



ZÁPADOČESKÁ
UNIVERZITA
V PLZNI

FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ
KATEDRA MATERIÁLŮ A TECHNOLOGIÍ

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Vektorové řízení PMSM s využitím čidel s nízkým rozlišením

AUTOR PRÁCE: Bc. Kamil Vecko
VEDOUcí PRÁCE: Ing. Antonín Glac

PLZEŇ 2022

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

Fakulta elektrotechnická

Akademický rok: 2021/2022

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(projektu, uměleckého díla, uměleckého výkonu)

Jméno a příjmení: **Bc. Kamil VECKO**
Osobní číslo: **E19N0016P**
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Komerční elektrotechnika**
Téma práce: **Vektorové řízení PMSM s využitím čidel s nízkým rozlišením**
Zadávací katedra: **Katedra materiálů a technologií**

Zásady pro vypracování

Cílem práce je implementovat vektorové řízení PMSM v rámci testovacího standu a ověřit jeho vlastnosti při použití čidel s nízkým rozlišením (inkrementální čidlo polohy nebo shunt odpory pro měření proudu). Software bude vytvořen jako součást modulárního celku pro další vývoj.

1. Teoreticky popište principy vektorového řízení PMSM a typy čidel proudu a polohy s vysokým i nízkým rozlišením.
2. Implementujte vektorové řízení PMSM na testovacím standu.
3. Implementujte algoritmy pro zvýšení přesnosti měření proudu a polohy.
4. Experimentálně ověřte vlastnosti pohonu a vyhodnoťte vliv použití čidel s nízkým rozlišením.

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

Seznam doporučené literatury:

Zeman, K.: Automatická regulace pohonů, výtah z přednášek, Fakulta elektrotechnická ZČU v Plzni, 2013.
Zeman, K., Peroutka, Z., Janda M.: Automatická regulace pohonů s asynchronními motory, Západočeská univerzita v Plzni, 2004.

Vedoucí diplomové práce: **Ing. Antonín Glac**
Research and Innovation Centre for Electrical
Engineering

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



L.S.

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

Doc. Ing. Aleš Hamáček, Ph.D.
vedoucí katedry

Abstrakt

Předkládaná diplomová práce se zabývá implementací vektorového řízení s redukováným počtem senzorů za použití mikrokontroléru Aurix TC233. Pro měření fázových proudů je využit pouze jeden bočník umístěný ve stejnosměrném meziobvodu střídače. Z toho důvodu je značná část zaměřena na generaci PWM a časování vzorkování proudu. Pro měření polohy je využito Hall senzorů, které poskytují novou informaci o poloze pouze každých 60° . Proto je za účelem zvýšení přesnosti poloha extrapolována a ověřena referenčním analogovým senzorem.

Klíčová slova

vektorové řízení, Hallův senzor, PMSM, extrapolace polohy

Abstract

Vecko, Kamil . *Field oriented control of PMSM using low resolution sensors* [*Vektorové řízení PMSM s využitím čidel s nízkým rozlišením*]. Pilsen, 2022. Master thesis (in Czech). University of West Bohemia. Faculty of Electrical Engineering. Department of Materials and Technology. Supervisor: Ing. Antonín Glac

The main objective of this thesis is to implement field-oriented control with a reduced number of sensors or their precision using Aurix TC233 microcontroller. Only one shunt resistor is used for measuring current. Therefore, the focus is put on verifying PWM generation and current sampling. For position sensing, Hall sensors are used. Hall sensors provide only limited information about the rotor's position, to make up for that, the position extrapolation algorithm is implemented and verified using an analogue reference sensor.

Keywords

field oriented control, hall sensor, permanent magnet synchronous machine, PMSM, position extrapolation, vector control, single shunt

Prohlášení

Předkládám tímto k posouzení a obhajobě diplomovou práci zpracovanou na závěr studia na Fakultě elektrotechnické Západočeské univerzity v Plzni.

Prohlašuji, že jsem svou závěrečnou práci vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové 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 diplomové 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 jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujícího autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 270 trestního zákona č. 40/2009 Sb.

Také prohlašuji, že veškerý software, použitý při řešení této diplomové práce, je legální.

V Plzni dne 26. května 2022

Bc. Kamil Vecko



.....
Podpis

Poděkování

Tímto bych rád poděkoval společnosti ZF Engineering Plzeň za možnost zpracování diplomové práce, poskytnutí materiálního vybavení, ale zejména za nespočet konzultací a udělených rad. Dále bych rád poděkoval vedoucímu diplomové práce Ing. Antonínu Glacovi.

Obsah

Seznam použitých symbolů a zkratek	vi
Úvod	1
1 Teoretický úvod	2
1.1 Vektorové řízení	2
1.2 Měření proudu	5
1.2.1 Měření proudu pomocí tří bočníků	6
1.2.2 Měření proudu pomocí dvou bočníků	7
1.2.3 Měření proudu pomocí jednoho bočníku	7
1.3 Senzory polohy	9
1.3.1 Indukční senzory polohy	9
1.3.2 Optoelektronické senzory polohy	10
1.3.3 Magnetické senzory polohy	13
1.4 Autosar	15
2 Realizace	18
2.1 CCU6	19
2.2 SVPWM	21
2.3 Vzorkování	24
2.4 Extrapolace polohy	28
2.4.1 Extrapolace na základě rozvinutí Taylorova polynomu	31
2.4.2 Vector tracking observer	32
3 Závěr	38
Seznam použité literatury	39
Seznam obrázků	43
Seznam tabulek	45

Seznam použitých symbolů a zkratek

<i>AUTOSAR</i>	AUTomotive Open System ARchitecture	[–]
<i>AlNiCo</i>	Slitina hliník, nikl, kobalt	[–]
<i>Ba</i>	Baryum	[–]
<i>BSW</i>	Basic software	[–]
<i>CPR</i>	Counts per revolution – počet pulzů za otáčku	[–]
<i>DPS</i>	Deska plošných spojů	[–]
<i>ECU</i>	Electronic control unit	[–]
<i>EMF</i>	Elektromotorické napětí	[V]
H_c	Koercivita	[–]
<i>HW</i>	Hardware	[–]
<i>LED</i>	Light emitting diode	[–]
<i>LSB</i>	Least significant bit	[–]
<i>MCAL</i>	Microcontroller abstraction layer	[–]
<i>MCU</i>	Microcontroller unit	[–]
<i>Nd</i>	Neodym	[–]
<i>PMSM</i>	Synchronní motor s permanentními magnety	[–]
<i>PWM</i>	Pulzně šířková modulace	[–]
<i>Pt – Co</i>	Platina-kobalt	[–]
R_H	Hallovo konstanta	[–]
<i>RTE</i>	Runtime environment	[–]
<i>Sm</i>	Samarium	[–]
<i>SVPWM</i>	Space vector pulse width modulation	[–]
<i>SVM</i>	Space vector modulation	[–]
<i>SW</i>	Software	[–]
T_{CRIT}	Kritická doba trvání signálu	[s]
T_{DT}	Zpoždění sepnutí tranzistoru	[s]
T_{PD}	Zpoždění řídicích obvodů tranzistorů	[s]
T_r	Zpoždění z důvodu rychlosti přeběhu	[s]
T_S	Zpoždění z důvodu času ustálení	[s]
$T_{S \& H}$	Zpoždění AD převodníku	[s]
U_H	Hallovo napětí	[V]
δ	Úhel mezi polem statoru a fázorem proudu	[rad]
ω_r	Úhlová rychlost pole rotoru	[rad/s]

Úvod

Předkládaná práce je zaměřena na vektorové řízení synchronního motoru s permanentními magnety při měření proudu ve fázích motoru pomocí jednoho bočníku a měření polohy rotoru pomocí senzoru s nízkým rozlišením - konkrétně Hall senzorem, který poskytuje rozlišení 60° . Motivací pro takovéto řešení jsou značné ekonomické úspory na každý vyrobený kus, a to zejména porovnáme-li vynaložené náklady na senzor, jakým je například inkrementální snímač otáček, v porovnání se jednoduchým Hall senzorem. Využití pouze jednoho bočníku má své opodstatnění vezmeme-li v potaz další součástky zapojené do obvodu, které slouží pro filtraci, zesílení a obecně zpracování signálu, které mohou být kompletně eliminovány. Redukce senzorů ale přináší větší složitost při řízení a realizace je podmíněna přizpůsobením implementace řešení. To je rozebráno v této diplomové práci.

1 Teoretický úvod

Synchronní motor s permanentními magnety (PMSM) je střídavý točivý elektrický stroj, jehož budící vinutí pro generování magnetického pole rotoru je nahrazeno permanentními magnety. Použitím permanentních magnetů pro vytvoření magnetického pole jsou eliminovány ztráty vznikající v budícím vinutí, nicméně z důvodu vířivých proudů a vodivosti permanentních magnetů nejsou ztráty na straně rotoru nulové. [1] Jako materiály pro výrobu permanentních magnetů byly nejprve používány uhlíkaté a chromové ocele, slitiny AlNiCo a magneticky tvrdé ferity (Ba, Pt-Co), zásadním pro PMSM však byl nástup magnetů na bázi vzácných zemin jako samarium (Sm) a zejména neodym (Nd), které mají lepší magnetické vlastnosti, zejména pak odolnost proti demagnetizaci díky vysoké hodnotě koercitivity H_c [2]. Nevýhodou buzení pomocí permanentních magnetů je malá odolnost proti korozi a teplotní závislost magnetů, kdy při vysokých teplotách dochází ke ztrátě magnetických vlastností. Při povrchové montáži magnetů má stroj větší vzduchovou mezeru. Další nevýhodou může být stálá přítomnost budícího pole, problematické odbuzování a s ním spojená klesající účinnost. PMSM nabízí větší měrný výkon vztahený k jednotce objemu stroje a jednodušší konstrukci a údržbu. Jako nevýhodu, která se však netýká parametrů stroje, ale jeho vyrobitelnosti, lze zmínit dostupnost vzácných zemin a rozložení světových nalezišť.

1.1 Vektorové řízení

Moderním způsobem řízení vhodným zejména pro dynamicky zatěžované pohony je vektorové řízení, které využívá možnosti řízení parametrů proudů ve fázích statoru, a to nejen jejich amplitudu a frekvenci, ale hlavně fázový posun. Díky tomu můžeme udržovat úhel 90° mezi magnetickým polem statoru a rotoru, kdy je moment stroje nejvyšší. Využívá se oddělení dvou složek statorového proudu na složku, která vytváří magnetický tok (tzv. tokotvorná složka) a složku, která vytváří točivý moment (tzv. momentotvorná složka). [3]

Vyjdeme z proudů tekoucích třífázovým vinutím statoru vzájemně posunutých o 120° elektrických [4]:

$$i_a = i_s \cdot \sin(\omega_r \cdot t + \delta) \quad (1.1)$$

$$i_b = i_s \cdot \sin(\omega_r \cdot t + \delta - \frac{2\pi}{3}) \quad (1.2)$$

$$i_c = i_s \cdot \sin(\omega_r \cdot t + \delta + \frac{2\pi}{3}) \quad (1.3)$$

kde ω_r je rychlost pole rotoru a δ je úhel mezi polem statoru a fázorem proud statoru.

Clarkova transformace se využívá k převodu z tříosého souřadného systému i_a, i_b, i_c na dvouosý souřadnicový stacionární systém i_α, i_β za pomoci následujících rovnic:

$$i_\alpha = \frac{2}{3}i_a - \frac{1}{3}(i_b - i_c) \quad (1.4)$$

$$i_\beta = \frac{2}{\sqrt{3}}(i_b - i_c) \quad (1.5)$$

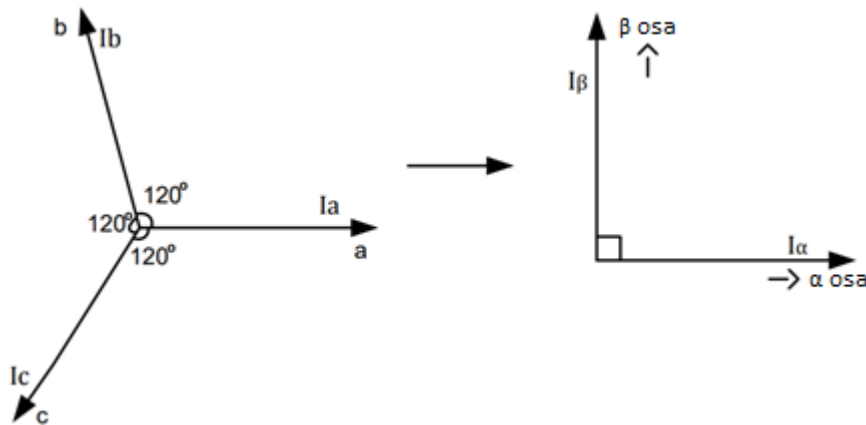
V případě amplitudové invariantnosti je při transformaci násobeno konstantou $\frac{2}{3}$, v případě výkonově invariantní transformaci pak konstantou $\sqrt{\frac{2}{3}}$.

Pokud položíme i_α rovné i_a a zároveň není vyvedený střed vinutí a tedy platí, že $i_a + i_b + i_c = 0$ můžeme psát rovnice 1.4 a 1.7 v následujícím tvaru:

$$i_\alpha = i_a \quad (1.6)$$

$$i_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_a + 2i_b) \quad (1.7)$$

Transformace z tříosého stacionárního souřadného systému na dvouosý stacionární souřadnicový systém je znázorněna na obrázku 1.1.



Obrázek 1.1: Clarkova transformace [5]

Pro zpětnou Clarkovu transformaci platí následující rovnice [5]:

$$V_a = V_\alpha \quad (1.8)$$

$$V_b = \frac{-V_\alpha + \sqrt{3}V_\beta}{2} \quad (1.9)$$

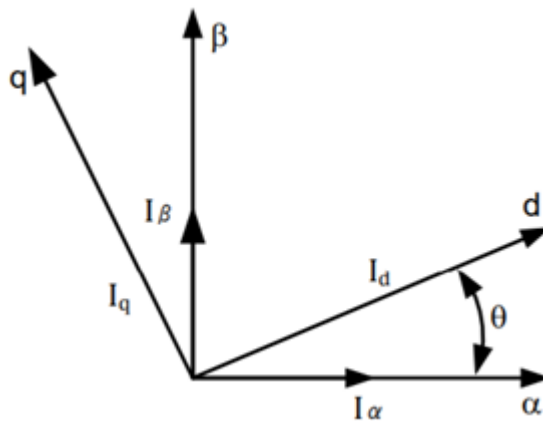
$$V_c = \frac{-V_\alpha - \sqrt{3}V_\beta}{2} \quad (1.10)$$

Pro transformaci z dvousého stacionárního souřadnicového systému do dvousého rotačního souřadnicového systému se využívá Parkovy transformace. Souřadná soustava svázaná s polohou rotoru je vhodná pro synchronní stroje, kde je rotorový tok přímo dán polohou rotoru (proto také označován jako rotorový souřadný systém spojený s rotorem motoru, který se otáčí elektrickou úhlovou rychlostí ω_e).

$$i_d = i_\alpha \cos \theta + i_\beta \sin \theta \quad (1.11)$$

$$i_q = i_\beta \cos \theta - i_\alpha \sin \theta \quad (1.12)$$

kde i_d a i_q jsou hodnoty tokotvorného a momentotvorného proudu v rotujícím souřadném systému a θ je úhel natočení soustavy $\alpha\beta$ vůči soustavě dq .



Obrázek 1.2: Parkova transformace [5]

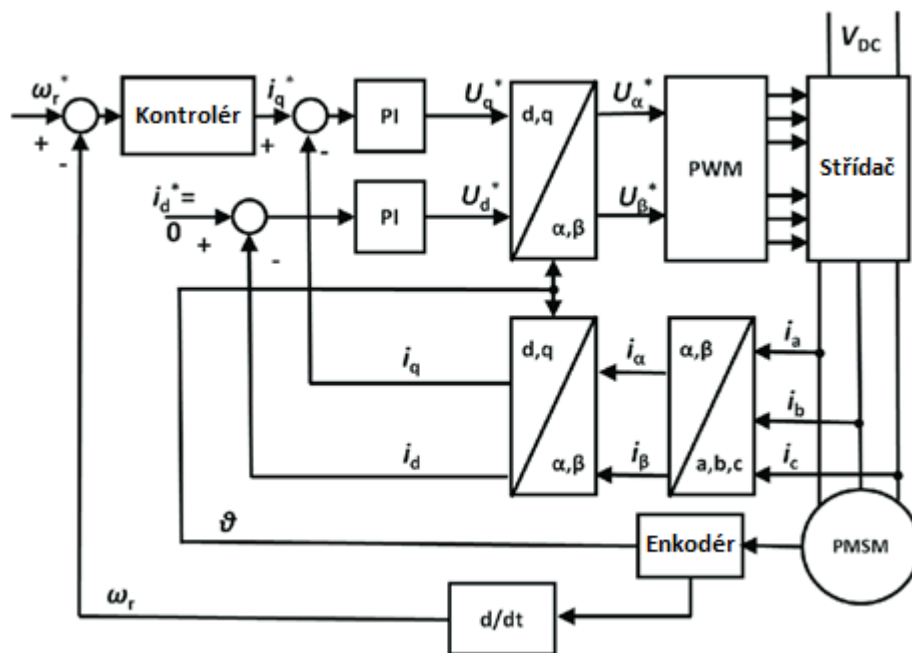
Pro přechod z rotujícího dvousého souřadnicového systému na stacionární dvousý systém se využívá inverzní Parkovy transformace, která je dána rovnicemi:

$$V_\alpha = V_d \cos \theta - V_q \sin \theta \quad (1.13)$$

$$V_\beta = V_q \cos \theta + V_d \sin \theta \quad (1.14)$$

kde V_α , V_β jsou napětí ve stacionárním souřadném systému a V_d , V_q jsou napětí v rotačním souřadném systému.[5]

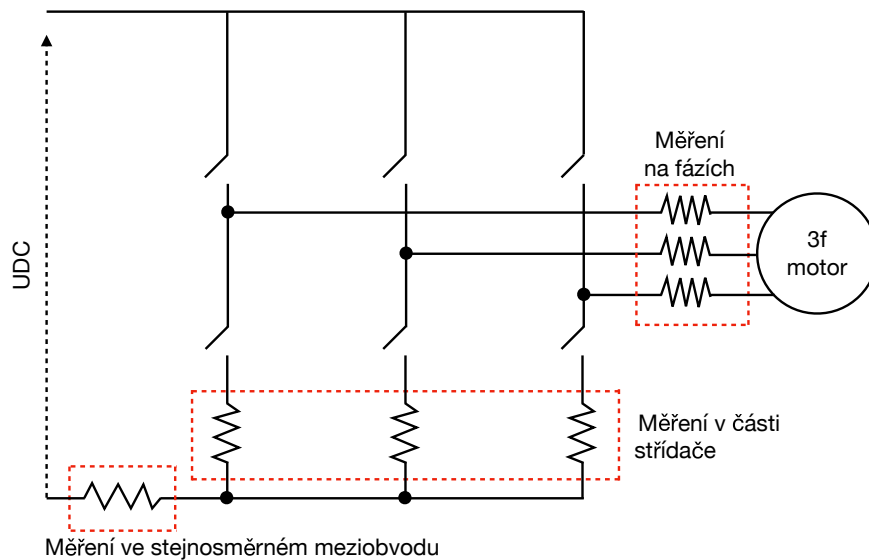
Na obrázku 1.3 je vyobrazeno typické blokové schéma vektorového řízení sestávající se z kontroléru, regulátorů, bloku pulzně šířkové modulace, střídače a transformačních bloků. Pro řízení je nutné zavést zpětnou vazbu pro proudy ve fázích motoru a pozici rotoru. Způsoby jejich měření či odhadu jsou popsány v kapitole 1.2, respektive 1.3.



Obrázek 1.3: Blokové schéma vektorového řízení PMSM [6]

1.2 Měření proudu

Přesné měření proudu ve fázích motoru je důležité pro omezení zvlnění točivého momentu (torque ripple), zachování co nejvyšší účinnosti a omezení hlučnosti motoru. Měření proudu je provedeno připojením bočníku do obvodu. Za předpokladu, že střed vinutí není vyveden, platí dle prvního Kirchhoffova zákona o proudech v uzlu následující rovnice pro proudy ve fázích statoru $i_a + i_b + i_c = 0$. Z toho vyplývá, že při znalosti proudu ve dvou fázích je možné proud ve třetí fázi dopočítat. Není tedy nutné měření proudů ve všech fázích a připojení dvou bočnicků na fáze motoru nebo v části střídače je dostatečné. Možné umístění bočnicků je znázorněno na obrázku 1.4. Dalším způsobem měření proudu, který dále redukuje počet použitých bočnicků, je za pomoci bočnicku umístěného ve stejnosměrném meziobvodu. [7]

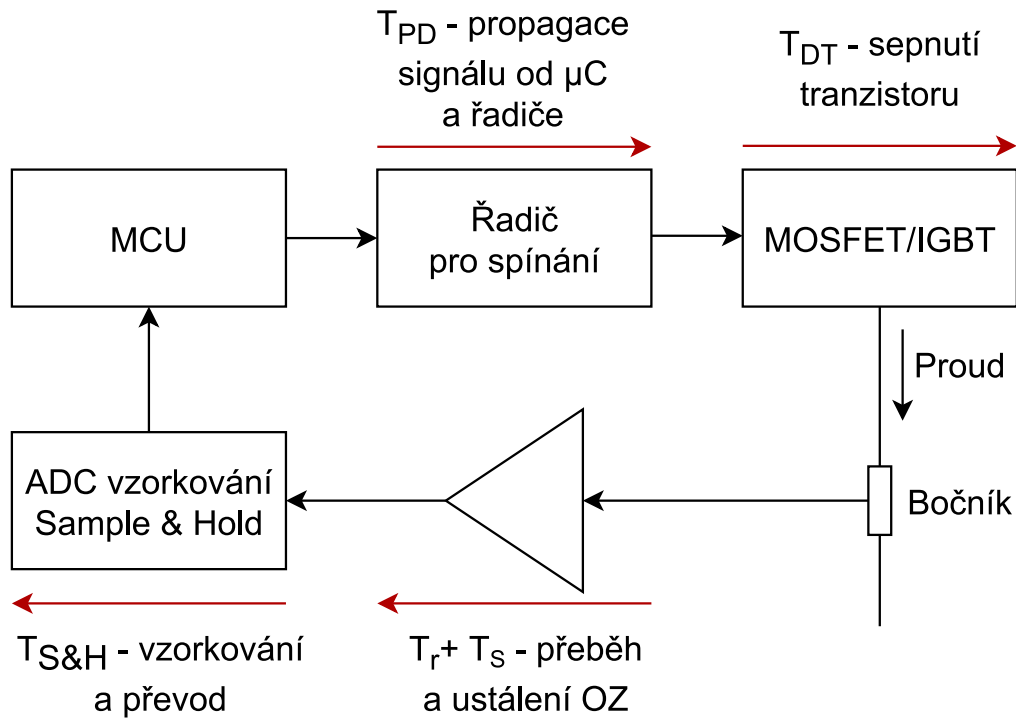


Obrázek 1.4: Možné umístění bočnicku pro měření proudu (překresleno z [7])

Hlavním důvodem pro použití pouze jednoho bočnicku jsou ekonomické úspory. Tímto způsobem měření proudu je redukován nejen počet bočníků, ale zároveň obvodů s tím spojených, jako jsou diferenční zesilovače. Díky tomu také odpadá nutnost oddělené kalibrace těchto obvodů, které by jinak měly díky nedokonalým součástkám rozdílný zisk a offset. [8]

1.2.1 Měření proudu pomocí tří bočníků

Měření proudu za pomoci tří bočníků umožňuje použití pomalejších měřících obvodů. Při měření proudu dochází v měřícím obvodu ke zpoždění a v případě malé střídy by stav sepnutí tranzistorů, kdy má být proud měřen, mohl trvat příliš krátkou dobu. Střída v daném PWM cyklu tedy musí být dostatečně velká, aby signál trval déle než minimální dobu potřebnou ke změření. Zpoždění, ke kterým v obvodu dochází, jsou znázorněné na obrázku 1.5. K prvnímu zpoždění dochází u propagace signálu od mikrokontroléru a signálu řadiče, který ovládá spínání tranzistorů, a trvá dobu T_{PD} . Poté následuje zpoždění dobou sepnutí tranzistorů T_{DT} , doba závislá na rychlosti přeběhu a ustálení signálu operačního zesilovače $T_r + T_s$ a nakonec doba potřebná pro vzorkování a převod AD převodníku $T_{S \& H}$. Doba trvání stavu T , kdy má být signál pro danou fázi měřen, musí být delší než součet všech zpoždění $T_{CRIT} = T_{PD} + T_{DT} + T_r + T_s + T_{S \& H}$. [7] Při využití tří bočníků je možné v případě malé střídy a krátkého trvání signálu pro jednu fázi vybrat právě ty dva signály, které mají nejdelší dobu trvání, a na základě výsledku měření dopočítat proud třetí fáze dle prvního Kirchhoffova zákona.



Obrázek 1.5: Zpoždění, ke kterým dochází před měřením proudu [7]

1.2.2 Měření proudu pomocí dvou bočníků

Jak vyplývá z předchozího textu, použitím dvou bočníků je omezen počet použitých součástek, ale zvýšeny nároky na rychlost měřícího obvodu. Proud může být měřen pouze v dobu, kdy je daná část obvodu sepnutá a protékána proudem, a proto tato doba nesmí být příliš malá. Dále je zvýšen požadavek na výpočet pro dopočtení proudu třetí fázi.[7]

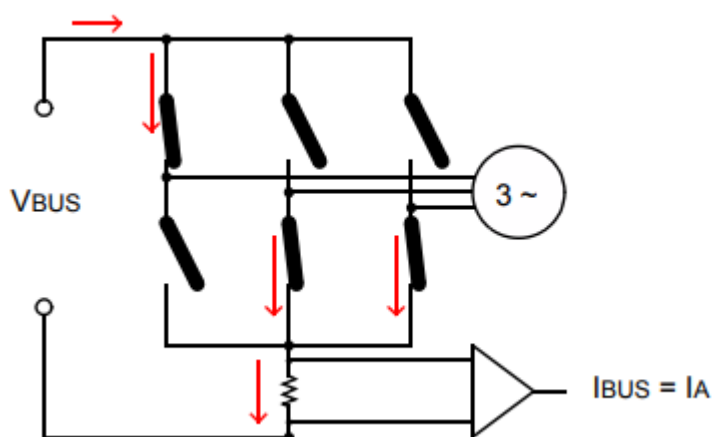
1.2.3 Měření proudu pomocí jednoho bočníku

Největší úspory součástek je dosaženo při měření proudu pomocí jednoho bočníku umístěného na sběrnici, kterou protékají proudy všech tří fází. V tomto případě je ale zároveň složitost měření největší z důvodu časování. V každé PWM periodě musí dojít ke dvěma přerušením AD převodníku a vzorkování proudu.[8] Dle stavu sepnutí tranzistorů střídače může být vyhodnoceno, jaký proud sběrnici právě prochází. Jednotlivé stavy jsou znázorněny v tabulce 1.1. Index tranzistoru T značí umístění horní (H) nebo dolní (D) následované označením fáze (A, B, C). Tranzistory pracují v komplementárním režimu, nemůže tedy dojít k otevření (stav 1) obou tranzistorů ve větvi a následnému zkratu nebo naopak zavření (stav 0) obou tranzistorů. Tyto stavy nejsou v tabulce uvedeny stejně jako stavy, kdy neprotéká žádný proud.

T_{HA}	T_{HB}	T_{HC}	T_{LA}	T_{LB}	T_{LC}	I
1	0	0	0	1	1	$+I_a$
0	1	0	1	0	1	$+I_b$
0	0	1	1	1	0	$+I_c$
0	1	1	1	0	0	$-I_a$
1	0	1	0	1	0	$-I_b$
1	1	0	0	0	1	$-I_c$

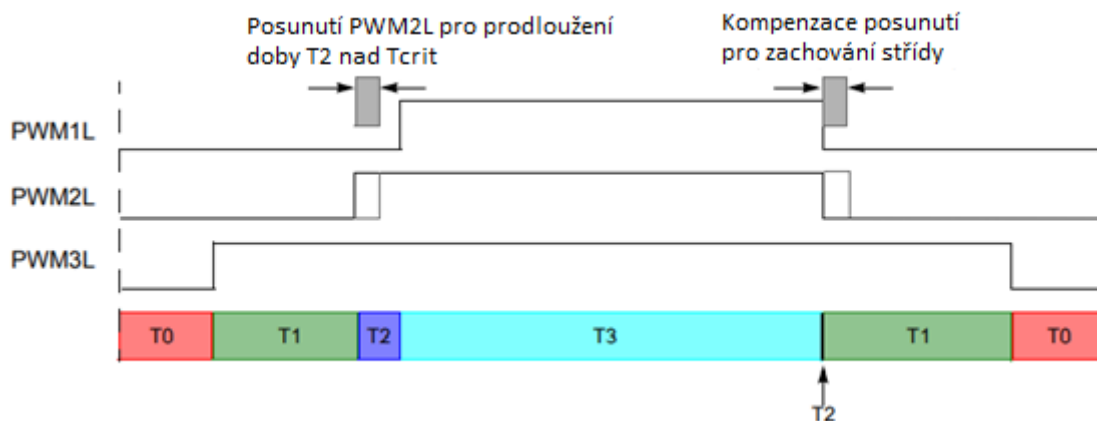
Tabulka 1.1: Stavby sepnutí tranzistorů a proud tekoucí bočником [8].

Tok proudu pro první řádek tabulky 1 je znázorněn na obrázku 1.6. Tranzistory T_{HA} , T_{LB} , T_{LC} jsou sepnuty, ostatní tranzistory jsou v nevodivém stavu (komplementární režim). Proud protékající bočником je proud protékající fází A I_a . Obdobně se určí proud tekoucí bočником pro všechny spínací kombinace z tabulky 1.1.



Obrázek 1.6: Tok proudu střídačem a proud protékající bočником pro stav $T_{HA} = 1$, $T_{HB} = 0$, $T_{HC} = 0$ (převzato z [8]).

Během stejné PWM periody musí dojít k dalšímu měření při sepnutí tranzistorů, které zajistí protékání proudu jiné fáze bočником. Následně může být proud třetí fáze dopočítán dle Kirchhoffova zákona. Při měření může opět dojít k problému, kdy doba T vhodná pro měření proudu je kratší než T_{CRIT} . To může nastat při velmi vysoké střídě nebo při velmi podobné střídě jednotlivých fází. Dále je tato doba zkrácena o prodlevu, kdy jsou oba tranzistory pro jednu fázi při změně stavu v rozepnutém stavu (dead time), aby se předešlo zkratu. [8] V neposlední řadě je ovlivněna samotnou frekvencí PWM. Řešením je posunutí aktivní části PWM v rámci periody. Na obrázku 1.7 je znázorněna původně symetrická PWM a posunutí $PWM2L$ doleva tak, aby se doba $T2$ v první polovině periody prodloužila nad dobu T_{CRIT} . Protože musela být zachována střída, došlo zároveň ke zkrácení doby $T2$ v druhé polovině periody. To však není problém, protože jsou proudy měřeny pouze v první polovině.[8] Dalším způsobem může být asymetrická PWM, kde je PWM pro fázi s nejvyšší střídou zarovnána na samý začátek periody a dalším fázím je nastaveno odsazení od začátku periody.



Obrázek 1.7: Posunutí PWM2L (převzato z [8]).

1.3 Senzory polohy

Pro efektivní řízení motoru je potřeba znát polohu rotoru, respektive magnetického pole vytvořeného permanentními magnety rotoru, aby bylo možné udržovat maximální točivý moment, kterého je dosaženo při úhlu 90° mezi magnetickými toky statoru a rotoru. Z toho vyplývá důležitost přesnosti snímání či odhadu polohy rotoru. Při malé přesnosti dochází ke snížení účinnosti a zvlnění točivého momentu (torque ripple) stroje. [9] Polohu rotoru je možné stanovit i bez použití senzorů, například na základě indukovaného napětí (EMF) do nenapájené fáze. Použití senzorů může dle typu senzoru zvýšit přesnost či spolehlivost stanovení polohy rotoru, snížit komplexitu stanovení polohy, ale ovlivňuje konstrukci motoru a přidává další obvody nutné pro řízení. Senzory polohy lze dělit na analogové využívající změny odporu, indukčnosti, kapacity, napětí a dalších veličin, a na číslicové, kde je změna polohy vyjádřena digitálním číslem. Poloha může být změřena absolutně (kódovaný impuls), anebo přírůstkově (inkrementálně), kdy se impulsy počítají v čítači. Senzory lze dále dělit do kategorií na základě fyzikálního principu, který využívají:

- indukční senzory polohy,
- optoelektronické senzory polohy,
- magnetické senzory polohy. [10]

1.3.1 Indukční senzory polohy

Příkladem senzoru využívajícího indukce je resolver. Resolver je analogový senzor měřící absolutní úhel natočení rotoru. Podle jeho konstrukce (viz obrázek 1.8) se dá označit za rotační transformátor. Díky absenci elektronických součástek je vhodný pro přesné měření v prostředí

s vysokou teplotou, nečistotami, radiací a vibracemi. Resolver tvoří vinutí rotoru, referenční vinutí statoru a dvě vinutí statoru navzájem pootočená o 90° (sinové vinutí a kosinové vinutí). Referenční vinutí statoru je napájeno střídavým napětím, které indukuje napětí do sinového a kosinového vinutí. Revolvery je také možné napájet do rotoru a ze statoru odebírat napětí.[9] Napětí v sinovém a kosinovém vinutí je:

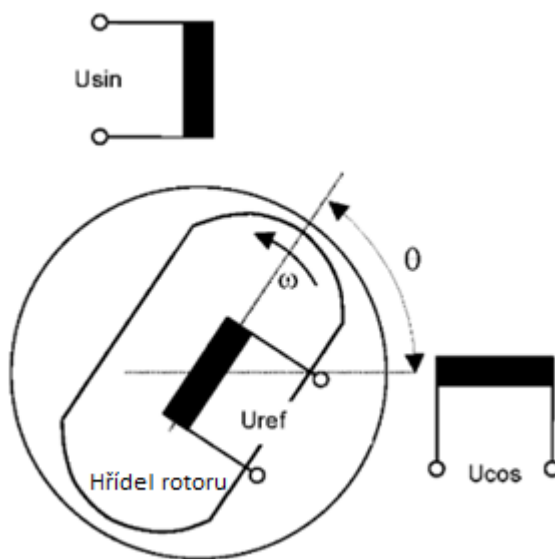
$$V_{sin} = k \cdot U \cdot \sin(\theta) \cdot \cos(\omega_{ex} \cdot t) \quad (1.15)$$

$$V_{cos} = k \cdot U \cdot \cos(\theta) \cdot \cos(\omega_{ex} \cdot t) \quad (1.16)$$

kde ω_{ex} je frekvence napájeného referenčního vinutí, k je převod transformátoru a U je amplituda napětí. [9]

Hodnota napětí a fáze na sinovém a kosinovém vinutí se mění dle polohy rotoru. Ze znalosti poměru těchto dvou napětí lze dopočítat úhel natočení rotoru dle vztahu 1.17[11]:

$$\theta = \tan^{-1} \frac{k \cdot U \cdot \sin(\theta) \cdot \cos(\omega_{ex} \cdot t)}{k \cdot U \cdot \cos(\theta) \cdot \cos(\omega_{ex} \cdot t)} \quad (1.17)$$

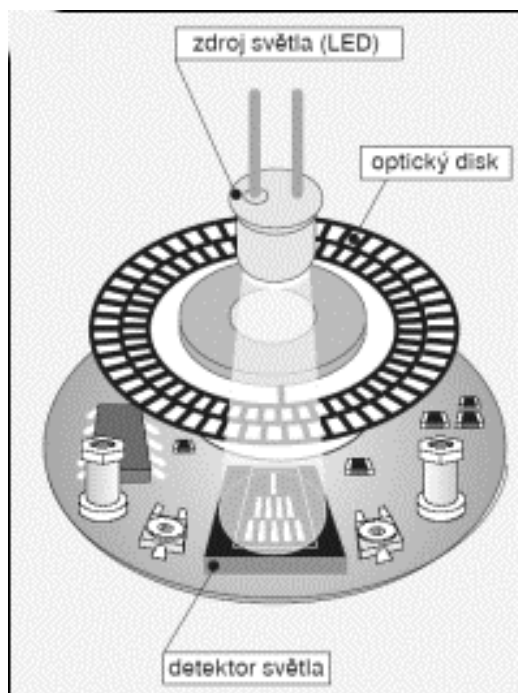


Obrázek 1.8: Konstrukce resolveru (převzato z [9]).

1.3.2 Optoelektronické senzory polohy

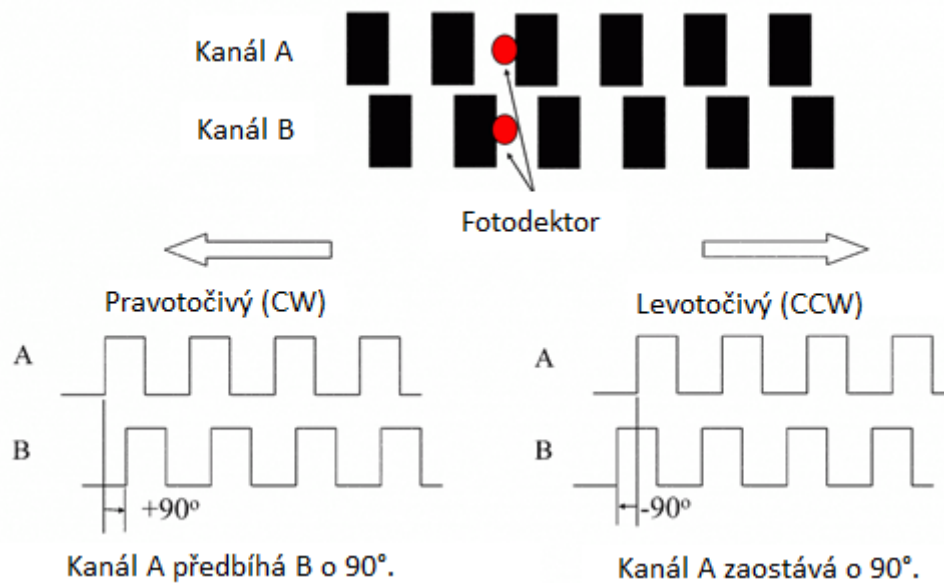
Zástupcem optoelektronických senzorů polohy je rotační inkrementální snímač otáček též označován jako enkodér. Enkodér je tvořen diskem, zdrojem a detektorem světla (například LED a fototranzistor) a čítačem. Disk, který se otáčí společně s rotorem, je vybaven dvěma sadami otvorů, které mají odlišnou vzdálenost od středu otáčení a označují se jako kanál A a kanál B.

Úkolem těchto otvorů je clonění a propouštění paprsků světla, a tedy vytváření o 90° navzájem posunutých pulzů, které jsou zaznamenány fotodetektorem a sčítány čítačem. V jiném provedení enkodéru mohou být otvory nahrazeny odraznými a neodraznými ploškami.[12] V závislosti na hodnotě čítače a znalosti počtu světlo propustných otvorů (pulzů za jedno otočení rotoru) je možné určit polohu rotoru. Po dokončení jedné celé obrátky dochází k přetečení a resetování čítače.[13]



Obrázek 1.9: Konstrukce inkrementálního snímače otáček (převzato z [12]).

Využití dvou sad otvorů, které jsou vzájemně posunuty, umožňuje detekovat směr rotace na základě posloupnosti pulzů. Enkodéry s vysokým počtem pulzů (CPR – counts per revolution) vyžadují využití rychlého čítače. Inkrementální enkodér poskytuje informaci o relativní poloze. Pro určení polohy rotoru je nutné znát počáteční polohu. K tomuto účelu může být disk enkodéru vybaven světlo propustným otvorem mimo dráhu kanálů A a B tvořící nulový kanál. Pulz vytvořený průchodem světla tímto otvorem udává referenční nulovou polohu hřídele enkodéru. Z důvodu využití toku světla pro určení polohy jsou optoelektronické senzory náchylné na vnik prachu a dalších nečistot.[14]



Obrázek 1.10: Pulzy inkrementálního snímače otáček (převzato z [12]).

Nutnost znalosti výchozí polohy nebo průchodu referenčním bodem je odstraněna u absolutních rotačních enkodérů. Světlo propustné otvory mají takové uspořádání, aby každý úhel natočení disku (v rámci rozlišení) generoval jedinečný kód na základě kombinace impulzů, který je přiřazen úhlu natočení rotoru. Rozlišení je dáno počtem kanálů (drah) a udává počet bitů enkodéru. Absolutní enkodéry využívají dvou typů kódování. Prvním je standardní binární kódování, které je zejména při vysokém rozlišení enkodéru náchylné na generování hazardních stavů. Při přechodu z jednoho stavu na následující může z důvodu nedokonalého provedení disku nebo odrazu světla krátce nastat neočekávaný stav. Ošetření hazardních stavů má za úkol elektronika enkodéru. Absolutní rotační enkodéry mají zpravidla signál synchronizovaný s hodinovým signálem odvozeným od rychlosti otáčení.[12] Za účelem omezení vzniku hazardních stavů při změně stavů byl zaveden binární Grayův kód. Principem Grayova kódu je vhodnější uspořádání světlo propustných otvorů v rámci kanálů (drah) tak, aby při změně stavu došlo ke změně právě jednoho bitu. Takovéto přeskupení zároveň zvýší dobu trvání pulzu generovaného z nejvzdálenějšího kanálu od středu disku (LSB) na dvojnásobek. To umožňuje nejen omezení chyb, ale také navýšení maximální rychlosti, při které je enkodér stále schopen spolehlivě určovat polohu.[15]



Obrázek 1.11: Disky inkrementálního a absolutního enkodéru (převzato z [15]).

1.3.3 Magnetické senzory polohy

Senzory polohy založené na magnetickém principu mohou v závislosti na provedení detekovat absolutní polohu v celém rozsahu v rámci rozlišení senzoru, nebo může být jejich výstupem pouze logický signál vypovídající o přítomnosti magnetického pole, který je dále interpretován. V takovém případě senzor detekuje magnetické pole pouze v jednom směru. Většina aplikací využívající senzory založené na principu změny magnetického pole využívá Hall efektu. Při průchodu elektronu, který je nosičem náboje u kovů, působí na pohybující se elektron síla F :

$$F = q \times B \quad (1.18)$$

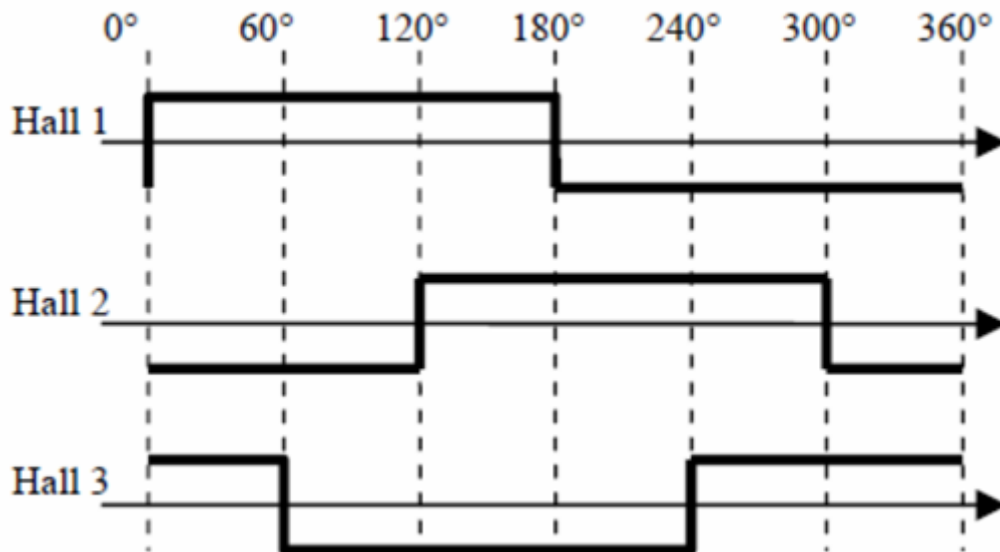
kde q je elementární náboj a B je magnetická indukce.

Hallův senzor tvoří polovodičová destička, kterou protéká elektrický proud. Při působení vnějšího magnetického pole působí Lorenzova síla F , která vychyluje elektrony z jejich trajektorie. Směr a velikost magnetického pole ovlivňuje koncentraci náboje v polovodičové destičce. Vzniklý rozdíl potenciálu je měřen pomocí elektrod vyvedených na stranách destičky jako Hallovo napětí U_H . [16], [17]

$$U_H = R_H \frac{IB}{d} \quad (1.19)$$

kde R_H je Hallova materiálová konstanta pro materiál polovodiče, I je protékající proud, B magnetická indukce a d je tloušťka polovodiče.

Motor je typicky vybaven trojicí Hallových senzorů rozmístěných po 120° . Na základě kombinace digitálních pulzů senzoru lze určit poloha rotoru. Průběh signálů je vyobrazen na obrázku 1.12 a odpovídá jedné elektrické otáčce. Pro jednu mechanickou otáčku se průběh bude opakovat tolikrát, kolik má motor pólových dvojic.

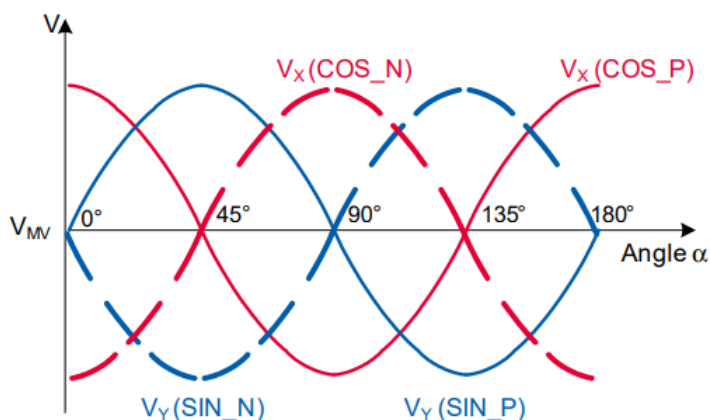


Obrázek 1.12: Pulzy odpovídající poloze rotoru (převzato z [18]).

Dostupné jsou také senzory využívající Hall efektu, jejichž výstupem je absolutní poloha. Příkladem takového senzoru je senzor AS5048A. Tyto senzory obsahují několik jednoduchých Hallových senzorů integrovaných v jednom pouzdře. Pokud je v blízkosti pouzdra senzoru magnetické pole, je možné na jednotlivých elementech měřit Hallovo napětí U_H . Pokud je zdrojem magnetického pole magnet umístěný na hřídeli, která rotuje, vzniká na Hallových elementech napětí se sinusovým průběhem. Napětí na protilehlých elementech je fázově posunutě o 180° a jejich součet vytváří U_H o dvojnásobné amplitudě. Napětí jsou měřena ve dvou na sebe kolmých osách X (kosinus) a Y (sinus). Úhel natočení je roven hodnotě funkce arctan, jejíž parametrem je poměr napětí U_x a U_y . Výstupem funkce je úhel ležící na intervalu $\langle -90^\circ; 90^\circ \rangle$, nicméně na základě znalosti polarit napětí U_x a U_y lze odvodit úhel odpovídající intervalu $\langle 0^\circ; 360^\circ \rangle$. Senzor AS5048A je vybaven 14 bitovým sigma-delta AD převodníkem a dosahuje přesnosti 0.0219° . Osa rotace magnetu by měla být umístěna s maximální odchylkou 0.25mm od středu integrovaného obvodu, větší magnety je možné umístit s větší odchylkou. Senzor komunikuje pomocí SPI rozhraní přes které je možné nastavit nulovou výchozí pozici. Výsledný úhel je také převáděn na výstup pulzně šířkovou modulací.[19]

S vývojem materiálů se rozšiřují také magnetické senzory založené na jiném než Hallovu principu, a to na magnetorezistenci. Magnetorezistence představuje změnu elektrického odporu vlivem působení vnějšího magnetického pole. Toho využívá například analogový senzor TLE5109. V jeho jádru je čtveřice anizotropních magnetorezistivních elementů. Pokud není vnější magnetické pole vůči elementu natočené ($\alpha = 0^\circ$), elektrický odpor elementu se nemění. Pokud je vnější magnetické pole vůči elementu natočené o nenulový úhel, pak elektrický odpor elementu klesne. Zapojení elementů uvnitř senzoru tvoří Wheatstoneův můstek. Napájecí napětí teče skrze můstek a elementy mění svůj odpor v závislosti na směru magnetického pole.

Na základě měření složky X (kosinus) a Y (sinus) lze pomocí jejich poměru a funkce arkus tangens dopočítat výsledný úhel. Vyznačují se vysokou přesností, možností použití i při vysokých frekvencích, jednoduchou výrobou a nízkou cenou.[20]



Obrázek 1.13: Sinus Kosinus senzor (převzato z [21]).

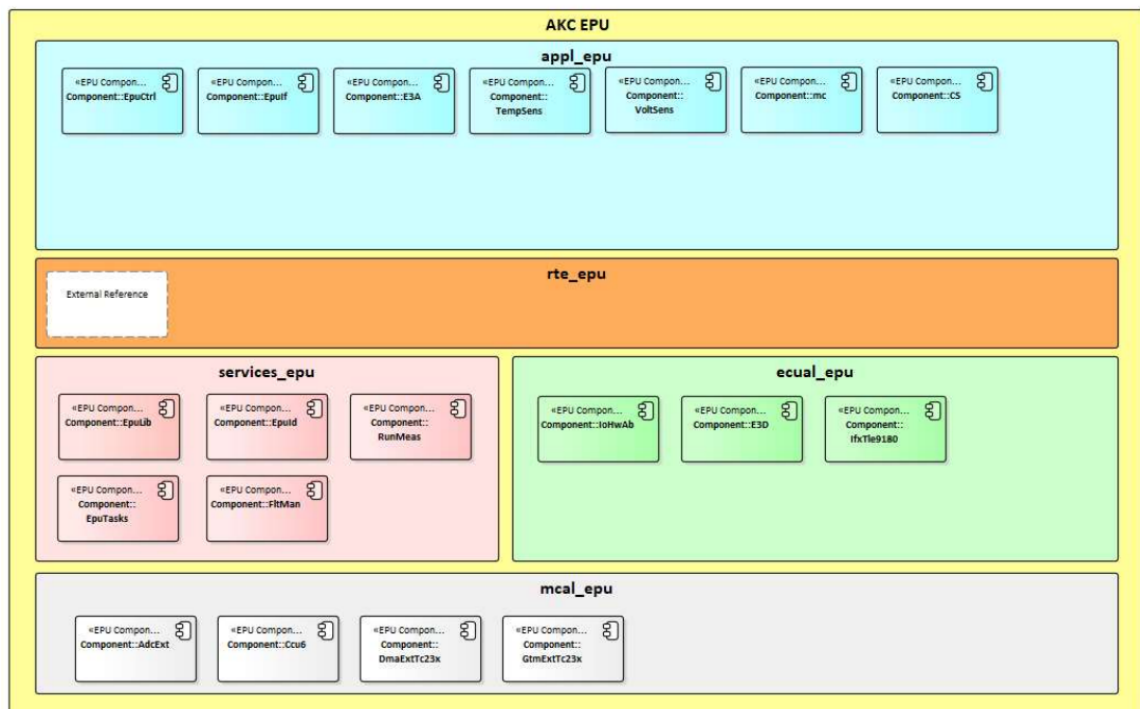
Výhodou magnetických senzorů polohy obecně je jejich konstrukční jednoduchost, nízká cena a schopnost pracovat v náročném prostředí s vysokou vlhkostí, nečistotami, vibracemi nebo vysokou teplotou.[22]

1.4 Autosar

Zpracování polohy rotoru aktuátoru, časování přerušení pro měření proudu, dopočítání fázových proudů, spínání tranzistorů střídače a další nezbytnosti spojené s řízením motoru jsou zajištěny řídicí jednotkou, jejíž součástí je mikrokontroler a jeho periferie. Mikrokontroler je vybaven modulárním softwarem dle AUTOSAR architektury. AUTOSAR (z anglického Automotive Open System Architecture) je otevřená softwarová architektura využívaná v automobilovém průmyslu za účelem standardizace, která umožňuje snadnější vývoj komplexního softwaru pro řídicí jednotky, usnadňuje jak SW tak HW modifikace a detekce chyb, dále zvyšuje kompatibilitu, škálovatelnost a spolehlivost. Standard rozděluje SW do hierarchických vrstev:

- aplikační vrstva,
- běhové prostředí (RTE),
- servisní vrstva,
- abstrakce ECU,
- abstrakce MCU,
- MCU,

- komplexní ovladače.



Obrázek 1.14: Přehled členění AUTOSAR.

Servisní vrstva, abstraktní vrstva ECU a abstraktní vrstva ECU se také mohou označovat jako podvrstvy základního softwaru (basic software BSW). Komplexní vrstva stojí paralelně vedle BSW a vytváří přímou cestu mezi RTE k MCU.[23]

Aplikační vrstva je nejsvrchnější vrstvou architektury. Obsahuje komponenty specifické pro danou aplikaci. V této vrstvě jsou implementovány veškeré uživatelské funkce softwaru. Komunikace mezi jednotlivými komponenty aplikační vrstvy, případně komunikace s BSW probíhá pomocí RTE, který slouží jako zprostředkovatel komunikace. Komponenty jsou tedy nezávislé na HW i ostatních komponentech ve stejné vrstvě, se kterými chtějí komunikovat.

Běhové prostředí (Runtime environment RTE) umožňuje komunikaci s aplikační vrstvou. Poskytuje rozhraní k aplikační vrstvě nezávislé na řídicí jednotce. Jednotlivé komponenty aplikační vrstvy využívají RTE pro vzájemnou komunikaci.

BSW je vrstva která, zajišťuje hardwarové zdroje a poskytuje služby pro aplikační vrstvu. Vytváří abstrakci mezi HW a aplikační vrstvou.

Servisní vrstva je nejsvrchnější vrstva základního softwaru (BSW). Poskytuje funkcionalitu operačního systému, komunikace, správy paměti, diagnostických služeb a stavu řídicí jednotky. Komponenty aplikační vrstvy přistupují k servisní vrstvě přes rozhraní.

Abstrakce ECU (ECU abstraction layer) zajišťuje nezávislost vrchních vrstev na HW řídicí

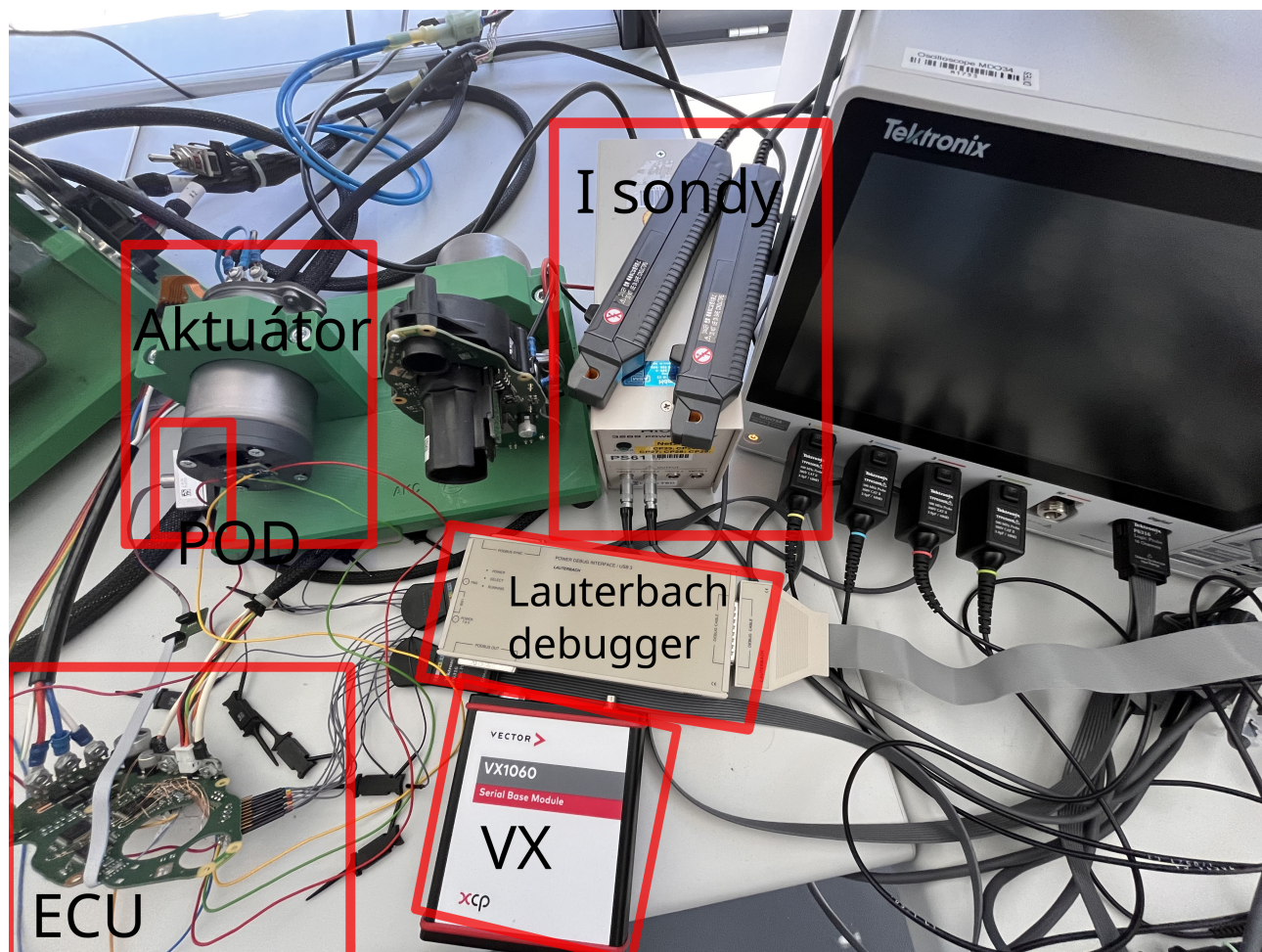
jednotky. Zajišťuje přístup k perifériím a externím zařízením řídicí jednotky jako jsou paměti, vstupy a výstupy. Představuje rozhraní pro mikrokontroler.[24]

Abstrakce MCU (Microcontroller abstraction layer MCAL) zajišťuje nezávislost vrchních vrstev na mikrokontroleru. Umožňuje přímý přístup k vnitřním perifériím a registrům mikrokontroleru, vstupním a výstupním pinům a dalším zařízením namapovaným v paměti. Protože má každý mikrokontroler svojí vlastní abstrakci MCU, představuje tato vrstva oddělení od HW části mikrokontroleru a svrchnějších vrstev. Díky tomu tvoří SW vrchních vrstev nezávislý na HW platformě. MCAL je závislý na mikrokontroleru, a proto je obvykle dodáván samotným výrobcem mikrokontroleru

Komplexní ovladače mohou využívat standardní komunikace pomocí portů, anebo přistupovat přímo k hardwaru. Protože představují přímou cestu mezi RTE a mikrokontrolerem, jsou také využívány pro funkcionality velmi náročné na rychlost. Umožňují adoptovat komponenty, které nejsou či nemohou být navrženy tak, aby byly kompatibilní s architekturou AUTOSAR, tedy komponenty, které nejsou součástí BSW. Dále jsou využívány při migraci na AUTOSAR standard.[25]

2 Realizace

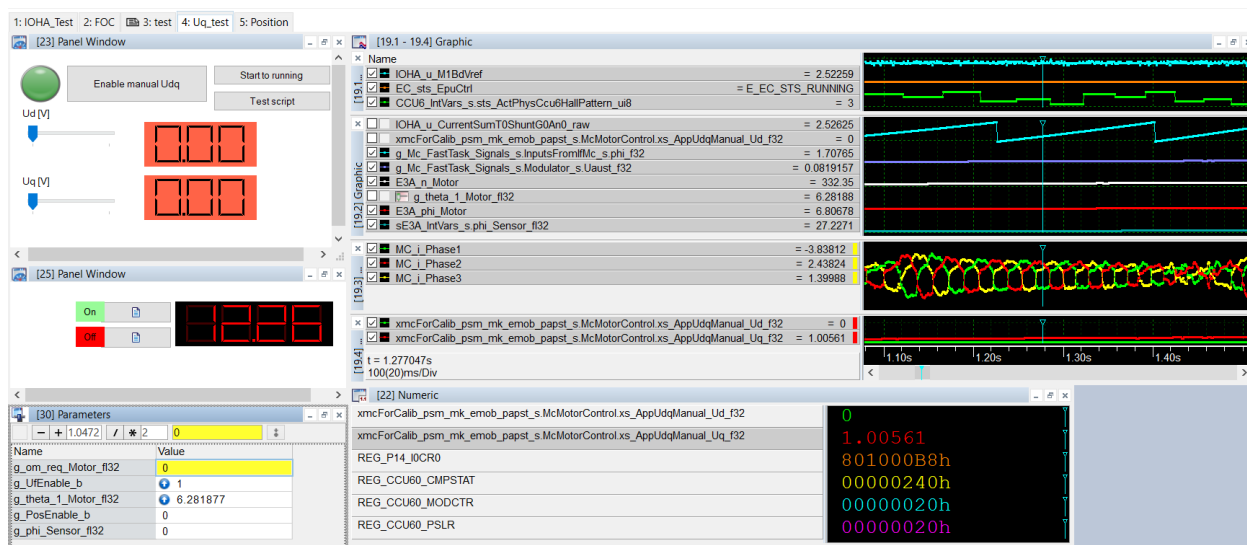
Jednotka řízení motoru (ECU), aktuátor a hardware využívaný pro testování lze vidět na obrázku 2.1. ECU je osazena mikroprocesorem Aurix TC233 od výrobce Infineon. Čtyřpólový motor s vinutím zapojeným do hvězdy je s ECU spojen prodlouženými vodiči tak, aby bylo možné připojení proudových sond pro měření fázových proudů. Na DPS je dále na rozdíl od standardní desky připájen pinový header s vyvedenými signály pro měření spínacích stavů tranzistorů střídače, referenčního napětí a napětí na bočníku. Pro měření byly využity dvě proudové sondy Hioki 3273 a čtyřkanálový osmibitový osciloskop Tektronix MDO34 rozšířený o šestnáctikanálovou digitální sondu P6316 (logic analyzer). Pro napájení byly používány dva typy zdroje napětí v závislosti na požadovaném maximálním proudu.



Obrázek 2.1: Setup pro měření.

Analýza signálů, které jsou zpracovávány za běhu jednotky, je prováděna v programu CANape od společnosti Vector Informatik. Další funkcionalita CANape, které bylo také využito, je automatizace testování vytvářením uživatelských skriptů ve vlastním skriptovacím jazyce

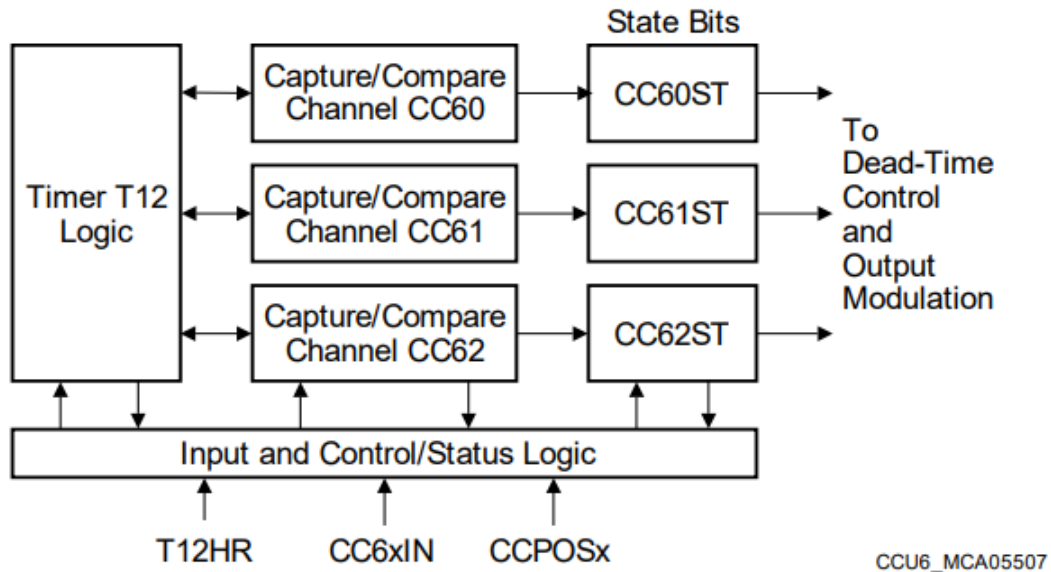
CASL (Calculation and Scripting Language). Pro komunikaci CANape s jednotkou je potřeba dalších dvou zařízení - měřicí a kalibrační zařízení VX1000 a POD (Plug-On device). Ty jsou propojeny pomocí Ethernetu a komunikují prostřednictvím protokolu XCP (Universal Measurement and Calibration Protocol). Spolu s programem Trace32 je VX1000 schopné nejen měření a kalibrace, ale také flashování softwaru do jednotky. Trace32 dále umožňuje čtení obsahu registrů a proměnných za běhu. Pro synchronizaci naměřených dat pomocí osciloskopu a CANape byl použit Matlab, stejně tak jako pro jejich další zpracování a interpretaci. Úprava kódu, který je psán v jazyce C, probíhala v programu Eclipse.



Obrázek 2.2: Prostředí CANape.

2.1 CCU6

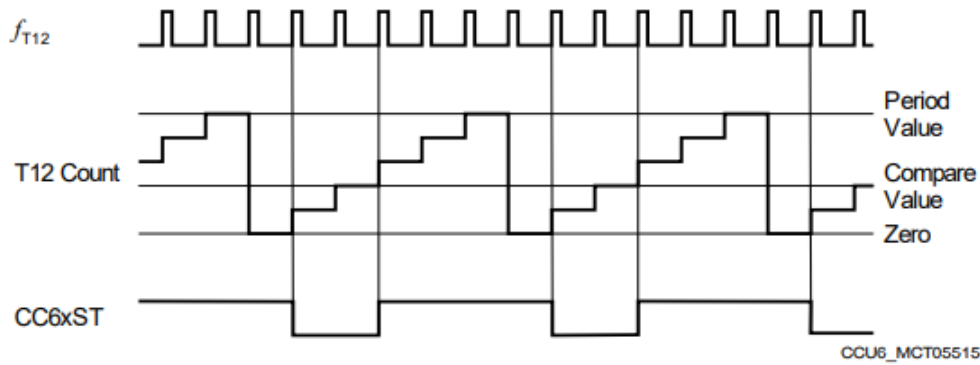
Mikroprocesor je vybaven jednotkou CCU6 (Capture Compare Unit 6), která je navržena pro generování PWM pulzů pro řízení střídavých a BLDC motorů na základě stavů Hall senzorů nebo zpětného indukovaného napětí. Jednotka obsahuje dvě identická jádra CCU60 a CCU61. Každé z těchto jader obsahuje dva šestnáctibitové čítače T12 se třemi komparátory a T13 s jedním komparátorem. Oba čítače mohou být provozovány synchronně. Generovaná PWM může být zarovnána jak na hranu, tak na střed. Další vlastností je podpora vkládání časových prodlev (dead time) mezi sepnutím a rozepnutím dvou komplementárních tranzistorů. Ta musí být implementována, aby se předešlo zkratu v meziobvodu z důvodu delšího vypínacího času tranzistoru.



Obrázek 2.3: Diagram bloku čítače T12.

Z důvodu počtu komparátorů byl pro generaci PWM využit čítač T12 jádra CCU61. Registr $TCTR0$ slouží pro nastavení funkcionalit obou čítačů T12 a T13. Vstupem do čítače je vnitřní hodinový signál f_{T12} , který může být škálován programovatelným prescalerem $T12PRE$ a děličem $T12CLK$. Jejich hodnoty jsou nastaveny řídicím registrem $TCTR0$. Hodnota čítače je nulována v případě, že jeho hodnota dosáhne maximální hodnoty (periody), která je definována hodnotou uloženou v registru Period Register $T12PR$. V případě provozování v módu se zarovnáním na hranu je hodnota čítače vynulována na hodnotu 0000_H , při provozu v módu zarovnání na střed se začíná hodnota čítače odečítat. Při dosažení hodnoty $T12PR$ je generován period match PM signál $T12_PM$. Pro danou implementaci je nutné zarovnání PWM signálů na hranu, proto byl nastaven CTM bit, který je součástí registru $TCTR0$, na hodnotu 0_B pro volbu "Edge-aligned Mode". Každý ze tří komparátorů čítače T12 je vybaven dvěma registry. Registr $CC6xR$ obsahuje hodnotu, která je komparátorem porovnávána s hodnotou čítače, a shadow registr $CC6xSR$, který obsahuje přednačtenou hodnotu ze SW, jež bude porovnávána v dalším kroku. K transferu hodnoty shadow registru $CC6xSR$ do registru $CC6xR$, která je faktickým vstupem komparátoru, dochází v případě, kdy je aktivován shadow transfer signál $T12_ST$. Výsledek komparace pro každý kanál je uložen v jednotlivých bitech registru $CMPSTAT$, například v bitu $CMPSTAT.CC60ST$ pro první komparátor. V případě, že hodnota čítače přesáhne komparační úroveň, je bit s výsledkem komparace nastaven na hodnotu 1 s náběžnou hranou hodinového signálu. Bit je opět vynulován s hodinovým signálem po přetečení a následné nulové hodnotě čítače za předpokladu, že komparační úroveň je vyšší, než nulová. Výstupní hodnota může být invertována nastavením registru Passive State Level Register $PSLR$. Řízení vkládání časových prodlev je možné pomocí $T12DTC$ registru. Pro generování prodlev se využívá 6bitový čítač, hodinový signál tohoto bloku je stejný jako hodinový signál čítače T12. Časová prodleva je nastavena pomocí bitu DTM pro všechny tři kanály vždy

shodně, nicméně každý kanál může být aktivován či deaktivován nezávisle.[26]



Obrázek 2.4: Komparace při provozu se zarovnáním na hranu (převzato z[26])

Implementována je PWM o frekvenci $f_{PWM} = 4kHz$, respektive s periodou $T_{PWM} = 250\mu s$. Frekvence čítače je $f_{T12} = 10MHz$ ($T_{T12} = 100ns$)

K přetečení čítače dochází po dosažení hodnoty Period Match PM:

$$PM_{T12} = \frac{T_{PWM}}{T_{T12}} = \frac{250 \cdot 10^{-6}}{100 \cdot 10^{-9}} = 2500 \text{Ticks} \quad (2.1)$$

Střidu D představuje hodnota Compare Match CM a je vypočtena jako relativní hodnota na intervalu $\langle 0;1 \rangle$ v rámci periody čítače.

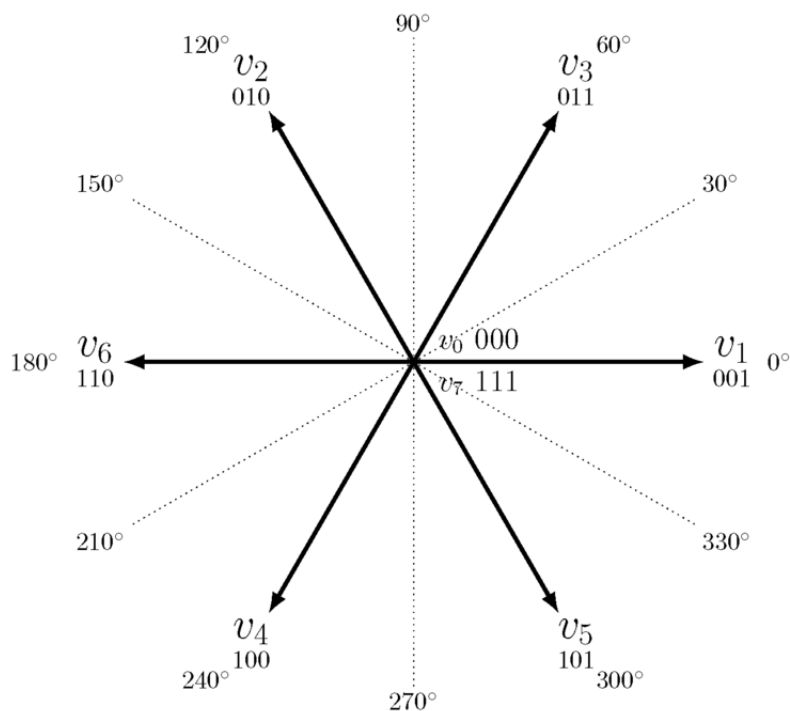
$$CM = PM_{T12} \cdot (1 - D) \quad (2.2)$$

Hodnota Compare Match registru pro dosažení střidy $D = 50\%$ pak tedy je:

$$CM_{50\%} = 2500 \cdot (1 - 0.5) = 1250 \quad (2.3)$$

2.2 SVPWM

Space Vector Pulse Width Modulation představuje způsob pulzně šířkové modulace, která využívá prostorový vektor. Někdy se také označuje jako polární modulace. Třífázový střídač vybavený třemi dvojicemi tranzistorů (high + low side) typu MOSFET umožňuje dosažení 2^3 stavů na výstupu. Z těchto osmi stavů leží dva v centru souřadného systému a délka těchto vektorů je tedy nulová. Zbylých šest stavů umožňuje dosažení šesti základních vektorů vzájemně posunutých o 60° .



Obrázek 2.5: Zobrazení osmi základních vektorů SVPWM (převzato z [27]).

Pokud fáze U představuje úhel 0° a vektor v_1 na obrázku 2.5, pak fázi V představuje vektor v_2 svírající úhel 120° a fázi W představuje vektor v_4 svírající úhel 240° . Protože na každou z fází může být přivedeno záporné napětí, je možné dosáhnout vektorů opačného směru (posunutých o 180°). Tím je dosaženo šesti základních nenulových vektorů. Ty mohou být také reprezentovány binární hodnotou, ze které je patrné, který tranzistor musí být pro daný vektor sepnut. Výčet binárních hodnot je v tabulce 2.1. Vinutí je spojeno do hvězdy, a proto je na vinutí fáze se sepnutým horním tranzistorem napětí o velikost $\frac{2}{3}$ napětí stejnosměrného meziobvodu U_D . Na vinutích zbylých dvou fází lze naměřit napětí o velikost $-\frac{1}{3}U_D$.

Vektor	Fáze	Binární hodnota
v_0	nulový vektor	000
v_1	U 0°	001
v_2	V 120°	010
v_3	-W 60°	011
v_4	W 240°	100
v_5	-V 300°	101
v_6	-U 180°	110
v_7	nulový vektor	000

Tabulka 2.1: Základní vektory SVPWM a jejich binární reprezentace.

Přechodem mezi sousedícími aktivními vektory a nulovým vektorem během jedné periody je možné dosáhnout libovolného vektoru V_{ref} . Pro vektor V_{ref} nacházející se v prvním sektoru, tedy mezi základními vektory v_1 a v_3 na intervalu $< 0; \frac{\pi}{3} >$ se při výpočtu vyjde z poměrů

jednotlivých vektorů a celkové doby periody T_c [28]:

$$v_{ref} \cdot T_c = v_1 \cdot \frac{T_1}{T_c} + v_3 \cdot \frac{T_2}{T_c} + v_0 \cdot \frac{T_0}{T_c} \quad (2.4)$$

Po vykrácení doby periody:

$$v_{ref} = v_1 \cdot T_1 + v_3 \cdot T_2 + v_0 \cdot T_0 \quad (2.5)$$

Celková doba periody T_C je dána dílčími dobami, kdy jsou vektory aktivní:

$$T_C = T_1 + T_2 + T_0 \quad (2.6)$$

Vyjádření vektorů včetně úhlu a velikosti:

$$v_{ref} = v_{ref} r^{j\theta}, v_1 = \frac{2}{3} U_D, v_3 = \frac{2}{3} U_D e^{j\frac{\pi}{3}}, v_0 = 0 \quad (2.7)$$

$$T_c \cdot v_{ref} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} = T_1 \cdot \frac{2}{3} U_D \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} = T_2 \cdot \frac{2}{3} U_D \cdot \begin{bmatrix} \cos \frac{\pi}{3} \\ \sin \frac{\pi}{3} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Po oddělení reálné složky:

$$T_c \cdot v_{ref} \cdot \cos \theta = T_1 \cdot \frac{2}{3} U_D + T_2 \cdot \frac{1}{3} U_D \quad (2.9)$$

Po oddělení imaginární složky:

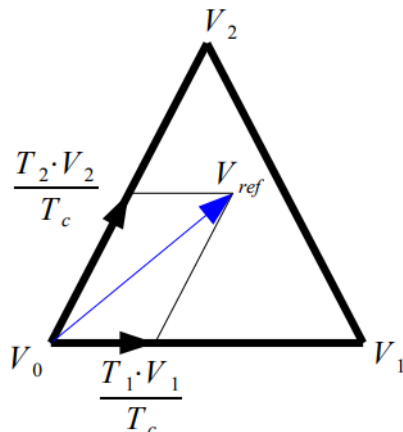
$$T_c \cdot v_{ref} \cdot \sin \theta = T_2 \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} U_D \quad (2.10)$$

Výsledné doby na intervalu $\langle 0; \frac{\pi}{3} \rangle$ jsou dány vztahem:

$$T_1 = T_c \cdot \frac{\sqrt{3} \cdot v_{ref}}{U_D} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \quad (2.11)$$

$$T_2 = T_c \cdot \frac{\sqrt{3} \cdot v_{ref}}{U_D} \cdot \sin(\theta) \quad (2.12)$$

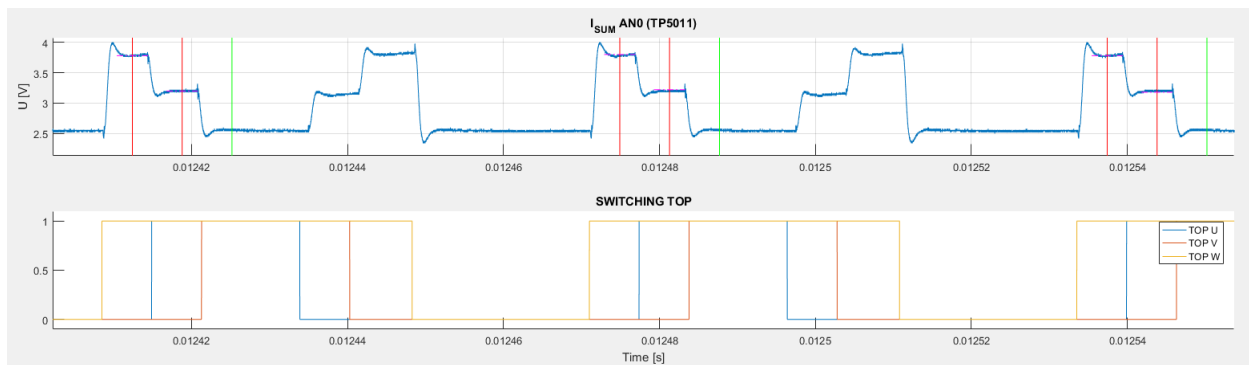
$$T_0 = T_c - T_1 - T_2 \quad (2.13)$$



Obrázek 2.6: Tvorba libovolného vektoru pomocí základních vektorů (převzato z [28]).

2.3 Vzorkování

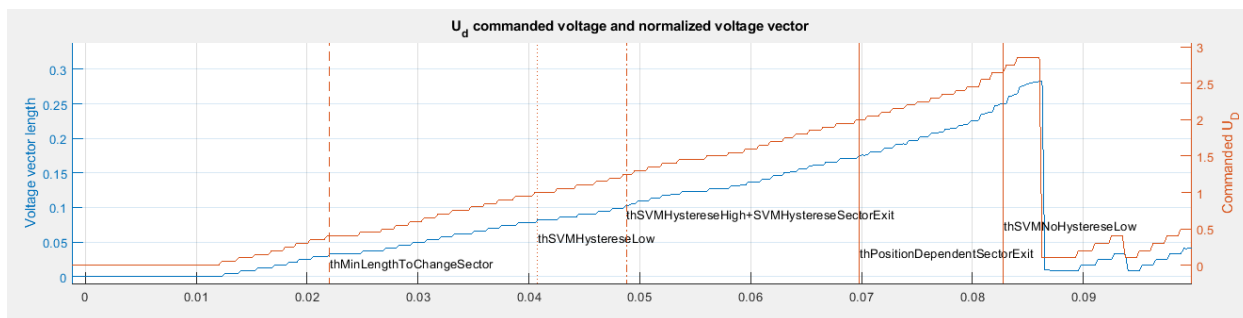
Pro časování vzorkování bylo využito druhého jádra jednotky CCU6 - jádra CCU60 a čítače T12. Spínání jednotlivých fází pulzně šířkové modulace, která je zarovnaná zleva, je odstupňováno časovým intervalem $12,8\mu s$. To vytváří časová okna, kdy lze na bočníku, který je umístěn ve stejnosměrném meziobvodu pozorovat fázové proudy tak, jak bylo znázorněno v tabulce 1.1. Pro vzorkování byly definovány tři časové body označené A1, C1 a T0. Body A1 a C1 slouží pro měření dvou fázových proudů. Časový bod T0 nastává po sepnutí celé trojice tranzistorů. Fázemi tedy neprotéká proud a výsledek tohoto měření je využit pro získání referenčního napětí na bočníku. Třetí fázový proud je dopočítán dle Kirchhoffova zákona. Na obrázku 2.8 jsou časové body znázorněny spolu se stavy tranzistorů. V tomto konkrétním případě lze na bočníku pozorovat proud nejprve fází W, následně proud fází -V. Zelená vertikální čára označuje bod měření referenčního napětí pro kompenzaci offsetu. Vlivem indukčnosti dochází k přechodovému ději o časové konstantě τ , vzhledem ke které je nutné volit přesný časový bod uvnitř časového okna.



Obrázek 2.7: Napětí na bočníku - vertikální čáry představují čas při vzorkování.

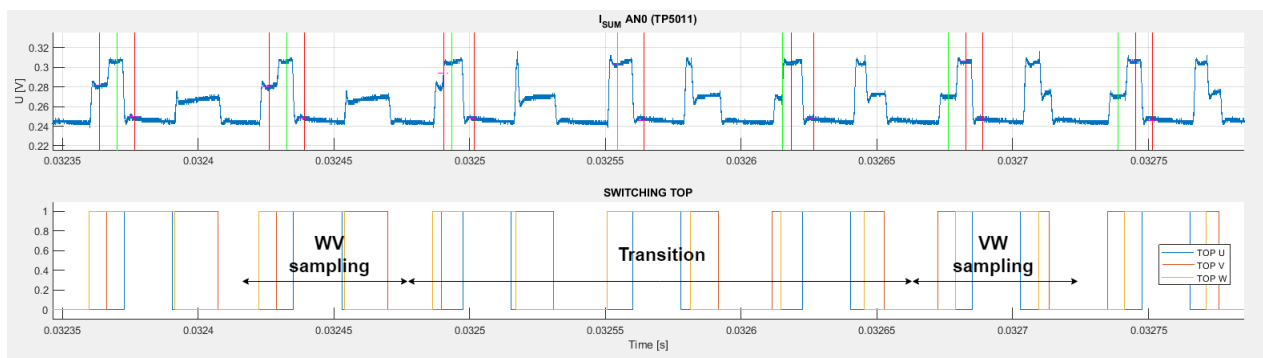
Jako dostatečná doba k ustálení proudu tekoucím bočníkem byla zvolena doba $6.4\mu s$ po začátku časového okna, tedy přesně uprostřed časového intervalu. Aby mohlo být časování ověřeno, bylo nalezeno nejvhodnější místo na DPS, kam lze nastavit výstup čítače T12. Byl zvolen port 14.0, podle čehož byly nastaveny příslušné registry. Následně bylo možné pomocí osciloskopu ověřit správnost časování dle zvoleného parametru.

Jelikož je pro vzorkování nutné již zmíněné zarovnání a časový rozestup, mohlo by při generování PWM s vysokou střídou dojít k situaci, kdy zbývající doba od sepnutí tranzistoru do konce periody PWM je kratší než doba potřebná pro požadované napětí. Z tohoto důvodu je implementována funkcionality organizující pořadí spínání. Po překonání prahové hodnoty velikosti vektoru napětí je spínání fází započato fází s největší střídou. Dále jsou nastaveny hystereze platné při přechodu hraničních hodnot.



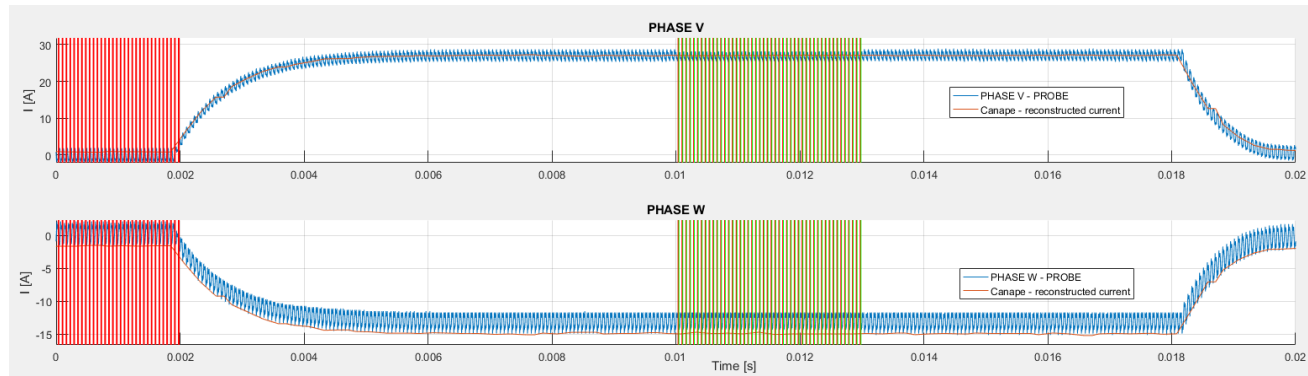
Obrázek 2.8: Módy pro organizaci spínání.

Ke vzorkování dochází každou čtvrtou periodu PWM. V případě, kdy je nutné zaměnit pořadí spínání, je k záměně využita kompletní doba tří period, při které dochází k lineární interpolaci mezi počátečním a koncovým stavem. Tato fáze je jediným časovým úsekem, kdy časová prodleva $12,8\mu s$ mezi spínáním není dodržena a vzorkování by nebylo z důvodu nedostatku času pro odeznění přechodového děje možné.



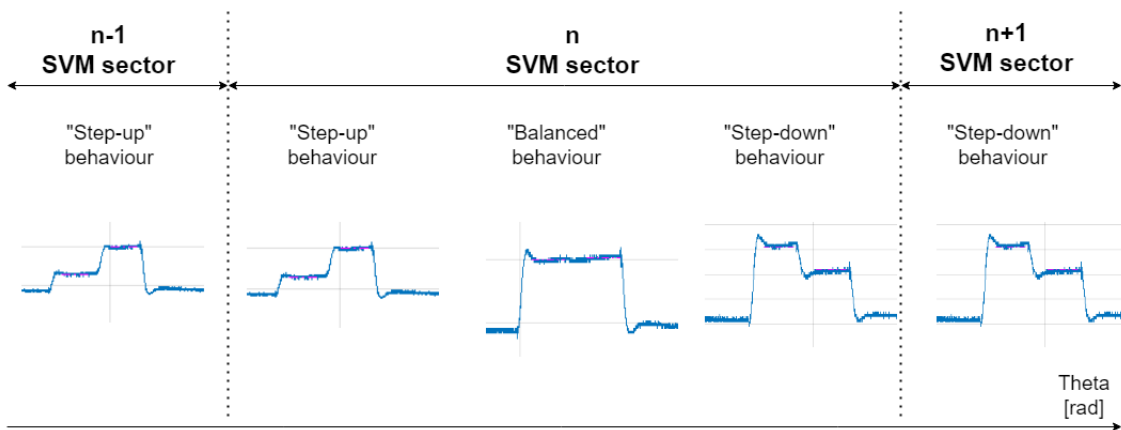
Obrázek 2.9: Změna pořadí spínání fází během pěti period PWM při přechodu mezi SVM sektory - vzorkování jen každou čtvrtou periodu, lineární přechod mezi dvěma stavy.

Pro kompletní ověření správnosti časování vzorkování byla naměřeny hodnoty vyvolané nejprve stacionárními vektory napětí posunutých o 120° a prodlužující se velikosti až do velikosti, která vyvolá maximální fázový proud $\simeq 60A$. Následně byly také naměřeny hodnoty pro rotující vektor napětí. Data rekonstruovaných proudů byla zaznamenávána v Canape, zatímco reálné proudy byly měřeny pomocí osciloskopu. Aby byla možná následná analýza signálů, byla na osciloskopu nastavena dlouhá časová základna. Díky tomu byl zaznamenán průběh náběhu a doběhu proudu, který byl využit pro synchronizaci dat. Ta byla zpracována v Matlabu. Použité proudové sondy umožnily měření do špičkového proudu 40A.



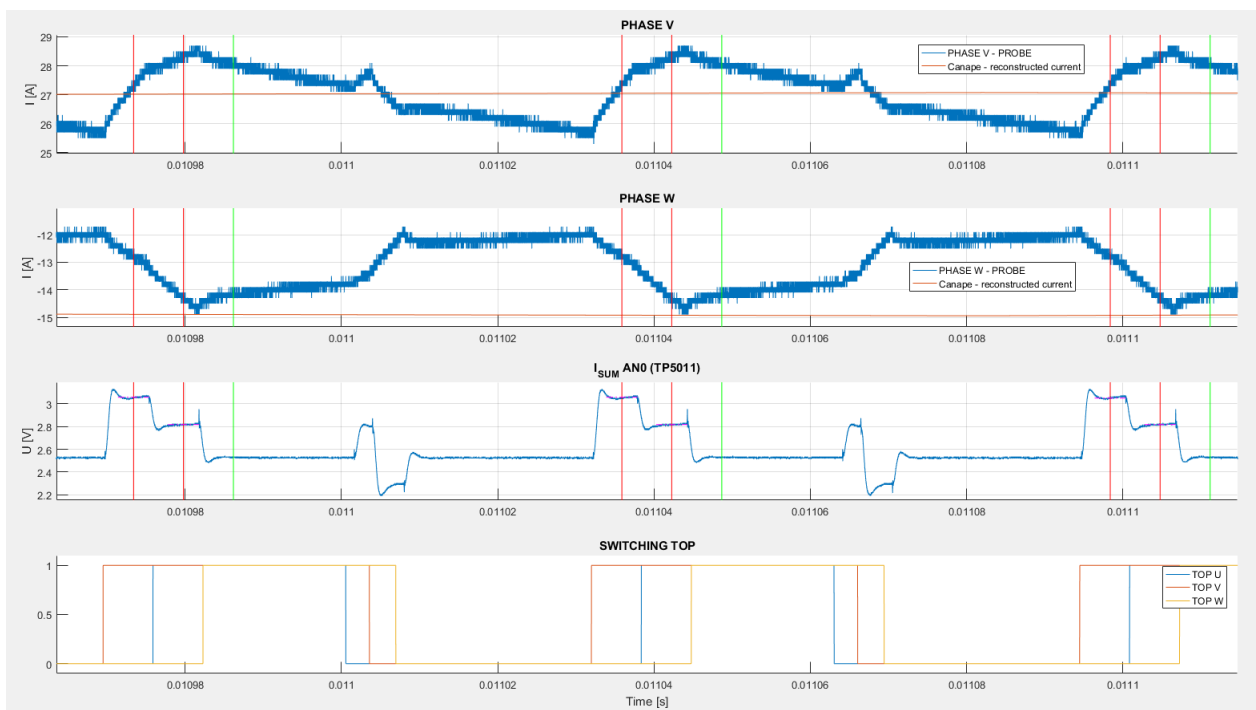
Obrázek 2.10: Synchronizované hodnoty skutečného a rekonstruovaného proudu.

S rotujícím vektorem lze pozorovat opakující se průběh napětí na bočníku. V poloze uprostřed SVM sektoru je velikost napětí při přepnutí fází srovnatelná. Čím blíže je vektor jednomu z šesti základních vektorů, tím více převažuje střída jedné fáze. To má za následek nevyrovnaný průběh napětí na bočníku, jak je znázorněno na obrázku 2.11.



Obrázek 2.11: Průběh napětí na bočniku v závislosti na poloze v SVM sektoru.

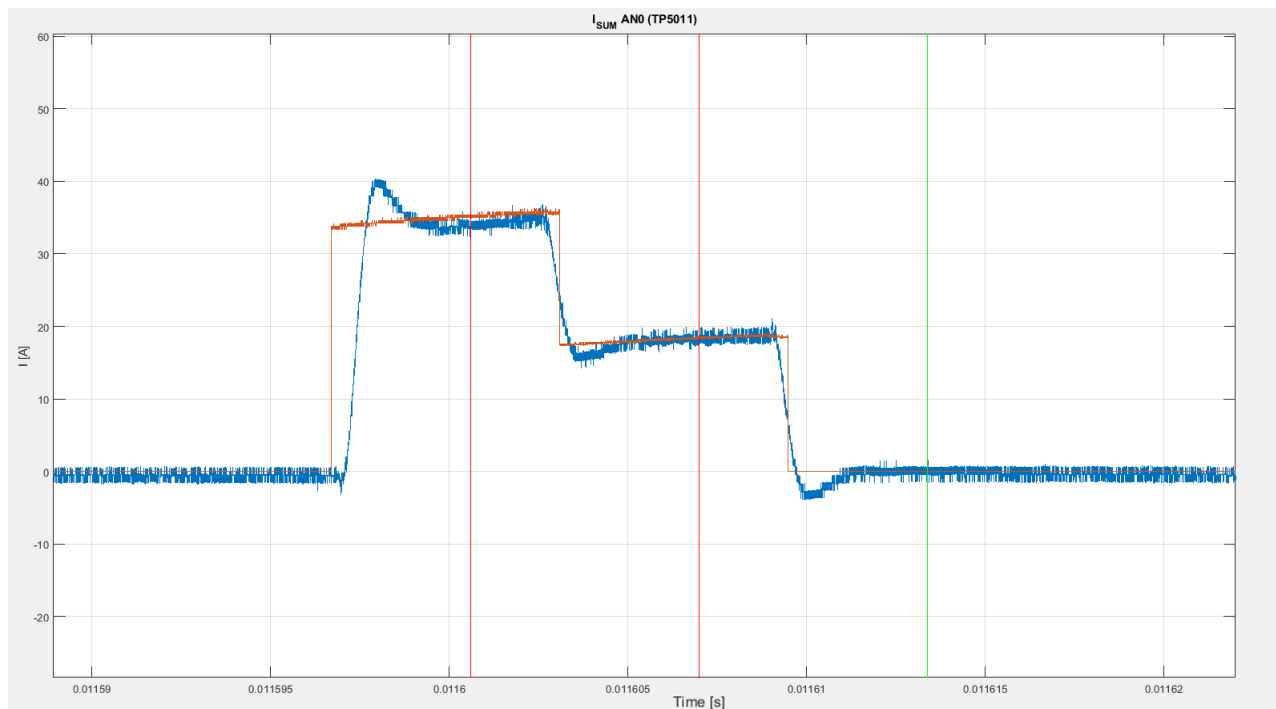
Před prvním vzorkováním (A1) neprochází bočníkem proud. Poté, co začne protékat proud, dochází k překmitu a následnému ustálení. V případě vzorkovacího bodu C1 už zpravidla nedochází k tak velkému překmitu a doba ustálení je kratší. Z důvodu indukčnosti je zvlnění proudu při amplitudě 32A přibližně 3.5A. Z obrázku 2.12 je patrné, že první vzorkovaná fáze V v době vzorkování ještě nedosáhla svého maxima, zatímco fáze W je vzorkována téměř v bodě svého maxima. To je také patrné na obrázku 2.10, kde rekonstruovaná fáze V představuje průměrnou hodnotu, zatímco rekonstruovaná hodnota fáze W tvoří obálku skutečného průběhu fáze W.



Obrázek 2.12: Naměřené fázové proudy a proudy rekonstruované z měření na bočniku pro stacionární vektor U_Q 1.2V 0°.

Na obrázku 2.13 je zachycen detail přechodového děje na bočniku. Skutečný, modře vykreslený signál, je překryt fázovým proudem v okamžiku, kdy je příslušný tranzistor sepnutý (dle

PWM). Délka přechodového děje pro první impuls dosahuje do poloviny časového okna, zatímco přechodový děj v druhém impulsu odeznívá již po čtvrtině časového okna. Dále se projevuje indukčnost a proud pozvolna narůstá.

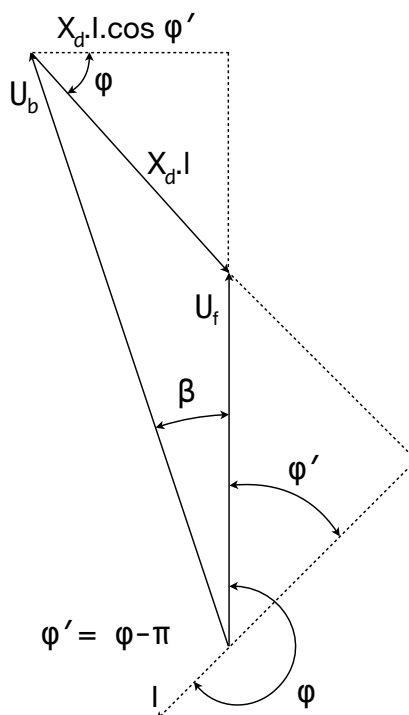


Obrázek 2.13: Detail průběhu přechodového děje na bočníku - skutečný (modrý) a rekonstruovaný (oranžový) průběh.

2.4 Extrapolace polohy

Oddělení složek proudu na složku tokotvornou v ose d a složku momentotvornou v ose q, která je o $\frac{\pi}{2}$ pootočena, má původ v momentové charakteristice synchronního stroje. Pro její odvození se vychází z vnitřního výkonu stroje, tedy výkonu beze ztrát[29]:

$$P_i = m \cdot U_f \cdot \cos(\phi) \quad (2.14)$$



Obrázek 2.14: Fázorový diagram.

Z obrázku 2.14 lze při zanedbání odporu $R_1 = 0\Omega$ zapsat rovnici:

$$X_d \cdot I \cdot \cos \phi = U_b \cdot \sin \beta \quad (2.15)$$

Dosazením do rovnice 2.14 dostaneme:

$$P_i = m \cdot U_f \cdot \frac{U_b}{X_d} \cdot \sin \beta \quad (2.16)$$

Po vydělení rovnice 2.16 úhlovou rychlostí vychází výsledný elektromechanický moment:

$$M_i = \frac{P_i}{\omega_m} \cdot \frac{m \cdot p}{2\pi \cdot f} \cdot \frac{U_f \cdot U_b}{X_d} \cdot \sin \beta \quad (2.17)$$

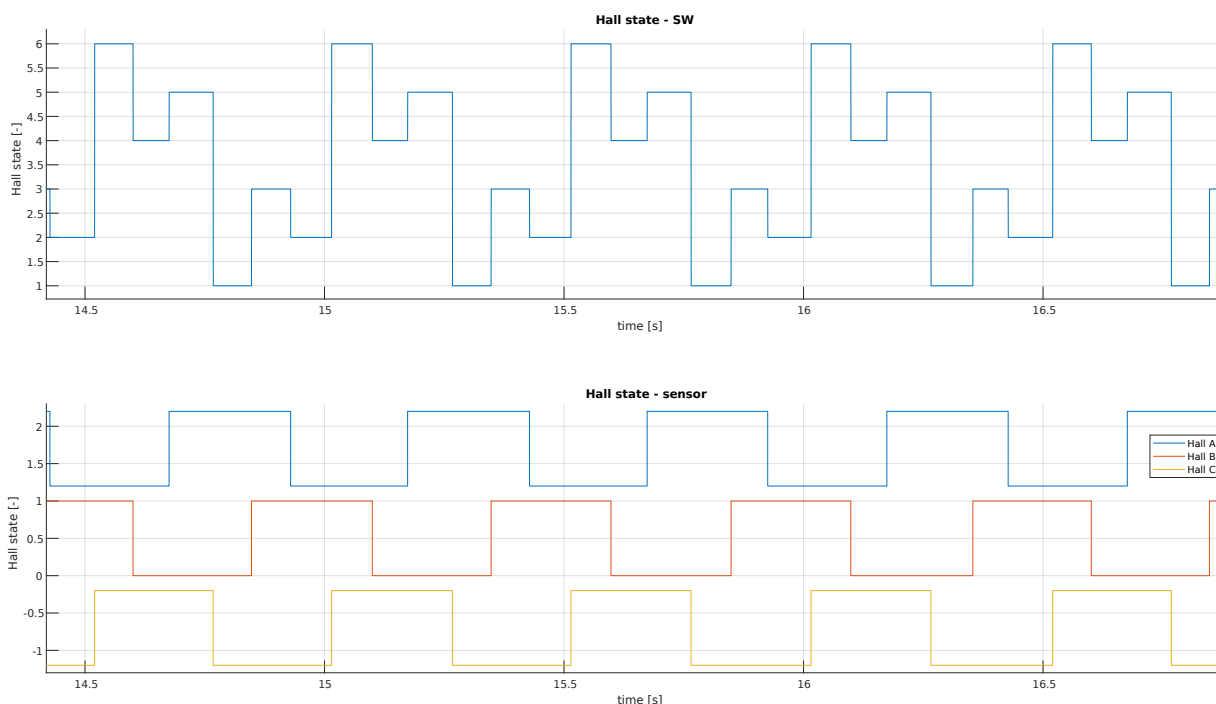
Z rovnice 2.17 lze vyjádřit zátěžný úhel β , při kterém je moment maximální $\beta = \frac{\pi}{2}$.

Ze závislosti momentu na zátěžném úhlu vyplývá, že pro efektivní řízení motoru pomocí vektorového řízení je důležité znát co nejpřesněji polohu rotoru. S použitými hall senzory je ale rozlišení, se kterým lze polohu detekovat, velmi malé. Pro motor s jedním pól párem je rozlišení za předpokladu přesného rozmístění sensorů přesně 60° , jak je vidět na 1.12. V této aplikaci je použit motor se čtyřmi pól páry, proto se každá kombinace během jedné mechanické otáčky zopakuje celkem čtyřikrát. Změna stavu hall senzoru pak nastává každých $\frac{60^\circ}{4} = 15^\circ$ mechanické otáčky.

Stavy hallových senzorů vytváří binární kód, který po převedení do dekadické podoby jasně definuje daný sektor pomocí celého čísla z intervalu $\langle 1;6 \rangle$. Toto číslo je využito při veškerém dalším zpracování v SW. Převod je zaznamenán v tabulce 2.2, grafické znázornění pak na obrázku 2.15. Sekvence stavů při rotaci po směru hodinových ručiček je 6-4-5-1-3-2, v případě rotace proti směru hodinových ručiček 6-2-3-1-5-4.

Hall A	Hall B	Hall C	dekadická SW interpretace	El. úhel theta [°]
1	0	0	1	0-60
1	1	0	3	60-120
0	1	0	2	120-180
0	1	1	6	180-240
0	0	1	4	240-300
1	0	1	5	300-360

Tabulka 2.2: Převodní tabulka Hall stavů a odpovídající elektrický úhel.



Obrázek 2.15: Hall signál ze senzoru a jeho interpretace v SW.

Intervaly úhlů uvedené v tabulce 2.2 jsou pouze ideálními hodnotami. Rozmístění senzorů přesně po 120° je při výrobě složité, proto umístění senzorů podléhá výrobním tolerancím. Chyba v umístění se projevuje ještě výrazněji u motorů s více magnetickými póly. Práce [30] ukazuje vliv nedokonalého rozmístění senzorů na nevyrovnané napájení fází BLDC motoru, které má za následek vznik nižších než základních harmonických, které dále způsobují vibrace a hluk. Pro kompenzaci nedokonalého rozmístění je možné použít dodatečného senzoru, díky kterému se určí offset každého senzoru. Také byly publikovány algoritmy, které nedokonalé rozmístění eliminují.

2.4.1 Extrapolace na základě rozvinutí Taylorova polynomu

Elektrický úhel θ lze vyjádřit pomocí integrace úhlové rychlosti ω :

$$\theta(t) = \int_{t_i}^t \omega(t) dt + \theta_i \quad (2.18)$$

kde t_i je čas vstupu magnetické osy do aktuálního sektoru (změna hall stavu), t je aktuální čas uvnitř sektoru, $\omega(t)$ je úhlová rychlost rotoru a θ_i je počáteční úhel aktuálního sektoru.

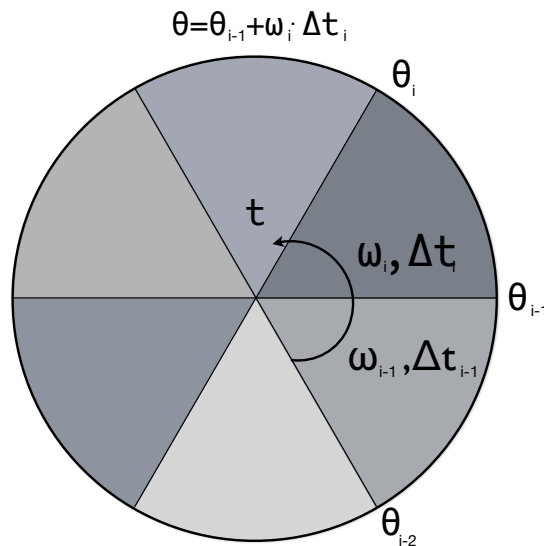
Za předpokladu úhlu 60° mezi sektory a konstantní rychlosti může být úhlová rychlost rotoru spočtena jako:

$$\omega(i) = \frac{\pi/3}{\Delta t_i} \quad (2.19)$$

kde Δt_i je doba trvání předchozího sektoru.

Aktuální poloha tedy může být vyjádřena na základě počátečního úhlu aktuálního sektoru θ_i , úhlové rychlosti ω_i a době uvnitř dalšího sektoru t :

$$\theta(t) = \omega_i t + \theta_i \quad (2.20)$$



Obrázek 2.16: Extrapolace na základě úhlové rychlosti v předchozím sektoru.

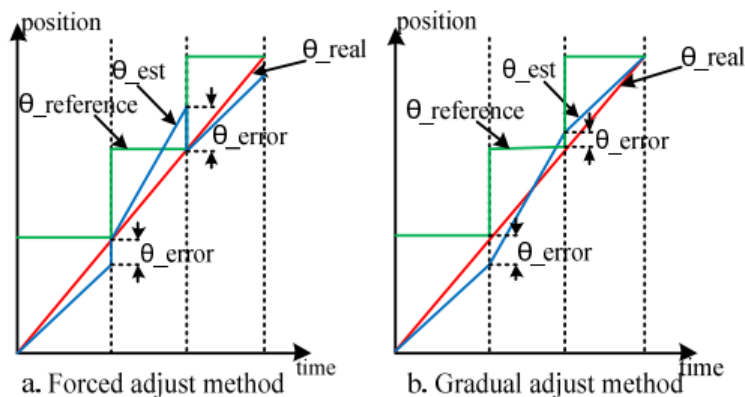
Pro zvýšení přesnosti může být zohledněna akcelerace rotoru a na základě rychlosti v před-

chozích dvou sektorech, která je přičtena k rovnici 2.20:

$$a_i = \frac{\omega_i - \omega_{i-1}}{(\Delta t_i + \Delta t_{i-1})/2} \quad (2.21)$$

$$\theta(t) = \omega_i t + \theta_i + \frac{a_i t^2}{2} \quad (2.22)$$

Tento způsob nebere v úvahu nedokonalé rozmístění hall sensorů. Proto je v [31] rozšířen o počáteční kalibraci, která tento problém eliminuje. V případě, že je motor ve fázi start-upu, poloha není extrapolována a pro řízení je využita vyhledávací tabulka (LUT) na základě stavů z hall sensorů. Rotor se roztočí na konstantní otáčky a následně na základě časů potřebných k průchodu jednotlivými sektory je skutečný úhel dopočítán metodou nejmenších čtverců. Dalším zlepšením prezentovaným v této publikaci je plynulý přechod mezi extrapolací a hranou následujícího sektoru (viz obr. 2.17). V případě, že by extrapolace přesáhla počátek následujícího sektoru, je jak úhel extrapolace tak počátek dalšího sektoru ponížěn tak, aby se dosáhlo plynulého přechodu. To sníží zvlnění proudu a pulzaci momentu.



Obrázek 2.17: Skokový a plynulý přechod mezi extrapolovanou polohou a následujícím sektorem (převzato z [31])

Na spektru publikovaných technik po zvýšení přesnosti měření polohy pomocí sensorů s nízkým rozlišením se tato metoda řadí k těm nejjednodušším. Vylepšení publikované v [31] sice kompenzuje nepřesně umístěné senzory za cenu počáteční kalibrace, ale průměrná rychlost vypočtená v předchozím sektoru, která je základem této metody, vnáší do extrapolace chybu, a to zejména v dynamických aplikacích s proměnnou rychlostí.

2.4.2 Vector tracking observer

Pokročilou metodou pro zvýšení přesnosti je vector tracking observer založený na elektrickém modelu motoru. Signál z hall sensorů vstupuje do systému jako dopředná vazba ve formě

průměrné úhlové rychlosti ω_h . Na základě matematického popisu statorových napětí a proudů ve stacionárním souřadném systému a parametrů motoru lze vyjádřit elektromotorické napětí tvořené obvodem statoru a elektromotorické napětí tvořené permanentními magnety rotoru. Po úpravách a filtraci dolní propustí pro odstranění šumu je možné dojít k rovnicím pro jednotkové elektromotorické napětí na straně statoru:

$$\bar{e}^* = \frac{\bar{E}_f^*}{|\bar{E}_f^*|} = \begin{bmatrix} -\sin \theta_r^* \\ \cos \theta_r^* \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

kde θ_r^* je fázový úhel \bar{e}^* a představuje polohu rotoru.

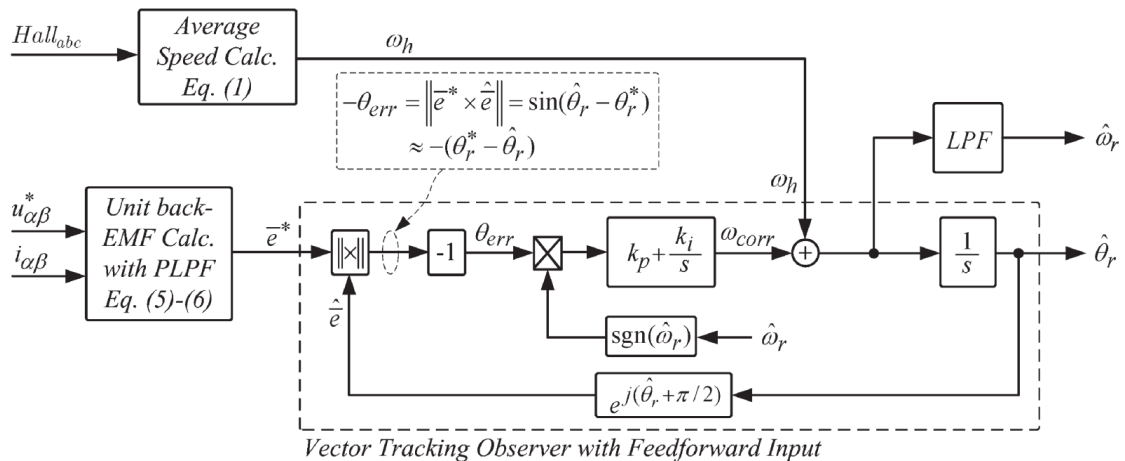
Rovnice pro stranu rotoru, která může být přímo dopočítána díky extrapolaci polohy, je následující:

$$\hat{e} = \begin{bmatrix} -\sin \hat{\theta}_r \\ \cos \hat{\theta}_r \end{bmatrix}^T \quad (2.24)$$

Pokud je extrapolovaná poloha a rychlost správná, pak je \bar{e}^* a \hat{e} v fázi. V opačném případě je možné určit chybu odhadované polohy θ_{err} pomocí vektorového součinu:

$$\|\bar{e}^* \times \hat{e}\| = \sin(\hat{\theta}_r - \theta_r^*) \simeq -\theta_{err} \quad (2.25)$$

Následně je regulována úhlová rychlost ω_{corr} (viz obr. 2.18) a odhadovaná pozice rotoru $\hat{\omega}_r$ konverguje k pozici skutečné.



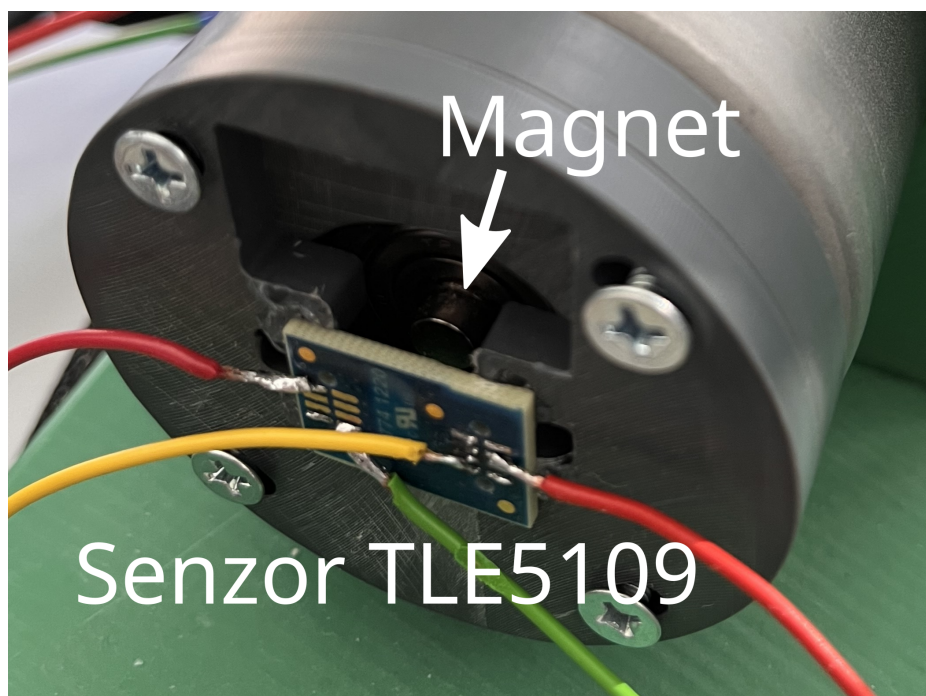
Obrázek 2.18: Schéma pro vector tracking observer (převzato z [32]).

Tato metoda poskytuje pro rychlosti kolem nuly stejnou přesnost jako jednoduchá metoda extrapolace 2.4.1, při vyšších rychlostech však dokáže velmi přesně regulovat odchylku nezávisle na nepřesném rozmístění senzorů a proměnné rychlosti. Metoda je také významně komplexnější

a vyžaduje matematický model motoru.

Pro implementaci extrapolace byla zvolena jednoduchá metoda vycházející z průměrné rychlosti v předchozím sektoru. Extrapolace odpovídá rovnici 2.20. Rovnice 2.22 zahrnující zrychlení nepřipadá v úvahu z důvodu, že rychlost je vypočítána pouze při změně stavu hall sektoru. Uvnitř každého sektoru nedochází k novému výpočtu rychlosti a její hodnota je uvažována konstantní. S konstantní rychlostí by byl člen zrychlení vždy nulový.

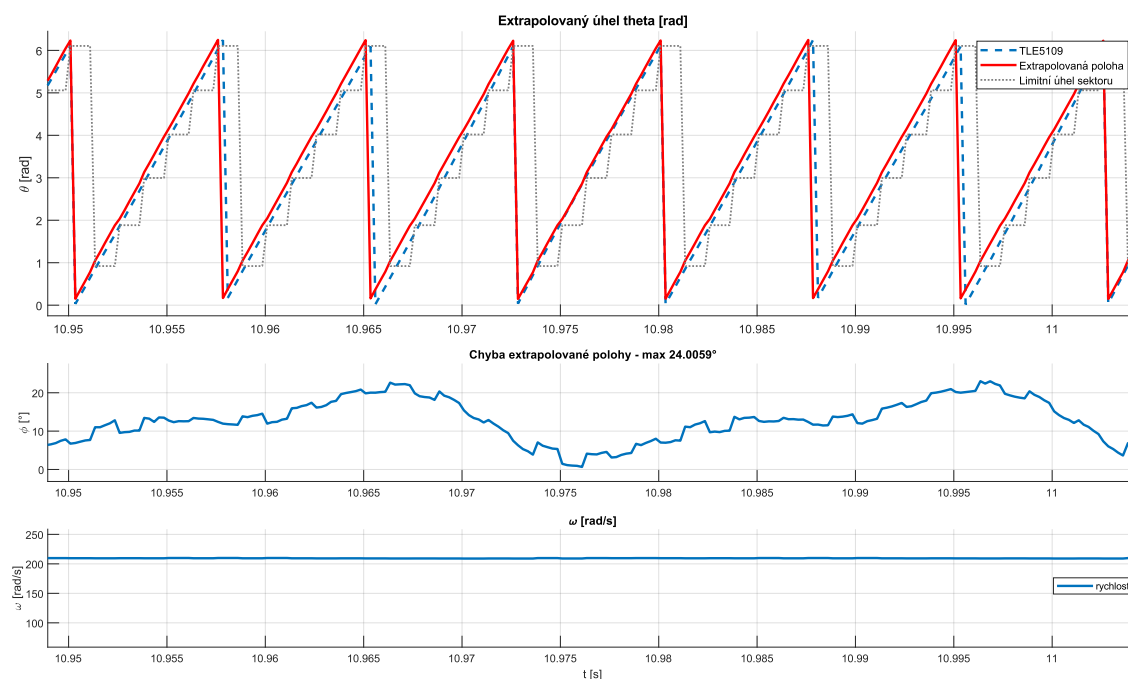
Aby bylo možné ověření extrapolace a nastavení offsetu hall sensorů, byl zvolen analogový referenční sinus-kosinus sensor TLE5109 pracující na magnetickém principu a využívající magnetorezistivních elementů tak, jak je popsáno v kapitole 1.3.3. Nejprve bylo potřeba umístit magnet na zadní stranu hřídele. Aby byl k hřídeli přístup, musel být vyvrtán otvor na druhé straně, než je hřídel vyvedena. Pro dosažení co největší přesnosti bylo důležité umístění magnetu co nejblíže ke skutečné ose rotace. Na motor byl dále nainstalován plastový přípravek sloužící jako mechanická podpora DPS obsahující sensor. Následně byly na DPS připájeny vodiče, které byly propojeny s pinovým headerem na ECU. V této fázi byl integrován software obsluhující referenční sensor. Až po ověření, že je možné měřit výstupní sinus a kosinus signály senzoru, byl sensor přiložen k rotujícím magnetu na hřídeli. Díky tomu byla možná manipulace se senzorem tak, aby byl umístěn v ideální poloze zaručující vysokou přesnost. Také bylo nutné nastavení offsetu a zisku sinus a kosinus signálů tak, aby amplituda obou signálů byla shodná. V dalším kroku byly referenčním senzorem změřeny skutečné úhly, které odpovídají základním vektorům SVM, a úhly, při kterých dochází ke změně Hall stavů při rotaci po směru a proti směru hodinových ručiček. Tyto krajní body sektorů jsou využity jako výchozí bod pro extrapolaci polohy.



Obrázek 2.19: Referenční sensor polohy TLE5109.

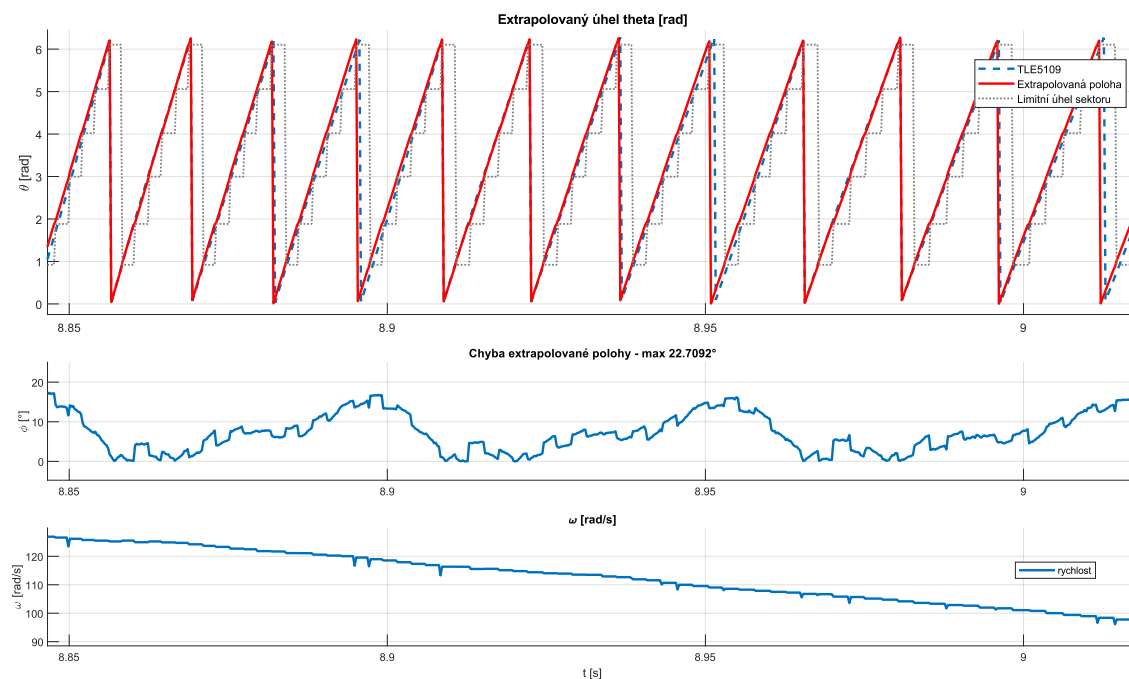
Z principu zvolené metody lze odvodit teoretický výskyt chyby. Pozice, při kterých se mění stav Hall senzorů, jsou zkalibrovány, s každým novým stavem Hall senzoru tak dochází k synchronizaci, kdy by odchylka skutečného úhlu natočení a úhlu detekovaného senzorem měla být nulová. Následuje průchod sektorem za předpokladu konstantní rychlosti. V případě, že je skutečná aktuální rychlost vyšší než průměrná rychlost vypočtená v předchozím sektoru, dojde k dosažení nového stavu v době, kdy extrapolovaná hodnota ještě není dostatečně blízko počáteční hodnotě nového sektoru. V případě, že je skutečná aktuální rychlost nižší než průměrná rychlost vypočtená v předchozím sektoru, bude extrapolovaná poloha předcházet skutečnou a mít tendenci překročit počátek následujícího sektoru. V obou případech dojde ke skoku v extrapolované poloze. Hodnota daná novým stavem senzoru musí být vždy nadřazena extrapolované hodnotě. Proto je počáteční hodnota dalšího očekávaného stavu použita jako limitní hodnota, kterou nesmí extrapolovaná poloha překročit.

Na obrázku 2.20 je zobrazena extrapolovaná poloha v porovnání s referenčním senzorem při rychlosti 2000 ot/min. Tečkovaný průběh představuje stavy Hall senzorů a odpovídající úhly - výchozí a koncové pozice pro extrapolaci.



Obrázek 2.20: Extrapolovaná poloha při rychlosti 2000 ot/min.

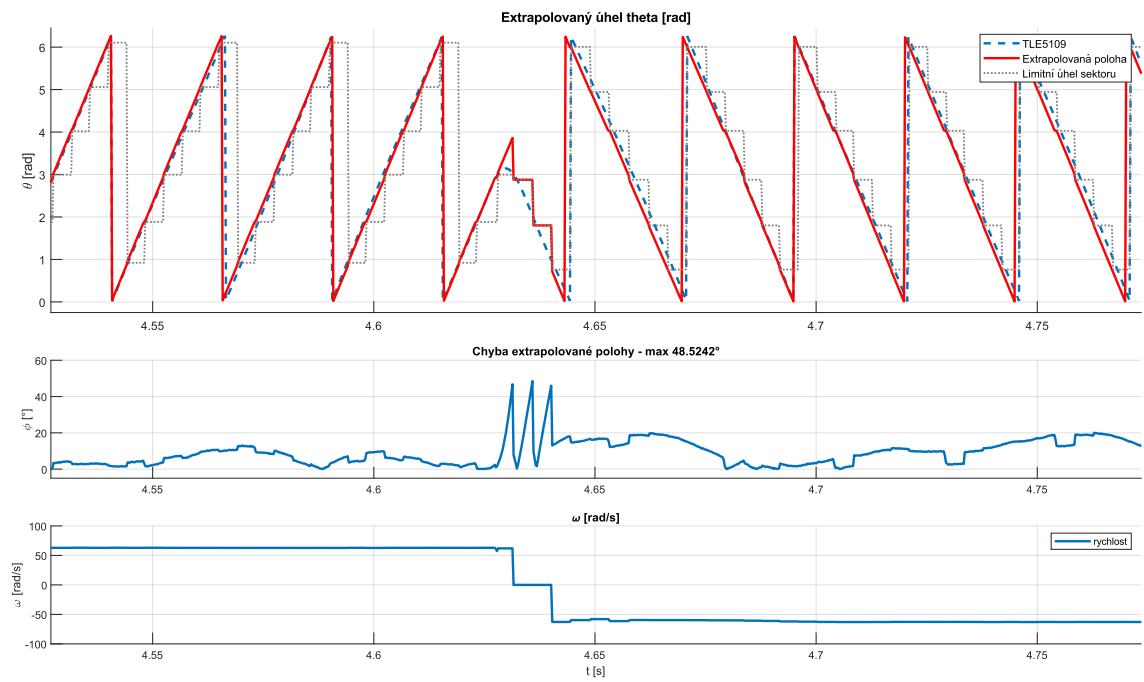
Na obrázku 2.21 je zaznamenán průběh extrapolace při poklesu rychlosti z přibližně 1250 ot/min na 900 ot/min. Právě zpomalení představuje nepříznivý stav pro zvolenou metodu, kdy extrapolace předbíhá skutečný stav a dochází k dosažení limitní polohy počátku následujícího sektoru. Z obou grafů je patrný vlnitý periodický průběh chyby, což může značit nedokonalou instalaci referenčního sinus kosinus senzoru.



Obrázek 2.21: Extrapolace polohy při snižování rychlosti.

Na obrázku 2.22 byl zaznamenán průběh extrapolace pro případ, kdy dochází k reverzaci motoru. V závislosti na okamžiku, kdy k reverzaci dochází, může chyba dosáhnout až 60° . Maximální chyba by nastala, pokud by k reverzaci došlo těsně před dosažením následujícího sektoru původního směru rotace. V ten moment by byl extrapolovaný úhel na opačnou stranu než nový směr rotace. V tomto konkrétním případě se ukázalo nedokonalé nastavení limitů sektorů a referenčního senzoru. K naměřené chybě pouze 48.5° došlo z toho důvodu, že referenční úhel přesně neprotíná hrany limitních úhlů. Pro rotaci proti směru hodinových ručiček je celková chyba poměrně větší, z toho se lze domnívat, že sektory nejsou nastaveny dostatečně přesně.

Funkcionalitou SW je výpočet rychlosti na základě posloupnosti stavů Hall sensorů. Pro výpočet jsou potřeba alespoň dvě náběžné hrany ve stejném směru rotace. Pokud je očekávána další náběžná hrana, která se však neobjeví, začne SW postupně snižovat vypočtenou rychlost. V případě, že se objeví náběžná hrana v opačném směru rotace, je rychlost okamžitě nastavena na nulovou hodnotu a znovu vypočtena až po zaznamenání dvou náběžných hran v novém směru. Z tohoto důvodu (nulové rychlosti) je během této doby extrapolace omezena na krajní body ve směru rotace.



Obrázek 2.22: Reverzace při 600 rpm.

3 Závěr

Práce popisuje princip vektorového řízení, které je vhodné zejména pro dynamicky zatěžované pohony a přináší zefektivnění provozu motoru. Základem vektorového řízení je oddělené řízení tokotvorné a momentotvorné složky proudu. Rovnice Clarkovy a Parkovy transformace, které se používají k převodu z tříosého souřadnicového systému na dvouosý souřadnicový systém, respektive dvouosého stacionárního na dvouosý rotační systém jsou popsány v kapitole číslo 1.1.

Druhá teoretická část práce je zaměřena na popis měření proudu tekoucím fázemi motoru. Je popsán nejjednodušší způsob využívající tři bočníků pro měření proudu v každé fázi oddělení. Dále je popsán způsob měření proudu ve dvou fázích a dopočtení proudu tekoucím třetí fází dle Kirchhoffova zákona. Naposled je popsán způsob měření pomocí jednoho bočníku, který přináší ekonomické úspory, ale také je nejnáročnější na synchronizaci měření v rámci cyklu PWM modulace a na výpočetní výkon.

Třetí část popisuje možnosti měření polohy rotoru pomocí senzorů pracujících na rozdílných fyzikálních principech. Příkladem senzoru využívající indukce je resolver, který je velmi přesný a vhodný pro měření v náročných podmínkách z důvodu absence elektronických součástí, jeho konstrukce je však poměrně robustní a složitá. Optoelektronické senzory představují enkodéry, které jsou hojně rozšířené. Inkrementální enkodér generuje pulzy, které jsou sčítány čítačem. Následně může být určena relativní poloha rotoru. Absolutní rotační enkodér poskytuje unikátní kód pro každý interval natočení rotoru dle rozlišení enkodéru. Díky tomu je možné určit polohy bez referenčního bodu. Optoelektronické senzory jsou náchylné na vnik prachu a dalších nečistot, a proto nejsou vhodné pro provozování v silně znečištěném prostředí. Magnetické senzory polohy využívají nejčastěji Hallova jevu, kde Lorenzova síla vyvolaná magnetickým polem působí na elektrony procházející polovodičovou destičkou. Ty jsou vychylovány k jedné ze stran destičky a vytváří Hallovo napětí. Rozmístěním Hallovo senzorů jsou získány pulzy, dle kterých je následně určeno natočení rotoru. Kromě Hallova jevu mohou také využívat magnetorezistence. V závislosti na provedení je jimi možné měřit přesnou polohu (v rámci rozlišení), tedy natočení magnetického pole vůči prvkům senzoru, nebo pouze jeho přítomnost. Magnetické senzory jsou konstrukčně jednoduché, levné a schopné pracovat v prostředí s vysokou vlhkostí, nečistotami, vysokou teplotou a vibracemi.

Přestože byl software pro vektorové řízení převážně převzat z jiných projektů, byl založený na staré verzi SW a integrace do aktuální verze SW si vyžádala změny a aktualizace nejen mnoha komponent, ale například i procesu samotného flashování SW do jednotky. Dotčené komponenty jsou součástí všech vrstev architektury Autosar, která byla popsána v kapitole 1.4.

Většina času byla věnována ověření časování vzorkování fázových proudů, kde byla provedena mnohá měření pro různé délky stacionárního a následně rotující fázoru napětí. Za tímto účelem byly vytvořeny testovací Canape scripty a Matlab scripty, které naměřená data ze SW a osciloskopu synchronizovaly a dále zpracovávaly. Měřením byla ověřena funkčnost generace PWM, záměna pořadí spínání fází, správné časování pro vzorkování fázových proudů a jejich rekonstrukce. Při měření byla také odhalena asymetrie vinutí, kdy při napájení jedné fáze vinutí, které je zapojené do hvězdy, nebyly zbylé fáze protékány proudem o stejné velikosti. Opakovaným měřením byla vyloučena chybná demagnetizace proudových sond jako příčina tohoto jevu. Dalším otevřeným tématem je zvlnění fázového proudu, který je pozorován na bočnicku, vlivem indukčnosti. To má za následek interpretaci fázového proudu jako maximální hodnoty (vrchol zvlnění). Při následném dopočtení proudu třetí fáze se tato chyba promítá dále. Po finálním ladění a určení vlivu na vibrace a pulzaci momentu bude zvolen další postup. Možností je posunutí bodu měření v rámci časového okna nebo softwarová korekce měřeného proudu v závislosti na indukčnosti.

Za účelem extrapolace polohy byl naprogramován nový SW modul. Jako způsob extrapolace byla zvolena jednoduchá metoda založená na počátečním bodu, který je dán novým stavem Hall senzoru, a rychlostí, která je vypočtena z časového intervalu mezi dvěma předchozími stavy Hall senzorů. Tato metoda má na rozdíl od komplexnějších a na realizaci složitějších metod svá omezení, zejména při reverzaci, kdy chyba může dosahovat celého jednoho sektoru mezi krajními body Hall senzorů. Pro nastavení offsetu Hall senzorů byl použit analogový referenční sinus kosinus senzor TLE5109. Po integraci SW, který obsluhuje senzor, bylo nutné vyvrtat otvor pro zpřístupnění hřídele k instalaci magnetu. Samotné pouzdro senzoru umístěné na DPS bylo nalepeno na plastový přípravek, který jej drží v předepsané vzdálenosti od magnetu. Při konstantní rychlosti 2000 ot/min v jednom směru byla naměřena maximální chyba přesahující 20°. Z dat je však patrné, že důvodem je nepříliš přesné umístění referenčního senzoru, popřípadě nastavení jeho offsetu a zisku, stejně tak jako mezních bodů Hall senzorů. Ty je však možné opětovně kalibrovat až po odstranění nepřesnosti referenčního senzoru. V návaznosti na tuto práci bude dále pokračováno ve vyhodnocení vlivu vektorového řízení, které využívá pouze jeden bočník, ve spolupráci s Hallovými senzory, které své nízké rozlišení kompenzují extrapolací, na točivý moment stroje.

Seznam použité literatury

- [1] J. Pyrhönen, T. Jokinen a V. Hrabovcová, *Design of rotating electrical machines*. Wiley, 2008, s. 512, ISBN: 9780470695166.
- [2] V. Bartoš, J. Červený, J. Hruška, A. Kotlanová a B. Skala, *Elektrické stroje*, 1. vyd. Západočeská univerzita v Plzni, 2011.
- [3] V. Kůs, *Elektrické pohony a výkonová elektronika*, 2. vyd. Západočeská univerzita v Plzni, 2016.
- [4] R. Krishnan, *Permanent magnet synchronous and brushless DC motor drives*. CRC Press/Taylor Francis, 2010, ISBN: 9780824753849.
- [5] M. Corporation, „Park, Inverse Park and Clarke, Inverse Clarke Transformations MSS Software Implementation User Guide Park, Inverse Park and Clarke, Inverse Clarke Transformations MSS Software Implementations User Guide Park, Inverse Park and Clarke, Inverse Clarke Transformations MSS Software Implementations User Guide 3.“
- [6] F. M. Zaihidee, S. Mekhilef a M. Mubin, „Robust speed control of pmsm using sliding mode control (smc)-a review,“ tech. zpr., 2019. DOI: 10.3390/en12091669.
- [7] T. instruments, „Current Sensing With 1, 2 and 3 Shunt.“ URL: <https://www.ti.com/>.
- [8] M. T. Inc., „Single-Shunt Three-Phase Current Reconstruction Algorithm for Sensorless FOC of a PMS,“ tech. zpr., 2009.
- [9] C. Datlinger a M. Hirz, „Investigations of Rotor Shaft Position Sensor Signal Processing in Electric Drive Train Systems,“ srp. 2018. DOI: 10.1109/ITEC-AP.2018.8433277.
- [10] L. Maixner, *Mechatronika : učebnice*. Computer Press, 2006, ISBN: 8025112993.
- [11] M. H. Kim a D. Y. Kim, „Accuracy improvement in resolver offset detection based on angle tracking observer with coordinate transformation,“ *Electronics (Switzerland)*, roč. 10, 14 čvc. 2021, ISSN: 20799292. DOI: 10.3390/electronics10141643.
- [12] A. Vojáček, „Rotační enkodéry pro řízení pohonů a pohybu,“ dub. 2017. URL: <https://automatizace.hw.cz/rotacni-ekodery-pro-rizeni-pohonu-a-pohybu.html>.
- [13] S. CZ, „Rotační enkodéry ELTRA,“ dub. 2005. URL: <http://www.odbornecasopisy.cz/elektro/casopis/tema/rotacni-ekodery-eltra--13671>.
- [14] J. Smooth, „Capacitive, Magnetic, and Optical Encoders – Comparing the Technologies.“ URL: <https://www.cuidevices.com/blog/capacitive-magnetic-and-optical-encoders-comparing-the-technologies>.
- [15] P. Figie, „Rotary Encoders - Taking the Mystery Out of Using Rotary Encoders.“ URL: <https://www.ezautomation.net/industry-articles/rotary-encoders.htm>.

- [16] „Hallův jev.“ URL: <https://eluc.kr-olomoucky.cz/verejne/lekce/617>.
- [17] A. Vojáček, „Magnetické senzory s Hallovým efektem,“ lis. 2007. URL: <https://automatizace.hw.cz/magneticke-senzory-s-hallovym-efektem-1-princip>.
- [18] O. Forsberg, „Hall-sensors for motor control in high precision applications for aircraft,“ 2016. URL: <http://www.teknat.uu.se/student>.
- [19] ams AG, „AS5048A/AS5048B Datasheet Magnetic Rotary Encoder (14-Bit Angular Position Sensor).“
- [20] Memsic, „AMR magnetic sensor.“ URL: <http://www.memsic.com/en/news/info.aspx?itemid=314>.
- [21] Infineon, „TLE5x09A16 Data Sheet.“ URL: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-TLE5x09A16_D-DataSheet-v02_00-EN.pdf?fileId=5546d462696dbf12016977889fe858c9.
- [22] „Hall Effect Sensor and Its Role in a Motor Controller,“ ún. 2020. URL: <https://www.embitel.com/blog/embedded-blog/hall-effect-sensor-and-its-role-in-a-motor-controller>.
- [23] D. Dandotiya, „Software Architecture AUTOSAR for Automotive Embedded system,“ 2020. URL: <https://www.pathpartnertech.com/software-architecture-autosar-for-automotive-embedded-system/>.
- [24] Embitel, „Decoding the “Component Concept” of the Application Layer in AUTOSAR,“ 2018. URL: <https://www.embitel.com/blog/embedded-blog/decoding-the-component-concept-of-the-application-layer-in-autosar>.
- [25] P. Moravčík, „Úvod do AUTOSARu a jeho nasadenie v automobilovom priemysle.“ URL: <https://www.globallogic.com/sk/insights/blogs/uvod-do-autosaru-a-jeho-nasadenie-v-automobilovom-priemysle/>.
- [26] Infineon, „AURIX TC23XX Manual.“
- [27] Y. SOLBAKKEN, „Space Vector PWM.“ URL: <https://www.switchcraft.org/learning/2017/3/15/space-vector-pwm-intro>.
- [28] B. Tolunay, „Space Vector Pulse Width Modulation for Three-Level Converters-a LabVIEW Implementation Påbyggnadsprogrammet till civilingenjörsexamen i elektroteknik Master Programme in Electrical Engineering,“ 2012. URL: <http://www.teknat.uu.se/student>.
- [29] D. I. K. Chmelík, „ASYNCHRONNÍ A SYNCHRONNÍ ELEKTRICKÉ STROJE STROJE,“ VYSOKÁ ŠKOLA BÁŇSKÁ – TECHNICKÁ UNIVERZITA OSTRAVA, 2001.
- [30] P. Alaeinovin, S. Chiniforoosh a J. Jatskevich, „Evaluating Misalignment of Hall Sensors in Brushless DC Motors,“ 2008.

- [31] X. Zhang a W. Zhang, „An improved rotor position estimation in PMSM with low-resolution hall-effect sensors,“ *2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2014*, s. 2722–2727, 2014. DOI: 10.1109/ICEMS.2014.7013961.
- [32] S. Y. Kim, C. Choi, K. Lee a W. Lee, „An improved rotor position estimation with vector-tracking observer in PMSM drives with low-resolution hall-effect sensors,“ *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, roč. 58, s. 4078–4086, 9 zář. 2011, ISSN: 02780046. DOI: 10.1109/TIE.2010.2098367.

Seznam obrázků

1.1	Clarkova transformace [5]	3
1.2	Parkova transformace [5]	4
1.3	Blokové schéma vektorového řízení PMSM [6]	5
1.4	Možné umístění bočnicku pro měření proudu (překresleno z [7])	6
1.5	Zpoždění, ke kterým dochází před měřením proudu [7]	7
1.6	Tok proudu střídačem a proud protékající bočníkem pro stav $T_{HA} = 1, T_{HB} = 0, T_{HC} = 0$ (převzato z [8]).	8
1.7	Posunutí PWM2L (převzato z [8]).	9
1.8	Konstrukce resolveru (převzato z [9]).	10
1.9	Konstrukce inkrementálního snímače otáček (převzato z [12]).	11
1.10	Pulzy inkrementálního snímače otáček (převzato z [12]).	12
1.11	Disky inkrementálního a absolutního enkodéru (převzato z [15]).	13
1.12	Pulzy odpovídající poloze rotoru (převzato z [18]).	14
1.13	Sinus Kosinus senzor (převzato z [21]).	15
1.14	Přehled členění AUTOSAR.	16
2.1	Setup pro měření.	18
2.2	Prostředí CANape.	19
2.3	Diagram bloku čítače T12.	20
2.4	Komparace při provozu se zarovnáním na hranu (převzato z [26])	21
2.5	Zobrazení osmi základních vektorů SVPWM (převzato z [27]).	22
2.6	Tvorba libovolného vektoru pomocí základních vektorů (převzato z [28]).	24
2.7	Napětí na bočníku - vertikální čáry představují čas při vzorkování.	25
2.8	Módy pro organizaci spínání.	25
2.9	Změna pořadí spínání fází během pěti period PWM při přechodu mezi SVM sektory - vzorkování jen každou čtvrtou periodu, lineární přechod mezi dvěma stavy.	26
2.10	Synchronizované hodnoty skutečného a rekonstruovaného proudu.	26
2.11	Průběh napětí na bočníku v závislosti na poloze v SVM sektoru.	27
2.12	Naměřené fázové proudy a proudy rekonstruované z měření na bočníku pro stationární vektor U_Q 1.2V 0°.	27

2.13	Detail průběhu přechodového děje na bočníku - skutečný (modrý) a rekonstruovaný (oranžový) průběh.	28
2.14	Fázorový diagram.	29
2.15	Hall signál ze senzoru a jeho interpretace v SW.	30
2.16	Extrapolace na základě úhlové rychlosti v předchozím sektoru.	31
2.17	Skokový a plynulý přechod mezi extrapolovanou polohou a následujícím sektorem (převzato z [31])	32
2.18	Schéma pro vector tracking observer (převzato z [32]).	33
2.19	Referenční senzor polohy TLE5109.	34
2.20	Extrapolovaná poloha při rychlosti 2000 ot/min.	35
2.21	Extrapolace polohy při snižování rychlosti.	36
2.22	Reverzace při 600 rpm.	37

Seznam tabulek

1.1	Stavy sepnutí tranzistorů a proud tekoucí bočником [8].	8
2.1	Základní vektory SVPWM a jejich binární reprezentace.	22
2.2	Převodní tabulka Hall stavů a odpovídající elektrický úhel.	30