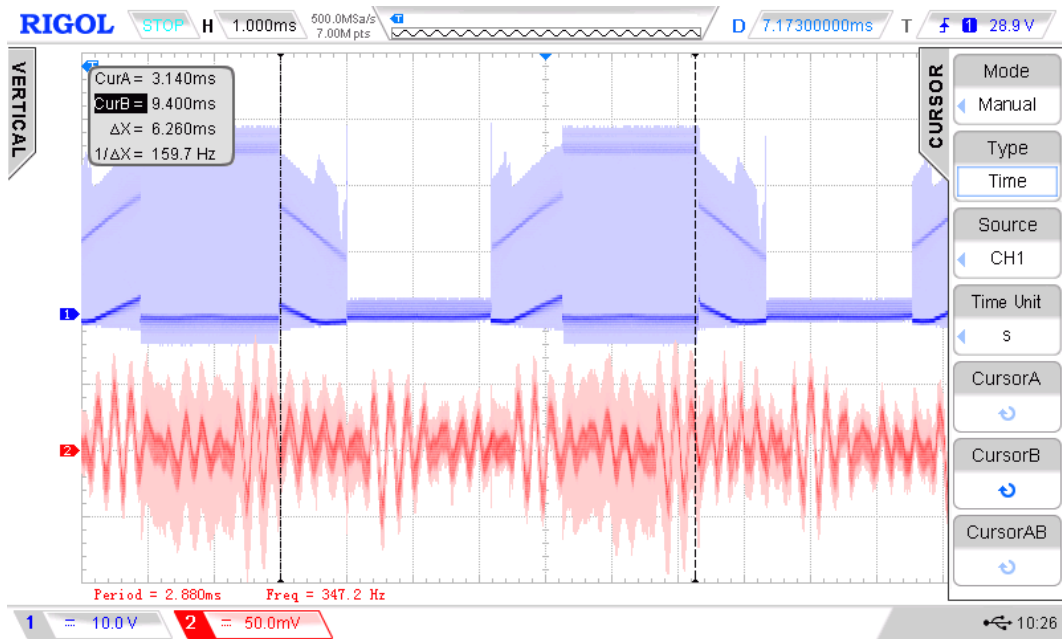
Motor je hřídelí spojen s tangenciálním ventilátorem, jako celek je pak určen pro použití v topném konvektoru.



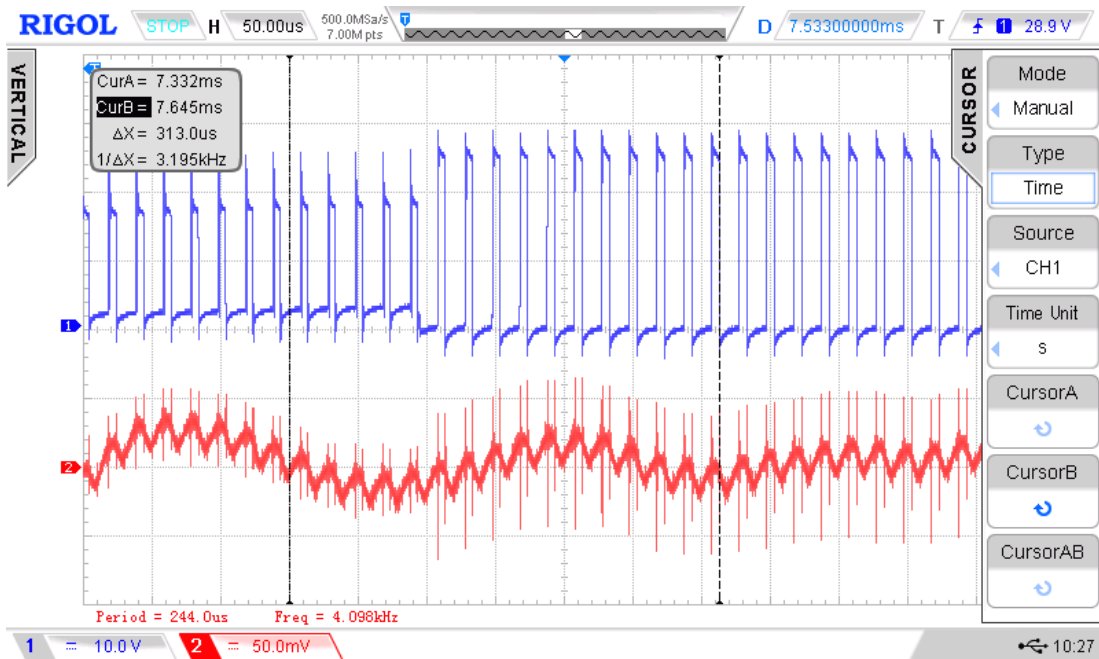
Obrázek 9 - provedení používaného PMSM motoru

4.2 Analýza hlučnosti

Pro analýzu hlučnosti při byl použit hlukoměr, který měří hodnotu hluku v dB. Hlukoměr byl umístěn v minimální vzdálenosti do motoru (cca 5mm od ložiska). Hlukoměr rovněž umožňuje připojení na kanál osciloskopu a zobrazení průběhu hlučnosti. Obrázky č.10 a č.11 ukazují průběhy sejmuté z osciloskopu při řízení motoru deskou NUCLEO, otáčivá rychlost byla v tomto případě 960 otáček za minutu. Řízení je realizováno pomocí six-step metody. Na kanálu 1 je zobrazen průběh napětí na jedné fázi vůči zemi, na kanálu 2 pak průběh hluku. Můžeme konstatovat, že průběh hluku sestává ze dvou složek. Frekvence první složky je stejná jako modulační frekvence, jedná se tedy o zvukový projev způsobený spínáním tranzistorů. Tento zdroj hluku jsem se přirozeně snažil omezit volbou optimální frekvence spínání s přihlédnutím na komutační ztráty. Ve druhém případě se jedná o širokou skupinu vyšších harmonických průběhů, z nichž nejdominantnější je třetí harmonická pracovní frekvence. Tato frekvence se samozřejmě v závislosti na rychlosti otáčení motoru mění, zde konkrétně činila 480 Hz. Právě tuto třetí harmonickou jsme určili jako hlavní zdroj hluku. Je zřejmé, že průběh hluku je pevně spjatý se změnami jednotlivých kroků six-step komutace. Tento hlukový projev, jehož zdrojem jsou rychlé změny proudu spojené s pulzačními momenty tedy není možné z podstaty six-step řízení zcela odstranit. Volbou optimálního okamžiku počátku komutace je však možné jej zčásti omezit. V potaz je nutné rovněž brát malou indukčnost motoru, která se podílí na rychlé změně proudu a přispívá tak k nepříznivému hlukovému projevu. Při analýze hlučnosti desky EVB6585FG jsme dospěli v podstatě ke stejným výsledkům jako v případě přípravku z desek NUCLEO-X. Podrobnější informace jsou uvedeny v částech věnující se každé desce zvlášť.



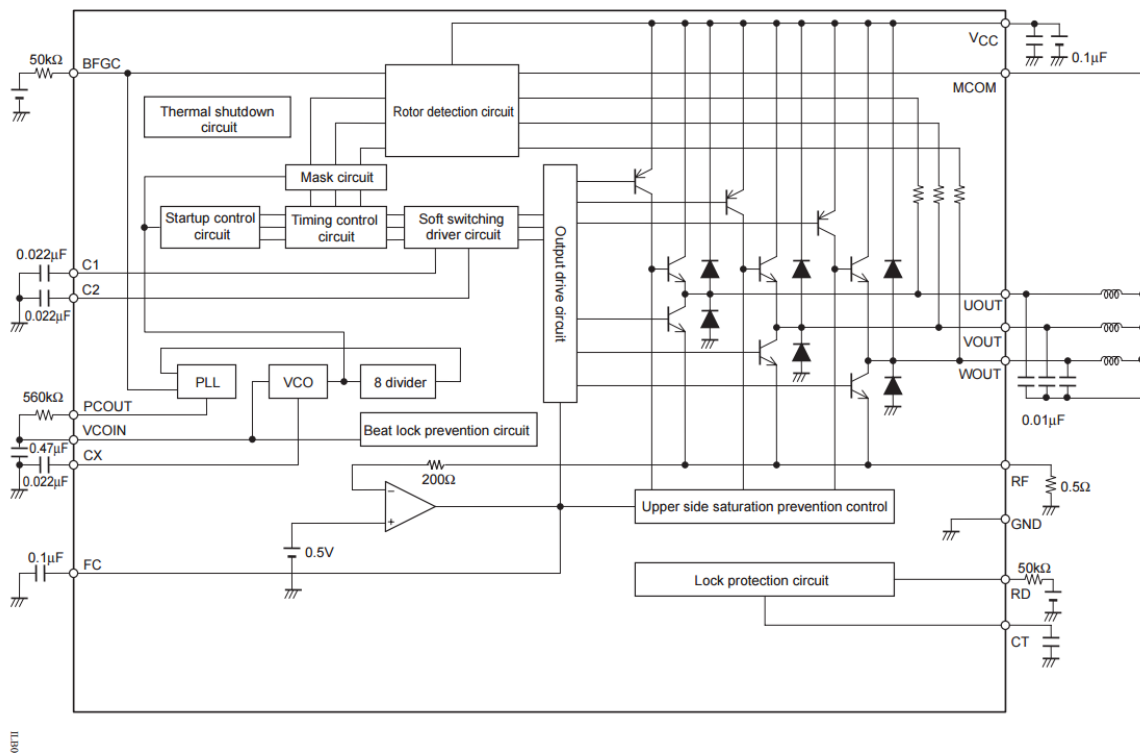
Obrázek 10 - záznam z osciloskopu při six-step řízení
 kanál 1 – fázové napětí vůči středu
 kanál 2 – průběh hluku



Obrázek 11 - záznam z osciloskopu při six-step řízení
 kanál 1 – fázové napětí vůči středu
 kanál 2 – průběh hluku

5 Stávající analogové řízení

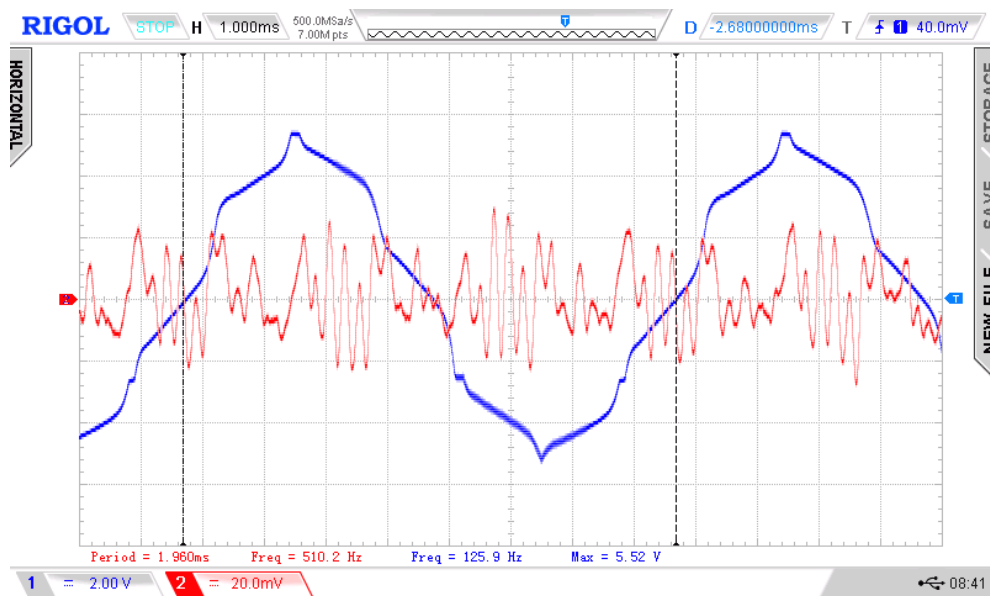
Stávající řízení je realizováno za pomoci analogového obvodu pracujícího s kontrolérem LB11683H. Jedná se o třífázový driver pro řízení motorů, jehož hlavními vlastnostmi jsou bezsenzorové řízení a hladký průběh výstupního napětí díky soft-switching obvodu. Blokové schéma driveru LB11683H je na obrázku č.12. V obvodu Rotor detection circuit dochází ke zjišťování polohy rotoru pomocí detekce průchodu indukovaného napětí nulou. Z tohoto důvodu je na fáze paralelně připojena trojice rezistorů, jenž poskytují možnost měřit indukované napětí na virtuálním středu. Tato informace je vstupem do PLL obvodu. PLL, neboli obvod fázového závěsu udržuje výstupní signál ve stejné fázi jako signál vstupní. Tímto signálem je následně řízen Timing control circuit, jehož dalším vstupem je informace o poloze rotoru. S výstupem z tohoto obvodu pracuje Output drive circuit, kde dochází ke generování spínacích impulsů pro tranzistory napájející jednotlivé fáze. Soft switching circuit pomocí kondenzátorů vyhlazuje průběh výstupního napětí.



Obrázek 12 - blokové schéma obvodu LB11683H

Takto realizované analogové řízení dosahuje velice přijatelných výsledků z pohledu hlučnosti a momentové zatížitelnosti. Na obrázku č.13 můžeme pozorovat záznam z osciloskopu při rychlosti 720 ot/min. Průběh napájecího napětí – kanál 1 - vzdáleně připomíná průběh při six-step řízení, je však díky zmíněnému Soft switching circuit obvodu značně hladší. Na kanálu dva je zobrazen průběh hluku

přivedený do osciloskopu pomocí hlukoměru. Hlučnost při 480 otáčkách za minutu činila 54 dB. Při 720 otáčkách hlučnost stoupla na stále přijatelných 64 dB. Napájecí napětí při této rychlosti činilo 13 V při odběru 650 mA. Rychlost cca 720 ot/min však představuje maximální dosažitelnou hranici otáček, neboť při vyšších rychlostech dochází k nadměrnému zahřívání integrovaného obvodu vlivem ztrát na výkonových tranzistorech. Právě tato skutečnost omezuje použití tohoto integrovaného obvodu pro vyšší výkony motoru, což je důvodem pro náhradu tohoto analogového řízení řízením digitálním.



Obrázek 13 – záznam z osciloskopu při analogovém řízení
kanál 1 – průběh napětí
kanál 2 – průběh hluku

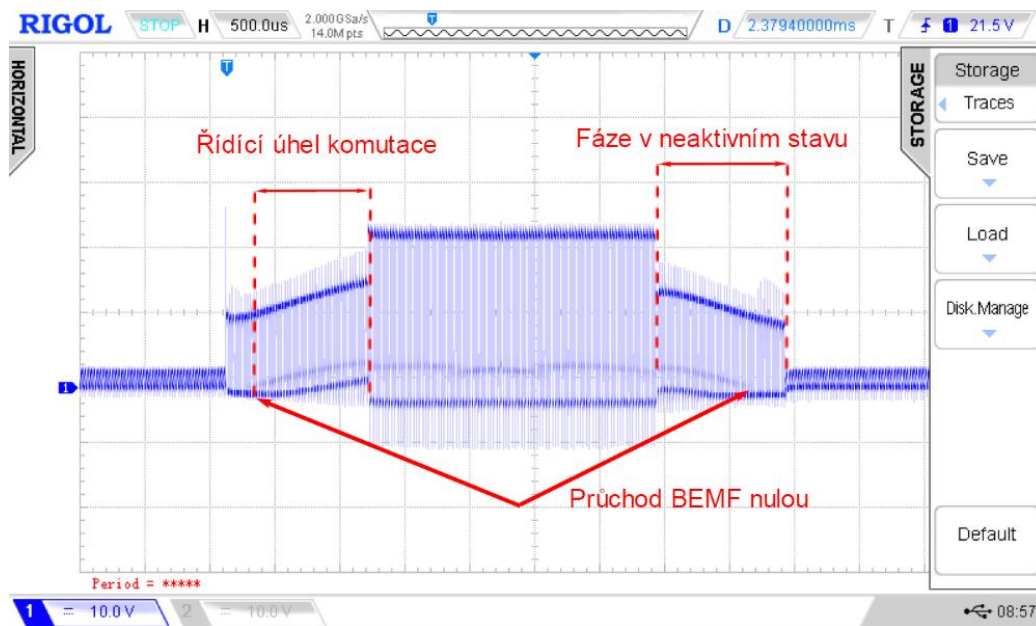
6 Řízení pomocí kitu EVBTB6585FG

6.1 EVBTB6585FG

EVBTB6585FG je vývojová, neprogramovatelná deska osazená kontrolérem TB6585FG od firmy TOSHIBA. Částečnou změnu provozních parametrů je možno realizovat pomocí jumperů:

- CW/CCW – změna směru otáčení rotoru,
- FMAX – nastavení maximální komutační frekvence na 813,8 Hz nebo 406,9 Hz,
- SEL_LAP – komutace fáze po 120 stupních, nebo v překrývání s jinou fází (v režimu „překrývání“ jsou v určitých okamžicích aktivní všechny tři fáze, není proto možné využívat bezsenzorového sledování polohy rotoru a bez Hallových sond tak není možné motor rozběhnout)
- FPWM – modulační frekvence – 19,5 kHz nebo 39 kHz
- LA1 – řídicí úhel komutace za průchodem BEMF nulou – 30°, 15°, 7,5°, 1,6°

Mezi další schopnosti patří ochrana proti nadměrnému odběru proudu, podpětí a oteplení. Největší vliv na pro nás kritický parametr – tichý chod motoru – měly parametry FPWM a LA.



Obrázek 14 - průběh napětí s vyznačenými průchody BEMF nulou

6.2 Výsledky

Při nastavení modulační frekvence na 39 kHz a řídicího úhlu komutace na 30° jsme dosáhli nejtiššího chodu. Hodnota 30° pro komutační úhel má pozitivní vliv na hlučnost z následujících důvodů. Jak již bylo uvedeno v části o six-step komutaci, nejlepších výsledků pohon dosahuje, je-li proud ve fázi s indukovaným napětím. Z důvodů velmi malé indukčnosti našeho motoru roste proud při sepnutí fáze velice rychle, téměř skokově. Průběh proudu je potom nejpodobnější průběhu indukovaného napětí právě při řídicím úhlu okolo hodnoty 30°. Při rychlosti zhruba 840 ot/min hlučnost u hřídele činila 70 dB. Příkon motoru dosahoval 32W při napájecím napětí 24V. I přes značné snížení úrovně hluku oproti výchozímu nastavení však výsledek pro naši aplikaci nebyl přijatelný. Deska na druhou stranu podávala dobré výkony v oblasti stability chodu, kdy ani při náhlých změnách zátěžného momentu pohon nevypadl ze synchronismu. Na záznamu z osciloskopu na obrázku č.14 můžeme pozorovat průběh při rychlosti zhruba 840 ot/min při modulační frekvenci 19,5 kHz a řídicím úhlu komutace 30°.

7 Řízení pomocí přípravků NUCLEO-X

7.1 Řízení motoru six-step komutací

7.1.1 HAL

Knihovna HAL (Hardware abstraction layer) je rozsáhlý soubor knihoven vyvíjený společností STMicroelectronics. Jedná se o nástupce starší knihovny SPL. Tomu odpovídá i fakt, že HAL z velké části z SPL vychází, avšak přináší mnohá vylepšení a množství nových funkcí. Dochází zde oproti SPL k větší míře abstraktizace, což má své výhody i nevýhody. Jako největší nevýhoda bývá uváděna častá chybovost plynoucí z relativně malého stáří této knihovny. Díky vysoké míře abstraktizace je pak napravování těchto chyb velmi problematické. Největší předností je propojenost s nástrojem STM32CubeMX. HAL je z hlediska úspory času a do jisté míry seznámení se s celým systémem STM32 nejvhodnější volbou.

7.1.2 STM32CubeMX

STM32CubeMX je volně dostupné prostředí ze širšího ekosystému od firmy STMicroelectronics, jenž značně usnadňuje práci při vyvíjení aplikací. Jedná se o zčásti grafický softwarový nástroj, umožňující generování inicializačního C kódu, který je následně možno importovat do některého z podporovaných vývojových prostředí (KEIL uvision, IAR, aj.). CubeMX sám vytvoří strukturu projektu se všemi potřebnými soubory a drivery a rovněž do projektu přímo zakomponuje části knihovny HAL dle uživatelských požadavků. Kromě toho při importu rovněž provede všechna potřebná nastavení ve vývojovém prostředí. CubeMX podporuje velké množství vývojových kitů od STMicroelectronics s různými typy MCU. Po zvolení kitu a MCU umožňuje konfiguraci libovolných periférií, vnitřních hodin a v závislosti na konfiguraci je schopen simulovat spotřebu energie. Tu je rovněž možné optimalizovat v CubeMX pomocí *run/sleep/standby* modu, nastavením napětí na SRAM, zakázáním některých periférií či nastavením frekvence hodin.

7.1.3 X-CUBE-SPN7

X-CUBE-SPN7 je softwarové rozšíření pro STM32Cube určené pro řízení BLDC motorů/synchronních motorů s permanentními magnety. Rozšíření je založeno na HAL knihovnách a jako takové funguje ve své podstatě jako další rozšiřující obsáhlá knihovna. Mezi její nejpodstatnější součásti patří implementace six-step řízení a definice pro řízení obvodu L6230. Dále obsahuje tzv. BSP (Board Support Package) – definice zajišťující kompatibilitu programu s vývojovými deskami

NUCLEO. Právě s deskami X-NUCLEO-IHM07M1 a NUCLEO-F302R8 od firmy STMicroelectronics probíhala nejpodstatnější část práce na vhodné metodě řízení motoru.

7.1.4 Popis six-step řízení

Řízení motoru je prováděno modulováním fázového napětí pulzně šířkovou modulací. Střída modulovaného napětí je regulována proudovou regulační smyčkou. Jejím základem je PI regulátor, do něž je přiveden rozdíl mezi požadovanou referenční hodnotou a skutečnou hodnotou rychlosti motoru. Výstupem je referenční hodnota proudu, která je porovnávána v komparátoru s hodnotou proudu naměřenou na měřícím shunt rezistoru. Komparátor pak určuje střidu PWM. Pro generování PWM je použit čítač TIM1 jenž je přes kanály 1 až 3 vyveden na piny PC10, PC11 a PC12. Z těch je PWM signál přiveden na vstupy IN1, IN2 a IN3 v obvodu L6230. Čítač čítá frekvencí procesoru 72 MHz bez předděličky. Proměnná *htim1.Init.Period* určuje vrchní mez čítání. Při jejím nastavení na hodnotu 719 činila modulační frekvence zhruba 48 kHz. Konstanty PI regulátoru jsem ponechal ve výchozích hodnotách. Zvyšování modulační frekvence nemělo na hlučnost žádný vliv. Frekvence 48 kHz se totiž již nachází za hranicí slyšitelného spektra. Její další zvyšování by naopak způsobovalo větší komutační ztráty na tranzistorech a zbytečné zahřívání výkonového obvodu.

7.1.5 Měření průchodu BEMF nulou

Měření je prováděno v okamžiku PWM-off, kdy je vrchní tranzistor rozeptnut a proud se uzavírá zpětnou diodou příslušné fáze. Měření probíhá na třetí fázi, jenž se nachází ve stavu vysoké impedance – oba tranzistory jsou rozeptnuty. Z každé fáze je přes rezistor 2,2 k Ω přivedeno napětí na piny PC3, PB0 a PA7, které jsou nakonfigurovány jako vstupní piny pro ADC převodník ADC1. Přístup ke každému pinu je realizován jedním ze tří kanálů na základě informace o poloze rotoru. Převedená hodnota reprezentující aktuální velikost BEMF je porovnávána s proměnnou *SIXSTEP_parameters.ADC_BEMF_threshold* představující nulové napětí. Rutina *SIXSTEP_parameters.Regular_channel[]* s číslem kanálu jako vstupním parametrem spouští celou řadu funkcí pracujících s ADC1. Kromě měření BEMF v okamžiku PWM-off je to rovněž měření proudu v aktivní fázi, teploty a kontrola napájecího napětí v okamžiku PWM-on. Konfigurace pinů, ADC převodníku i samotný převod jsou uskutečněny funkcemi z HAL knihovny. Rozlišení ADC1 je nastaveno na 12 bitů.

Ve snaze snížit hlučnost jsem se snažil manipulovat s okamžikem komutace. Z důvodů malé indukčnosti motoru proud narůstá velmi rychle a při případném řídicím úhlu komutace 0° dojde ke skokovému nárůstu proudu. Pomocí manipulace s konstantou *INITIAL_DEMAGN_DELAY* a rovněž

změnamí konstant *BEMF_THRSLD_UP* a *BEMF_THRSLD_DOWN*, jejichž obsah je předán do zmíněné proměnné *SIXSTEP_BEMF_threshold*, bylo možné komutaci zpoždovat za okamžikem průchodu BEMF nulou. Experimentálně jsem jako neoptimálnější možnost nastavil hodnoty konstanty *INITIAL_DEMAGN_DELAY* na 1000, hodnoty zbylých dvou konstant pak na 3000.

7.1.6 Měření rychlosti

Výpočet mechanické otáčivé rychlosti je dán vztahem

$$\omega = \frac{60}{\text{počet polpárů} \cdot \text{step_time(s)} \cdot 6}.$$

Proměnná *step_time* je pouze ilustrační. Reálné trvání jednoho kroku je dáno dobou čítání čítače TIM6. Tento čítač čítá v režimu *UpCounting* od počáteční hodnoty zapsané do čítače pomocí funkce *__HAL_TIM_GetAutoreload* do vrchní meze *htim6.Init.Period*, která je nastavena na 65535. Počáteční hodnota je určena v rutině pro měření průchodu BEMF nulou. Všechny výpočty jsou obsaženy ve funkcích *MC_GetElSpeedHz()* a následně *MC_GetMechSpeedRPM()*.

7.1.7 Základní struktura programu

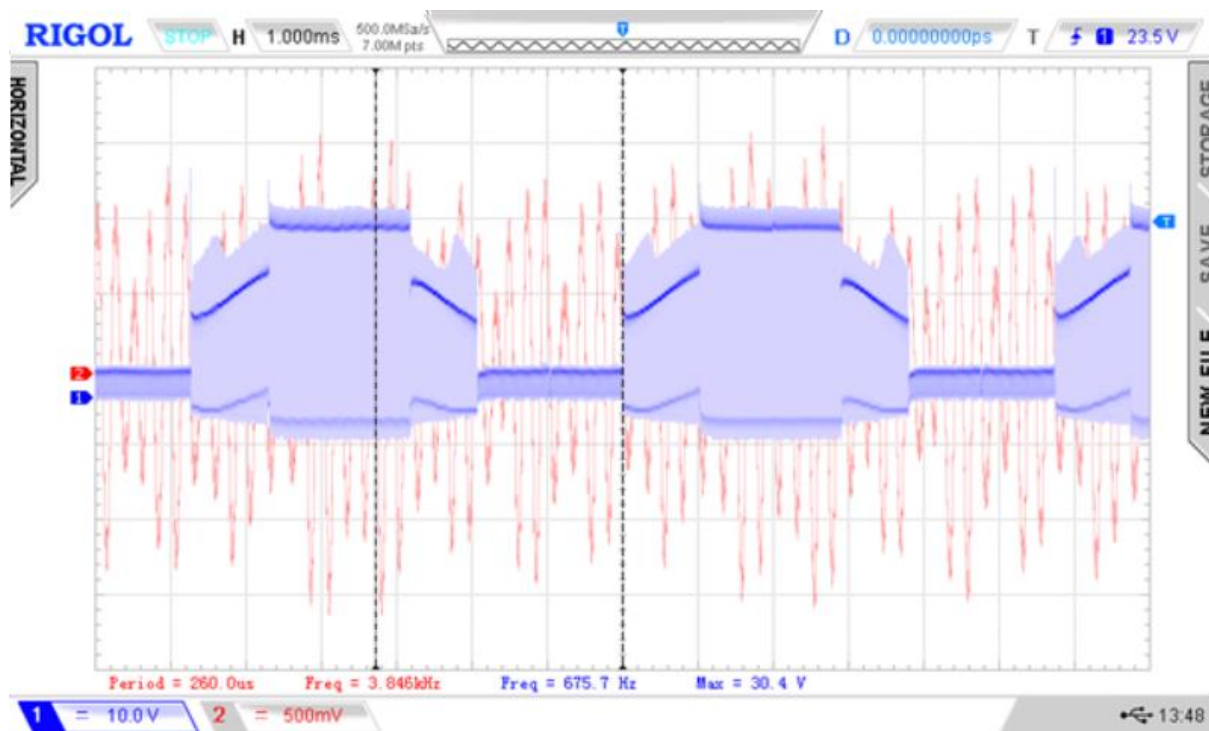
Základem celého programu je knihovna *6Step_Lib.c*, v níž je obsažena komutační tabulka obsahující 6 kroků. Tabulka je realizována pomocí konstrukce *switch()* se vstupním parametrem *step_number* reprezentující aktuální krok. Pro každý krok jsou povoleny dva odpovídající kanály – např. *MC_SixStep_EnableInput_CH1_E_CH2_E_CH3_D()* pro krok 1. Dále je na jeden z horních tranzistorů přivedena PWM modulace a rovněž je přiřazením hodnoty do proměnné *SIXSTEP_parameters.CurrentRegular_BEMF_ch* zvolen kanál pro měření BEMF.

7.1.8 Výsledky

Manipulací se zmíněnými proměnnými se podařilo hodnotu hluku snížit až na 74 dB při 1060 otáčkách, což byla maximální dosažená hodnota otáček. Pro zvýšení rychlosti by bylo potřeba zvýšení napájecího napětí nad úroveň 24V, což by však bylo za hraniční hodnotou této aplikace. Odebíraný výkon při napájecím napětí 23,95V činil 31W.

Během experimentování s deskami NUCLEO bohužel došlo k poškození řídicí desky NUCLEO-X-F302R8. Stalo se tak v okamžiku rozbíhání motoru v krokovém režimu, kdy začalo docházet k náhlému zahřívání mikroprocesoru. K zahřívání dochází i po odpojení výkonové desky

NUCLEO-X-IHM07M1. Měřením jsem dospěl k závěru, že byl poškozený regulátor napětí, jenž mění hodnotu 5V přivedenou USB portem na hodnotu 3,3V, což je úroveň určena pro napájení mikroprocesoru. Skutečnou příčinu této závady se mi však nepodařilo zjistit. Z důvodu špatné dostupnosti produktů NUCLEO v ČR a dlouhé dodací lhůtě ze zahraničního obchodu bohužel nebylo možné dokončit rozběhovou sekvenci. I přes tyto komplikace je možné konstatovat, že řízení přípravkem složeným z kitů NUCLEO předčilo výsledky dosažené deskou EVBTB6585FG.



Obrázek 15 - záznam z osciloskopu při six-step řízení
kanál 1 – fázové napětí vůči středu
kanál 2 – průběh hluku

7.2 Řízení motoru vektorovým řízením

7.2.1 Motor Control Workbench

Pro vektorové řízení motoru bylo použito inicializační prostředí Motor Control Workbench od společnosti STMicroelectronics. Tento software generuje dle uživatelských požadavků .c a .h soubory obsahující kód pro vektorové řízení motoru. K MCW jsou rovněž přidružené tzv. *Template* projekty, které je možno použít jako základní programovou kostru projektu, do které jsou naimportovány generované soubory. Kompilace probíhá v některém z podporovaných vývojových prostředí, v mém případě Keil Microvision.

V MCW je nejprve třeba určit parametry motoru – tzn. odpor vinutí, indukčnost vedení, počet pólových dvojic, maximální otáčky, jmenovitý proud, velikost napájecího napětí, maximální otáčivou rychlost a rovněž typ motoru, tj. SM-PMSM nebo I-PMSM. Zadané parametry odpovídají hodnotám zmíněným v kapitole Motor. Následně lze volit velice rozsáhlou škálu parametrů pro řídicí algoritmus, z nichž zmíním ty, které jsem před poškozením řídicí NUCELO-X desky stihl vyzkoušet. Pro měření rychlosti jsem z dostupných možností zvolil State observer s výpočtem rychlosti pomocí PLL obvodu. Modulační frekvenci jsem napoprvé zvolil 30 kHz, jiné hodnoty bohužel vyzkoušené nebyly. Kontrolní režim rychlost/moment byl nastaven na řízení rychlosti.

Na základě této konfigurace byl vygenerován projekt, ze kterého bylo potřeba vymazat některé nepotřebné knihovny. To z toho důvodu, že bezplatná verze Keil Microvision umožňuje kompilovat projekty do velikosti 32 kB. Generovaný program měl kolem 40 kB, proto jsem z něj odstranil nepotřebné HAL knihovny.

Velmi užitečnou funkcí MCW je monitorování a řízení motoru v reálném čase skrz funkci *Monitor*. Komunikace mezi procesorem a MCW je realizována pomocí rozhraní USART. Pro zprovoznění komunikace je potřeba do počítače nainstalovat ovladač od STMicroelectronics, *STVirtualComPort* a zvolit správnou hodnotu baudrate, danou použitým procesorem na základní NUCELO-X desce.

7.2.2 Výsledky

Při vektorovém řízení bylo dosaženo celkově lepších výsledků než při řízením six-step komutací. Bylo dosaženo maximální otáčivé rychlosti cca 1000 otáček za minutu, dané aktuální konfigurací softwaru. Při této rychlosti činila hlučnost pohonu 70 dB. Odebíraný výkon při napájecím napětí 24V činil 22W. K další optimalizaci těchto hodnot nedošlo kvůli zmíněným problémům (viz 7.1.8).

8 Návrh řízení sinusovým průběhem

Tento způsob řízení je založen na napájení spojitým průběhem napětí v podstatě trojúhelníkového průběhu, který obsahuje pouze liché harmonické, přičemž třetí harmonická je potlačena. Trojúhelníkového průběhu je docíleno pulzním spínáním na základě rozdílů dvou frekvencí, generovaných soustavou čítačů a jiných logických členů. Řízení je kompletně navrženo panem Ing. Petrem Prouzou z firmy Interdigi, a.s.

8.1 Modul časové základny

Základem tohoto modulu je krystalový oscilátor o frekvenci 66 MHz. Pomocí přednastavených čítačů CD74C163E fungující jako děliče jsou získány dva průběhy o frekvencích cca 17 kHz a 51 kHz. K nižšímu kmitočtu je přičtena hodnota –256 až 255, pomocí které je nastavena otáčivá rychlost motoru.

8.2 Kodér

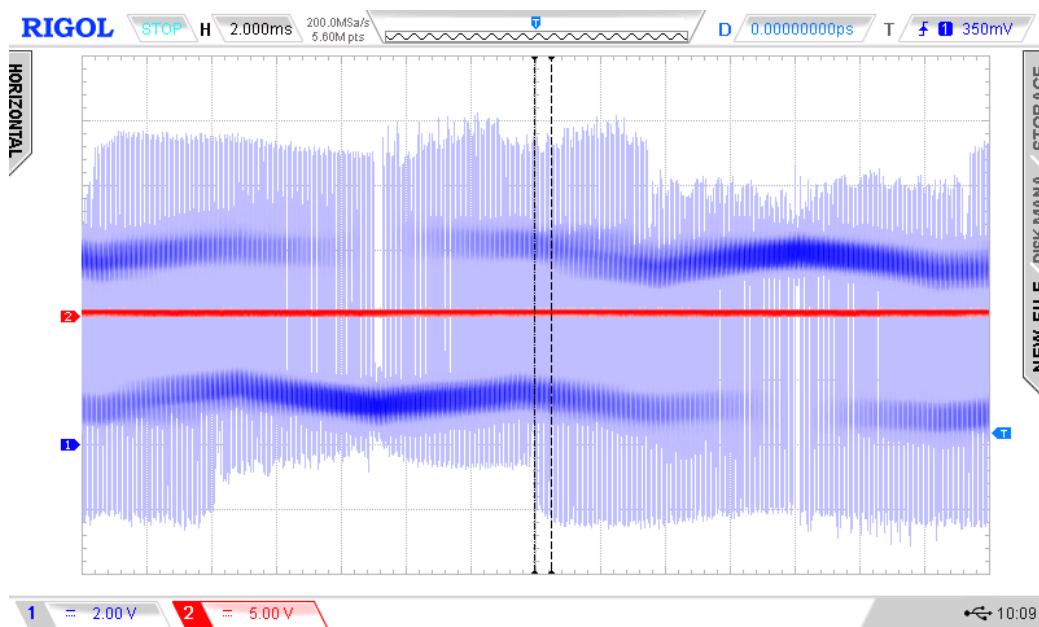
Modul kodér využívá posuvný registr s dělicím poměrem 6, vstupem do registru je frekvence 51 kHz. Na třech výstupech je obdélníkový signál o frekvenci 8,5 kHz se střídou 50 %. Jednotlivé průběhy jsou vůči sobě posunuté o 120 stupňů. Druhý signál o frekvenci 17 kHz s offsetem -256 až +255 Hz vstupuje do D klopného obvodu, který pracuje jako dělička dvěma a její výstup má střídu rovněž 50 %. Vstupy *Set* a *Res* jsou permanentně připojeny na napájení 5 V, výstup \bar{Q} je přiveden do vstupu *D*. Na výstupu *Q* se poté objevuje signál o dvakrát nižší frekvenci. Dojde tedy ke snížení frekvence na 8,5 kHz s offsetem –128 až 127 Hz. Oba tyto signály jsou přivedeny do logických obvodů typu XOR, kde již dochází k pulznímu modulování požadovaného průběhu. Průběh je ještě před vysláním do výkonového členu přiveden do D klopného obvodu fungující jako D Latch.

8.3 Výkonový modul

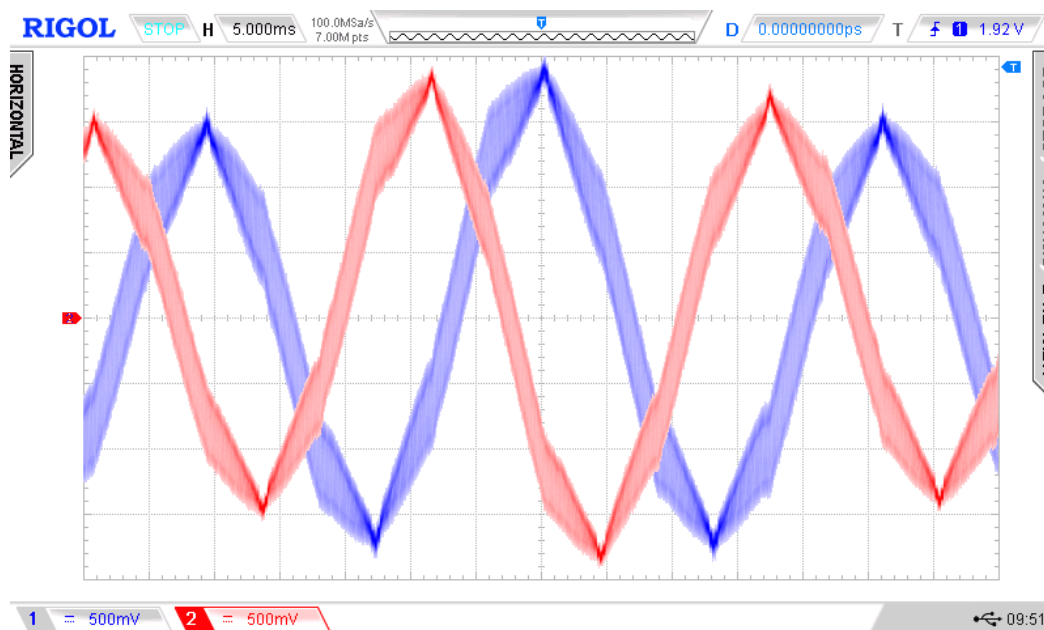
Výkonový modul obsahuje obvod L6230. Do jeho *IN1*, *IN2* a *IN3* vstupů spínající výkonové tranzistory je přivedena trojice signálů z kodéru. Výkonový modul je doplněn LC filtrem pro odfiltrování vysoké spínací frekvence. Hodnoty LC filtru spolu s rezonanční frekvencí jsou následující:

$$L = 100 \mu H$$
$$C = 10 \mu C$$
$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{10 \cdot 100^{-6} \cdot 100 \cdot 100^{-6}}} = 5,03 \text{ kHz}$$

Hodnoty L a C jsou voleny tak, aby rezonanční frekvence odpovídala tří- až pětinasobku filtrované spínací frekvence, což je běžně udávané orientační rozmezí.



Obrázek 16 - průběh fázového napětí vůči zemi, sondy umístěné před LC filtrem



Obrázek 17 - průběhy dvou fázových napětí vůči středu při sinusovém řízení

8.4 Dosažené výsledky a pohled do budoucna

Jak je vidět ze záznamu z osciloskopu, průběh napětí je velmi podobný sinusovému průběhu. Odlišnost spočívá v trojúhelníkovém tvaru půlvlny, která obsahuje zejména třetí harmonickou a její násobky. Ta je ovšem stejná pro všechny tři fáze, proto se na průběhu proudu a tedy i hlučnosti neprojevuje (proud s frekvencí 3. harmonické se nemůže přes 3fázové vinutí uzavírat). Hlukový projev byl tím pádem v podstatě neznatelný, proto lze tedy tuto metodu považovat za velice perspektivní. Z časových důvodů však byl tento způsob vyzkoušen pouze velice spěšně. Zmíněný frekvenční offset, jímž je řízena otáčivá rychlost motoru je zadáván pomocí 8bitového slova, kdy každý bit je vstupem do příslušného čítače. Navrhované řešení je realizace, kdy bude osmibitová hodnota zadávána pomocí periférií procesoru. V současné době je však offset možné zadávat pouze fyzickým připojením na příslušnou logickou úroveň. Z tohoto důvodu tedy prozatím není možné dosáhnout vyšších rychlostí, protože při ručním přepínání nebylo možné dosáhnout dostatečně rychlého přepnutí více přepínačů najednou. Pohon tak byl vyzkoušen pouze v rychlosti do 100 otáček za minutu.

9 Závěr

Pro vyjasnění problematiky řízení synchronních motorů s permanentními magnety a BLDC motorů jsem v teoretické části shrnul základní informace o vlastnostech, konstrukčním provedení a principu fungování těchto motorů. Poskytnutý popis six-step řízení a vektorového řízení pak utváří nutný základ pro reálnou implementaci těchto způsobů řízení.

Hlavním úkolem bakalářské práce bylo pokusit se realizovat řízení s důrazem na tichý chod pohonu. Práce probíhala jednak s deskami poskytnutými firmou Interdigi, a.s. - EVBTB6585FG a STEVAL-IHM42V1, a zejména pak s přípravkem sestaveným z vývojových desek NUCLEO-X zapůjčených p. Ing. Künzelem. Deska STEVAL-IHM42V1 bohužel vykazovala již od počátku problémy se sériovou komunikací, které nebylo možné odstranit ani po konzultaci s online podporou firmy STMicroelectronics, proto bylo od jejího používání odstoupeno.

Řízení pomocí six-step komutace bylo realizováno na zmíněné dvojici EVBTB6585FG a NUCLEO-X. Jako zdroj nadměrné hlučnosti byly určeny skokové změny proudu při jednotlivých komutačních krocích a zejména deformace pracovního napětí šestou harmonickou pracovní frekvence (viz obrázek č. 10 a 11). Negativní vliv na hlučnost má rovněž malá indukčnost motoru. Složka hluku způsobená spínáním tranzistorů byla potlačena dostatečně vysokou modulační frekvencí. I přes značné snížení hlučnosti oproti výchozímu stavu byl výsledek nevhodný. Nevýhodou byl rovněž omezený rozsah otáček, kdy při zachování napájecího napětí 24 činila maximální rychlost zhruba 1000 otáček za minutu.

Obecně lepších výsledků dosahoval přípravek z desek NUCLEO-X při použití vektorového řízení. Hlavní výhodou oproti six-step řízení byl zřetelně menší odebraný výkon a nižší hodnota hluku. Jak bylo zmíněno v části 7.1.8, při práci na rozběhové sekvenci pro six-step řízení došlo k poškození řídicí desky NUCLEO-X-F302R8. Kvůli této skutečnosti tak bohužel nebylo vektorové řízení realizováno ve svém plném potenciálu. V nerealizovaném plánu bylo vyzkoušet různé modulační frekvence, dosáhnout otáček vyšších než 1000 otáček za minutu, či optimalizovat rozběhovou sekvenci. I tak lze ovšem vektorové řízení realizované na základě softwaru ST Motor Control Workbench považovat za poměrně perspektivní. Závěr z mé strany je tedy doporučení pro dokončení tohoto způsobu řízení.

Posledním zkoušeným způsobem je řízení aproximací sinusového průběhu součinem dvou průběhů obdélníkového tvaru. Tato metoda byla vyhodnocena jako nejvhodnější, s nejvyššími vyhlídkami na budoucí vývoj. Ovládání rychlosti pomocí mikroprocesoru, spolu s dalšími činnostmi

jako měření proudu bylo plánováno realizovat pomocí desky NUCLEO-X. Vzhledem k poškození této desky, které spolu omezenými časovými možnostmi a z toho plynoucí nemožností objednání desky nové, je pokračování práce na tomto řízení předmětem další spolupráce s firmou, případně budoucí závěrečné práce.

10 Seznam použitých zkratk

PMSM – synchronní motor s permanentními magnety

BLDC – bezkartáčový stejnosměrný motor

BEMF – indukované napětí

MCW – Motor Control Workbench

ADC – analogově-digitální převodník

HAL – hardware abstraction level

PWM – pulzně-šířková modulace

11 Seznam použité literatury

- [1] DOC. Ing. Jiří Měřička, C. P. (1973). *Obecná teorie elektrického stroje*. Praha: Nakladatelství technické literatury, n. p.
- [2] Ing. Jaroslav Lepka, I. P. (Listopad 2011). *Použití mikroprocesorů pro řízení pohonů s BLDC motory*. Načteno z Učební texty ke kurzu: http://www.crr.vutbr.cz/system/files/brozura_09_1111.pdf
- [3] Ing. Vít Hlinovský, C. (15. Březen 2015). *Elektricky Komutovaný Motor IV*. Načteno z Učební poklady pro předmět A3B14EPR: http://motor.feld.cvut.cz/sites/default/files/predmety/A3B14EPR/4%20_%20Elektronicky%20komutovany%20motor%20-%20EC.pdf
- [4] Jian Zhao, Y. Y. (July 2011). *AN047*. Načteno z Brushless DC Motor Fundamentals Application Note: <https://www.monolithicpower.com/Portals/0/Documents/Products/Documents/appnotes/Brushless%20DC%20Motor%20Fundamentals.pdf>
- [5] José Carlos Gamazo-Real, E. V.-S.-G. (July 2010). *PMC*. Načteno z Position and Speed Control of Brushless DC Motors Using Sensorless Techniques and Application Trends: <https://www.ncbi.nlm.nih.gov/pmc/articles/PMC3231115/>
- [6] Microchip Jorge Zambada, D. D. (nedatováno). *AN1078*. Načteno z Sensorless Field Oriented Control of a PMSM: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/01078B.pdf>
- [7] NXP. (July 2009). *Industrial Motor Control Part 2*. Načteno z Introduction to ACIM and PMSM Motor Control: https://www.nxp.com/files-static/training_pdf/VFTF09_AZ134.pdf
- [8] Pyrhönen, J. (nedatováno). *PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MACHINE (PMSM)*. Načteno z Electrical Drives: [http://ocw.nthu.edu.tw/ocw/upload/124/news/\[電動機械L14補充教材\]LUT_PERMANENT%20MAGNET%20SYNCHRONOUS%20MACHINE.pdf](http://ocw.nthu.edu.tw/ocw/upload/124/news/[電動機械L14補充教材]LUT_PERMANENT%20MAGNET%20SYNCHRONOUS%20MACHINE.pdf)
- [9] Shiyong Lee, P. (nedatováno). *kves.uniza.sk*. Načteno z THE COMMUTATION METHODS FOR THE THREE-PHASE PERMANENT MAGNET BRUSHLESS DC MOTOR: <http://www.kves.uniza.sk/kvesnew/dokumenty/EP2/BLDC.pdf>
- [10] STMicroelectronics. (July 2007). *AN1946 APPLICATION NOTE*. Načteno z SENSORLESS BLDC MOTOR CONTROL AND BEMF SAMPLING METHODS WITH ST7MC: http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/application_note/aa/b4/69/3f/75/58/4a/a1/CD00020086.pdf/files/CD00020086.pdf/jcr:content/translations/en.CD00020086.pdf
- [11] STMicroelectronics. (January 2013). *AN4220 Application note*. Načteno z Sensorless six-step BLDC commutation: http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/application_note/26/42/24/a5/f4/7c/4b/90/DM00072008.pdf/files/DM00072008.pdf/jcr:content/translations/en.DM00072008.pdf
- [12] STMicroelectronics. (September 2015). *UM1946 User manual*. Načteno z Getting started with the X-CUBE-SPN7, 3-phase DC motor driver software expansion for STM32Cube: http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/user_manual/9a/40/8c/02/c1/df/4b/95/DM00226708.pdf/files/DM00226708.pdf/jcr:content/translations/en.DM00226708.pdf

- [13] STMicroelectronics. (September 2016). *UM1052 User manual*. Načteno z STM32F PMSM single/dual FOC SDK v4.3:
http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/user_manual/5e/5e/d2/cb/07/35/45/a6/CD00298474.pdf/files/CD00298474.pdf/jcr:content/translations/en.CD00298474.pdf
- [14] STMicroelectronics. (November 2016). *UM2124 User manual*. Načteno z Getting started with the six-step firmware library for STM32 Nucleo boards based on STM32F microcontrollers:
http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/user_manual/group0/90/b6/9f/0c/50/c1/47/1d/DM00334922/files/DM00334922.pdf/jcr:content/translations/en.DM00334922.pdf
- [15] TexasInstruments. (July 2013). *Application Report*. Načteno z Sensorless Trapezoidal Control of BLDC Motors: <http://www.ti.com/lit/an/sprabq7a/sprabq7a.pdf>
- [16] ON Semiconductor. (July 2013). *LB11683H*. Three-Phase Sensorless Motor Driver:
http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/on_semiconductor2/LB11683H-D.PDF

12 Seznam použitých obrázků

Obrázek 1 – Provedení SM-PMSM - d, provedení I-PMSM - b, c. Převzato z [13]	12
Obrázek 2 - třífázový invertor	13
Obrázek 3 - průběhy napětí a proudů při six-step komutaci.....	15
Obrázek 4 - Clarkova transformace – přechod mezi dvěma soustavami.....	18
Obrázek 5 - Parkova transformace – přechod mezi dvěma soustavami	19
Obrázek 6 - blokové schéma vektorového řízení	20
Obrázek 7 - náhradní schéma jedné fáze.....	21
Obrázek 8 - blokové schéma state observeru	21
Obrázek 9 - provedení používaného PMSM motoru.....	23
Obrázek 10 - záznam z osciloskopu při six-step řízení kanál 1 – fázové napětí vůči středu kanál 2 – průběh hluku.....	25
Obrázek 11 - záznam z osciloskopu při six-step řízení kanál 1 – fázové napětí vůči středu kanál 2 – průběh hluku.....	25
Obrázek 12 - blokové schéma obvodu LB11683H	26
Obrázek 13 – záznam z osciloskopu při analogovém řízení kanál 1 – průběh napětí kanál 2 – průběh hluku.....	27
Obrázek 14 - průběh napětí s vyznačenými průchody BEMF nulou.....	28
Obrázek 15 - záznam z osciloskopu při six-step řízení kanál 1 – fázové napětí vůči středu kanál 2 – průběh hluku.....	33
Obrázek 16 - průběh fázového napětí vůči zemi, sondy umístěné před LC filtrem	36
Obrázek 17 - průběhy dvou fázových napětí vůči středu při sinusovém řízení.....	36