

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

KATEDRA ELEKTROMECHANIKY A VÝKONOVÉ ELEKTRONIKY

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Implementace bezsenzorového řízení PMSM

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE
(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Marek JIŘÍČEK**
Osobní číslo: **E15N0126P**
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Průmyslová elektronika a elektromechanika**
Název tématu: **Implementace bezsenzorového řízení PMSM**
Zadávací katedra: **Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky**

*
*
*
Z á s a d y p r o v y p r a c o v á n í :

Vektorové řízení PMSM vyžaduje znalost polohy toku permanentních magnetů. Tato informace může být určena pomocí absolutního čidla polohy nebo pomocí estimačního algoritmu.

1. Implementujte vektorové řízení s odděleným zadáváním momentotvorné a tokotvorné složky vektoru proudu do DSP TMS320f28335.
2. Popište bezsenzorový algoritmus na principu injektování napěťového signálu - pulzní injektáže.
3. Implementujte pulzní injektážní algoritmus do DSP procesoru TMS320f28335.
4. Proveďte experimentální ověření implementovaného algoritmu a stručně diskutujte jeho meze použitelnosti.

Rozsah grafických prací: **podle doporučení vedoucího**

Rozsah kvalifikační práce: **40 - 60 stran**

Forma zpracování diplomové práce: **tištěná/elektronická**

Seznam odborné literatury:

- 1. Student si vhodnou literaturu vyhledá v dostupných pramenech podle doporučení vedoucího práce.**

Vedoucí diplomové práce:

Ing. David Vošmik, Ph.D.

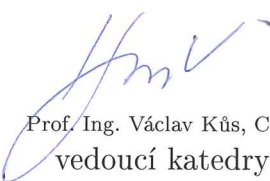
Regionální inovační centrum elektrotechniky

Datum zadání diplomové práce: **14. října 2016**

Termín odevzdání diplomové práce: **19. května 2017**


Doc. Ing. Jiří Hammerbauer, Ph.D.
děkan




Prof. Ing. Václav Kůs, CSc.
vedoucí katedry

V Plzni dne 14. října 2016

Abstrakt

Cílem této práce je implementace bezsenzorového řízení PMSM s estimátorem polohy založeném na principu injektáže pulzujícího napěťového signálu. Práce zahrnuje popis implementace algoritmů vektorového řízení a estimátoru polohy a výsledky experimentů zaměřených na určení mezí použitelnosti bezsenzorového řízení. Obsah práce zahrnuje také teoretický rozbor matematického modelu PMSM a pulzujícího injektážního algoritmu.

Klíčová slova

PMSM, bezsenzorové řízení, vektorové řízení, estimátor polohy rotoru, pulzující injektáž

Abstract

Aim of this thesis is to implement sensorless control of PMSM with rotor position sensing based on injection of pulsating voltage signal. Thesis contains description of implementation of vector control and position sensing algorithms and also results of experiments which were focused on determining usage limits of sensorless control. Theoretical analysis of mathematical model of PMSM and position sensing algorithm with pulsating injection is also contained in the thesis.

Key words

PMSM, sensorless control, vector control, estimation of rotor position, pulsating injection

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně, s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, který je součástí této diplomové práce.

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

.....
podpis

V Plzni dne 29.5.2017

Marek Jiříček

Poděkování

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu diplomové práce panu Ing. Davidu Vošmikovi, Ph.D. za cenné rady a připomínky při vedení práce.

Obsah

1	Seznam symbolů a zkratk	3
2	Úvod	5
2.1	Cíle práce	5
2.2	Způsob řešení	6
3	Základní vztahy	6
3.1	Napěťový střídač	6
3.2	Transformace „prostorový vektor“	11
3.3	Transformace „alfa-beta na d-q“	16
4	Matematický model PMSM založený na transformaci „prostorový vektor“	18
4.1	Napěťová rovnice PMSM ve stojícím souřadném systému statoru	18
4.2	Napěťová rovnice PMSM v rotujícím souřadném systému rotoru	21
5	Teorie pulzujícího injektážního estimátoru	30
5.1	Pulzující vektor napětí použitý jako testovací signál	31
5.2	Model proudové odezvy na pulzující napěťový vektor	31
5.3	Model proudové odezvy v referenčním systému injektáže	33
6	Indikace rozdílu poloh referenčního systému a systému rotoru na základě proudové odezvy v referenčním systému	35
7	Struktura implementovaných algoritmů	37
7.1	Vektorové řízení PMSM v kartézském souřadném systému svázaném s tokem rotoru	37
7.2	Estimátor polohy rotoru PMSM na principu injektáže pulzujícího napěťového signálu	38
8	Způsob implementace algoritmů do mikroprocesoru	39
8.1	Nastavení periférií a časování aplikace	42
8.2	Kód algoritmu vektorového řízení	43
8.3	Naladění PS regulátorů	49
8.4	Kód algoritmu pulzujícího injektážního estimátoru	50
8.5	Naladění pulzujícího injektážního estimátoru	51
9	Experimenty na laboratorním prototypu	52
9.1	Způsob záznamu experimentů	54
9.2	Samostatné vektorové řízení	55
9.3	Bezsenzorový estimátor polohy rotoru na principu injektáže pulzujícího napěťového signálu v otevřené smyčce za běhu vektorového řízení	58
9.3.1	Projev pulzujícího injektážního algoritmu v proudech motoru	58
9.3.2	Výstup bezsenzorového estimátoru polohy na principu injektáže pulzujícího napěťového signálu v otevřené smyčce za běhu vektorového řízení	61
9.4	Estimátor polohy rotoru na principu injektáže pulzujícího napěťového signálu v uzavřené smyčce vektorového řízení (bezsenzorové řízení)	66

9.4.1	Oblast relativně bezproblémového chodu	66
9.4.2	Mez použitelnosti	68
9.4.3	Selhávání bezsensorového řízení na základě chyby estimace	69
10	Diskuze získaných výsledků	74
10.1	Samostatné vektorové řízení	74
10.2	Bezsensorový estimátor polohy rotoru na principu injektáže pulzujícího napěťového signálu v otevřené smyčce vektorového řízení	74
10.3	Estimátor polohy rotoru na principu injektáže napěťového signálu v uzavřené smyčce vektorového řízení (bezsensorové řízení)	75
11	Závěr	76

1 Seznam symbolů a zkratek

PMSM	synchronní motor s permanentními magnety na povrchu rotoru
ADC	analogově-digitální převodník
ARC	absolutní čidlo polohy
DAC	digitálně-analogový převodník
DSP	digitální signálový procesor
u_{A0}, u_{B0}, u_{C0}	fázová napětí střídače
$\bar{U}_{zA(1)}, \bar{U}_{zB(1)}, \bar{U}_{zC(1)}$	fázory první harmonické napětí zátěže střídače
U_d	napětí stejnosměrného meziobvodu střídače
u_{zA}, u_{zB}, u_{zC}	fázová napětí zátěže střídače
PWM	pulzně-šířková modulace
\hat{i}_s	vektor proudu motoru
\hat{u}_s	vektor napětí motoru
$\Psi_{sA}, \Psi_{sB}, \Psi_{sC}$	spřážené magnetické toky fází statoru
$\hat{\Psi}_s$	vektor toku statoru
R_s	statorový odpor
L_s	statorová indukčnost
L_{sd}	indukčnost v ose d
L_{sq}	indukčnost v ose q
\mathbf{l}_s	tenzor indukčnosti v systému d-q
\vec{H}	vektor magnetické intenzity
L_σ	rozptylová indukčnost
l_h	hlavní (magnetizační) indukčnost
ϑ_{el}	elektrická poloha rotoru
ω_{el}	elektrická rychlost rotoru
p_p	počet pólpárů motoru
ω_{mech}	mechanická rychlost motoru
$\hat{\Psi}_B$	vektor magnetického toku rotoru
M_{el}	elektromagnetický moment motoru
p_{mech}	okamžitý mechanický výkon
η	účinnost motoru
d-q	rotující souřadný systém svázaný s magnetickým tokem rotoru
alfa-beta	stojící souřadný systém svázaný s polohou statoru
d-qref	referenční souřadný systém injeztáže
u_{sd}	napětí statoru v ose d
u_{sq}	napětí statoru v ose q
i_{sd}	momentotvorná složka proudu
i_{sq}	tokotvorná složka proudu
ω_e	úhlová frekvence testovacího signálu
f_e	frekvence testovacího signálu
ϑ_{Inj}	poloha referenčního systému injeztáže
$\Delta\vartheta$	rozdíl polohy referenčního systému a systému rotoru
\hat{u}_{sInj}	vektor injektovaného napětí
\hat{i}_{sInj}	vektor injektovaného proudu
$i_{Injd(ref)}$	d složka injektovaného proudu v referenčním systému
$i_{Injq(ref)}$	q složka injektovaného proudu v referenčním systému

U_m	maximální hodnota injektovaného napěťového signálu
e_{Inj}	hodnota inikace rozdílu polohy referenčního systému a systému rotoru
i_{sd}^*	zadávaný tokotvorný proud
i_{sq}^*	zadávaný momentotvorný proud
u_{sd}^*	zadávané napětí v ose d
u_{sq}^*	zadávané napětí v ose q
ω_{mech}^*	zadávaná mechanická úhlová rychlost
$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$	složky proudu v souřadném systém alfa-beta
IIR filtr	filtr s nekonečnou impulsní odezvou
IGBT	Bipolární tranzistor s izolovaným hradlem

2 Úvod

Automatické řízení elektrického pohonu má jako primární cíl dosahování požadovaného mechanického chování hnaného zařízení.

Pro úspěšné řízení pohonu se synchronním motorem s permanentními magnety (PMSM) je potřebná přesná informace o poloze rotoru, přesněji řečeno informace o poloze vektoru magnetického toku permanentních magnetů. Tato informace je standardně získávána pomocí čidla absolutní polohy.

Aplikace, kde je PMSM preferován, kladou značné nároky na minimalizaci prostoru potřebného pro uložení motoru. PMSM má v porovnání s ostatními typy motorů značnou hustotu výkonu na jednotku objemu. Z tohoto důvodu je pro tyto aplikace vhodný. Nicméně čidlo absolutní polohy rotoru, které musí být umístěné na hřídeli PMSM, se svojí velikostí v poměru k motoru značně podílí na celkové délce motoru s čidlem. Další negativum čidla absolutní polohy, které je běžně typu absolutní rotační kodér (ARC), je možnost jeho selhání. Ta je relativně nízká, nicméně snižuje celkovou spolehlivost pohonu jehož hlavní prvky mají jinak vysokou spolehlivost. Pokud je čidlo polohy jediným zdrojem informace o poloze rotoru, tak při poruše čidla polohy dochází ke kompletnímu výpadku schopnosti řídit pohon, a tím i schopnosti pohon bezpečně odstavit. Z hlediska negativ spojených s čidlem polohy u PMSM je také podstatný fakt, že existují aplikace cenové kategorie, kde by se čidlo polohy neúměrně podílelo na celkové ceně pohonu.

Je snaha všechny tyto problémy řešit přechodem na takzvané bezsenzorové řízení. Cílem bezsenzorového řízení PMSM je schopnost řídit motor i bez využití čidla polohy. Je zde použita alternativní metoda pro získání informace o poloze rotoru a tou je bezsenzorová estimace. Bezsenzorový estimátor polohy PMSM je algoritmus, který podává estimovanou informaci o poloze a rychlosti rotoru na základě měření a zpracování elektrických veličin motoru.

Z hlediska celkové oblasti zabývající se bezsenzorovým řízením PMSM zahrnující různé metody estimace jsou na úrovni vhodné pro využití v provozu zvládnuty převážně metody, které fungují od nízkých, či středních rychlostí motoru a výše. Rozsah nulových a nízkých rychlostí je z hlediska bezsenzorového řízení PMSM problém, který je snaha řešit specifickým způsobem.

Tato práce je zaměřena na bezsenzorovou estimaci polohy rotoru PMSM na základě magnetické anizotropie rotoru. Algoritmus těží z toho, že poloha rotoru PMSM je svázána s magnetickou anizotropií magnetického obvodu. Magnetická anizotropie se projevuje na elektrických veličinách ve statoru motoru. Původní účel tohoto algoritmu je zaměřený na bezsenzorové řízení v nulových a nízkých rychlostech pohonu.

2.1 Cíle práce

Hlavním cílem diplomové práce je **implementace bezsenzorového řízení PMSM na základě estimátoru polohy rotoru PMSM na principu injekce pulzujícího napěťového signálu** do digitálního signálového procesoru (DSP) TMS320f28335 a experimentální otestování tohoto algoritmu na laboratorním prototypu pohonu s PMSM a napěťovým střídačem tak, aby došlo k ověření použitelnosti estimátoru polohy a bezsenzorového řízení. Estimátor polohy rotoru je potřeba otestovat v otevřené smyčce. Otevřenou smyčkou se rozumí běh bezsenzorového estimátoru pouze pro účel pozorování bez využití estimované informace pro řízení za paralelního běhu s řízením pohonu. Řízení pohonu bude zajištěno konkrétně **vektorovým řízením v kartézském souřadném systému**

svázaném s tokem rotoru. Dále je potřeba experimentálně otestovat řízení motoru s využitím estimované polohy a kompletní bezsenzorové řízení (estimátor v uzavřené smyčce). To má posloužit k posouzení mezi použitelnosti estimačního algoritmu. Předpokládá se možná použitelnost v nulových a nízkých rychlostech.

Seznam hlavních cílů práce:

1. **Implementace vektorového řízení PMSM v kartézském souřadném systému svázaném s tokem rotoru do DSP TMS320f335**
2. **Implementace estimátoru polohy rotoru PMSM na principu injecktáže pulzujícího napěťového signálu do DSP TMS320f335**
3. **Experimentální otestování estimátoru polohy rotoru PMSM na principu pulzující injecktáže napěťového signálu v otevřené smyčce a v uzavřené smyčce (bezsenzorové řízení)**
4. **Posouzení mezi použitelnosti estimátoru polohy rotoru PMSM na principu pulzující injecktáže napěťového signálu**

2.2 Způsob řešení

Algoritmy vektorového řízení v kartézském souřadném systému svázaném s tokem rotoru a estimátoru polohy rotoru PMSM na principu injecktáže pulzujícího napěťového signálu (dále jen vektorové řízení a pulzující injecktážní estimátor) jsou založeny na základních principech napěťového střídače, teorii střídavých točivých strojů využívající transformaci „prostorový vektor“ a na základech teorie řízení. Proto se část práce začínající sekcí 3 zabývá teoretickými základy, které se uplatňují specificky u vektorového řízení PMSM a pulzujícího injecktážního estimátoru, z nichž je potřeba vycházet.

V následující části práce je popsána struktura implementovaných algoritmů.

Hlavní a praktická část této diplomové práce zahrnující implementaci popsaných algoritmů do DSP TMS320f335, která sestává především ze psaní kódu a jeho testování na laboratorním prototypu, je v dokumentu diplomové práce obsažena jako popis praktického postupu implementace a testování algoritmů a následně jsou prezentovány experimentální výsledky jež jsou diskutovány především z hlediska použitelnosti pulzujícího injecktážního estimátoru a bezsenzorového řízení PMSM.

3 Základní vztahy

3.1 Napěťový střídač

Moderní elektrické pohony jsou napájeny nejčastěji napěťovým střídačem. Vektorové řízení PMSM není výjimkou. Tato sekce popisuje základní vlastnosti napěťového střídače jako zdroje napětí pro motor.

Hlavní funkcí napěťového střídače s bipolárními tranzistory s izolovaným hradlem (IGBT) je generování napětí zátěže (svorky motoru) pomocí spínání tranzistorů.

Ke spínání IGBT dochází pomocí napěťových pulzů přivedených na hradlo tranzistoru. Při dostatečném kladném napětí mezi hradlem a zemí je tranzistor otevřen a vede, při nulovém napětí mezi hradlem a zemí je tranzistor zavřen (používají se i záporné hodnoty napětí). Reálný IGBT však vykazuje parazitní kapacity, ze kterých se v průběhu spínání

uplatňuje kapacita mezi hradlem tranzistoru a zemí. To znamená, že pro dosažení potřebného napětí na hradle je potřeba do parazitní kapacity dodat náboj a pro navrácení napětí hradla na nulu odebrat náboj. Proto je ve skutečnosti zavírání a otevírání tranzistoru dynamickým jevem. Měniče jsou konstruovány a provozovány tak, aby ke spínání součástek docházelo v rámci možností co nejrychleji. Doba dodání potřebného náboje do hradla IGBT závisí na integrálu proudu, tudíž je zásadním omezením maximální proud do hradla. Omezující může být i maximální $\frac{du}{dt}$, které namáhá izolaci zátěže, pokud je zátěž takového typu.

Vzhledem k dynamickému chování motoru jsou doby zapnutí a vypnutí součástek většinou zanedbatelné. Napětí na zátěži kromě speciálního případu vždy odpovídá spínací kombinaci tranzistorů střídače. Speciální stav, kdy napětí střídače a potažmo zátěže není dáno spínací kombinací nastává pouze tehdy, kdy dojde k vypnutí obou tranzistorů ve větvi střídače. V tomto případě je napětí dané fáze střídače dáno polaritou proudu odebíraného z této fáze měniče. Pokud jsou vypnuty všechny tranzistory střídače, tak střídač vzhledem k zátěži pracuje jako usměrňovač, protože aktivní mohou být jen jeho zpětné diody, které samostatně tvoří usměrňovač.

Algoritmus řízení střídače implementovaný v mikroprocesoru generuje signály, které jen říkají, zda má být tranzistor sepnutý, nebo vypnutý. O realizaci napěťových pulzů potřebných pro spínání tranzistorů se starají budící obvody výkonových součástek, nebo takzvané drivery.

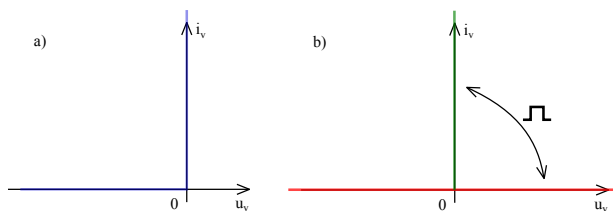
Fázová napětí střídače

V práci je použit dvouúrovňový trojfázový napěťový střídač.

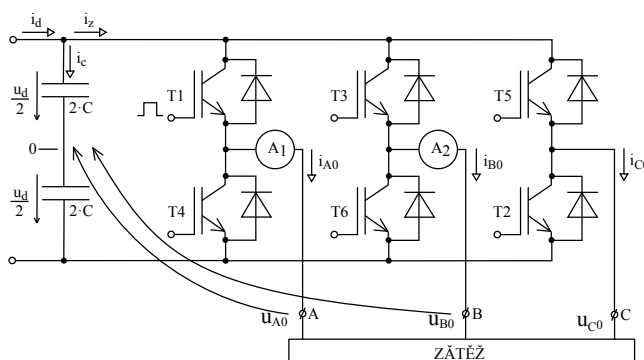
Střídač (obrázek 2) je složen ze tří větví o dvou tranzistorech s antiparalelními diodami (zpětné diody). Při provozování střídače je, až na výše zmíněný speciální stav, v každé větvi vždy aktivní právě jeden tranzistor (horní, nebo dolní tranzistor). Pokud je proud odebíraný z této větve střídače (například pro fázi A proud i_{A0}) kladný, tak proud prochází přes tento aktivní tranzistor, v opačném případě prochází přes diodu. Fázové napětí střídače (pro fázi A u_{A0}) je v obou případech stejné, rozdílná je však polarita okamžitého výkonu. Tranzistory mají funkci přenášení kladného okamžitého výkonu. Hlavní funkce zpětných diod je přenos záporného okamžitého výkonu. Z toho jak se v přenosu okamžitého výkonu střídají tranzistory a diody je možno usuzovat jalový odběr a režim provozu motoru jako pohon, nebo elektrodynamická brzda. Vedlejší funkce diody je zamezení vzniku záporného napětí na tranzistoru, protože IGBT je na záporné napětí náchylný.

Funkce napěťového střídače vyžaduje přepínání mezi tranzistory, které jsou nad sebou ve větvi střídače (například T1 a T4 na obrázku 2), ve stavu kdy jsou oba současně sepnuty je vyzkratován meziobvod s kondenzátorem, čemuž je potřeba za každou cenu zabránit. Způsob kterým se to provádí je **vkládání takzvaných mrtvých časů**. Mrtvý čas je do průběhu přepínání tranzistorů měniče vkládán tak, aby se zabránilo vedení obou tranzistorů ve větvi současně. IGBT má totiž vypínací dobu delší, než dobu zapnutí. Při současném spínání jednoho a vypínání druhého tranzistoru by vlivem tohoto jevu došlo ke zkratu meziobvodu a destrukci měniče. Proto se nejprve změní úroveň signálu pro hradlo aktivního tranzistoru pro jeho vypnutí, a až po uplynutí prodlevy - mrtvého času (například $1\mu s$) se změní úroveň signálu na hradlo druhého tranzistoru pro jeho aktivaci. Při mrtvém času po určitou dobu není aktivní ani jeden tranzistor a nenulový proud poteče přes jednu z antiparalelních diod větve střídače podle toho jakou má polaritu, což v tento speciální případ rozhoduje o fázovém napětí této fáze střídače.

Následující úvahy se opírají o ideální polovodičové součástky a nulové parazitní parametry v obvodu měniče (okamžitá komutace).



Obrázek 1: Statické charakteristiky a) - ideální diody, b) - ideálního tranzistoru



Obrázek 2: Dvouúrovňový trojfázový napěťový střídač

Obvod napěťového střídače obvykle obsahuje čidla proudu, jak je v obrázku 2 znázorněno. Čidla jsou u trojfázového střídače obvykle jen ve dvou fázích střídače. Za předpokladu, že není vyveden uzel zátěže na zem platí následující rovnice.

$$i_{A0} + i_{B0} + i_{C0} = 0[A, A, A] \quad (1)$$

$$i_{C0} = -i_{A0} - i_{B0}$$

Napájení stejnosměrného meziobvodu (obvykle přes diodový usměrňovač) má za cíl dodávat potřebný výkon (potažmo proud i_d) a tím zároveň stabilizovat napětí kondenzátoru.

$$i_d = i_z + C \cdot \frac{du_d}{dt} [A; A, F, V, s]$$

Výše uvedené vztahy naznačují, že u reálného měniče je napětí meziobvodu zvlněné dle odběru proudu a kapacity kondenzátoru. V principu generování spínacích pulzů střídače použitým v této práci je předpokládáno, že $u_d = U_d$ je konstantní, což představuje ideální zdroj napětí. Ve výše uvedených vztazích to odpovídá předpokladu $C \rightarrow \infty$. Existují i způsoby generování spínacích pulzů střídače, které respektují hodnotu u_d na základě jeho měření.

Následující vztahy pro jednoduchost nezohledňují napěťové úbytky na polovodičových součástkách. Pokud by byl úbytek na polovodiči nezávislý na tom, zda vede tranzistor, nebo dioda, tak je možno úbytek zohlednit odečtením fixní hodnoty od fázového napětí střídače, kde se vždy projeví napěťový úbytek od jedné součástky.

Fázová napětí střídače jsou dána následovně.

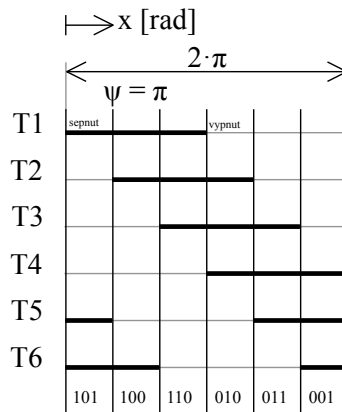
$$u_{A0} = \pm \frac{U_d}{2} [V] \quad (2)$$

$$u_{B0} = \pm \frac{U_d}{2} [V] \quad (3)$$

$$u_{C0} = \pm \frac{U_d}{2} [V] \quad (4)$$

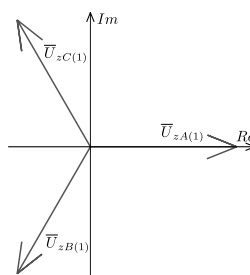
Fázová napětí zátěže střídače

Číslování tranzistorů (T1, T2...) na obrázku 2 udává sled fází prvních harmonických napětí zátěže při obdélníkovém řízení střídače, kde pořadí spínání tranzistorů odpovídá pořadí jejich číslování.



Obrázek 3: Spínací diagram obdélníkového řízení střídače

ψ je úhel řízení při obdélníkovém řízení.

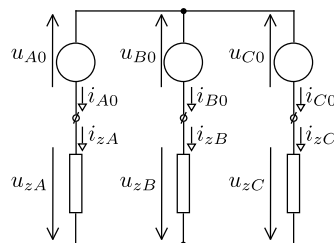


Obrázek 4: Sled fází první harmonické fázového napětí zátěže

Užitečné stavy sepnutí střídače lze vyjádřit, jak je zapsáno v obrázku 3, trojčiferným zápisem (například 101), kde každá cifra přísluší jedné z fází střídače a má hodnotu 0, nebo 1. Hodnota 1 znamená, že příslušné fázové napětí střídače je $\frac{U_d}{2}$, hodnota 0 znamená fázové napětí střídače $-\frac{U_d}{2}$.

Spolu se spínacími kombinacemi (000) a (111) spínací diagram obdélníkového řízení obsahuje všechny užitečné spínací kombinace střídače. Dohromady jde tedy o $2^m = 8$

spínacích kombinací, kde m je počet fází a 2 je počet úrovní fázového napětí střídače. Spínací kombinace (000) a (111) fungují jako vyzkratování zátěže, neboli přiložení nulového napětí na fáze zátěže.



Obrázek 5: Schéma zapojení zátěže střídače do hvězdy

Předpokládá se, že napětí zátěže tvoří vyvážený trojfázový systém.

$$u_{zA} + u_{zB} + u_{zC} = 0 \quad (5)$$

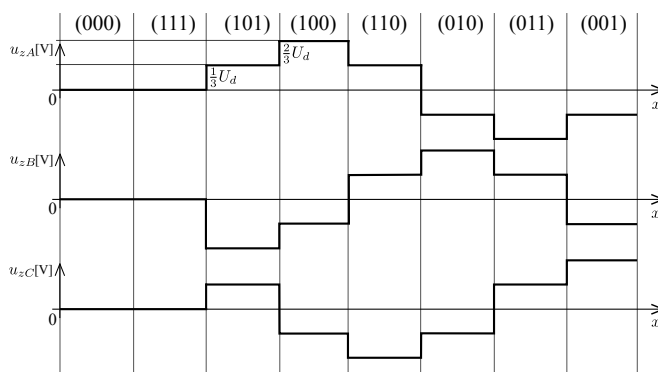
Z obvodu na obrázku 5 lze s použitím rovnice 5 na základě druhého Kirchhoffova zákona odvodit následující vztahy pro jednotlivá fázová napětí zátěže. [1]

$$u_{zA} = \frac{1}{3}(2 \cdot u_{A0} - u_{B0} - u_{C0})[V]$$

$$u_{zB} = \frac{1}{3}(2 \cdot u_{B0} - u_{A0} - u_{C0})[V]$$

$$u_{zC} = \frac{1}{3}(2 \cdot u_{C0} - u_{A0} - u_{B0})[V]$$

Následující obrázek obsahuje možná fázová napětí zátěže zapojené do hvězdy pro všech 8 spínacích kombinací střídače.

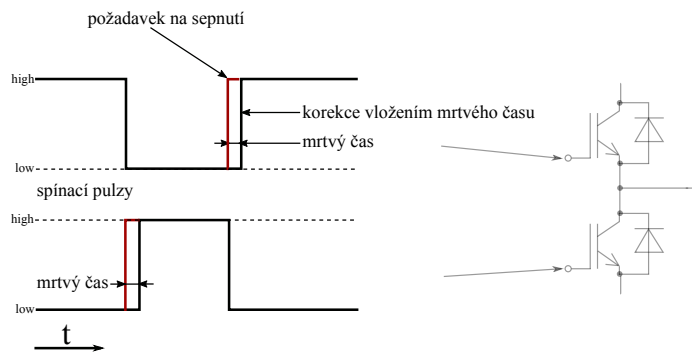


Obrázek 6: Hodnoty fázových napětí zátěže střídače při zapojení do hvězdy

Vkládání mrtvých časů

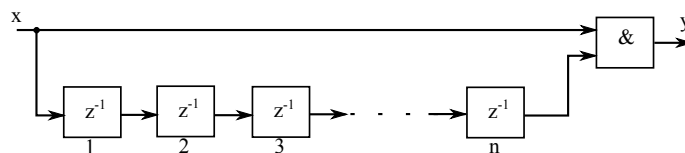
Nutnost vkládání mrtvých časů do intervalů spínání měniče a jejich důsledek pro funkci měniče byl již v této sekci vysvětlen. Zde je uveden princip generování mrtvých časů. Generování mrtvých časů může být součástí řídicího systému, nebo součástí logiky spínacích obvodů střídače (driveru).

Algoritmus vkládání mrtvých časů musí zajistit to, aby každá náběžná hrana spínacího signálu pro tranzistor byla zpožděna o interval mrtvého času, naopak u doběžné hrany ke zpoždění dojít nesmí.



Obrázek 7: Mrtvé časy ve spínacích signálech střídače

Pokud jsou mrtvé časy vytvářeny uvnitř diskretního systému, tak lze s využitím jednotkového zpoždění z^{-1} a logického součinu popsat vkládání mrtvých časů následujícím schématem.



Obrázek 8: Principiální schéma vkládání mrtvých časů

ΔT je vzorkovací perioda systému generujícího mrtvé časy. Délka mrtvého času pak bude T_{DT} .

$$T_{DT} = n \cdot \Delta T [s; -, s]$$

Číslicová implementace zpoždění je možná pomocí čítače. Hardwarová analogová implementace zpoždění je možná s RC článkem (aperiodický člen), kde by pak doba mrtvého času odpovídala časové konstantě $\tau_{RC} = R \cdot C$.

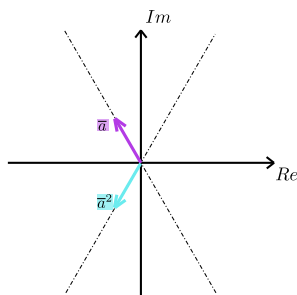
3.2 Transformace „prostorový vektor“

V disciplíně elektrické pohony se pro teoretický popis dynamického chování střídavých točivých strojů používá takzvaná transformace „prostorový vektor“ [2]. Na této transformaci jsou založeny také některé způsoby řízení střídačů.

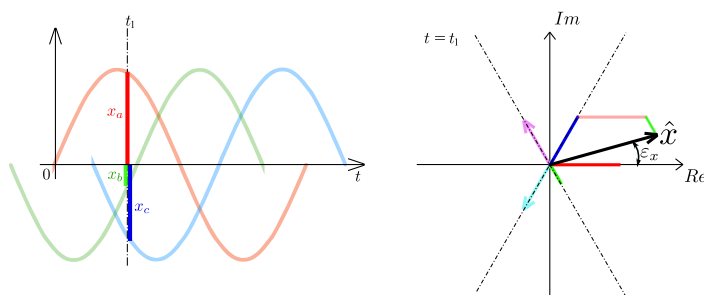
Tato transformace umožňuje vektor tří čísel x_a , x_b , x_c představujících okamžité hodnoty veličin trojfázového obvodu za platnosti vztahu $x_a + x_b + x_c = 0$ vyjádřit komplexním číslem.

Definice prostorového vektoru:

$$\hat{x} = k \cdot (x_a + \bar{a} \cdot x_b + \bar{a}^2 \cdot x_c) \quad (6)$$



Obrázek 9: Komplexní rovina transformace „prostorový vektor“



Obrázek 10: Grafické znázornění transformace „prostorový vektor“

Konstanta \bar{a} je komplexní číslo.

$$\bar{a} = e^{j \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j \cdot \frac{\sqrt{3}}{2}$$

$$\bar{a}^2 = e^{-j \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3}} = -\frac{1}{2} - j \cdot \frac{\sqrt{3}}{2}$$

Reálná konstanta k se volí podle toho jaké má mít transformace vlastnosti. Volba $k \equiv \frac{2}{3}$ zajistí, že při zpětné transformaci budou získány hodnoty x'_a , x'_b , x'_c rovné původním x_a , x_b , x_c .

$$x'_a = \text{Re}\{\hat{x}\} = |\hat{x}| \cdot \cos(\varepsilon_x)$$

$$x'_b = \text{Re}\{\bar{a}^2 \cdot \hat{x}\} = |\hat{x}| \cdot \cos\left(\varepsilon_x - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right)$$

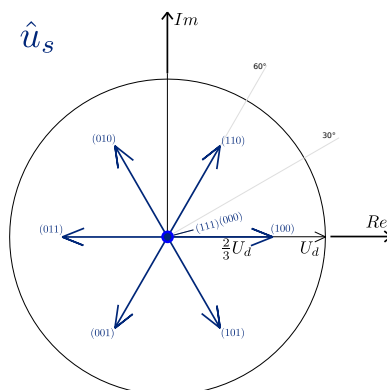
$$x'_c = \text{Re}\{\bar{a} \cdot \hat{x}\} = |\hat{x}| \cdot \cos\left(\varepsilon_x + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right)$$

ε_x je úhel mezi prostorovým vektorem a reálnou osou.

$$\varepsilon_x = \arctg\left(\frac{\text{Im}\{\hat{x}\}}{\text{Re}\{\hat{x}\}}\right)$$

Prostorové vektory napětí zátěže střídače

Vztah 6 a obrázek 6 udávají následující prostorové vektory napětí zátěže střídače pro zapojení do hvězdy.

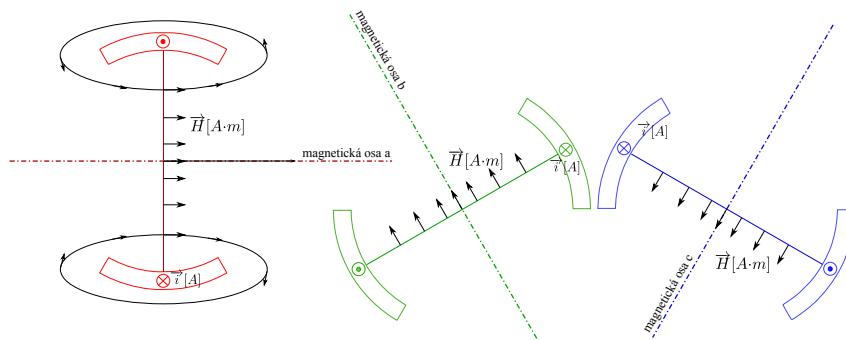


Obrázek 11: Prostorové vektory napětí zátěže střídače - pro hvězdu a trojúhelník

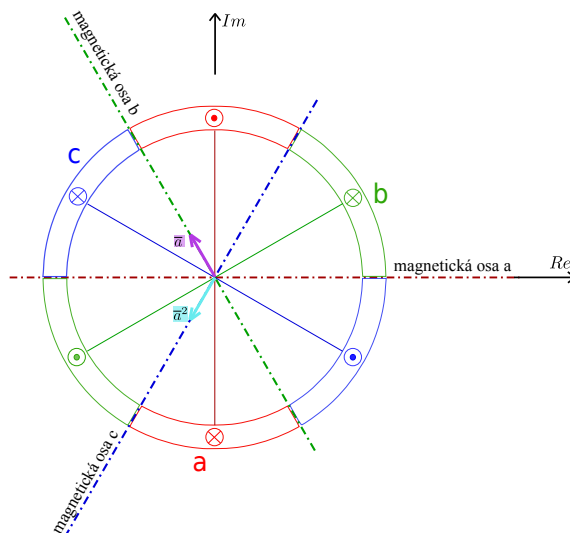
Velikost dostupných nenulových prostorových vektorů napětí zátěže dvojúrovňového napěťového střídače zapojené do trojúhelníka je $\frac{2}{3} \cdot U_d$ a sousední vektory svírají úhel 60° .

Význam prostorového vektoru napětí a proudu u symetrického trojfázového vinutí prostorově rozmístěného po $\frac{2\pi}{3}$

Proud vinutí budí pole magnetické indukce, jehož prostorové rozložení odpovídá prostorovému rozložení vinutí. Pro fáze vinutí vzájemně prostorově pootočené o $\frac{2\pi}{3}$, lze vztah mezi proudem ve vinutí a magnetickým polem popsat na schématu trojfázového statoru dvoupólového stroje.



Obrázek 12: Magnetické pole vyvolané proudem ve vinutí



Obrázek 13: Magnetické osy trojfázového dvupólového statoru

Magnetická osa je osa pole magnetické intenzity v průřezu státorem (obrázek 13), které by vybudil proud příslušné fáze. Magnetická intenzita, jejímž zdrojem je proud příslušné fáze, je tomuto proudu velikostí přímo úměná.

Obrázek 13) obsahuje také zvolení komplexní roviny prostorového vektoru spojené se státorem. Proto lze definovat vektor statorového proudu v komplexní rovině systému statoru:

Vinutí motoru je již uvažováno jako zátěž střídače, tomu odpovídají indexy v rovnicích.

$$\hat{i}_s = \frac{2}{3} \cdot (i_{zA} + \bar{a} \cdot i_{zB} + \bar{a}^2 \cdot i_{zC}) [A; -, A, -, A, -, A] \quad (7)$$

Fázové proudy tekoucí ze střídače jsou měřeny, proto je vektor proudu \hat{i}_s znám na základě měření.

Při orientaci komplexní roviny dle obrázku 13 bude vektor proudu \hat{i}_s procházet osou pole magnetické intenzity vyvolaného společným působením všech třech fázových proudů. Velikost magnetické intenzity vyvolané společným působením fází je úměrná velikosti prostorového vektoru proudu \tilde{i}_s . To znamená, že vektor proudu \tilde{i}_s vyjadřuje **okamžité** magnetické působení fázových proudů statoru podílející se stavu magnetického pole protínajícího vinutí statoru.

Dále má smysl definovat vektor statorového napětí v komplexní rovině systému statoru:

$$\hat{u}_s = \frac{2}{3} \cdot (u_{zA} + \bar{a} \cdot u_{zB} + \bar{a}^2 \cdot u_{zC}) [V; -, V, -, V, -, V] \quad (8)$$

Vektor napětí je u trojfázového elektrického pohonu s napěťovým střídačem vytvářen spínáním napěťového střídače, proto je vektor napětí znám, neboť je u řízení střídače cíleně zadáván.

Symetrické trojfázové vinutí statoru střídavého elektrického stroje lze popsat následujícími napěťovými rovnicemi.

$$u_{zA} = R_s \cdot i_{zA} + \frac{d\Psi_{sA}}{dt} \quad (9)$$

$$u_{zB} = R_s \cdot i_{zB} + \frac{d\Psi_{sB}}{dt} \quad (10)$$

$$u_{zC} = R_s \cdot i_{zC} + \frac{d\Psi_{sC}}{dt} \quad (11)$$

Spřažené toky jednotlivých fází jsou nyní neznámé, nicméně vyjadřují stav magnetického pole protínajícího vinutí statoru. Lze je též převést na vektor v systému statoru:

$$\hat{\Psi}_s = \frac{2}{3} \cdot (\Psi_{zA} + \bar{a} \cdot \Psi_{zB} + \bar{a}^2 \cdot \Psi_{zC}) [Wb; -, Wb, -, Wb, -, Wb] \quad (12)$$

Pro získání následující rovnice bylo provedeno vynásobení rovnice 9 konstantou $\frac{2}{3}$, vynásobení rovnice 11 členem $\frac{2}{3} \cdot \bar{a}$, vynásobení rovnice 11 členem $\frac{2}{3} \cdot \bar{a}^2$ a následné sečtení všech tří rovnic.

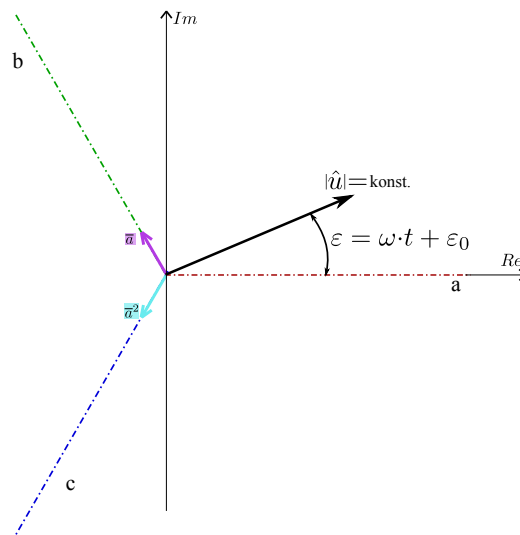
$$\frac{2}{3} \cdot (u_{zA} + \bar{a} \cdot u_{zB} + \bar{a}^2 \cdot u_{zC}) = R_s \cdot \frac{2}{3} \cdot (i_{zA} + \bar{a} \cdot i_{zB} + \bar{a}^2 \cdot i_{zC}) + \frac{d}{dt} \left(\frac{2}{3} \cdot (\Psi_{zA} + \bar{a} \cdot \Psi_{zB} + \bar{a}^2 \cdot \Psi_{zC}) \right)$$

$$\hat{u}_{sI} = R_s \cdot \hat{i}_{sI} + \frac{d\hat{\Psi}_{sI}}{dt} \quad (13)$$

Výsledná napěťová rovnice motoru pro okamžité hodnoty platí pro komplexní rovinu stojícího systému statoru značeného I. Došlo k nahrazení soustavy tří rovnic na oboru reálných čísel jednou rovnicí na komplexním oboru. Vektor $\hat{\Psi}_s$ zastupuje stav magnetického pole protínajícího vinutí statoru. Z rovnice 13 je zřejmé, že vektor napětí \hat{u}_s minus úbytek $R_s \cdot \hat{i}_s$ přímo udává **dynamickou** změnu toku $\hat{\Psi}_s$ zastupující stav magnetického pole protínajícího vinutí statoru.

Vztah prostorového sledu vinutí fází vs sled fázorů první harmonické fázového napětí

Mějme vektor napětí o konstantní velikosti rotující konstantní rychlostí například proti směru hodinových ručiček.



Obrázek 14: Rotující vektor napětí

Zvolená prostorová orientace fází vinutí a systému transformace při požadavku na fázová napětí, která mají vytvořit vektor rotující proti směru hodinových ručiček $\hat{u} = |\hat{u}| \cdot e^{j(\omega \cdot t + \varepsilon_0)}$ bude znamenat dle vztahů pro zpětnou transformaci následující.

$$u_a = |\hat{u}| \cdot \cos(\omega \cdot t + \varepsilon_0)$$

$$u_b = |\hat{u}| \cdot \cos(\omega \cdot t + \varepsilon_0 - \frac{2 \cdot \pi}{3})$$

$$u_c = |\hat{u}| \cdot \cos(\omega \cdot t + \varepsilon_0 + \frac{2 \cdot \pi}{3})$$

Řekněme, že $\varepsilon_0 = 0$.

Definice fázoru: $x = \text{Re}\{\bar{x} \cdot e^{j \cdot \omega \cdot t}\}$

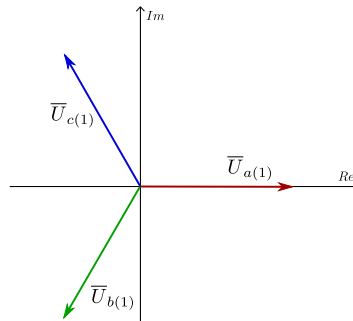
Fázory fázových napětí jsou tedy následující.

$$\bar{U}_a = |\hat{u}|$$

$$\bar{U}_b = |\hat{u}| \cdot e^{-j \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3}}$$

$$\bar{U}_c = |\hat{u}| \cdot e^{j \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3}}$$

Fázory lze vynést do komplexní roviny.

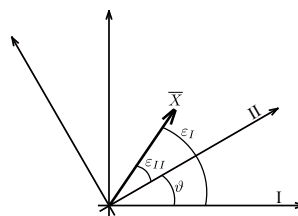


Obrázek 15: Fázory 1. harmonické při vektoru rotujícím proti směru hodinových ručiček

Při rotaci prostorového vektoru napětí proti směru hodinových ručiček (ε narůstá, ω kladné) je sled fázorů graficky opačný, vzhledem k prostorovému sledu vinutí fází. Je zřejmé, že pro opačný směr rotace vektoru (směr hodinových ručiček, ε klesá, ω záporné) je sled fázorů napětí opačný. Vektor napětí platí pro časovou oblast. Fázory jsou jen symbolické vyjádření fáze a amplitudy. **Pro dané prostorové rozmístění vinutí a orientaci systému transformace „prostorový vektor“ je sled fází udáván směrem rotace vektoru napětí.**

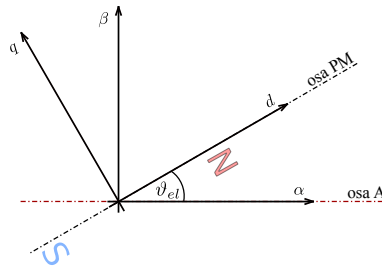
3.3 Transformace „alfa-beta na d-q“

Transformace „alfa-beta na d-q“ [3] slouží pro převedení komplexního čísla do souřadného systému pootočeného vzhledem k původnímu souřadnému systému o úhel ϑ , což je zakresleno v následujícím obrázku.



Obrázek 16: Vzájemně pootočené komplexní roviny systému I a II

Systém I je ekvivalentní systému alfa-beta pokud je svázaný s magnetickými osami statoru. Systém II je ekvivalentní systému d-q pokud je svázaný s magnetickou osou rotorového toku (u PMSM je to osa permanentních magnetů).



Obrázek 17: Souřadné systémy PMSM

$$\begin{aligned}\bar{X}_I &= |\bar{X}| \cdot e^{j \cdot \varepsilon_I} \\ \bar{X}_{II} &= \bar{X}_I = |\bar{X}| \cdot e^{j \cdot \varepsilon_{II}} \\ \vartheta &= \varepsilon_I - \varepsilon_{II}\end{aligned}$$

Na základě pravidel algebry komplexních čísel platí následující vztahy.

Vztah transformace „alfa-beta na d-q” v exponenciálním tvaru:

$$\bar{X}_{II} = \bar{X}_I \cdot e^{-j \cdot \vartheta} \quad (14)$$

Zpětná transformace „d-q na alfa-beta”:

$$\bar{X}_I = \bar{X}_{II} \cdot e^{j \cdot \vartheta} \quad (15)$$

Transformaci lze provádět i ve složkovém tvaru.

$$\operatorname{Re}\{\bar{X}_I\} = X_\alpha, \operatorname{Im}\{\bar{X}_I\} = X_\beta, \operatorname{Re}\{\bar{X}_{II}\} = X_d, \operatorname{Im}\{\bar{X}_{II}\} = X_q$$

$$e^{j\vartheta} = \cos(\vartheta) + j \cdot \sin(\vartheta)$$

$$X_\alpha + j \cdot X_\beta = (X_d + X_q) \cdot (\cos(\vartheta) + j \cdot \sin(\vartheta))$$

Roznásobením výrazů a oddělením reálné a imaginární části rovnice vychází následující.

$$\operatorname{Re}\{\dots\}: X_\alpha = X_d \cdot \cos(\vartheta) - X_q \cdot \sin(\vartheta)$$

$$\operatorname{Im}\{\dots\}: X_\beta = X_d \cdot \sin(\vartheta) + X_q \cdot \cos(\vartheta)$$

Maticový zápis:

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\vartheta) & -\sin(\vartheta) \\ \sin(\vartheta) & \cos(\vartheta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (16)$$

Nalezením inverzní matice, nebo záměnou ϑ za $-\vartheta$ je získána matice pro inverzní transformaci.

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\vartheta) & \sin(\vartheta) \\ -\sin(\vartheta) & \cos(\vartheta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (17)$$

4 Matematický model PMSM založený na transformaci „prostorový vektor“

Principy řízení PMSM o které se opírá tato práce jsou založeny na matematickém modelu PMSM využívající transformaci „prostorový vektor“. Model lze najít v materiálech [4] k předmětu Automatická regulace pohonů od pana docenta Zemana. Stejný způsob popisu dynamického chování motoru, ale pro asynchronní motor lze nalézt ve skriptech [3].

4.1 Napěťová rovnice PMSM ve stojícím souřadném systému statoru

Hlavní zjednodušující předpoklady použité při odvození modelu:

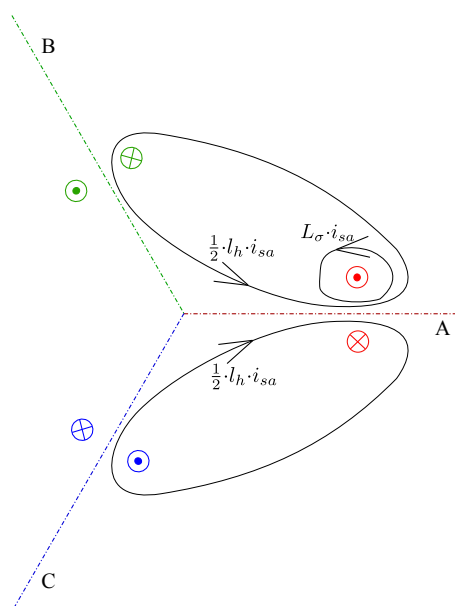
- Lineární magnetizační charakteristika \Rightarrow platí princip superpozice ($\Psi(i_1 + i_2) = \Psi(i_1) + \Psi(i_2)$, $\Psi(\alpha \cdot i) = \alpha \cdot \Psi(i)$)
- Magnetické pole ve vzduchové mezeře neobsahuje prostorové harmonické
- Motor je bez tlumiče

V sekci 3 o základních vztazích byla odvozena napěťová rovnice statoru ve stojícím souřadném systému statoru.

$$\hat{u}_{sI} = R_s \cdot \hat{i}_{sI} + \frac{d\hat{\Psi}_{sI}}{dt}$$

Vektor toku statoru ve stojícím systému statoru $\hat{\Psi}_{sI}$ lze s výhodou vyjádřit s využitím principu superpozice (protože je předpokládána linearita) jako součet složek vyvolaných od jednotlivých fází statoru a od účinku permanentních magnetů

Proud fáze A vyvolá složku toku, která se při symetrickém prostorovém rozmístění fází po $\frac{2\pi}{3}$ projeví do jednotlivých fází následovně.



Obrázek 18: Schématická reprezentace složky toku vyvolané proudem fáze A

U dvou vzájemně natočených cívek je při generování toku jednou z cívek podíl toku zasahujícího do druhé cívky ku celkovému generovanému toku (po odečtení rozptylového toku) dán cosinem úhlu natočení, který je pro vzájemné polohy $\pm \frac{2\pi}{3}$ přesně $\frac{1}{2}$.

Celý tok vyvolaný proudem i_{sa} prochází fází A, fázemi B a C prochází jeho část ale v opačném směru vzhledem k orientaci vinutí. Parametr l_h je magnetizační indukčnost motoru uplatňující se ve hlavním magnetickém obvodu (tvořen jhem, vzduchovou mezerou, rotorem). L_σ je rozptylová indukčnost motoru uplatňující se pro magnetický tok uzavírající se mimo hlavní magnetický obvod (přes jho, vzduchovou mezeru a zpět do jha statoru). Je třeba poznamenat, že pro zvolenou orientaci veličin (obrázek 3) se tok $\frac{1}{2} \cdot l_h \cdot i_{sa}$ ve fázi A projevuje v kladné orientaci, vinutích fází B a C se projeví v záporné orientaci. Vektor toku vyvolaného proudem i_{sa} lze zapsat následovně.

$$\hat{\Psi}_{i_{sa}I} = \frac{2}{3} \cdot \left((l_h \cdot i_{sa} + L_\sigma \cdot i_{sa}) + \bar{a} \cdot \left(-\frac{1}{2} \cdot l_h \cdot i_{sa} \right) + \bar{a}^2 \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot l_h \cdot i_{sa} \right) \right)$$

$$\bar{a} + \bar{a}^2 = -1$$

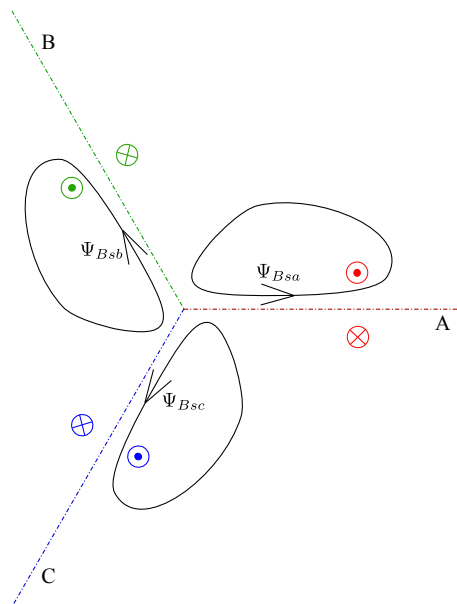
$$\hat{\Psi}_{i_{sa}I} = \frac{2}{3} \cdot i_{sa} \cdot \left(\frac{3}{2} \cdot l_h + L_\sigma \right)$$

Na základě symetrie parametrů jednotlivých fází lze usoudit, že toky vyvolané zbývajících fázemi budou vznikat stejným způsobem, akorát o $\frac{2\pi}{3}$ prostorově posunutě, což znamená použití stejného vztahu pouze vynásobeného členem \bar{a} .

$$\hat{\Psi}_{i_{sb}I} = \frac{2}{3} \cdot \bar{a} \cdot i_{sb} \cdot \left(\frac{3}{2} \cdot l_h + L_\sigma \right)$$

$$\hat{\Psi}_{i_{sc}I} = \frac{2}{3} \cdot \bar{a}^2 \cdot i_{sc} \cdot \left(\frac{3}{2} \cdot l_h + L_\sigma \right)$$

Zbývajících neznámá složka vektoru statorového toku je vytvářena rotorem. Složku vektoru toku vyvolanou magnetickým tokem produkovaným rotorem lze obecně reprezentovat následovně.



Obrázek 19: Schématická reprezentace složky toku vyvolané permanentními magnety

Spražené toky Ψ_{Bsa} , Ψ_{Bsb} , Ψ_{Bsc} jsou toky, které se ve fázích samostatně projeví jako toky, které jimi prochází, pokud jsou proudy fází nulové. U PMSM jsou vytvářené permanentními magnety.

Lze definovat vektor toku rotoru (permanetních magnetů).

$$\hat{\Psi}_{BI} = \frac{2}{3} \cdot (\Psi_{Bsa} + \bar{a} \cdot \Psi_{Bsb} + \bar{a}^2 \cdot \Psi_{Bsc})$$

Následuje získání výsledného vektoru statorového toku superpozicí všech složek.

$$\hat{\Psi}_{sI} = \hat{\Psi}_{isaI} + \hat{\Psi}_{isbI} + \hat{\Psi}_{iscI} + \hat{\Psi}_{BI} = \frac{2}{3} \cdot i_{sa} \cdot \left(\frac{3}{2} \cdot l_h + L_\sigma\right) + \frac{2}{3} \cdot \bar{a} \cdot i_{sb} \cdot \left(\frac{3}{2} \cdot l_h + L_\sigma\right) + \frac{2}{3} \cdot \bar{a}^2 \cdot i_{sc} \cdot \left(\frac{3}{2} \cdot l_h + L_\sigma\right) + \hat{\Psi}_{BI}$$

$$\hat{\Psi}_{sI} = \left(\frac{3}{2} \cdot l_h + L_\sigma\right) \cdot \frac{2}{3} \cdot (i_{sa} + \bar{a} \cdot i_{sb} + \bar{a}^2 \cdot i_{sc}) + \hat{\Psi}_{BI} = \left(L_\sigma + \frac{3}{2} \cdot l_h\right) \cdot \hat{i}_{sI} + \hat{\Psi}_{BI}$$

$$\hat{\Psi}_{sI} = \left(L_\sigma + \frac{3}{2} \cdot l_h\right) \cdot \hat{i}_{sI} + \hat{\Psi}_{BI}$$

Transformovaná indukčnost PMSM:

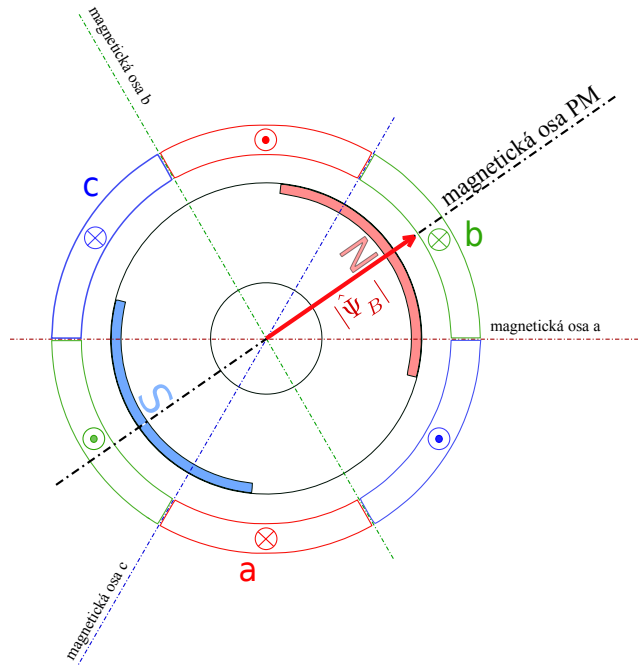
$$L_s = L_{s\sigma} + \frac{3}{2} \cdot l_h[H] \quad (18)$$

$$\hat{\Psi}_{sI} = L_s \cdot \hat{i}_{sI} + \hat{\Psi}_{BI}$$

Získaný vztah je velmi jednoduchý a přesto zahrnuje vlivy vzájemných indukčností. Následuje dosazení do napěťové rovnice.

$$\hat{u}_{sI} = R_s \cdot \hat{i}_{sI} + \frac{d}{dt} \left(L_s \cdot \hat{i}_{sI} + \hat{\Psi}_{BI} \right)$$

Vektor $\hat{\Psi}_{BI}$ je buzený permanentními magnety, takže je svázan s polohou rotoru. Schématickým vyjádřením je následující obrázek.



Obrázek 20: Schéma dvupólového PMSM

Rotor motoru se mechanicky otáčí úhlovou rychlostí ω_{mech} .

Při tomto pohybu rotoru je magnetická osa permanentních magnetů vzhledem k magnetickým osám statoru unášena úhlovou rychlostí ω_{el} .

$$\omega_{el} = p_p \cdot \omega_{mech}$$

$$\omega_{el} = \frac{d\vartheta_{el}}{dt} [\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}; \text{rad}, \text{s}]$$

ϑ_{el} je elektrická poloha osy permanentních magnetů vzhledem k systému alfa-beta svázaného s magnetickými osami fází statoru. Následovně lze definovat, že $\vartheta_{el} \equiv 0$ právě tehdy, když se magnetická osa permanentních magnetů nachází v poloze magnetické osy fáze A a směr jejího nárůstu je ve směru pohybu rotoru proti směru hodinových ručiček.

Vektor $\hat{\Psi}_B$ v systému d-q (popsáno v předchozí sekci) musí na základě schématu na obrázku 20 být následující.

$$\hat{\Psi}_{BII} = |\hat{\Psi}_B| [Wb]$$

Velikost $\hat{\Psi}_B$ odpovídá velikosti statorového napětí a rychlosti otáčení rotoru při nulovém proudu, neboli pohybovému indukovanému napětí při dané rychlosti.

Na vektor $\hat{\Psi}_{BII}$ lze aplikovat transformaci „d-q na alfa-beta“.

$$\hat{\Psi}_{BI} = |\hat{\Psi}_B| \cdot e^{j \cdot \vartheta_{el}}$$

Získaný vektor je dosazen opět do napěťové rovnice. Tak je získána kompletní napěťová rovnice PMSM v systému alfa-beta.

$$\hat{u}_{sI} = R_s \cdot \hat{i}_{sI} + \frac{d}{dt} \left(L_s \cdot \hat{i}_{sI} + |\hat{\Psi}_B| \cdot e^{j \cdot \vartheta_{el}} \right) = R_s \cdot \hat{i}_{sI} + L_s \cdot \frac{d\hat{i}_{sI}}{dt} + j \cdot \frac{d\vartheta}{dt} \cdot |\hat{\Psi}_B| \cdot e^{j \cdot \vartheta_{el}}$$

$$\hat{u}_{sI} = R_s \cdot \hat{i}_{sI} + L_s \cdot \frac{d\hat{i}_{sI}}{dt} + j \cdot \omega_{el} \cdot |\hat{\Psi}_B| \cdot e^{j \cdot \vartheta_{el}} \quad (19)$$

4.2 Napěťová rovnice PMSM v rotujícím souřadném systému rotoru

Pro odvození a popis vzniku momentu motoru a dalších jevů v motoru je výhodnější použít rovnice orientované na polohu rotoru.

Transformaci rovnice 19 do systému d-q lze provést využitím rovnice 15.

$$\hat{u}_{sII} \cdot e^{j \cdot \vartheta_{el}} = R_s \cdot \hat{i}_{sII} \cdot e^{j \cdot \vartheta_{el}} + L_s \cdot \frac{d(\hat{i}_{sII} \cdot e^{j \cdot \vartheta_{el}})}{dt} + j \cdot \omega_{el} \cdot |\hat{\Psi}_B| \cdot e^{j \cdot \vartheta_{el}}$$

Provede se derivace podle vzorce pro derivaci součinu.

$$\frac{d(\hat{i}_{sI} \cdot e^{j \cdot \vartheta_{el}})}{dt} = \frac{d\hat{i}_{sII}}{dt} \cdot e^{j \cdot \vartheta_{el}} + j \cdot \frac{d\vartheta_{el}}{dt} \cdot \hat{i}_{sII} \cdot e^{j \cdot \vartheta_{el}}$$

$$\hat{u}_{sII} \cdot e^{j \cdot \vartheta_{el}} = R_s \cdot \hat{i}_{sII} \cdot e^{j \cdot \vartheta_{el}} + L_s \cdot \frac{d\hat{i}_{sII}}{dt} \cdot e^{j \cdot \vartheta_{el}} + j \cdot \omega_{el} \cdot L_s \cdot \hat{i}_{sII} \cdot e^{j \cdot \vartheta_{el}} + j \cdot \omega_{el} \cdot |\hat{\Psi}_B| \cdot e^{j \cdot \vartheta_{el}}$$

Nyní se provede vynásobení rovnice členem $e^{-j \cdot \vartheta_{el}}$.

$$\hat{u}_{sII} = R_s \cdot \hat{i}_{sII} + L_s \cdot \frac{d\hat{i}_{sII}}{dt} + j \cdot \omega_{el} \cdot L_s \cdot \hat{i}_{sII} + j \cdot \omega_{el} \cdot |\hat{\Psi}_B| \quad (20)$$

Za účelem získání popisu s reálnými čísly následuje oddělení reálné a imaginární části rovnice.

Třetí člen pravé strany rovnice obsahuje součin komplexní konstanty (imaginární jednotka) a komplexní proměnné.

$$Re \{j \cdot \hat{i}_{sII}\} = -Im \{ \hat{i}_{sII} \}$$

$$Im \{j \cdot \hat{i}_{sII}\} = Re \{ \hat{i}_{sII} \}$$

Tento člen rovnice tvoří v systému d-q křížnou vazbu, která při nenulové úhlové rychlosti rotoru představuje vzájemné ovlivňování d a q složky modelu.

Oddělená a reálná část rovnice jsou tedy v souřadném systému d-q následující.

$$u_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + L_s \cdot \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_{el} \cdot L_s \cdot i_{sq} \quad (21)$$

$$u_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + L_s \cdot \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_{el} \cdot (L_s \cdot i_{sd} + |\hat{\Psi}_B|) \quad (22)$$

Moment PMSM

Pro odvození vztahu pro moment se vyjde z rovnice pro mechanický výkon při rotaci.

$$M_{el} = \frac{p_{mech}}{\omega_{mech}} [N \cdot m; W, rad \cdot s^{-1}] \quad (23)$$

Nyní je potřeba získat výkonovou bilanční rovnici a identifikovat část výkonu, která tvoří mechanickou práci.

Vztah pro výpočet výkonu dodaného motoru je pro vyvážený trojfázový systém následující. [4]

$$p_{el} = u_{sa} \cdot i_{sa} + u_{sb} \cdot i_{sb} + u_{sc} \cdot i_{sc} = k_p \cdot Re \{ \hat{u}_{sII} \cdot \hat{i}_{sII}^* \}$$

$$(i_{sd} + j \cdot i_{sq})^* = (i_{sd} - j \cdot i_{sq})$$

$$(i_{sa} + \bar{a} \cdot i_{sb} + \bar{a}^2 \cdot i_{sc})^* = k (i_{sa} + \bar{a}^2 \cdot i_{sb} + \bar{a} \cdot i_{sc})$$

k_p je konstanta pro výpočet výkonů z prostorových vektorů napětí a proudu,. Lze jí odvodit.

Transformační konstanta použitá při prvotní transformaci byla $k = \frac{2}{3}$.

$$u_{sa} \cdot i_{sa} + u_{sb} \cdot i_{sb} + u_{sc} \cdot i_{sc} = k_p \cdot Re \{ k \cdot (u_{sa} + \bar{a} \cdot u_{sb} + \bar{a}^2 \cdot u_{sc}) \cdot k \cdot (i_{sa} + \bar{a}^2 \cdot i_{sb} + \bar{a} \cdot i_{sc}) \}$$

Úpravami rovnice vychází následující vztah.

$$u_{sa} \cdot i_{sa} + u_{sb} \cdot i_{sb} + u_{sc} \cdot i_{sc} = k_p \cdot k^2 \cdot \frac{3}{2} (u_{sa} \cdot i_{sa} + u_{sb} \cdot i_{sb} + u_{sc} \cdot i_{sc})$$

$$k_p = \frac{2}{3 \cdot k^2} [-]$$

Pro $k = \frac{2}{3}$ je tedy $k_p \equiv \frac{3}{2}$.

Následuje dosazení napěťové rovnice 20 do vztahu pro výkon.

$$p_{el} = k_p \cdot Re \{ \hat{u}_{sII} \cdot \hat{i}_{sII}^* \} = \frac{3}{2} \cdot Re \left\{ \left(R_s \cdot \hat{i}_{sII} + L_s \cdot \frac{d\hat{i}_{sII}}{dt} + j \cdot \omega_{el} \cdot L_s \cdot \hat{i}_{sII} + j \cdot \omega_{el} \cdot |\hat{\Psi}_B| \right) \cdot \hat{i}_{sII}^* \right\}$$

Tím je získána výkonová bilanční rovnice.

$$p_{el} = p_j + p_{mag} + p_{mech}$$

Člen p_j je okamžitý výkon tvořící Jouleovy ztráty . Okamžitý výkon p_{mag} hradí magnetizaci motoru a je ve střední hodnotě nulový, jeho efektivní hodnota je jalový výkon.

$$p_j = \frac{3}{2} \cdot Re \{ R_s \cdot \hat{i}_{sII} \cdot \hat{i}_{sII}^* \}$$

$$p_{mag} = \frac{3}{2} \cdot Re \left\{ L_s \cdot \frac{d\hat{i}_{sII}}{dt} \cdot \hat{i}_{sII}^* \right\}$$

Zbývající část výkonu lze přijmout jako mechanický výkon motoru.

$$p_{mech} = \frac{3}{2} \cdot Re \left\{ j \cdot \omega_{el} \cdot L_s \cdot \hat{i}_{sII} \cdot \hat{i}_{sII}^* + j \cdot \omega_{el} \cdot |\hat{\Psi}_B| \cdot \hat{i}_{sII}^* \right\}$$

Následuje dosazení do rovnice 23.

$$\begin{aligned}
M_{el} &= \frac{p_p}{\omega_{el}} \cdot p_{mech} = \frac{3}{2} \cdot p_p \cdot Re \left\{ \left(j \cdot L_s \cdot \hat{i}_{sII} + j \cdot |\hat{\Psi}_B| \right) \cdot \hat{i}_{sII}^* \right\} = \\
&= \frac{3}{2} \cdot p_p \cdot Re \left\{ \left(j \cdot L_s \cdot \hat{i}_{sII} + j \cdot |\hat{\Psi}_B| \right) \cdot \hat{i}_{sII}^* \right\} = \\
&= \frac{3}{2} \cdot p_p \cdot Re \left\{ j \cdot \left(L_s \cdot (i_{sd} + j \cdot i_{sq}) + |\hat{\Psi}_B| \right) \cdot (i_{sd} - j \cdot i_{sq}) \right\} \\
M_{el} &= \frac{3}{2} \cdot p_p \cdot |\hat{\Psi}_B| \cdot i_{sq} [N \cdot m; -, -, Wb, A] \tag{24}
\end{aligned}$$

Moment je přímo úměrný složce proudu i_{sq} . Kladná polarita momentu působí ve směru nárůstu ϑ_{el} (proti směru hodinových ručiček).

Účinnost PMSM

Účinnost motoru je dána poměrem mezi mechanickým a celkovým spotřebovaným elektrickým výkonem. Oba členy jsou již známé. Je potřeba jen dosadit a provést úpravy.

$$\begin{aligned}
\eta &= \frac{M \cdot \omega_{mech}}{P_{el}} = \frac{\frac{3}{2} \cdot p_p \cdot |\hat{\Psi}_B| \cdot i_{sq} \cdot \frac{\omega_{el}}{p_p}}{k_p \cdot Re \left\{ \hat{u}_{sII} \cdot \hat{i}_{sII}^* \right\}} = \frac{\frac{3}{2} \cdot \omega_{el} \cdot |\hat{\Psi}_B| \cdot i_{sq}}{\frac{3}{2} \cdot Re \left\{ (u_{sd} + j \cdot u_{sq}) \cdot (i_{sd} - j \cdot i_{sq}) \right\}} = \\
&= \frac{\omega_{el} \cdot |\hat{\Psi}_B| \cdot i_{sq}}{u_{sd} \cdot i_{sd} + u_{sq} \cdot i_{sq}} = \frac{\omega_{el} \cdot |\hat{\Psi}_B| \cdot i_{sq}}{\left(R_s \cdot i_{sd} + L_s \cdot \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_{el} \cdot L_s \cdot i_{sq} \right) \cdot i_{sd} + \left(R_s \cdot i_{sq} + L_s \cdot \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_{el} \cdot (L_s \cdot i_{sd} + |\hat{\Psi}_B|) \right) \cdot i_{sq}} = \\
&= \frac{\omega_{el} \cdot |\hat{\Psi}_B| \cdot i_{sq}}{R_s \cdot (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + L_s \cdot \left(\frac{di_{sd}}{dt} \cdot i_{sd} + \frac{di_{sq}}{dt} \cdot i_{sq} \right) + \omega_{el} \cdot |\hat{\Psi}_B| \cdot i_{sq}}
\end{aligned}$$

Pro ustálený stav $\left(\frac{di_{sd}}{dt} \cdot i_{sd} + \frac{di_{sq}}{dt} \cdot i_{sq} \right) \equiv 0$ lze účinnost PMSM podle d-q modelu definovat následovně.

$$\eta = \frac{\omega_{el} \cdot |\hat{\Psi}_B| \cdot i_{sq}}{R_s \cdot (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + \omega_{el} \cdot |\hat{\Psi}_B| \cdot i_{sq}} [-] \tag{25}$$

Rovnice 21, 22 a 24 popisují dynamické chování PMSM. Je na nich založen princip vektorového řízení. Tyto rovnice, včetně 25 nerespektují nesymetrie v magnetickém obvodu, nicméně u motoru v běžných stavech prakticky dominují jevy popisované těmito rovnicemi. Pokud je potřeba respektovat anizotropii magnetického obvodu, například z důvodu využití algoritmu založeného na magnetické anizotropii podél rotoru (pulzující injektážní estimátor), tak lze nesymetrii magnetického obvodu respektovat zavedením rozdílné indukčnosti v ose d a v ose q. Indukčnost L_d se uplatňuje vzhledem ke složce proudu i_{sd} a indukčnost L_q se uplatňuje vzhledem ke složce proudu i_{sq} . Napěťové rovnice v jsou pak následující.

$$u_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + L_{sd} \cdot \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_{el} \cdot L_{sq} \cdot i_{sq} \tag{26}$$

$$u_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + L_{sq} \cdot \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_{el} \cdot (L_{sd} \cdot i_{sd} + |\hat{\Psi}_B|) \tag{27}$$

Maticový zápis modelu s magnetickou anizotropií

Aby bylo možné po definování magnetické anizotropie opět používat jednotnou rovnici jako jako byla napěťová rovnice v komplexní rovině transformace „prostorový vektor“, je potřeba indukčnost L_s zobecnit na tenzor popsany maticí a místo komplexních čísel používat matice a vektory následujícím způsobem.

$$\hat{x} \mapsto \begin{bmatrix} Re\{\bar{x}\} \\ Im\{\bar{x}\} \end{bmatrix} = \mathbf{x}$$

$$e^{j\vartheta} \cdot \hat{x} \mapsto \begin{bmatrix} \cos(\vartheta) & -\sin(\vartheta) \\ \sin(\vartheta) & \cos(\vartheta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \operatorname{Re}\{\bar{x}\} \\ \operatorname{Im}\{\bar{x}\} \end{bmatrix} = \mathbf{R}_{\vartheta} \cdot \mathbf{x}$$

$$j \cdot \hat{x} \mapsto \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \operatorname{Re}\{\bar{x}\} \\ \operatorname{Im}\{\bar{x}\} \end{bmatrix} = \mathbf{R}_{\frac{\pi}{2}} \cdot \mathbf{x}$$

V systému d-q bude tenzor indukčnosti definován následovně.

$$\mathbf{l}_{s\Pi} = \begin{bmatrix} L_{sd} & 0 \\ 0 & L_{sq} \end{bmatrix}$$

Napěťová rovnice pro nesymetrický magnetický obvod se nyní dá zapsat v maticovém tvaru.

$$\mathbf{u}_{s\Pi} = R_s \cdot \mathbf{i}_{s\Pi} + \mathbf{l}_{s\Pi} \cdot \frac{d\mathbf{i}_{s\Pi}}{dt} + \mathbf{R}_{\frac{\pi}{2}} \cdot \omega_{el} \cdot \mathbf{l}_{s\Pi} \cdot \mathbf{i}_{s\Pi} + \mathbf{R}_{\frac{\pi}{2}} \cdot \omega_{el} \cdot |\hat{\Psi}_B|$$

Vztah pro moment by pro nesymetrický magnetický obvod pak vyšel jinak. Ale pro účely řízení PMSM s magnety na povrchu rotoru nepřinese zajímavý rozdíl. Lze se stále opřít o vztah původní, s přijmutím nepřesnosti. V této práci je zkoumán pouze dopad magnetické anizotropie na elektrické veličiny motoru.

Stavový tvar modelu PMSM

Složky proudu i_{sd} a i_{sq} , nebo $i_{s\alpha}$ a $i_{s\beta}$ jsou stavové veličiny. Stavová veličina je veličina, která se může měnit jen dynamicky a nikdy skokově, protože souvisí s energetickým stavem systému. Proto je možnost model upravit do stavového tvaru. Následující rovnice jsou příkladem odvození stavového modelu v systému d-q pro symetrický magnetický obvod.

$$\frac{di_{sd}}{dt} = \frac{u_{sd} - R_s \cdot i_{sd} + \omega_{el} \cdot L_s \cdot i_{sq}}{L_s}$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = \frac{u_{sq} - R_s \cdot i_{sq} - \omega_{el} \cdot L_s \cdot i_{sd} - \omega_{el} \cdot |\hat{\Psi}_B|}{L_s}$$

Úhlová rychlost a poloha rotoru je dána pohybovou rovnicí pro tuhé rotační těleso.

$$M_{akc} = J \cdot \frac{d\omega_{mech}}{dt}$$

Akcelerační moment M_{akc} je roven rozdílu momentu motoru M_{el} a momentu zátěžného M_z , který působí proti pohybu otáčení hřídele motoru.

$$\frac{d\omega_{el}}{dt} = p_p \cdot \frac{M_{el} - M_z}{J} = \frac{p_p}{J} \cdot \left(\frac{3}{2} \cdot p_p \cdot |\hat{\Psi}_B| \cdot i_{sq} - M_z \right) = \frac{3 \cdot p_p^2 \cdot |\hat{\Psi}_B|}{2 \cdot J} \cdot i_{sq} - \frac{p_p}{J} \cdot M_z$$

Maticový tvar stavového modelu PMSM se symetrickým magnetickým obvodem v d-q systému:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \omega_{el} \\ \vartheta_{el} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega_{el} & 0 & 0 \\ -\omega_{el} & -\frac{R_s}{L_s} & -\frac{|\hat{\Psi}_B|}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{3 \cdot p_p^2 \cdot |\hat{\Psi}_B|}{2 \cdot J} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \omega_{el} \\ \vartheta_{el} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{p_p}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \\ M_z \\ 0 \end{bmatrix}$$

Z hlediska stavového popisu je vhodné si všimnout, že matice dynamiky systému, která se násobí s vektorem stavu má časově proměnné prvky ω_{el} a $-\omega_{el}$. Takto se ve stavovém popisu jeví křížná vazba mezi osami v d-q systému.

V tomto tvaru modelu PMSM jsou zřejmé dynamické vazby mezi jednotlivými veličinami. Vektorové řízení PMSM má z pohledu tohoto modelu jasné opodstatnění. Lze na

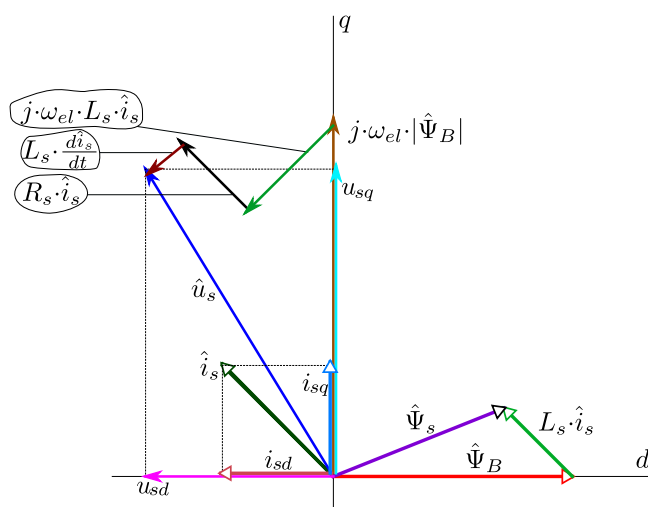
tento popis pohlížet tak, že složky napětí jsou vstupní veličinou, která dynamicky mění složky proudu. Momentotvorná složka proudu i_{sq} je poté přímo úměrná momentu vytvářeného motorem. Moment motoru mínus zátěžný moment poté rotačně urychluje hmotu o momentu setrvačnosti J na hřídeli motoru. Otáčivý pohyb rotoru generuje pohybové indukované napětí v závislosti na rychlosti, které je spolu se složkou napětí u_{sq} hlavním ovlivňovatelem složky proudu i_{sq} (ještě záleží na křížné vazbě - odbuzování). V motorickém chodu pohybové indukované napětí projevuje působením proti nárůstu proudu i_{sq} . Zápornou hodnotou složky proudu i_{sd} se indukované napětí snižuje. V případě potřeby lze tedy odbuzovat a umožnit tak nárůst proudu i_{sq} i bez zvýšení napětí a udržet tak schopnost motoru vytvářet moment ve směru nárůstu rychlosti a tím i jeho říditelnost v relativně vysokých rychlostech. V generátorickém chodu (brzda) indukované napětí přispívá k vytváření brzděné polaritě i_{sq} .

Rozbor provozních stavů PMSM z hlediska matematického modelu

Z hlediska řízení motoru je podstatné rozlišení proudu na složky i_{sd} a i_{sq} a . Jak již bylo odvozeno, moment motoru daný rovnicí 24 je přímo úměrný složce proudu i_{sq} . Proto je proud v ose q nazýván jako momentotvorná složka proudu. Složka proudu i_{sd} vyvolává v ose d magnetický tok $L_{sd} \cdot i_{sd}$, který přispívá k magnetickému toku v ose d, proto je nazýván jako tokotvorná složka proudu. V ose q se indukuje pohybové indukované napětí od toku v ose d: $\omega_{el} \cdot (L_{sd} \cdot i_{sd} + |\hat{\Psi}_B|)$. Toto napětí je hrazeno dodávaným napětím u_{sq} , zbývající část u_{sq} pak vytváří momentotvornou složku proudu. S nárůstem indukovaného napětí bez nárůstu statorového napětí klesá část napětí, která je k dispozici pro tvorbu momentotvorné složky proudu. Pro snížení vlivu tohoto jevu se používá odbuzování, což je snížení toku v ose d, které má za následek nižší pohybové indukované napětí. Odbuzování se provádí vytvořením záporné hodnoty tokotvorné složky proudu i_{sd} . Prvek křížné vazby $\omega_{el} \cdot L_s \cdot i_{sd}$ v rovnici 27 tvoří odbuzovací úřínek. Přibuzování se nikdy nepoužívá, protože způsobuje přesycování magnetického obvodu, pokles indukčnosti a účinnosti motoru.

$$\hat{u}_{sII} = R_s \cdot \hat{i}_{sII} + L_s \cdot \frac{d\hat{i}_{sII}}{dt} + j \cdot \omega_{el} \cdot L_s \cdot \hat{i}_{sII} + j \cdot \omega_{el} \cdot |\hat{\Psi}_B|, \quad \hat{\Psi}_{sI} = L_s \cdot \hat{i}_{sI} + \hat{\Psi}_{BI}$$

Z těchto rovnic platných pro symetrický magnetický obvod lze zkonstruovat následující vektorový diagram v systému d-q.



Obrázek 21: Vektorový diagram PMSM v systému d-q

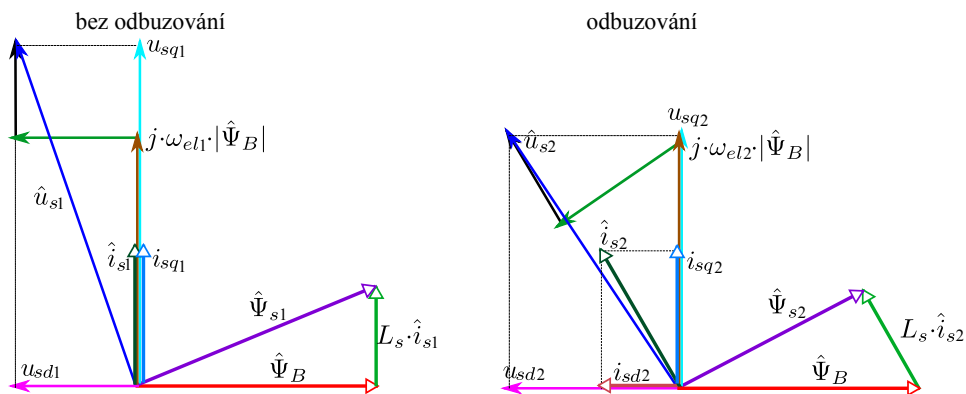
Pro ustálený stav platí: $L_s \cdot \frac{d\hat{i}_{sII}}{dt} \equiv 0$

Odbuzování

Za účelem znázornění účinku tokotvorného proudu byly sestaveny dva vektorové diagramy PMSM v ustáleném stavu. Aby bylo možné diagramy porovnat, tak jsou oba pro sestrojeny shodnou úhlovou rychlost a shodný moment.

$$\omega_{el1} = \omega_{el2}$$

$$\hat{i}_{sq1} = \hat{i}_{dq2}$$

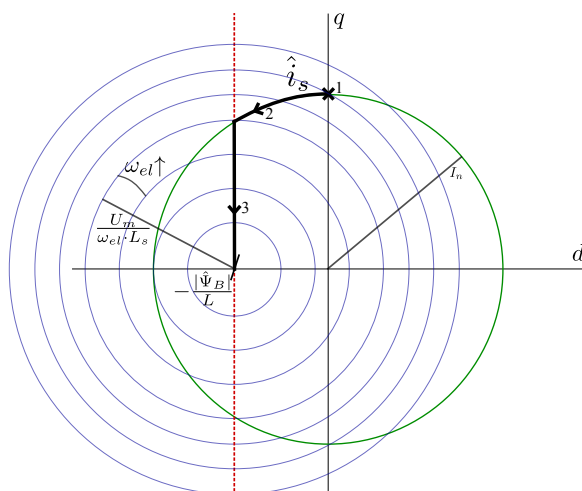


Obrázek 22: Účinek odbuzování

Odbuzením motoru pomocí tokotvorné složky proudu i_{sd} se dá docílit snížení velikosti vektoru napětí $|\hat{u}_s|$. To je zároveň i amplituda první harmonické napětí na svorkách fáze. Odbuzování je vhodné využít z hlediska omezeného výstupního napětí střídače pro dosažení říditelnosti motoru na vyšším rychlostním rozsahu. Tokotvorná složka proudu se nepodílí na momentu i_{sd} , má tedy z hlediska výkonu jalový charakter. Odbuzování má tedy smysl provádět, jen když řízení motoru naráží na omezení napětím, tak aby bylo při stávajícím maximálním napětí umožněno dodat momentotvornou složku proudu i při rychlosti a mělo by být omezeno i následujícím způsobem.

Způsob provozu PMSM pro plný rychlostní rozsah

Následující diagram v komplexní rovině systému d-q znázorňuje vhodný způsob provozu PMSM (za předpokladu symetrického magnetického obvodu) pro co nejrychlejší roztočení motoru (nejrychlejší rozjezd využívá maximální moment motoru daný maximálním proudem) z nulové rychlosti na maximální za daného omezení maximálním proudem a napěťového omezení napájecího zdroje. Uvedený diagram je založen na ustáleném stavu, takže vyznačené body by byly získány při ustálení proudů. Při uvážení, že rychlost se mění na mnohem větším časovém měřítku než proudy, tak lze diagram použít pro ilustraci představy průběhu provozu motoru.



Obrázek 23: Koncový bod vektoru proudu v ustáleném stavu pro rozjezd na maximální rychlost při vhodně navrženém řízení

Kružnice omezení vektoru proudu napětím je za předpokladu nulového odporu R_s dána vztahem $U_m = |j \cdot \omega_{el} \cdot L_s \cdot \hat{i}_{sII} + j \cdot \omega_{el} \cdot |\hat{\Psi}_B|$ její střed je na d ose v hodnotě $-\frac{|\hat{\Psi}_B|}{L_s}$ a její poloměr je $\frac{U_m}{\omega_{el} \cdot L_s}$.

Rovnice kružnice omezení napětím má následující tvar.

$$\frac{U_m^2}{\omega_{el}^2 \cdot L_s^2} = (-i_q)^2 + \left(i_d + \frac{|\hat{\Psi}_B|}{L_s}\right)^2$$

Vertikální osa procházející budem $-\frac{|\hat{\Psi}_B|}{L_s}$ vyznačuje množinu stavů maximálního odbuzení, je tedy dalším omezením koncového bodu vektoru proudu. Při překračování tohoto omezení by se zbytečně zvyšovalo napětí, ztráty a tento režim je velice nevýhodný i z hlediska řízení, kde může dojít v důsledku tohoto režimu až k výpadku motoru ze synchronizmu.

Poznámka: Pro motory s relativně malou statorovou indukčností nemusí být v rámci proudového omezení plné odbuzení možné.

Kružnice omezení proudu je dána jmenovitým proudem PMSM.

Při startu rozjezdu funguje režim režim vyznačený bodem 1 (běžně nulová až jmenovitá rychlost), kdy řízení nenarazí na napěťové omezení. Jakmile po cestě zvyšování rychlosti vektor proudu narazí na jedno z omezení, tak řízení motoru musí vektor proudu přizpůsobit tak, jak je vyznačeno v diagramu režimem 2, což znamená tímto způsobem snížit momentotvornou složku proudu a dále motor odbuzovat. Jakmile dojde k maximálnímu odbuzení, kdy $i_{sd} = -\frac{|\hat{\Psi}_B|}{L_s}$, nesmí se dále odbuzovat, nastává režim číslo 3, kde se s nárůstem rychlosti udržuje odbuzení, ale klesá moment motoru (momentotvorná složka proudu).

Pokud by byla potřeba motor provozovat trvale v nižších rychlostech až jmenovité rychlosti, tak by bude jeho koncový bod obecně na ose q, a to v rámci omezení napětím, nebo maximálním proudem (omezující v tomto případě bude spíše maximální proud).

Elektrodynamické brzdění

Elektrodynamické brzdění se provádí uvedením složky vektoru proudu i_{sq} do takové polaroty, aby moment motoru působil ve směru snižování úhlové rychlosti. Tím je PMSM v

generátorickém režimu a kinetická energie momentu setrvačnosti hmoty na hřídeli rotoru se přes střídač přenáší do meziobvodu, kde už pak záleží na tom zda je energie kondenzátoru mařena v odporu, nebo vracena přes reverzanční usměrňovač, či napěťový pulzní usměrňovač do sítě. Pro relativně malé momenty setrvačnosti je možné energii nechat v kondenzátoru a tak dočasně zvýšit napětí meziobvodu.

Možnosti získání pasivních parametrů pro model PMSM

Statorový odpor

Statorový odpor R_s lze zjistit měřením Ohmovou metodou.

Indukčnost v osách d a q , nebo v libovolné poloze

Přímo indukčnost d-q modelu lze při znalosti odporu R_s zjistit následovně.

Předpokládá se, že motor stojí, a vektor napětí statoru je následující:

$$\hat{u}_{sI} = U_m \cdot \cos(\omega \cdot t) \cdot e^{j\gamma}$$

Tento tvar vektoru statorového napětí lze nazývat **pulzující vektor**.

Volbou úhlu γ se určuje poloha, referenční osa v systému alfa-beta, ve které se zjišťuje indukčnost. Pro osu d by bylo nastaveno $\gamma = 0$, pro osu q $\alpha = \frac{\pi}{2}$.

$$\gamma = konst., \quad \omega = 2 \cdot \pi \cdot f_1$$

$$\omega_{el} \equiv 0$$

Lze dosadit do napěťové rovnice, která je již zjednodušená díky předpokladu $\omega_{el} \equiv 0$.

$$\hat{u}_{sI} = R_s \cdot \hat{i}_{sI} + L_s \cdot \frac{d\hat{i}_{sI}}{dt}$$

$$U_m \cdot \cos(\omega \cdot t) \cdot e^{j\gamma} = R_s \cdot \hat{i}_{sI} + L_{s\gamma}(\gamma) \cdot \frac{d\hat{i}_{sI}}{dt}$$

Pro nesymetrický magnetický obvod je již v této rovnici indukčnost neznámou funkcí polohy.

V ustáleném stavu pak bude mít vektor proudu tvar $\hat{i}_{sI} = I_m \cdot \cos(\omega \cdot t - \varphi) \cdot e^{j\gamma}$, kde $e^{j\gamma}$ je konstanta.

$$U_m \cdot \cos(\omega \cdot t) \cdot e^{j\gamma} = R_s \cdot I_m \cdot \cos(\omega \cdot t - \varphi) \cdot e^{j\gamma} + L_{s\gamma}(\gamma) \cdot \frac{d}{dt} (I_m \cdot \cos(\omega \cdot t - \varphi)) \cdot e^{j\gamma}$$

Rovnici lze vydělit členem $e^{j\gamma}$.

$$U_m \cdot \cos(\omega \cdot t) = R_s \cdot I_m \cdot \cos(\omega \cdot t - \varphi) + L_{s\gamma}(\gamma) \cdot \frac{d}{dt} (I_m \cdot \cos(\omega \cdot t - \varphi))$$

Tato rovnice je reprezentovatelná fázory ($x = Re\{\bar{x} \cdot e^{j\omega \cdot t}\}$) maximálních hodnot.

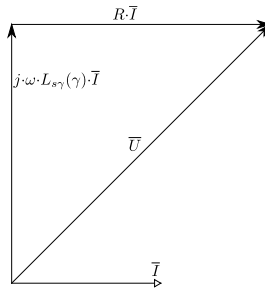
$$\bar{U} = U_m$$

$$\bar{I} = I_m \cdot e^{-j \cdot \varphi}$$

$$\bar{U} = R_s \cdot \bar{I} + L_{s\gamma}(\gamma) \cdot \frac{d\bar{I}}{dt}$$

$$\bar{U} = R_s \cdot \bar{I} + j \cdot \omega \cdot L_{s\gamma}(\gamma) \cdot \bar{I}$$

Tato rovnice je reprezentovatelná fázorovým diagramem.



Obrázek 24: Fázorový diagram

$$U_m^2 = (\omega \cdot L_{s\gamma}(\gamma) \cdot I_m)^2 + R_s^2 \cdot I_m^2$$

Vztah pro indukčnost v poloze $e^{j \cdot \gamma}$ je při stojícím a výše provedeném postupu následující.

$$L_{s\gamma}(\gamma) = \frac{\sqrt{U_m^2 - R_s^2 \cdot I_m^2}}{\omega \cdot I_m}$$

Takto je určen postup pro zjištění indukčností v daných osách.

$$L_{s\gamma}(\gamma \equiv 0) \equiv L_{sd}$$

$$L_{s\gamma}(\gamma \equiv \frac{\pi}{2}) \equiv L_{sq}$$

Velikost vektoru toku permanentních magnetů $|\hat{\Psi}_B|$

Při rozpojení statoru bude proud fázemi nulový, takže platí:

$$i_{sd} \equiv i_{sq} \equiv 0$$

Napěťová rovnice se redukuje na:

$$\hat{u}_{sI} = j \cdot \omega_{el} \cdot |\hat{\Psi}_B| \cdot e^{j \cdot \vartheta_{el}}$$

$$k \cdot (u_{sa} + \bar{a} \cdot u_{sb} + \bar{a}^2 \cdot u_{sc}) =$$

$$k \cdot (\omega_{el} \cdot |\hat{\Psi}_B| \cdot \cos(\vartheta_{el} + \frac{\pi}{2}) + \bar{a} \cdot \omega_{el} \cdot |\hat{\Psi}_B| \cdot \cos(\vartheta_{el} + \frac{\pi}{2} - \frac{2 \cdot \pi}{3}) + \bar{a}^2 \cdot \omega_{el} \cdot |\hat{\Psi}_B| \cdot \cos(\vartheta_{el} + \frac{\pi}{2} + \frac{2 \cdot \pi}{3}))$$

$$\omega_{el} = \frac{d\vartheta_{el}}{dt}$$

$$\vartheta_{el} = \omega_{el} \cdot t + \vartheta_{el(0)}$$

Pokud magnetické pole ve vzduchové mezeře neobsahuje prostorové harmonické, tak bude pohybové indukované napětí obsahovat jen základní harmonickou.

$$u_{sa} = -\omega_{el} \cdot |\hat{\Psi}_B| \cdot \sin(\omega_{el} \cdot t + \vartheta_{el(0)})$$

Amplituda je $U_m = \omega_{el} \cdot |\hat{\Psi}_B|$.

Pokud se rotor točí konstantní rychlostí, tak na fázích půjde naměřit pouze indukované pohybové napětí.

Je potřeba změřit průběh a odečíst maximální hodnotu indukovaného napětí, nebo změřit efektivní hodnotu měřicím přístrojem a vypočítat maximální hodnotu napětí jako $U_m = \sqrt{2} \cdot U_{ef}$.

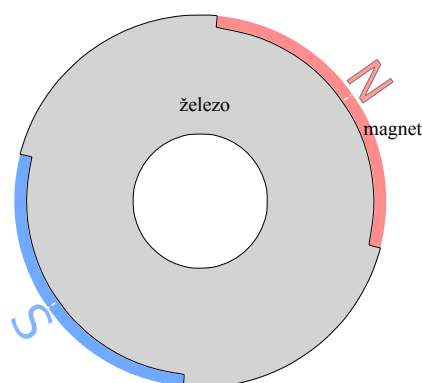
Při známé konstantní rychlosti a rozpojenému statoru stačí změřit amplitudu napětí na jedné fázi motoru a použít následující vztah.

$$|\hat{\Psi}_B| = \frac{U_m}{\omega_{el}}$$

5 Teorie pulzujícího injecktážního estimátoru

Tato sekce se zabývá matematickým popisem, na kterém je založena detekce magnetické anizotropie PMSM popsaná v [5] a [6].

Jak již bylo zmíněno v úvodu, estimace polohy rotoru PMSM na principu injecktáže pulzujícího napěťového signálu těží z anizotropie magnetického obvodu rotoru.



Obrázek 25: Schématické znázornění magnetické anizotropie rotoru PMSM způsobené konstrukčním uspořádáním

Permanentní magnety vykazují přibližně stejnou permeabilitu jako vzduch. Proto se při uspořádání rotoru na obrázku 25 permanentní magnety z hlediska magnetického obvodu stroje chovají jako lokální rozšíření vzduchové mezery. To má především za následek rozdíl indukčností v osách d a q, takovým způsobem, že platí následující.

$$L_d < L_q \quad (28)$$

Na anizotropii magnetického obvodu má v reálném motoru vliv i lokální sycení železa vlivem magnetů, k čemuž dochází u rotoru PMSM s jakýmkoliv konstrukčním uspořádáním. Již v sekci 4.2 o měření pasivních parametrů bylo popsáno jak pomocí pulzujícího vektoru napětí detekovat magnetické chování motoru v libovolné poloze (referenční ose).

5.1 Pulzující vektor napětí použitý jako testovací signál

Pulzující injektážní estimátor je založen na injektování vysokofrekvenčního napěťového signálu do užitečného napětí. To slouží pro testování magnetické anizotropie rotoru. V systému alfa-beta má pulzující napěťový vektor následující tvar.

$$\hat{u}_{sInjI} = U_{mInj} \cdot \cos(\omega_e \cdot t) \cdot e^{j \cdot \vartheta_{Inj}} \quad (29)$$

ω_e je úhlová frekvence testovacího signálu.

ϑ_{Inj} je elektrická poloha pulzujícího napěťového vektoru v alfa-beta stojícím systému statoru. Transformací „alfa-beta na d-q“ se rovnice převede do rotujícího systému rotoru (do systému d-q).

$$\hat{u}_{sInjII} = U_{mInj} \cdot \cos(\omega_e \cdot t) \cdot e^{j \cdot (\vartheta_{Inj} - \vartheta_{el})}$$

$$\hat{u}_{sInjII} = U_{mInj} \cdot \cos(\omega_e \cdot t) \cdot e^{j \cdot \Delta\vartheta}$$

$\Delta\vartheta$ úhel natočení pulzujícího napěťového vektoru vzhledem k d-q systému svázaného s polohou osy permanentních magnetů.

$$\Delta\vartheta = \vartheta_{Inj} - \vartheta_{el}$$

5.2 Model proudové odezvy na pulzující napěťový vektor

Jak již bylo odvozeno, model PMSM s anizotropií magnetického obvodu rotoru je v systému d-q dán touto rovnicí.

$$\mathbf{u}_{sII} = R_s \cdot \mathbf{i}_{sII} + \mathbf{l}_{sII} \cdot \frac{d\mathbf{i}_{sII}}{dt} + \mathbf{R}_{\frac{\pi}{2}} \cdot \omega_{el} \cdot \mathbf{l}_{sII} \cdot \mathbf{i}_{sII} + \mathbf{R}_{\frac{\pi}{2}} \cdot \omega_{el} \cdot |\hat{\Psi}_B|$$

Následující analýza se zaměřuje pouze na odezvu na injektovaný pulzující vektor napětí.

$$\mathbf{u}_{sII} = \mathbf{u}_{sInjII} = \begin{bmatrix} \operatorname{Re}\{\hat{u}_{sInjII}\} \\ \operatorname{Im}\{\hat{u}_{sInjII}\} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{mInj} \cdot \cos(\omega_e \cdot t) \cdot \cos(\vartheta_{Inj} - \vartheta_{el}) \\ U_{mInj} \cdot \cos(\omega_e \cdot t) \cdot \sin(\vartheta_{Inj} - \vartheta_{el}) \end{bmatrix}$$

Pokud bude úhlová frekvence ω_{Inj} injektáže vzhledem k elektrické úhlové rychlosti ω_{el} dost velká na to, aby při vyvolání proudové odezvy na této frekvenci byly ostatní členy rovnice (především členy jejichž hodnota narůstá s ω_{el}) oproti členu $\mathbf{l}_{sII} \cdot \frac{d\mathbf{i}_{sII}}{dt}$ zanedbatelné, tak se lze zaměřit pouze na vliv tohoto členu. **Zde je proveden zásadní předpoklad $\omega_{Inj} \gg \omega_{el}$.**

$$\mathbf{u}_{InjII} = \mathbf{l}_{II} \cdot \frac{d\mathbf{i}_{InjII}}{dt}$$

Vynásobením inverzní maticí k matici \mathbf{l}_{sII} je získán následující tvar.

$$\frac{d\mathbf{i}_{InjII}}{dt} = \mathbf{l}_{sII}^{-1} \cdot \mathbf{u}_{InjII}$$

$$\mathbf{l}_{sII}^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{sd}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{sq}} \end{bmatrix}$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Injd} \\ i_{Injq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{sd}} \cdot U_{mInj} \cdot \cos(\omega_e \cdot t) \cdot \cos(\vartheta_{Inj} - \vartheta_{el}) \\ \frac{1}{L_{sq}} \cdot U_{mInj} \cdot \cos(\omega_e \cdot t) \cdot \sin(\vartheta_{Inj} - \vartheta_{el}) \end{bmatrix}$$

Pro získání vztahu pro proud je potřeba provést časovou integraci rovnice. To je možné na základě přijetí předpokladu, že člen $\vartheta_{Inj} - \vartheta_{el}$ je v čase konstantní. Následující řešení diferenciální rovnice tedy bude platit pro nulové změny $\Delta\vartheta$ a bude aproximací pro relativně pomalé změny $\Delta\vartheta$ v porovnání s úhlovou frekvencí ω_{Inj} . Mějme nulové počáteční podmínky. Integrační konstanta se neuplatní.

$$\begin{bmatrix} i_{Injd} \\ i_{Injq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{sd}} \cdot \frac{U_{mInj}}{\omega_{Inj}} \cdot \sin(\omega_e \cdot t) \cdot \cos(\vartheta_{Inj} - \vartheta_{el}) \\ \frac{1}{L_{sq}} \cdot \frac{U_{mInj}}{\omega_{Inj}} \cdot \sin(\omega_e \cdot t) \cdot \sin(\vartheta_{Inj} - \vartheta_{el}) \end{bmatrix} \quad (30)$$

Takto vypadá popis proudové odezvy na injektovaný pulzující vektor napětí v rotujícím systému rotoru. Úhel ϑ_{Inj} je z hlediska bezsenzorové detekce známý, poloha ϑ_{el} nikoliv.

Projev injektovaného signálu ve fázových proudech statoru

Dá se zjistit jakým způsobem se úhlová frekvence injektovaného signálu ω_e projevuje ve fázích statoru v závislosti na elektrické úhlové rychlosti rotoru ω_{el} .

Při úspěšně prováděné injektáži pulzujícího vektoru napětí má vyvolaný příspěvek proudu ve stojícím systému statoru (alfa-beta) následující tvar.

$$\hat{i}_{InjI} = I_{InjMax} \cdot \cos(\omega_e \cdot t) \cdot e^{j \cdot (\omega_{el} \cdot t + \vartheta_0)}$$

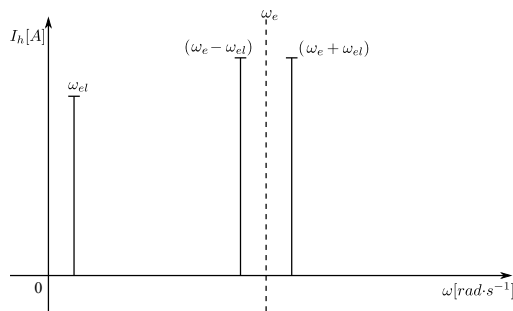
Pulzující vektor má v ideálním případě stejnou úhlovou rychlost otáčení jako rotor, tedy ω_{el} . Lze použít zjednodušení předpokladem $\vartheta_0 = 0$. Dalšími úpravami se zjistí jaké frekvenční složky má vyvolaná odezva v systému alfa-beta.

$$\hat{i}_{InjI} = I_{InjMax} \cdot (\cos(\omega_e \cdot t) \cdot \cos(\omega_{el} \cdot t) + j \cdot \cos(\omega_e \cdot t) \cdot \sin(\omega_{el} \cdot t))$$

S využitím goniometrických identit po úpravách vychází následující vztah.

$$\hat{i}_{InjI} = \frac{I_{InjMax}}{2} \cdot (\cos((\omega_e - \omega_{el}) \cdot t) + \cos((\omega_e + \omega_{el}) \cdot t) + j \cdot [\sin((\omega_e - \omega_{el}) \cdot t) - \sin((\omega_e + \omega_{el}) \cdot t)])$$

Bez dalších úprav lze na základě tohoto vztahu říci, že pulzující injektáž se do průběhu statorových proudů projeví dvěma kmitočty $(\omega_e - \omega_{el})$ a $(\omega_e + \omega_{el})$. Průběhy statorových proudů tedy neobsahují frekvenci na které pulzuje injektovaný vektor.

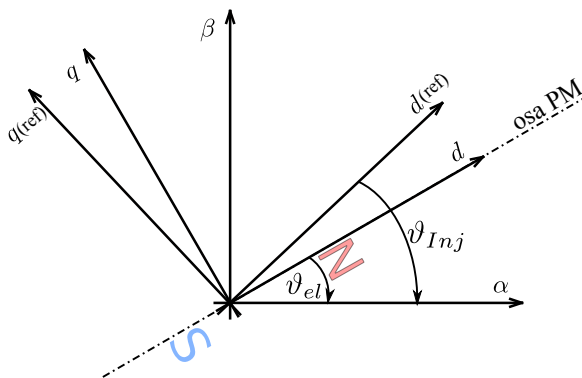


Obrázek 26: Frekvenční spektrum injektovaného pulzujícího vektoru v systému alfa-beta

Dále lze odvodit, že aby injektáž neinterferovala s užitečnými proudy o úhlové frekvenci ω_{el} , tak musí být ω_e více než její dvojnásobek. Jakmile je jejím dvojnásobkem, tak dochází k přímé interferenci (naprosto nežádoucí stav kdy $\omega_e - \omega_{el} \equiv \omega_{el}$).

5.3 Model proudové odezvy v referenčním systému injektáže

Z důvodu výše zmíněného je vhodné zavést referenční systém injektáže označený II-ref, nebo d(ref)-q(ref), ve kterém bude poloha injektovaného pulzujícího vektoru napětí známá.



Obrázek 27: Zavedení referenčního systému injektáže

Referenční systém injektáže je svázán s pulzujícím vektorem napětí tak, že $\hat{u}_{sInjIIref} = U_{mInj} \cdot \cos(\omega_e \cdot t)$. Pulzující vektor napětí se tedy nachází v jeho ose d(ref).

Poloha tohoto systému je známá a proudová odezva bude záviset na rozdílu $\Delta\vartheta = \vartheta_{Inj} - \vartheta_{el}$. Předpokládá se, že při znalosti této závislosti bude možné provádět detekci skutečné polohy ϑ_{el} . Následuje odvození proudové odezvy na pulzující vektor napětí v referenčním systému IIref.

Nejprve se provede transformace rovnice 30 do systému IIref rotací o $-\Delta\vartheta$.

$$\begin{bmatrix} i_{Injd(ref)} \\ i_{Injq(ref)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\Delta\vartheta) & \sin(\Delta\vartheta) \\ -\sin(\Delta\vartheta) & \cos(\Delta\vartheta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{sd}} \cdot \frac{U_{mInj}}{\omega_{Inj}} \cdot \sin(\omega_e \cdot t) \cdot \cos(\Delta\vartheta) \\ \frac{1}{L_{sq}} \cdot \frac{U_{mInj}}{\omega_{Inj}} \cdot \sin(\omega_e \cdot t) \cdot \sin(\Delta\vartheta) \end{bmatrix}$$

Po provedení úprav je získáno následující.

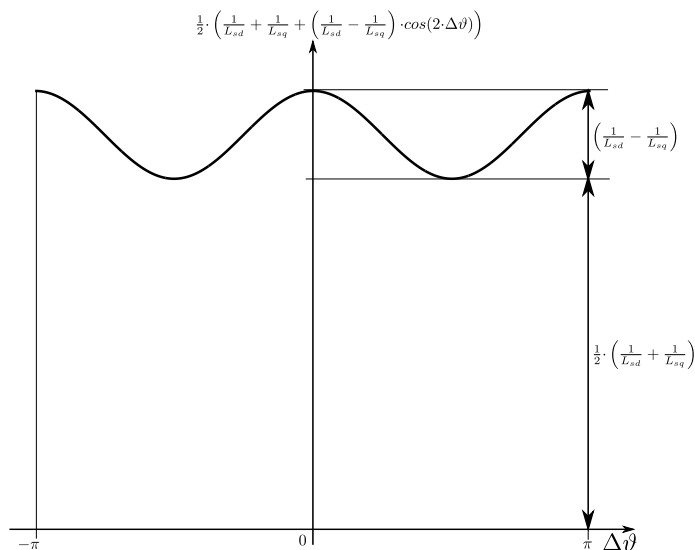
$$\begin{bmatrix} i_{Injd(ref)} \\ i_{Injq(ref)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{U_{mInj}}{\omega_{Inj}} \cdot \sin(\omega_e \cdot t) \cdot \left(\frac{1}{L_{sd}} \cdot \cos^2(\Delta\vartheta) + \frac{1}{L_{sq}} \cdot \sin^2(\Delta\vartheta) \right) \\ \frac{U_{mInj}}{\omega_{Inj}} \cdot \sin(\omega_e \cdot t) \cdot \left(\frac{1}{L_{sq}} - \frac{1}{L_{sd}} \right) \cdot \sin(\Delta\vartheta) \cdot \cos(\Delta\vartheta) \end{bmatrix}$$

Rovnici lze na základě trigonometrických vzorců zjednodušit na následující tvar.

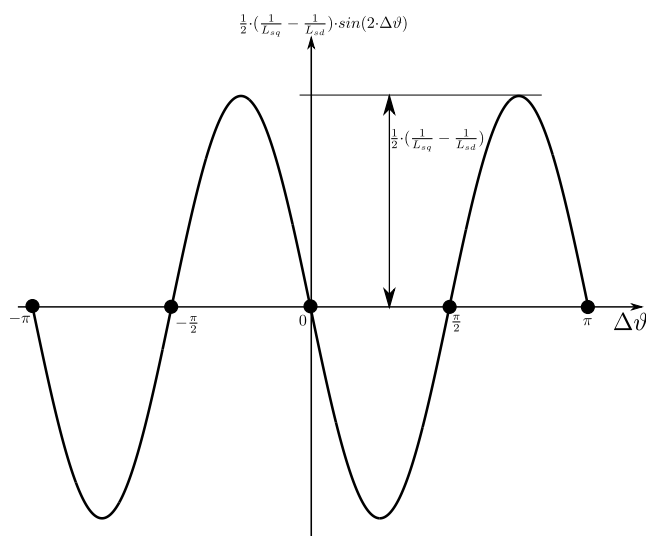
$$\begin{bmatrix} i_{Injd(ref)} \\ i_{Injq(ref)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{U_m I_{nj}}{\omega I_{nj}} \cdot \sin(\omega_e \cdot t) \cdot \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{1}{L_{sd}} + \frac{1}{L_{sq}} + \left(\frac{1}{L_{sd}} - \frac{1}{L_{sq}} \right) \cdot \cos(2 \cdot \Delta\vartheta) \right) \\ \frac{U_m I_{nj}}{\omega I_{nj}} \cdot \sin(\omega_e \cdot t) \cdot \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{1}{L_{sq}} - \frac{1}{L_{sd}} \right) \cdot \sin(2 \cdot \Delta\vartheta) \end{bmatrix} \quad (31)$$

V rovnici je vhodné si všimnout, že nenulová q složka proudu v referenčním systému injektáže může vznikat jen v případě nenulového rozdílu $\left(\frac{1}{L_{sq}} - \frac{1}{L_{sd}}\right)$, tedy při magnetické anizotropii.

Pro vyhodnocení významu rovnice je vhodné závislosti jednotlivých členů rovnice závislých na $\Delta\vartheta$ vynést pomocí plot nástroje do grafu. Je předpokládáno $L_{sd} < L_{sq}$.



Obrázek 28: Závislost členu $\frac{1}{2} \cdot \left(\frac{1}{L_{sd}} + \frac{1}{L_{sq}} + \left(\frac{1}{L_{sd}} - \frac{1}{L_{sq}} \right) \cdot \cos(2 \cdot \Delta\vartheta) \right)$ v d složce proudové odezvy v referenčním systému injektáže na rozdílu poloh referenčního systému a systému rotoru $\Delta\vartheta$



Obrázek 29: Závislost členu $\frac{1}{2} \cdot \left(\frac{1}{L_{sq}} - \frac{1}{L_{sd}} \right) \cdot \sin(2 \cdot \Delta\vartheta)$ v q složce proudové odezvy v referenčním systému injektáže na rozdílu poloh referenčního systému a systému rotoru $\Delta\vartheta$

Graf v obrázku 28 znamená, že velikost složky d proudové odezvy v referenčním systému má relativně zanedbatelnou závislost na rozdílu poloh $\Delta\vartheta$. Člen kterým se násobí harmonická funkce $\frac{U_m I_{nj}}{\omega_{I_{nj}}} \cdot \sin(\omega_e \cdot t)$ ve složce d nijak nemění její znaménko.

Graf v obrázku 29 ukazuje, že velikost q složky proudové odezvy v referenčním systému je plně závislá na $\Delta\vartheta$. Ve vyznačených bodech nabývá nulové hodnoty, jeden z těchto bodů je $\Delta\vartheta = 0$, neboli rovnost poloh referenčního systému a systému rotoru. Dalším důležitým faktem je, že člen vyneseny v grafu na obrázku 29 nabývá obou polarit a tím, že je násoben se členem $\frac{U_m I_{nj}}{\omega_{I_{nj}}} \cdot \sin(\omega_e \cdot t)$ mění fázi výsledné harmonické funkce mezi hodnotami 0 a π . Následující se zabývá tím, jak tyto závislosti využít pro dosažení stavu $\Delta\vartheta = 0$.

6 Indikace rozdílu poloh referenčního systému a systému rotoru na základě proudové odezvy v referenčním systému

Stavu $\Delta\vartheta = 0$, neboli nalezení skutečné polohy je potřeba dosáhnout správným zvyšováním, nebo snižováním hodnoty úhlo $\vartheta_{I_{nj}}$. Tím jak získat informaci použitou pro požadavek na zvyšování a snižování $\vartheta_{I_{nj}}$ se zabývá následující.

Z předchozích zjištění a především obrázků 28 a 29 lze vyvodit tato tvrzení.

interval $\Delta\vartheta$	$i_{I_{nj}d(ref)}$		$i_{I_{nj}q(ref)}$	
	fázový posuv	amplituda	fázový posuv	amplituda
$\pm\pi$ až $-\frac{\pi}{2}$	0	přibližně konstantní	π	$\sim \sin(2 \cdot \Delta\vartheta) $
$-\frac{\pi}{2}$ až 0	0	přibližně konstantní	0	$\sim \sin(2 \cdot \Delta\vartheta) $
0 až $\frac{\pi}{2}$	0	přibližně konstantní	π	$\sim \sin(2 \cdot \Delta\vartheta) $
$\frac{\pi}{2}$ až $\pm\pi$	0	přibližně konstantní	0	$\sim \sin(2 \cdot \Delta\vartheta) $

Tabulka 1: Rozdělení stavů proudové odezvy v referenčním systému

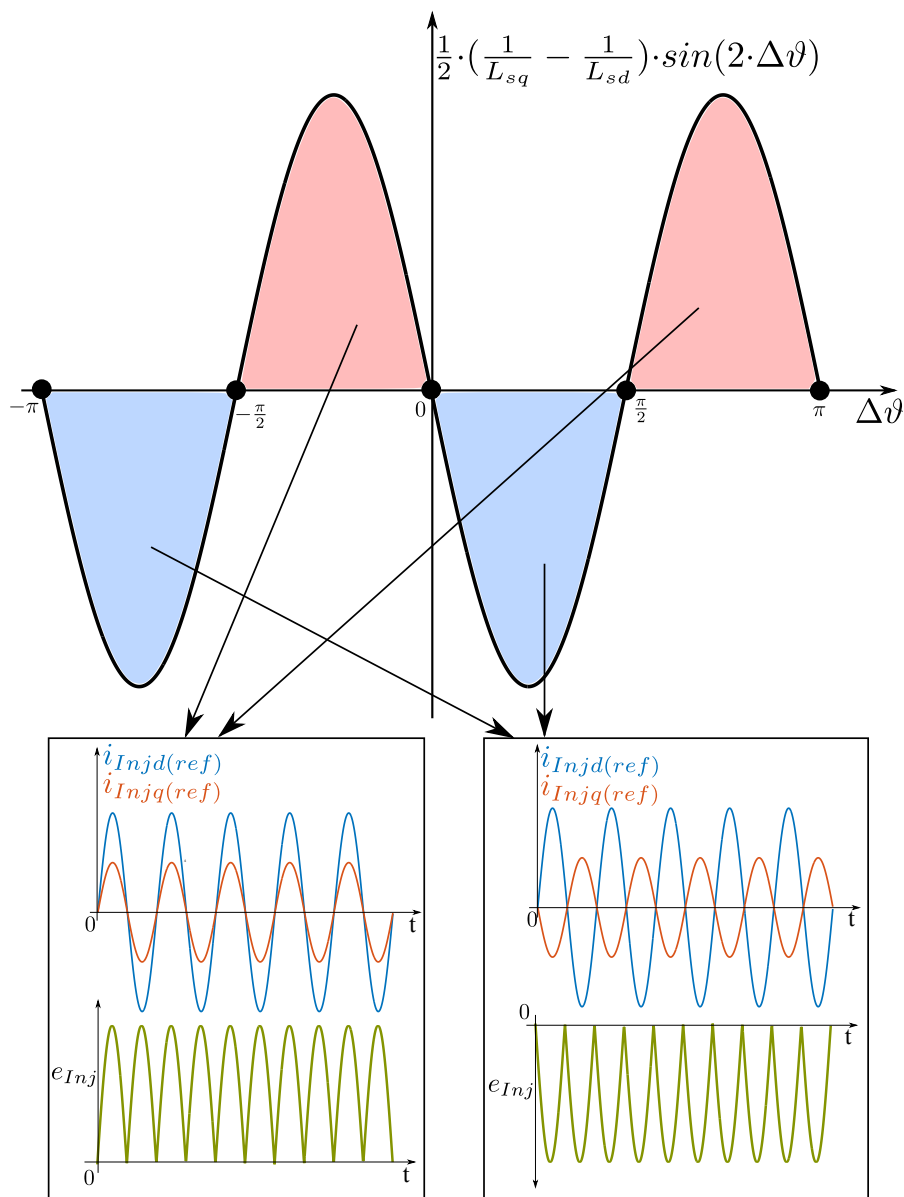
Předpokládejme, že se $\vartheta_{I_{nj}}$ nachází na intervalu $-\frac{\pi}{2}$ až $\frac{\pi}{2}$. Pokud je ve skutečnosti $\vartheta_{I_{nj}}$ v doplňkovém intervalu, nedá se s tím nic dělat. Chování bude naprosto shodné, pouze ekvivalentem polohy 0 bude poloha π . To je z hlediska pulzujícího injektážní estimátoru nežádoucí jev.

Na intervalu $-\frac{\pi}{2}$ až 0 se lze zaměřit na minimalizaci amplitudy $i_{I_{nj}q(ref)}$ pomocí zvyšování hodnoty $\vartheta_{I_{nj}}$. Na intervalu 0 až $\frac{\pi}{2}$ se lze zaměřit na minimalizaci amplitudy $i_{I_{nj}d(ref)}$ pomocí snižování hodnoty $\vartheta_{I_{nj}}$. Průběh $i_{I_{nj}q(ref)}$ však periodicky nabývá obou polarit a má nulovou střední hodnotu, takže nelze jako informaci pro řízení použít přímo jeho hodnotu. To se řeší vynásobením $i_{I_{nj}q(ref)}$ se znaménkovou funkcí d složky proudu v referenčním systému injektáže, tedy $sgn(i_{I_{nj}d(ref)})$. Takový je princip indikátoru rozdílu polohy referenčního systému injektáže a systému rotoru, který pracuje dle následujícího vztahu.

$$e_{I_{nj}} = sgn(i_{I_{nj}d(ref)}) \cdot i_{I_{nj}q(ref)} \quad (32)$$

Tímto způsobem je získán průběh, který je z hlediska nabývaných hodnot unipolární. To, v jaké polaritě se tento průběh pohybuje, je dáno právě tím, v jakém intervalu se $\Delta\vartheta$

nachází. To bude udávat, zda se má $i_{Injq(ref)}$ řídit na nulu snižováním, nebo zvyšováním ϑ_{Inj} . Následující obrázek popisuje chování indikátoru ve všech intervalech. Maximální hodnota výstupu estimátoru je rovna maximální hodnotě složky proudu $i_{Injq(ref)}$.



Obrázek 30: Princip indikátoru rozdílu poloh referenčního systému injecktáže a systému rotoru, $\Delta\vartheta$

Výstup indikátoru tedy lze použít přímo pro řízení proudu $i_{Injq(ref)}$, takovým způsobem, aby v intervalu $-\frac{\pi}{2}$ až $\frac{\pi}{2}$ poloha referenčního systému injecktáže ϑ_{Inj} směřovala ke skutečné poloze rotoru. Pokud se systém injecktáže nachází v doplňkovém intervalu, tak bude bohužel výstup indikátoru podávat takovou informaci, která povede k nalezení polohy $\Delta\vartheta = -\pi$, s tím, že ji není možno rozeznat od správné hodnoty, tedy polohy nulové.

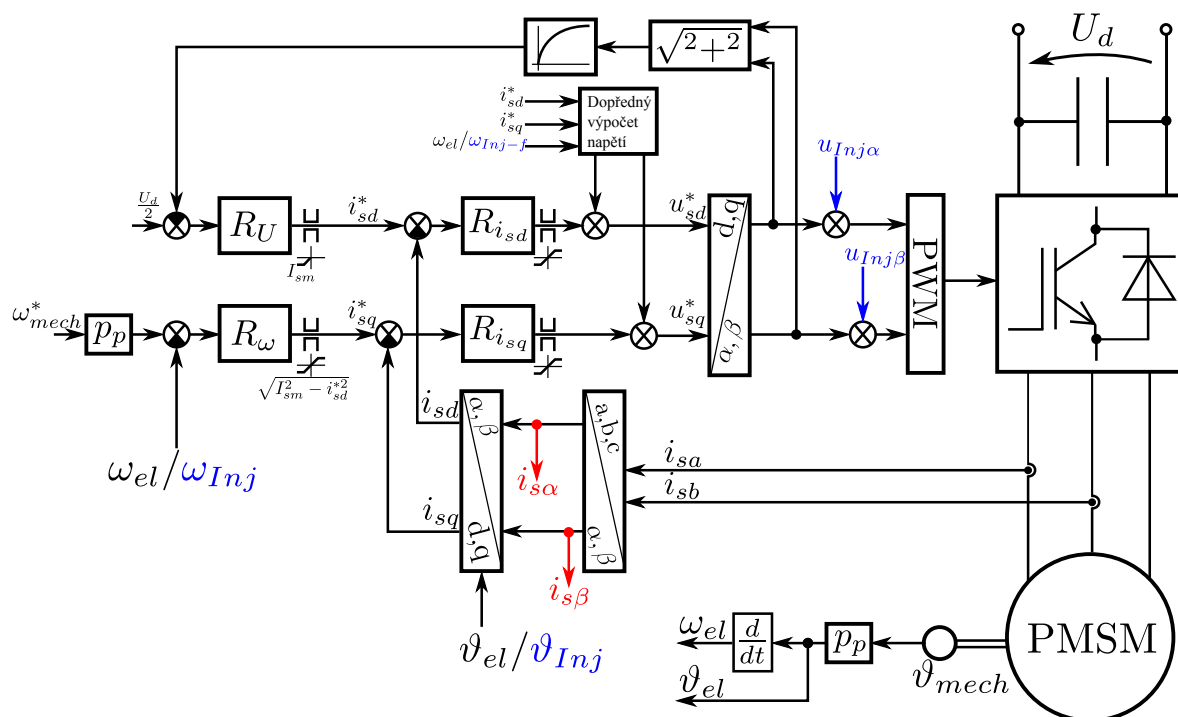
Zajímavé je všimnout si, že z hlediska použití výstupu indikátoru rozdílu poloh pro řízení ϑ_{Inj} budou body 0 a $\pm\pi$ stabilní. Zatímco body $\frac{\pi}{2}$ a $-\frac{\pi}{2}$ budou nestabilní v tom smyslu, že na jejich okolí vždy indikátor bude podávat takovou informaci, která povede ke vzdalování od těchto bodů. Udržení $\Delta\vartheta$ v těchto polohách je nemožné.

Indikátor rozdílu poloh referenčního systému injektáže a systému rotoru vykazuje značnou nelinearitu. Funkce sinus je přibližně lineární jen na okolí $0, \pm \frac{\pi}{2}$ a π .

7 Struktura implementovaných algoritmů

7.1 Vektorové řízení PMSM v kartézském souřadném systému svázaném s tokem rotoru

Na základě výše uvedeného matematického popisu a s využitím mikroprocesoru lze zrealizovat řízení, které u střídavých strojů poskytuje stejně výhodné regulační vlastnosti, jako má stejnosměrný stroj s cizím buzením. U cize buzeného stejnosměrného motoru k určení momentu a magnetického toku ve stroji stačí znát proud kotvy a buzení. U vektorového řízení střídavých strojů dochází k rozlišení složek proudu na momentotvornou a tokotvornou (popsáno v sekci 4.2).



Obrázek 31: Blokové schéma struktury vektorového řízení v kartézském souřadném systému toku rotoru

Kompletní popis transformací použitých ve vektorovém řízení a chování PMSM z hlediska veličin v souřadném systému rotoru je obsažen v sekcích 3 a 4.

Do nadřazené rychlostní smyčky vektorového řízení je zadáván požadavek na mechanickou rychlost rotoru. Na základě zpětné vazby od ARC čidla polohy je pomocí regulátoru R_ω vytvářen požadavek na momentotvornou složku proudu i_{sq}^* . Tento požadavek proudu je zadáván do podřazené smyčky, která má za úkol řídit proud na základě zpětné vazby měřených proudů přepočítaných pomocí transformací do souřadného systému rotoru (d-q). Akční zásah, který proudová smyčka vytváří je napětí motoru, které je realizováno na základě PWM modulace střídače. Regulátor R_U zajišťuje režim odbuzování stroje. Odbuzovací požadavek na i_{sd}^* , které může být řízeno jedině na záporné hodnoty (důvod popsán v sekci 4.2) nastává na základě hloubky PWM modulace. Jakmile

je pohybové indukované napětí motoru tak velké, že kvůli požadavku na momentotvornou složku proudu i_{sq}^* příslušný regulátor začne způsobovat, že z hlediska řízení měniče začíná nastávat režim přechodu do obdélníkového řízení (začíná se projevovat saturační efekt modulace). Tímto se zároveň vytváří požadavek na odbuzování, které má zajistit snížení pohybového indukovaného napětí.

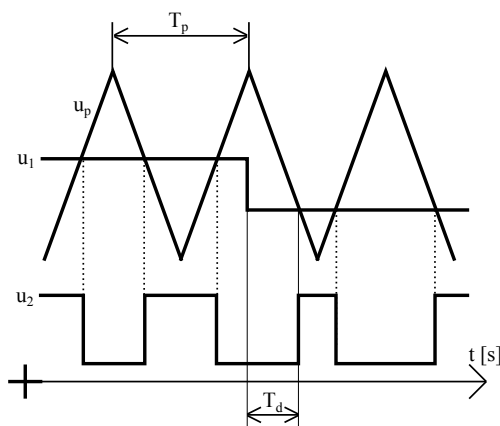
Regulátory jsou u vektorového řízení běžně řešeny jako proporcionálně-sumační (PS) regulátory (popsáno v sekci 8).

Omezovače u regulátorů složek proudu jsou navrženy tak, aby byla omezena absolutní hodnota proudu v systému d-q, potažmo maximální okamžitý proud ve fázi motoru.

Blok s názvem „dopředný výpočet napětí“ zlepšuje dynamiku řízení proudu tím, že přímo zadává potřebné napětí odpovídající ustálenému stavu. Podstatné je, že zahrnuje křížnou vazbu mezi složkami proudu v d-q systému. Dopředný výpočet napětí se provádí z aktuální hodnoty rychlosti rotoru a požadovaných hodnot složek proudu následovně.

$$\begin{aligned} +u_{sd}^* &= R_{sd} \cdot i_{sq}^* - \omega_{el} \cdot L_{sq} \cdot i_{sq}^* \\ +u_{sq}^* &= R_{sd} \cdot i_{sd}^* + \omega_{el} \cdot (L_{sd} \cdot i_{sd}^* + \Psi_B) \end{aligned}$$

V této práci je pro modulaci střídače použita komparační PWM. Princip komparační PWM pro trojfázový napěťový střídač je popsán ve skriptech [1]. Je prováděna pomocí komparace vstupního signálu s pilovým, nebo trojúhelníkovým signálem a přepínáním výstupní úrovně modulovaného signálu na základě výsledku komparace. Aby nedocházelo k saturaci vlivem modulace, musí platit, že hodnota modulačního signálu nepřesahuje maximum, nebo minimum nosného signálu.



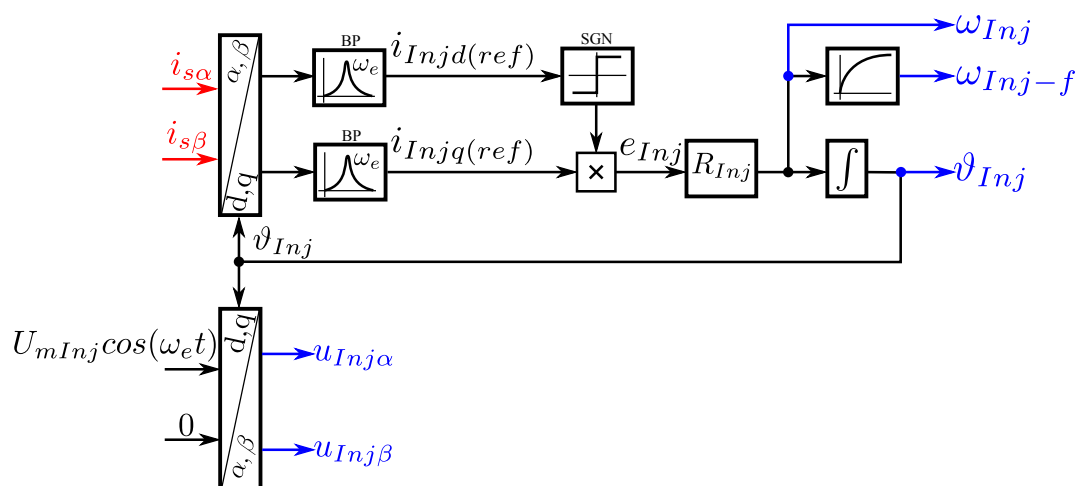
Obrázek 32: Komparační PWM s trojúhelníkovým nosným signálem

$$\begin{aligned} u_2 = 1 &\Leftrightarrow u_1 \geq u_p \\ u_2 = 0 &\Leftrightarrow u_1 < u_p \end{aligned}$$

Signál u_2 je modulovaný signál, u_1 modulační signál a u_p se nazývá nosný signál, nebo pilový signál. T_d je doba zpoždění mezi tím, než se změna modulačního signálu projeví do modulovaného signálu.

7.2 Estimátor polohy rotoru PMSM na principu injektáže pulzujícího napěťového signálu

Algoritmus pulzujícího injektážního estimátoru je založen na detekci magnetické anizotropie podél rotoru. Tyto principy jsou matematicky popsány v sekcích 5 a 6. Funkce estimátoru tedy vyžaduje rozdílnou indukčnost motoru v příčné a podélné ose rotoru.



Obrázek 33: Blokové schéma struktury estimátoru polohy rotoru PMSM na principu injecktáže pulzujícího napěťového signálu

Do motoru je injektován „vysokofrekvenční“ testovací signál, který má v referenčním systému injecktáže jen reálnou složku $U_{mInj} \cdot \cos(\omega_e \cdot t)$.

Měřený proud transformovaný do referenčního souřadného injecktáže svázaného s polohou injecktovaného pulzujícího vektoru je filtrován tak, aby byla získána frekvenční složka proudu ω_e , která je proudovou odezvou na testovací napěťový signál.

Vyfiltrované složky proudu se vyhodnocují indikátorem rozdílu poloh mezi referenčním systémem a skutečným souřadným systémem rotoru. Tento indikátor, jehož opodstatnění je popsáno v sekci 6, provádí operaci $e_{Inj} = \text{sgn}(i_{Injd(ref)}) \cdot i_{Injq(ref)}$. Indikace rozdílu poloh je použita jako regulační odchylka regulátoru injecktáže jehož výstupem je dynamická změna polohy referenčního souřadného systému, neboli úhlová rychlost otáčení tohoto systému.

Pulzující injecktážní estimátor tvoří fázový závěs, který při úspěšném provozu zajišťuje natočení referenčního systému injecktáže do polohy souřadného systému rotoru a má za úkol udržet rozdíl poloh na minimu. Při správné práci estimátoru je tedy poloha referenčního systému ϑ_{Inj} přijata za estimovanou polohu rotoru, která sleduje skutečnou polohu rotoru ϑ_{el} .

Bezsenzorové řízení

Pokud je estimátor spuštěn, ale estimovaná poloha a rychlost rotoru nejsou použity pro řízení motoru, tak se mluví o estimátoru v otevřené smyčce.

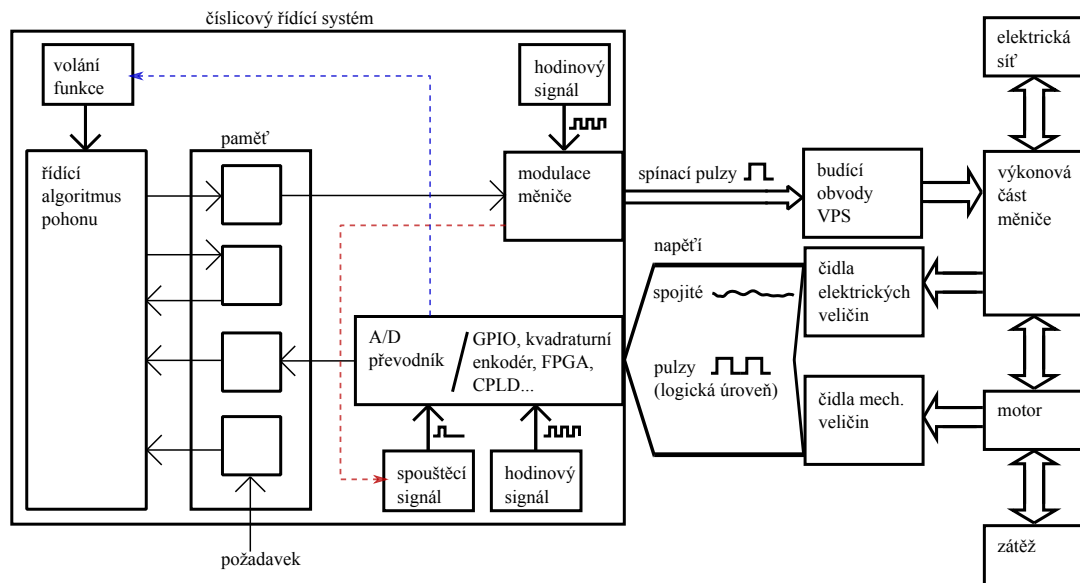
Bezsenzorové řízení je způsob provozu pohonu, který se dá realizovat využitím estimátoru jako zpětné vazby od polohy a rychlosti rotoru (uzavřená smyčka). Při bezsenzorovém vektorovém řízení implementovaném v této diplomové práci je pro regulátor rychlosti použita přímo hodnota ω_{Inj} , ale pro dopředný výpočet napětí a pro pozorování na osciloskopu je použita hodnota filtrovaná.

8 Způsob implementace algoritmů do mikroprocesoru

Před implementací do mikroprocesoru byly implementované algoritmy nejpre simulačně otestovány v prostředí Matlab Simulink na modelu PMSM a napěťového střídače tak, aby

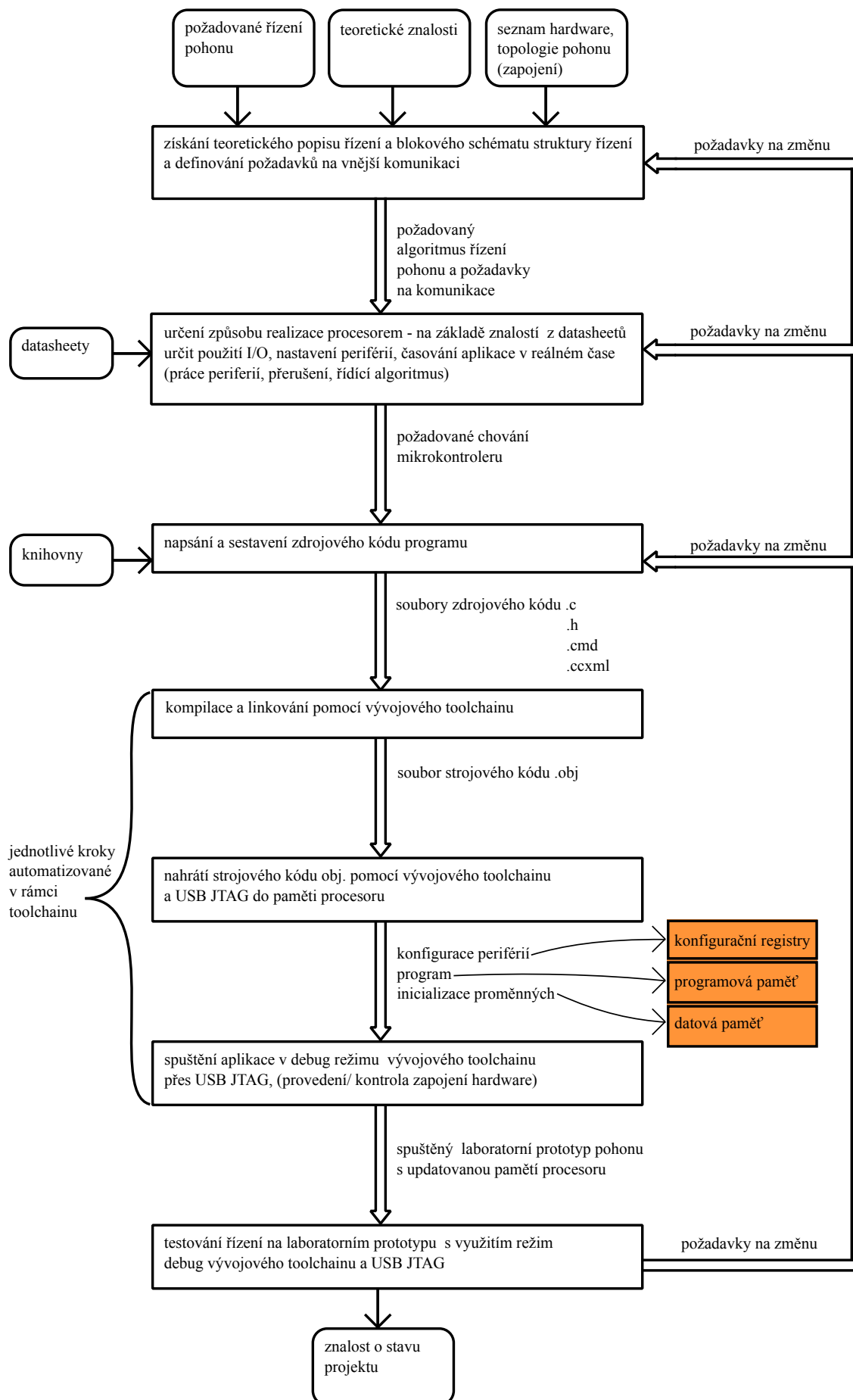
se předem ověřila jejich správnost a způsoby softwarové implementace dílčích algoritmů jednotlivých bloků řízení.

Následující obrázek vyjadřuje autorovu hrubou představu o číslicovém řízení z hlediska toho, co je vstupem a výstupem daných segmentů číslicového systému a co je čím spouštěno.



Obrázek 34: Hrubá představa o mikroprocesorovém řízení elektrického pohonu

Oranžově vyznačená část obrázku 35 je paměť procesoru se kterou je manipulováno v rámci implementace řízení pohonu. Je potřeba provést nastavení periférií procesoru zápisem do příslušných konfiguračních registrů, nahrát software do programové paměti a inicializovat proměnné v datové paměti. Obrázek 35 znázorňuje zvolenou strategii obsahující dílčí úkony a nástroje pro dosažení výše zmíněného výstupu, tak aby bylo dosaženo úspěšné implementace algoritmů.



Obrázek 35: Postup řešení

Postup popisuje potřebné kroky a jejich návaznost s tím, že se výchozí požadavek realizuje postupně od nejjednodušších částí algoritmu až po kompletní algoritmus, nebo iteračně postupnou úpravou kódu. To umožňuje co nejvíce se zaměřit na jednotlivé bloky implementovaných algoritmů tak, aby se co nejvíce zjednodušilo hledání chyb. Některé základní funkce není potřeba testovat na laboratorním prototypu pohonu, ale postačí sledování provádění instrukcí programu a změn hodnot datových proměnných pomocí debug režimu vývojového prostředí, v tomto případě Code composer studia.

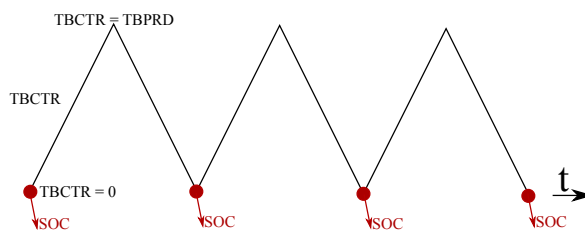
Algoritmy byly implementovány do DSP TMS320f28335 umístěného v DSP modulu platformy MLC Interface [8] pomocí programovacího jazyka C. Testování algoritmů a experimenty byly prováděny na laboratorním prototypu s napěťovým IGBT střídačem s **meziobvodem napájeným stabilizovaným zdrojem napětí nastavném na 30 V. Použitý PMSM byl šestipólový trojfázový o jmenovitém proudu 9 A a vinutím zapojeným do hvězdy.**

8.1 Nastavení periférií a časování aplikace

Pomocí periférie ePWM při příslušném nastavení dle datasheetu [9] byla zrealizována komparační pulzně šířková modulace. Byly použity tři moduly ePWM, kdyždý pro generování spínacích pulzů pro dva tranzistory jedné ze tří větví střídače. Spínání tranzistorů ve větvi střídače tak bylo zajištěno komplementárně na základě jednoho signálu pro danou větev střídače. Funkce komparační PWM je této periférie zajišťována zapisováním příslušné modulační hodnoty do registru compare daného modulu a compare jednotka periférie porovnává tuto hodnotu s čítačem (nastaveným do režimu up-down, tedy pilový průběh). Výsledek komparace má dále různé možnosti zpracování. Hlavní zmínku je potřeba uvést pro funkci shadow, která byla využita tak, aby se každý zápis do registru compare na výstupu pwm projevil až při následující periodě pily počítané od nulové hodnoty čítače. Nastavení periférie ePWM zahrnovalo také nastavení mrtvého času na $1\mu s$, což činí 150 cyklů procesoru o frekvenci 150Mhz.

Časování aplikace se řeší pomocí systémového nástroje přerušení. V aplikacích v reálném čase se přerušení využívá pro vhodné časové sladění řídicího algoritmu s fyzikální realitou. To znamená přesně časově vymezit, kdy se provádí měření, kdy se provádí zdrojový kód algoritmu a výpočtů a kdy se provádí řídicí zásah do řízeného systému.

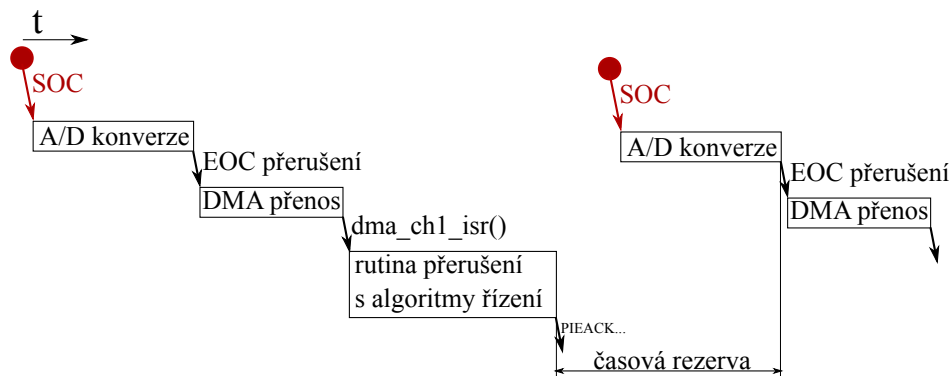
Periférie ePWM byla nastavena tak, aby generovala signál end of conversion při vstoupení hodnoty čítače do nuly.



Obrázek 36: Zvolený způsob generování přerušení

Tento signál je využit ke spouštění A/D konverze externího převodníku umístěného na MLC interface. Program je řešen tak, že přerušení začíná až po dokončení A/D konverze. Toto přerušení spouští DMA přenos, který zajistí zápis dat z převodníku do paměti mikroprocesoru. Po provedení DMA přenosu je vyvoláno další přerušení v jehož rámci je

prováděna softwarová rutina přerušení ve které jsou obsaženy implementované algoritmy řízení pohonu.



Obrázek 37: Časová struktura aplikace

V rutině přerušení s algoritmy řízení v tomto případě procesor stráví většinu času. Musí se zde provést instrukce všech algoritmů řízení.

Časování aplikace je tedy řešeno tak, že vzorkovací frekvence a frekvence provádění algoritmů je rovna frekvenci nosné pily PWM modulace.

Při spuštění programu je vždy jednou na začátku provedena inicializační část programu, která provede výše zmíněné nastavení periferií a inicializaci některých datových proměnných užitých v algoritmech. Inicializace je tedy vlána ve funkci main.

Aplikace je implementována tak, že $f_{\text{přerušeni}} = f_{\text{pily PWM}} = f_{\text{vzorkoci}}$.

8.2 Kód algoritmu vektorového řízení

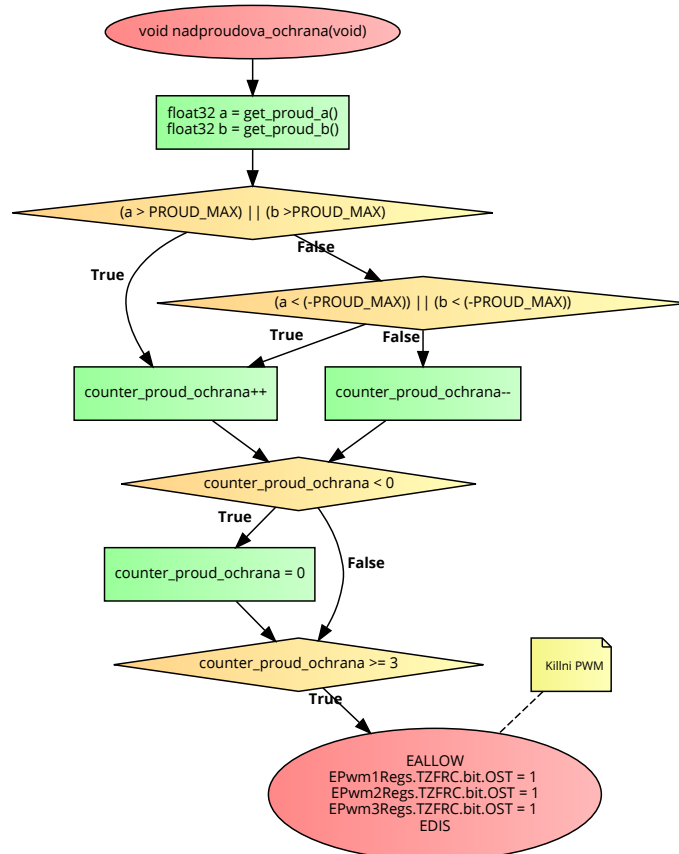
Tato část práce se týká implementace vektorového řízení podle schématu v obrázku 31. Následující text prezentuje některé významné části kódu.

Algoritmy byly implementovány převážně v plovoucí řádové čárce v datovém formátu float32. Byly použity standardní knihovny pro mikroprocesory s jádrem C2000, včetně knihovny math.h. Také byla využita knihovna MLC_Interface_lib poskytnutá k platformě MLC Interface. Dále popsany kód algoritmů všechn pracuje v rámci rutiny přerušeni volané jednou za periodu pily PWM, tak jak bylo popsáno v předchozí sekci.

Měření proudu a nadproudová ochrana

Proudy jsou měřeny čidly umístěnými ve dvou fázích střídače, konvertovány A/D převodníkem a přes DMA transfer se do paměti mikroprocesoru takto v každé vzorkovací periodě dostává odpovídající hodnota. Tuto hodnotu je potřeba vyčíst z paměti a zpracovat.

Byly napsány funkce pro získání okamžitých hodnot obou proudů v ampérech. Kalibrace výpočtu proudu byla provedena s pomocí proudové sondy a osciloskopu. Byl použit lineární vztah mezi číslem získaným převodníkem a číslem přijatým jako naměřený proud v ampérech. Na základě měření proudu byla napsána funkce pro ochranu proti nadproudu. Tato funkce má v jazyce C následující strukturu.

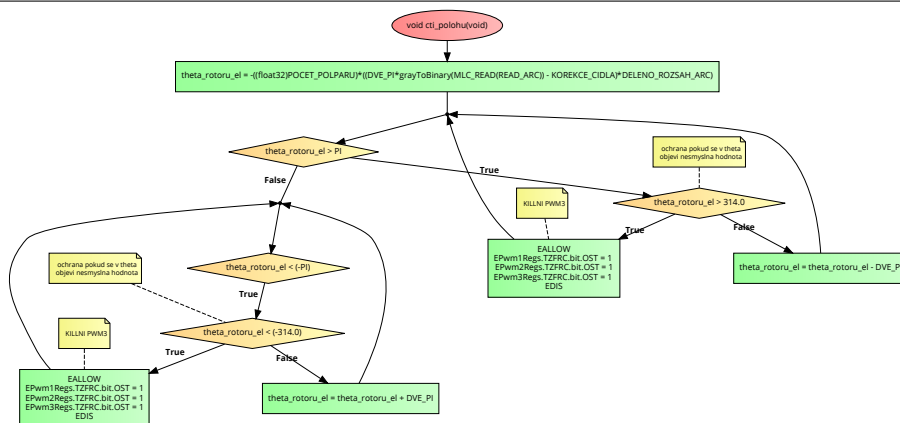
Algoritmus 1 Nadproudová ochrana

Účelem funkce je vypnutí tranzistorů měniče pokud některý z proudů překročí předepsanou hodnotu, která zde byla nastavena na trojnásobek jmenovitého proudu motoru, tedy na 27 A.

Výpočet polohy a rychlosti rotoru na základě ARC čidla polohy

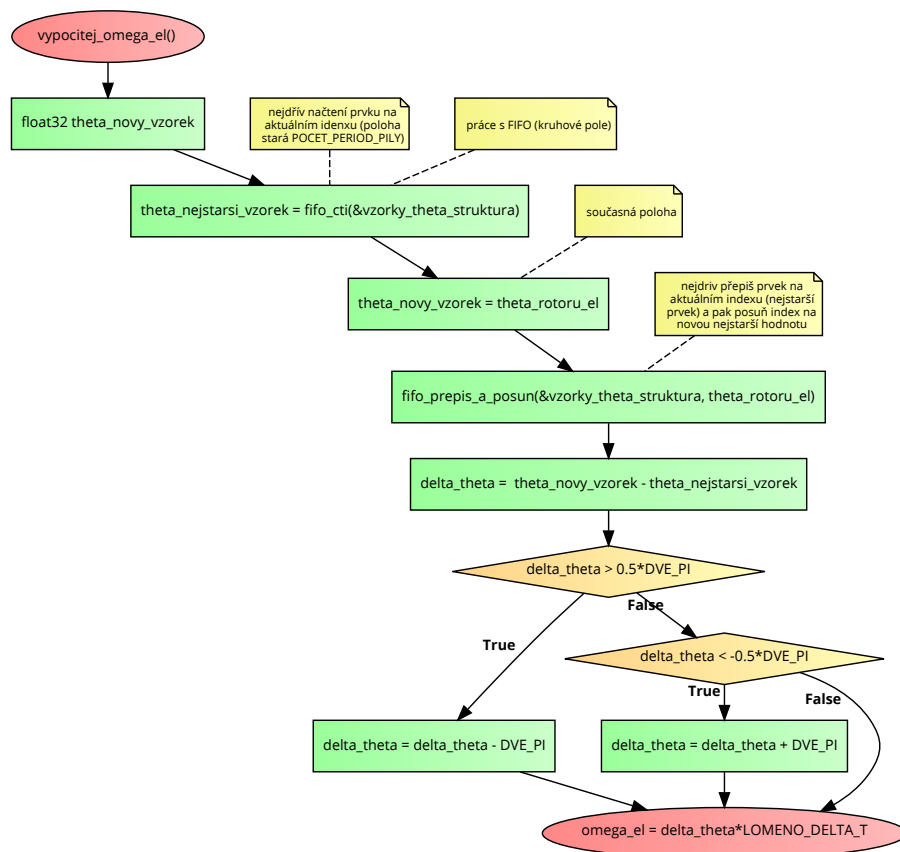
Z ARC vstupu MLC Interface je pomocí knihovní funkce načítána hodnota z ARC čidla polohy v grayově kódu. Instrukce prvotního výpočtu polohy uvnitř následující zobrazené funkce obsahuje převod do binárního kódu, dále odečtení konstanty, která byla získána při kalibraci čidla tak, aby výsledná nulová poloha byla v magnetické ose fáze a (suhlasí s popisem transformace) a přepočten na radiány elektrické. Získání kalibrační konstanty polohy rotoru bylo získáno pomocí vtažení rotoru do nulové polohy velkým kladným proudem ve fázi a. Zbývající část funkce pro získání hodnoty elektrické polohy zajišťuje její přetékání v rozsahu $-\pi$ až π .

Algoritmus 2 Výpočet úhlové elektrické polohy v radiánech z hodnoty z ARC čidla polohy

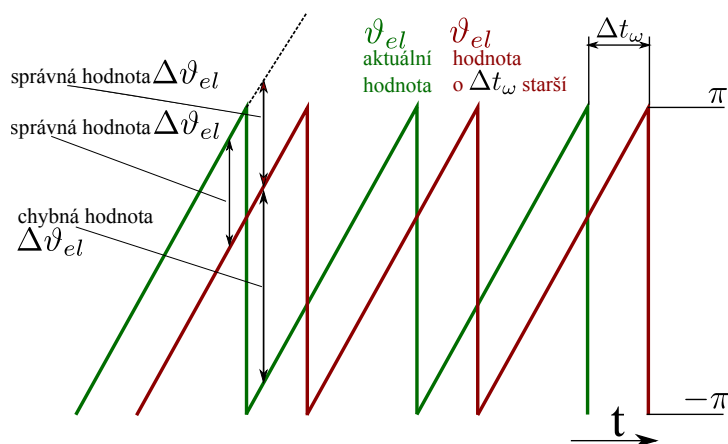


Další významnou funkcí využitou ve vektorovém řízení je funkce pro výpočet rychlosti. Rychlost rotoru je aproximována podílem difference poloh ku diferenci časové.

Algoritmus 3 Výpočet úhlové elektrické rychlosti



Princip této funkce je založen na následujícím obrázku.



Obrázek 38: Princip odstranění chyby výpočtu rychlosti

Do softwarového bufferu je při každé periodě provádění algoritmů (odvozeno od pily PWM) ukládána hodnota načtené polohy rotoru tak, aby se mohla za daný počet kroků tvořící časovou diferencí opět použít pro výpočet difference polohy. Niméně z obrázku je zřejmé, že na základě přetékání hodnoty polohy není prostá diference vždy korektním výsledkem. Diference polohy musí v podstatě také přetékat.

Δt_ω je časová diference výpočtu rychlosti. Pokud $\Delta \vartheta_{el}$ přesáhne meze $\pm\pi$, tak je potřeba provést korekci a od této hodnoty odečíst, nebo přičíst $2\cdot\pi$, jinak budou získávány chybné hodnoty. S tímto algoritmem bude výpočet rychlosti správný jen do elektrické rychlosti $\pm\frac{\pi}{\Delta t_\omega}$, jinak je chybný. Maximální rychlost pro vektorové řízení s ARC čidlem polohy je z hlediska výpočtu pro zvolené $\Delta t_\omega = 2,5ms$ následující.

$$\omega_{elMax} = \pm \frac{\pi}{\Delta t_\omega} = \pm 1256,5 rad \cdot s^{-1} \quad (33)$$

Algoritmus 4 Implementace kruhového bufferu (kruhové fifo pole)

```
//funkce pro pripravu pole
void fifo_init(fifo_pole *struktura_s_polem, int16 zadana_velikost, float32 *konkretni_pole,
int16 poc_index){
    struktura_s_polem->data = konkretni_pole; //pointer na konkretni pole
    struktura_s_polem->index= 0; //aktuální index fifo pole
    struktura_s_polem->velikost = zadana_velikost;
}
float32 fifo_cti(fifo_pole *pole){ //jen cte z indexu, nemei index, ani nic nemaze
    return pole->data[pole->index];
}
//funkce ktera do fifo pole zapise a pak posune jeho index
void fifo_prepis_a_posun(fifo_pole *pole, float32 zapisovana_hodnota){ //nejdriv prepis na
indexu a pak posun indexu o 1
    pole->data[pole->index] = zapisovana_hodnota;
    if ((pole->index) > ((pole->velikost) - 2))
    {
        pole->index = 0;
    }
    else{
        pole->index = (pole->index + 1);
    }
}
}
```

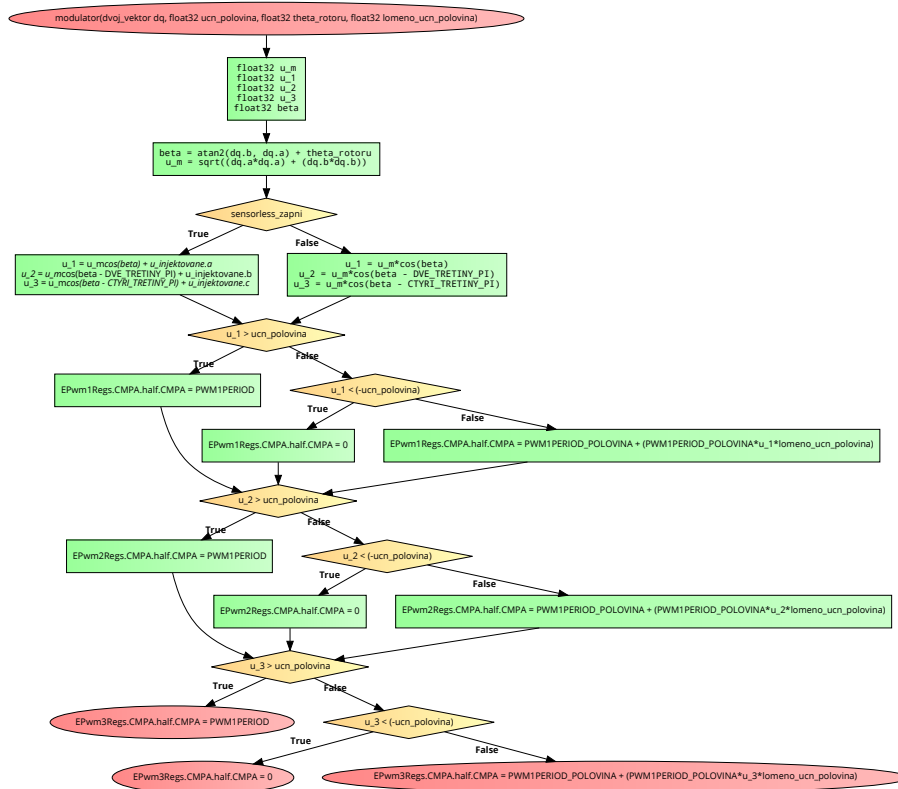
Implementace transformací a sled fází

Při vývoji aplikace byly transformace a sled fází orientovány a implementovány tak, jak jsou popsány v sekci 3.

Řídící smyčka

Pro zadávání požadavku na fázové napětí střídače je potřeba implementovat algoritmus, který podle požadavku napětí zádá vhodnou hodnotu do compare registru periferie ePWM. Vstupem pro funkci tohoto algoritmu je požadované napětí v systému d-q, proto funkce obsahuje transformaci „d-q na a,b,c“. V algoritmu je také zahrnuta ochrana proti přetečení compare registru vlivem zadávané hodnoty.

Algoritmus 5 Generování hodnot pro compare registr

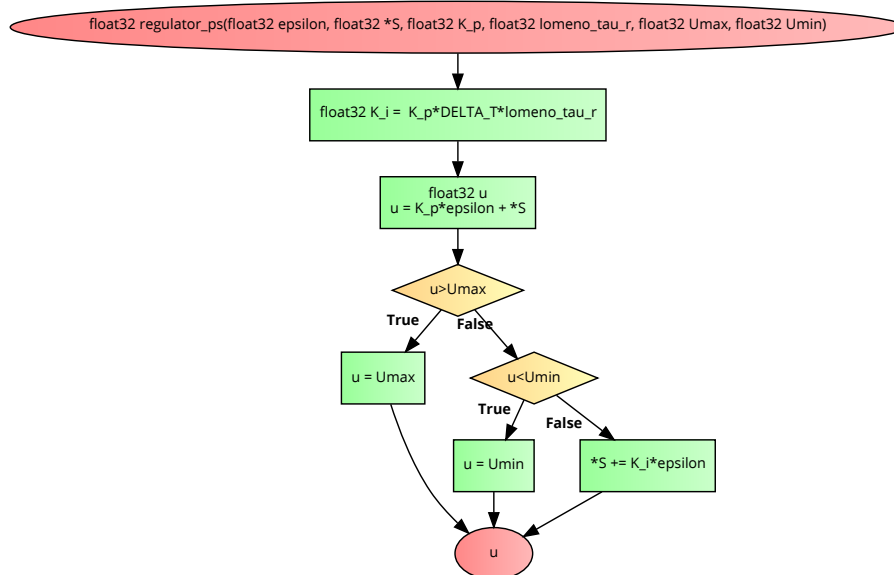


PS regulátor:

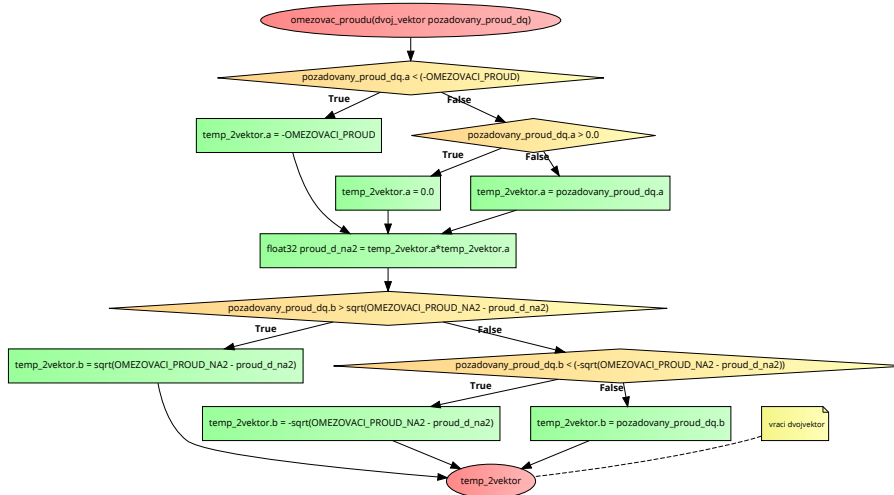
$$u_2(k+1) = K_{R2} \cdot e_2(k+1) + \frac{K_{R2}}{T_{R2}} \cdot \Delta t \cdot \sum_{i=0}^k e_2(i) \quad (34)$$

Δt je perioda na které regulátor diskřetně pracuje (v případě této aplikace $\frac{1}{12000}$ s).

K_P a T_R jsou nastavitelné parametry. Jejich laděním se dá upravovat dynamika řídicí smyčky do které je PS regulátor zařazen.

Algoritmus 6 PS regulátor

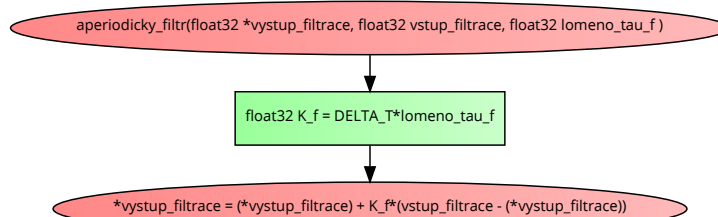
U požadavků na složky proudu vycházejících z rychlostního regulátoru a regulátoru odbuzování musí být zajištěna saturace pro omezení absolutní hodnoty proudu.

Algoritmus 7 Omezovač absolutní hodnoty proudu

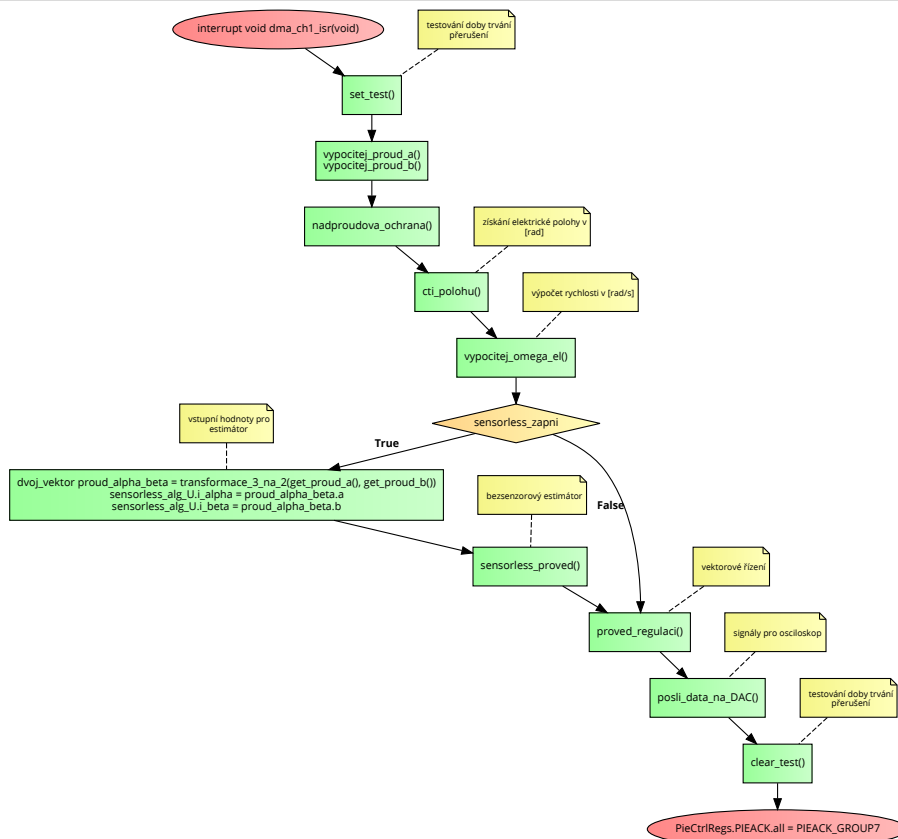
Jako filtr typu dolní propust byla použita diskretní forma aperiodického členu (IIR prvního řádu).

Diskretizovaný aperiodický člen:

$$u_4(k+1) = u_4(k) + \frac{\Delta t}{T_{f4}} \cdot (e_4(k+1) - u_4(k)) \quad (35)$$

Algoritmus 8 Filtr typu aperiodický člen**Sekvence provedení kódu v rutině přerušení**

Jak již bylo uvedeno, samotná rutina přerušení musí zahrnovat měření, algoritmy a výpočty a provedení akčních zásahů. Implementace v jazyce C byla provedena následovně.

Algoritmus 9 Rutina přerušení

Funkce „proved_regulaci()” obsahuje veškeré algoritmy vektorového řízení včetně funkce generování hodnot pro compare registr (modulátor).

8.3 Naladění PS regulátorů

Ladění PS bylo provedeno nejprve samostatně pro proudovou smyčku vektorového řízení. Proudové smyčce byla přímo zadávána velikost tokotvorné složky proudu ve formě „jednotkového” skoku. Měřené hodnoty byly za použití příslušné knihovni funkce MLC Interface přes komunikaci SPI posílány na digitálně-analogový převodník (DAC) obsažený jako

součástí MLC Interface. DAC tyto hodnoty konvertuje na napětí měřitelné osciloskopem. Odezva na „jednotkový“ skok tedy byla sledována na osciloskopu.

Prvotní nastavení PS regulátoru mělo proporcionální zesílení 1 a časovou konstantu pro integraci blízkou nekonečnu. Parametr proporčního zesílení byl postupně upravován dokud nebyla získána nekmitavá odezva s relativně rychlým náběhem a relativně malým překmitem. Poté byla nastavena časová konstanta integrace tak aby byla co nejmenší a zároveň nezpůsobila kmitání ve sledovaném průběhu.

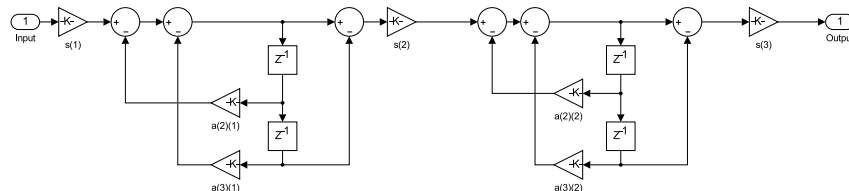
Tímto je implementována proudová smyčka vektorového řízení a je připravena pro zadávání proudu z nadřazené rychlostní smyčky.

Nastavení regulátorů nadřazené smyčky bylo provedeno obdobným způsobem.

8.4 Kód algoritmu pulzujícího injektážního estimátoru

Algoritmus pulzujícího injektážního estimátoru byl na základě struktury popsané v sekci 7 a schématu na obrázku 33 sestaven v prostředí Matlab Simulink. V rámci sestavení algoritmu v prostředí Simulink byl algoritmus také simulačně testován na modelu PMSM a napěťového střídače s vektorovým řízením. S využitím knihoven DSP System ToolboxTM a Simulink[®] CoderTM byl následně vygenerován kód v jazyce C, který byl pro implementaci algoritmu do mikroprocesoru použit. Takovéto řešení bylo výhodné především z hlediska návrhu a implementace filtru typu pásmová propust.

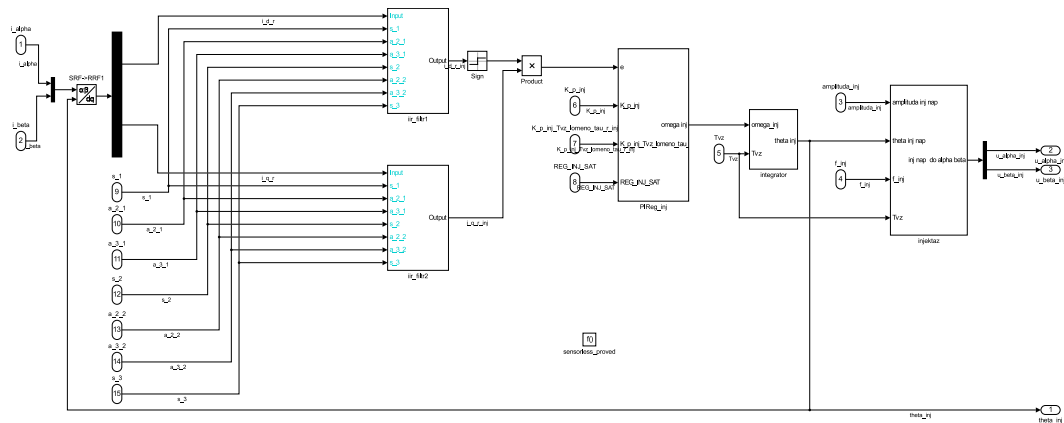
Zvolená implementace pásmové propusti je digitální filtr s nekonečnou impulzní odezvou (IIR) čtvrtého řádu. Návrh filtru byl proveden pomocí nástroje Simulinku s názvem Digital filter design. Tento nástroj umožňuje zvolit typ filtru, typ implementace a parametry filtru pro které je možné vygenerovat příslušnou implementaci s požadovanými frekvenčními parametry. To je výhodné především z hlediska získání více variant koeficientů filtru pro potřeby optimalizace algoritmu využívající filtr.



Obrázek 39: Diskrétní popis implementovaného filtru IIR 4. řádu

Jednotlivá zesílení v obrázku 39 reprezentují koeficienty filtru, které udávají naladění filtru, například z hlediska frekvenční charakteristiky. Typ filtru byl ve filter designu zvolen jako diskretizovaná forma Chebyshevova filtru.

Algoritmus byl v Simulinku sestaven tak, aby po vygenerování kódu mohl být následně laděn. Možná je změna koeficientů filtru, konstant PS regulátoru injektáže a především změna frekvence a amplitudy testovacího napěťového signálu.



Obrázek 40: Ukázka sestavení algoritmu v Simulinku

Z hlediska implementace pulzujícího injektážního estimátoru je podstatné uvést následující fakt. Pulzující injektážní algoritmus musí mít při svém spuštění zadánu počáteční hodnotu estimace elektrické polohy rotoru. Je možné nějakou hodnotu pro začátek estimace zvolit. Estimátor bude mít tendenci dostat z této počáteční estimované polohy do osy permanentních magnetů rotoru. Avšak je možné, že estimovaná poloha bude vtažena jak do polohy odpovídající správné polaritě permanentních magnetů, tak i opačně. Která poloha to bude závisí jen na tom, ke které je počátek estimace blíže. Možné způsoby detekce správné polaritě permanentních magnetů jsou zmíněny v závěru práce. Při implementaci algoritmu a experimentech v této práci bylo pro získání informace o počáteční poloze využito ARC čidlo polohy.

8.5 Naladění pulzujícího injektážního estimátoru

Laboratorním testováním algoritmu pulzujícího injektážního estimátoru se došlo k získání parametrů při kterých je estimátor na určitém rozsahu otáček použitelný.

Pulzující injektážní estimátor byl laděn v otevřené smyčce. Nejprve probíhalo testování při stojícím rotoru, kdy byla sledována především velikost proudové odezvy a charakter výstupu indikátoru rozdílu poloh referenčního systému a systému rotoru. Dále byl estimátor laděn v otevřené smyčce za běhu vektorového řízení s ARC čidlem polohy. Výstup z estimátoru byl porovnáván s hodnotami získanými na základě ARC čidla polohy. Šířka pásma filtru byla zvolena relativně velká, protože v porovnání s užší šířkou pásma takto bude rychlejší odezva filtru. Nevýhodou je pak nižší přesnost estimace. Filtr má vliv na dynamiku estimátoru a pro bezsenzorové řízení poté i na dynamiku celé řídicí smyčky.

Z hlediska funkce estimátoru je nejlepší aby byla injektovaná frekvence f_e co nejvyšší (co nejdál od fundamentální frekvence užitečného proudu motoru). Problém je však s narůstající impedancí, kvůli které je potřeba se zvyšováním frekvence pro vyvolání amplitudově srovnatelné proudové odezvy zvyšovat i amplitudu testovacího napěťového signálu. Dalším omezením je spínací a vzorkovací frekvence.

Finální nastavení estimátoru má $f_e = 1200\text{Hz}$, $U_{mInj} = 8\text{V}$ a šířku filtru na 1200Hz se šířkou pásma 400Hz .

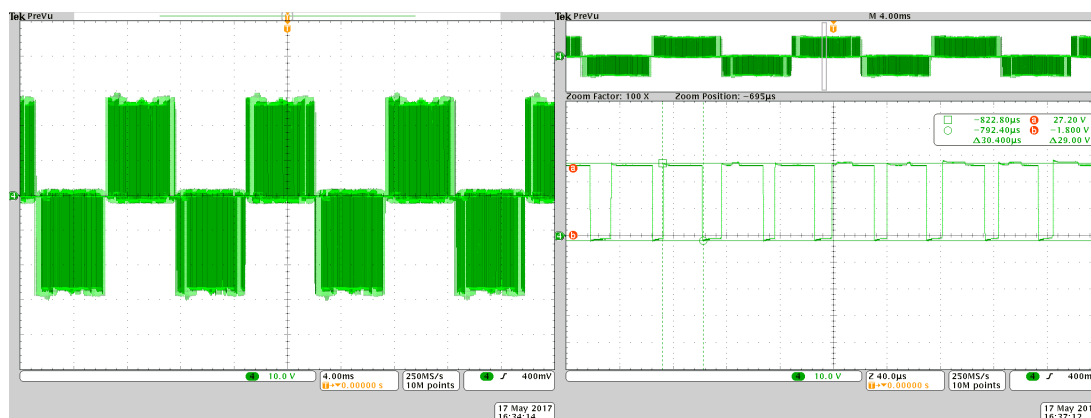
9 Experimenty na laboratorním prototypu

Tato sekce prezentuje implementaci algoritmů do prototypu pohonu na základě experimentálních výsledků. Prezentovaná implementace je v konečné fázi a všechny výsledky experimentů byly získány pro shodné nastavení parametrů algoritmu vektorového řízení i bezsenzorového estimátoru polohy rotoru na principu injektáže pulzujícího napěťového signálu.

Experimenty byly prováděny na laboratorním prototypu pohonu s uvedeným hardware (sekce ??) a s využitím debug režimu vývojového prostředí Code Composer Studio při připojení na DSP TMS320f28335, umístěný v DSP modulu platformy MLC Interface, přes JTAG. Výsledky experimentů jsou předkládány jako záznam (oscilogram) z digitálního osciloskopu Tektronix DPO 4034B. Časové měřítko je udáno vespod oscilogramu v jednotkách času na dílek.

Test napětí na výstupu střídače

Při samostatné práci vektorového řízení s ARC čidlem polohy byl pro kontrolu změřen průběh sdruženého napětí pomocí napěťové diferenciální sondy.



Obrázek 41: Sdružené napětí při práci střídače do PMSM

Motor se točil úhlovou mechanickou rychlostí $250 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$, což při počtu pólů motoru $p_p = 3$ odpovídá statorové frekvenci přibližně 119 Hz, tedy periodě $8,4 \text{ ms}$. Spínací frekvence střídače je 12 kHz. Ve sdruženém napětí se projevuje spínání ve dvou větvích střídače, tedy dvojnásobným počtem přepnutí za jednotku času. Tomu oscilogram odpovídá.

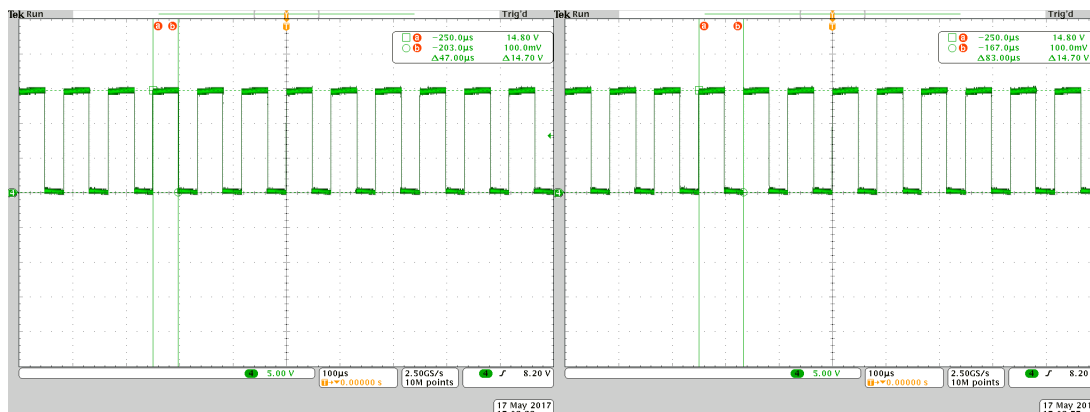
Maximální hodnota průběhu napětí 29 V je dána napětím kondenzátoru v meziobvodu nastaveného přibližně na 30 V, mínus napěťové úbytky na polovodičích.

Doba zpracování rutiny přerušení

Kód implementovaných algoritmů mikroprocesor (DSP) vykonává v rámci rutiny přerušení. Doba zpracování rutiny přerušení je časový interval za který mikroprocesor vykoná instrukce rutiny přerušení. Tuto dobu je vhodné sledovat z důvodu ověření, že mikroprocesor stíhá vykonávat všechny požadované instrukce.

Získání informace o době zpracování rutiny přerušení bylo provedeno pomocí přepínání logické úrovně na výstupu periferie GPIO. Úroveň high se nastaví zápisovou instrukcí na

začátku rutiny přerušení. Měření bylo provedeno napěťovou sondou mezi daným pinem MLC Interface, který přísluší použitému GPIO pinu a zemí MLC Interface.



Obrázek 42: Signály indikující dobu trvání rutiny přerušení - samostatné vektorové řízení

Přestože GPIO má napěťové úrovně pinů 0V a 3,3V, tak naměřeno bylo 0V a 15V. Změnu napěťové úrovně provádí level shifter v MLC interface.

Na osciloskopu byly použity kurzory pro odečtení časových intervalů.

Naměřená perioda signálu odpovídá periodě přerušení.

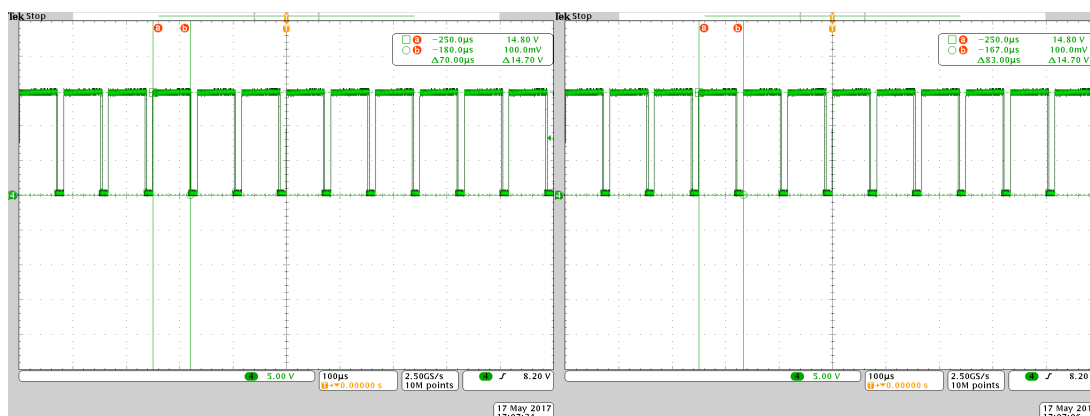
$$T_{\text{přerušení}} = \frac{1}{f_{\text{přerušení}}} = \frac{1}{12000} = 83,33\mu\text{s}$$

Doba zpracování rutiny přerušení u samostatného vektorového řízení je $47\mu\text{s}$.

Relativní vytížení přerušení rutinou přerušení:

$$t_{ISR\%} = \frac{T_{ISR(ARC)}}{T_{\text{přerušení}}} = \frac{47\mu\text{s}}{83,33\mu\text{s}} \doteq 56\%$$

Poznámka: Doba využití přerušení není naprosto konstantní (v rozsahu jednotek %) vlivem nevhodného způsobu implementace výpočtu elektrické polohy. Výstup z ARC čidla je dán mechanickou polohou a získání elektrické polohy je zajištěno vynásobením mechanické polohy počtem pólů a následně je provedeno softwarové přetečení pomocí cyklu while (aby hodnota polohy zůstala v rozsahu $-3.14\dots$ až $3.14\dots$), což je důvodem velmi limitovaně proměnné doby provedení rutiny přerušení. Proměnná doba přerušení se v řídicí smyčce neprojevila díky využití shadowed registru (submodul ePWM). Je znám vhodnější způsob implementace než s cyklem while (využitím přetečení uint datového formátu, nebo cyklus for ve floating point formátu s pevným počtem kroků - přetečení fixed pointu je však jednoznačně efektivnější implementace.), ale z časových důvodů a důvodu primárního cíle práce (ověření algoritmu na prototypu) nebyla snaha aplikaci po stránce efektivity kódu optimalizovat a tento nedostatek opravit.



Obrázek 43: Signály indikující dobu trvání rutiny přerušení - bezsenzorové řízení

Doba zpracování rutiny přerušení je u implementovaného bezsensorového řízení $70\mu s$.

Relativní vytížení přerušení rutinou přerušení u bezsensorového řízení:

$$t_{ISR\%sensorless} = \frac{T_{ISRsensorless}}{T_{přerušení}} = \frac{70\mu s}{83,33\mu s} \doteq 84\%$$

Bezsensorové řízení významně prodlužuje dobu využití přerušení. U sensorless algoritmu se jedná o kód vygenerovaný pomocí Simulinku (DSP System Toolbox™ a Simulink® Coder™). Efektivita vygenerovaného kódu nebyla řešena.

Doba zpracování algoritmu injektážního bezsensorového estimátoru procesorem je přesně $T_{ISRsensorless} - T_{ISR(ARC)}$, protože program s bezsensorovým řízením současně prováděl i všechny instrukce, které se prováděly pro vektorové řízení s ARC čidlem, včetně výpočtu polohy a rychlosti na základě čidla. Samotný bezsensorový algoritmus má tedy v mikroprocesoru TMS320F28335 dobu provedení instrukcí přibližně $23\mu s$.

9.1 Způsob záznamu experimentů

Veličiny, které jsou pro experiment zajímavé jsou již číselně reprezentovány proměnnými v mikroprocesoru. Jak již bylo v předešlých sekcích popsáno, hodnoty proudů měřených čidly proudu na desce střídače jsou zpracovávány po A/D převodu v mikroprocesoru, stejně tak výpočet polohy a rychlosti z ARC čidla polohy provádí mikroprocesor. Estimované hodnoty polohy a rychlosti rotoru jsou přímo vytvářené algoritmem implementovaném v mikroprocesoru.

Z toho důvodu byly pomocí digitálně-analogového převodníku (DAC) platformy MLC Interface zpracované hodnoty měřených veličin a výsledky algoritmů z mikroprocesoru převáděny na napětí zaznamenávané osciloskopem.

Číselný rozsah zapisovatelný na digitání vstup DAC: **0 až 4095**

Napěťový rozsah výstupu DAC: **0 až 5 V**

$$\text{Konstanta DAC převodu: } k_{dac} = \frac{5}{4095}$$

Zvolený tvar zápisu na DAC: **zápis = 2048 + $k_1 \cdot x_1$**

Offset je použit z důvodu potřeby přenosu informace o čísle x_1 nabývajících kladné i záporné hodnoty.

Číslo x_1 obsahuje hodnotu fyzikální veličiny ve fyzikálních jednotkách uloženou v proměnné v paměti mikroprocesoru.

Číslo k_1 je konstanta použitá pro nastavení měřítka zobrazování veličiny na osciloskopu.

Výstupní napětí DAC při zanedbání kvantizační chyby operací datového formátu:

$$u_{DAC1} = \frac{5}{4095} \cdot (2048 + k_1 \cdot x_1) = 2,5 + \frac{5 \cdot k_1}{4095} \cdot x_1 \text{ V}$$

Zvolené vertikální nastavení osciloskopu pro všechny zobrazované kanály: **offset -2,5V, nebo -2,5A**

Tímto se zajistí odstranění kladného offsetu zaneseného zápisem na DAC.

Všechny kanály byly nastaveny do stejné vertikální polohy, tak aby měly všechny veličiny nulu ve stejné vertikální poloze.

Výsledné napětí kanálu osciloskopu:

$$\mathbf{u}_{CH1} = \frac{5 \cdot k_1}{4095} \cdot \mathbf{x}_1 \text{ V}$$

Pro všechny kanály bylo na osciloskopu nastaveno **0,5V na dílek**, nebo **0,5A na dílek**.

$$u_{CH1} = \frac{5 \cdot k_1}{4095} \cdot x_1 = 0,5 \cdot \text{dílek}$$

$$\mathbf{x}_1 = \frac{409,6}{k_1} \cdot \frac{1}{\text{dílek}}$$

Měřítka zobrazení veličina na osciloskopu: **měřítka** = $\frac{409,6}{k_1}$

Takto vypočtené vertikální měřítka je pro každý kanál udáno u obrázku s oscilogramem spolu s danými fyzikálními jednotkami na dílek.

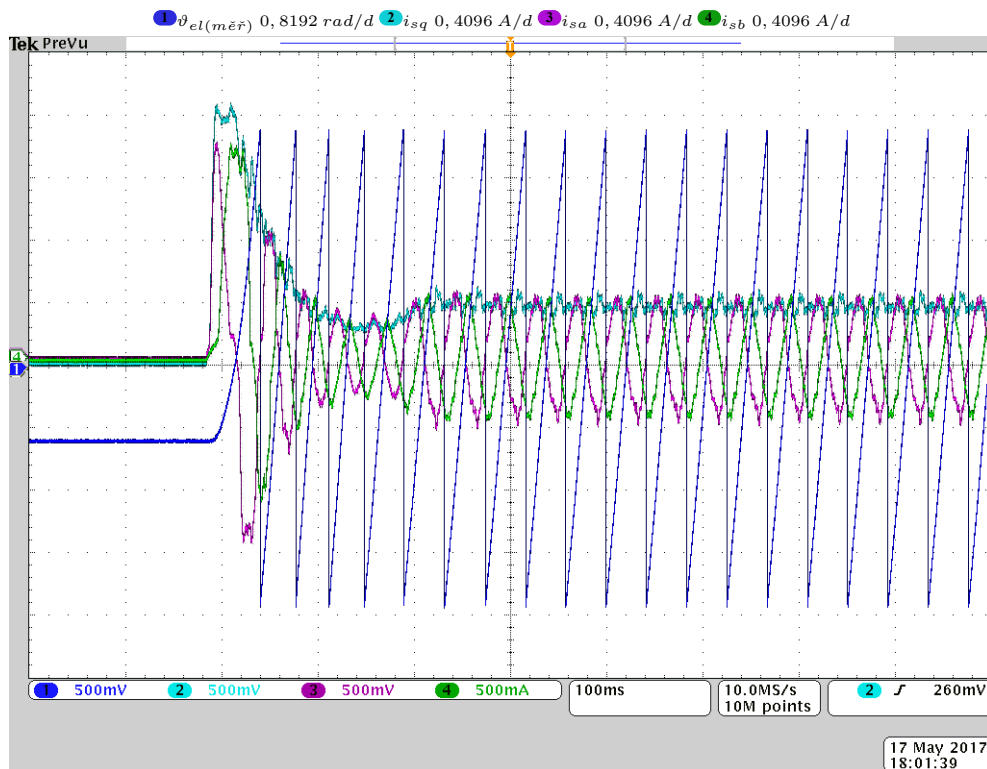
Například měřítka na obrázku 44 je vypočítáno z hodnot $k_1 = 500$, $k_2 = 1000$, $k_3 = 1000$, $k_4 = 1000$.

Veličiny zobrazované na osciloskopu:

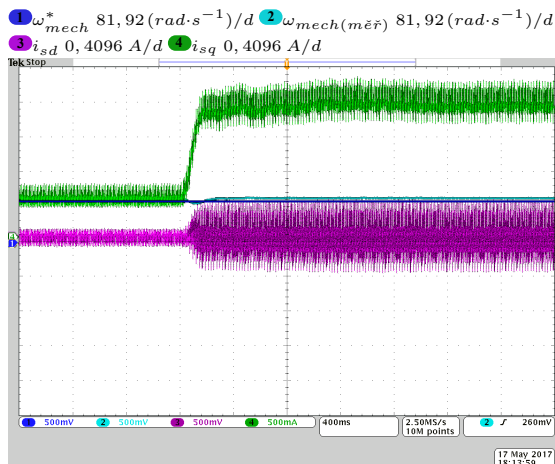
$\vartheta_{el(měř)}[rad]$	elektrická poloha rotoru na základě ARC čidla
$\omega_{mech(měř)}[rad \cdot s^{-1}]$	elektrická úhlová rychlost rotoru na základě ARC čidla
$\vartheta_{el(EST)}[rad]$	elektrická poloha rotoru na základě bezsenzorového estimátoru
$\omega_{mech(EST)}[rad \cdot s^{-1}]$	elektrická úhlová rychlost rotoru na základě bezsenzorového estimátoru
$i_{sa}[A]$	Proud fáze a
$i_{sb}[A]$	Proud fáze b
$i_{sd}[A]$	Tokotvorná složka proudu v systému d-q
$i_{sq}[A]$	Momentotvorná složka proudu v systému d-q

9.2 Samostatné vektorové řízení

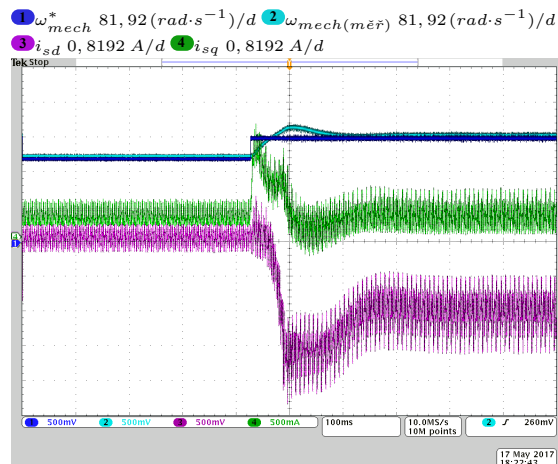
V této sekci je demonstrována funkce samostatného vektorového řízení na základě informace z ARC čidla polohy.



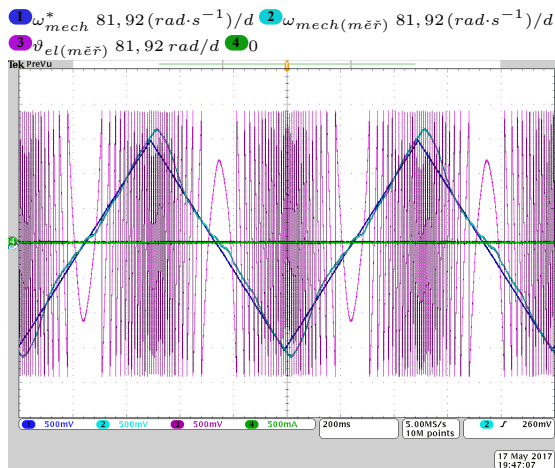
Obrázek 44: Rozběh nezatíženého motoru skokovým požadavkem mechanické úhlové rychlosti z 0 na $50 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$, [čas 100 ms/d]



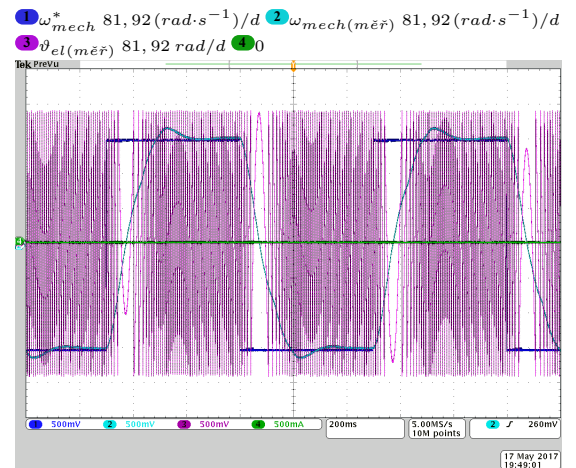
Obrázek 45: Skokové zvýšení zatížení při konstantním požadavku mechanické úhlové rychlosti $100 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$, [čas 400 ms/d]



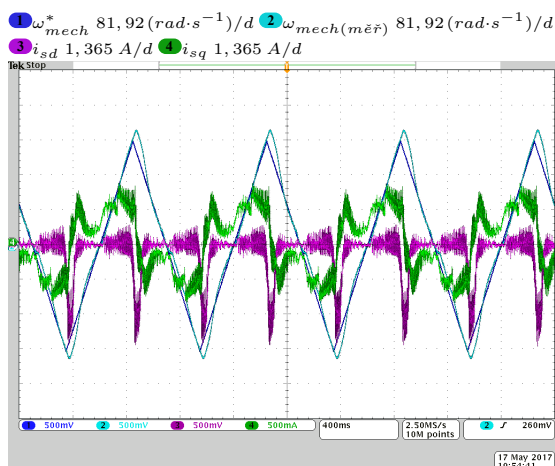
Obrázek 46: Přechod do režimu odbuzování změnou požadavku mechanické úhlové rychlosti z 200 na $250 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$, nezatížený motor, [čas 100 ms/d]



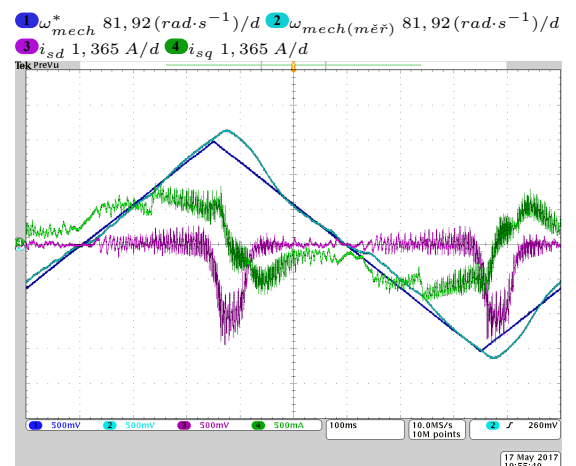
Obrázek 47: Požadavek mechanické úhlové rychlosti s trojúhelníkovým průběhem s maximem $250 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$ a periodou 1 s, nezatížený motor, [čas 200 ms/d]



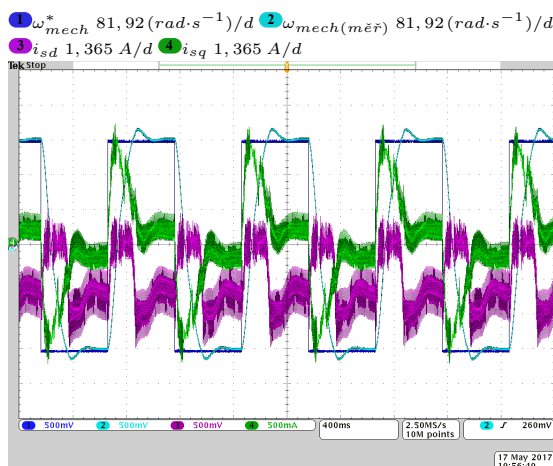
Obrázek 48: Požadavek mechanické úhlové rychlosti s obdélníkovým průběhem s maximem $250 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$ a periodou 1 s, nezatížený motor, [čas 200 ms/d]



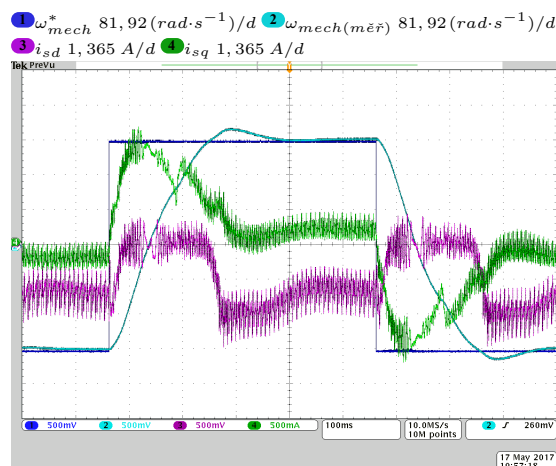
Obrázek 49: Požadavek mechanické úhlové rychlosti s trojúhelníkovým průběhem s maximem $250 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$ a periodou 1 s, nezatížený motor [čas 400 ms/d]



Obrázek 50: Požadavek mechanické úhlové rychlosti s trojúhelníkovým průběhem s maximem $250 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$ a periodou 1 s, nezatížený motor, [čas 100 ms/d]



Obrázek 51: Požadavek mechanické úhlové rychlosti s obdélníkovým průběhem s maximem $250 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$ a periodou 1 s, nezatížený motor, [čas 400 ms/d]

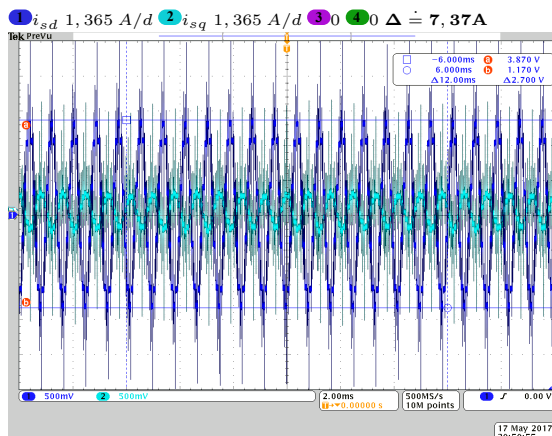


Obrázek 52: Požadavek mechanické úhlové rychlosti s obdélníkovým průběhem s maximem $250 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$ a periodou 1 s, nezatížený motor, [čas 100 ms/d]

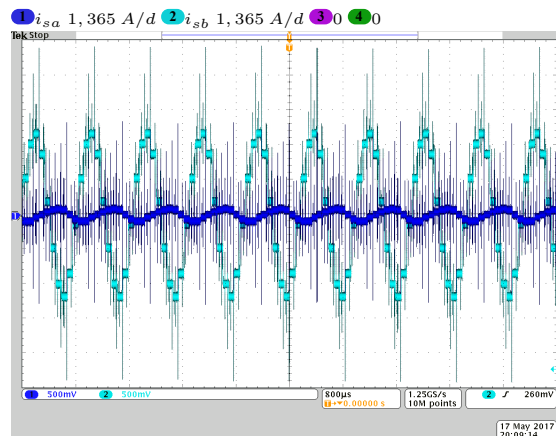
9.3 Bezsenzorový estimátor polohy rotoru na principu injektáže pulzujícího napěťového signálu v otevřené smyčce za běhu vektorového řízení

9.3.1 Projev pulzujícího injektážního algoritmu v proudech motoru

Zde je ukázáno, jak se bezsenzorový algoritmus na principu injektáže napěťového signálu při zavěšení na polohu osy d projevuje na průběhu proudů v motoru.

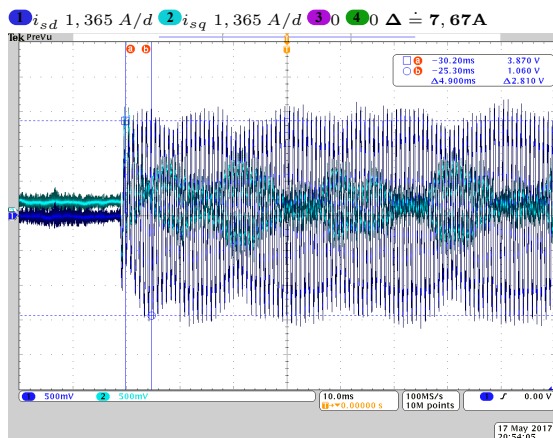


Obrázek 53: Spuštěný bezsenzorový estimátor, proudy v systému d-q, nulový požadavek na rychlost, stojící motor, [čas 2 ms/d]

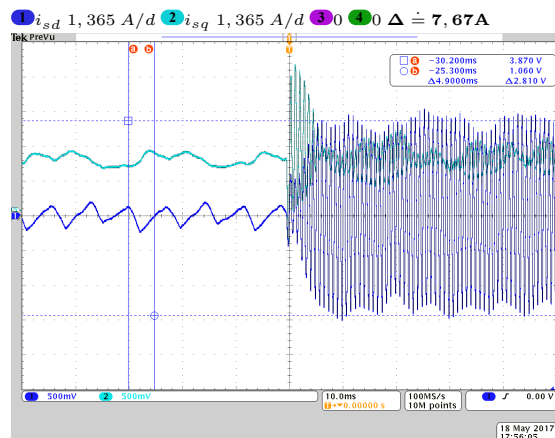


Obrázek 54: Spuštěný bezsenzorový estimátor, fázové proudy motoru, nulový požadavek na rychlost, stojící motor, [čas 800 $\mu\text{s}/d$]

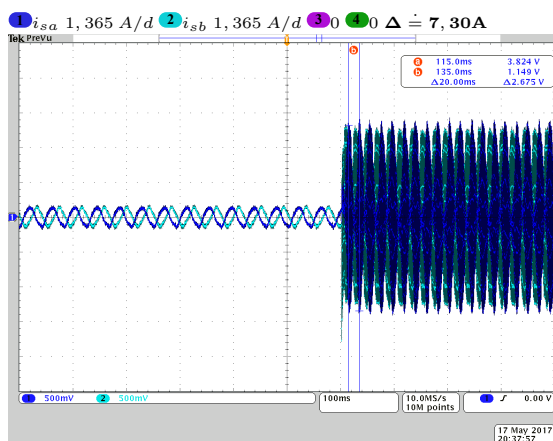
$$\Delta = \frac{2,7}{0,5} \cdot 1,36533 = 7,3728A$$



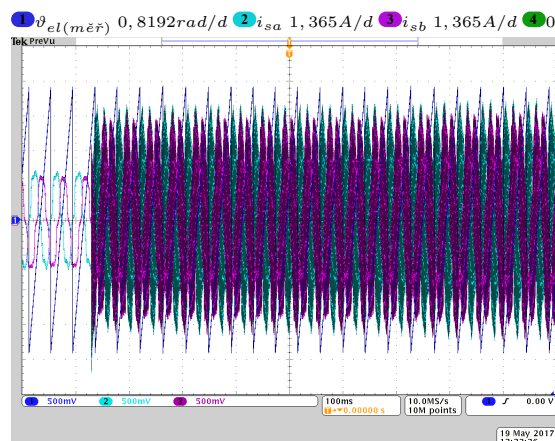
Obrázek 55: Spuštění bezsenzorového estimátoru, proudy v systému d-q, mechanická úhlová rychlost $50 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$, nezátížený motor, [čas 10 ms/d]



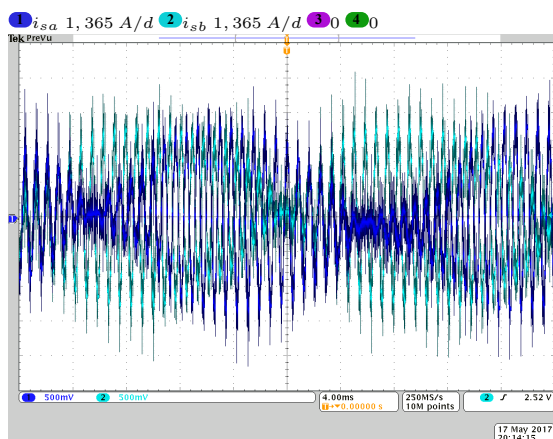
Obrázek 56: Spuštění bezsenzorového estimátoru, proudy v systému d-q, mechanická úhlová rychlost $50 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$, zatížený motor, [čas 10 ms/d]



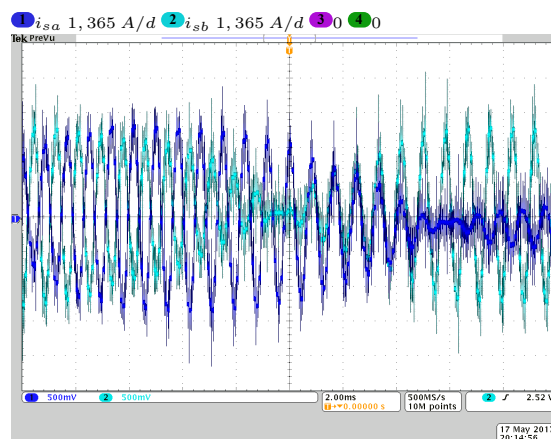
Obrázek 57: Spuštění bezsenzorového estimátoru, fázové proudy motoru, mechanická úhlová rychlost $50 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$, nezátížený motor, [čas 100 ms/d]



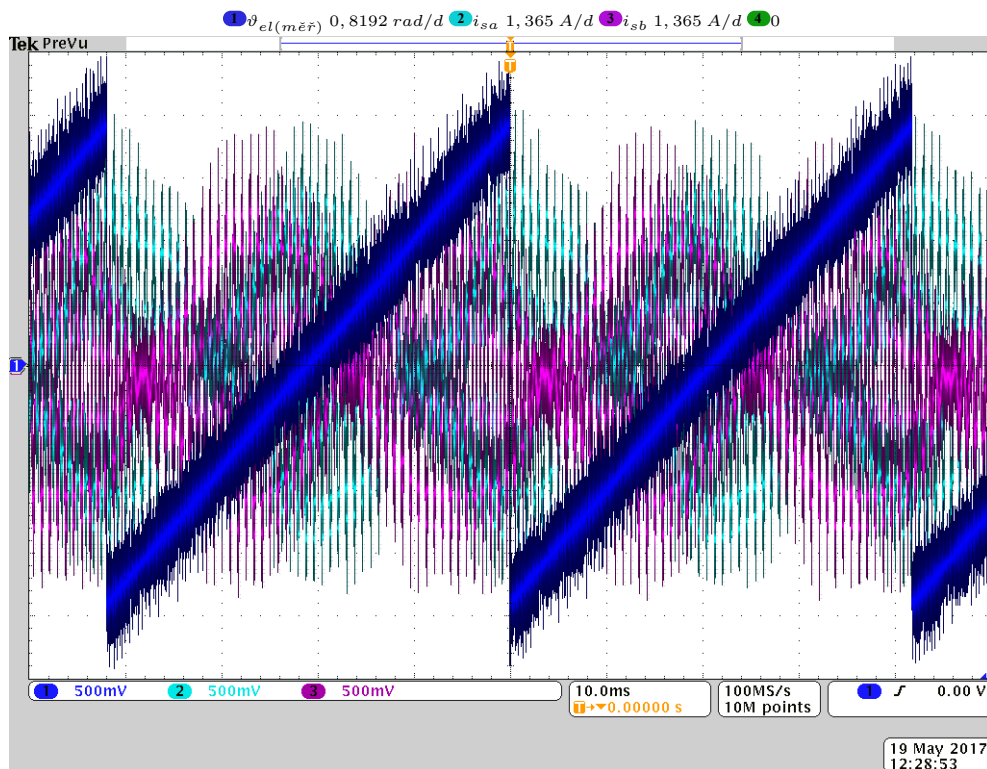
Obrázek 58: Spuštění bezsenzorového estimátoru, elektrická poloha rotoru, fázové proudy motoru, mechanická úhlová rychlost $50 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$, zatížený motor, [čas 100 ms/d]



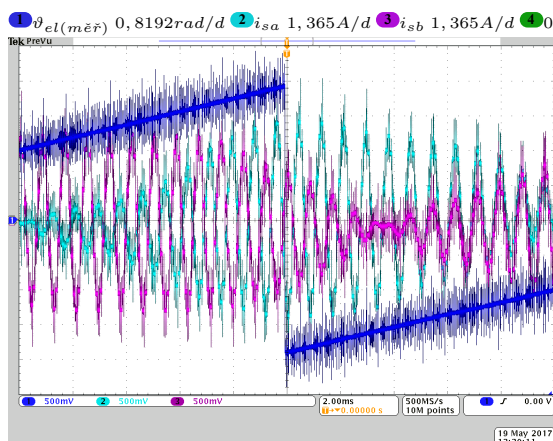
Obrázek 59: Spuštěný bezsenzorový estimátor, fázové proudy motoru, mechanická úhlová rychlost $50 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$, nezátížený motor, [čas 4 ms/d]



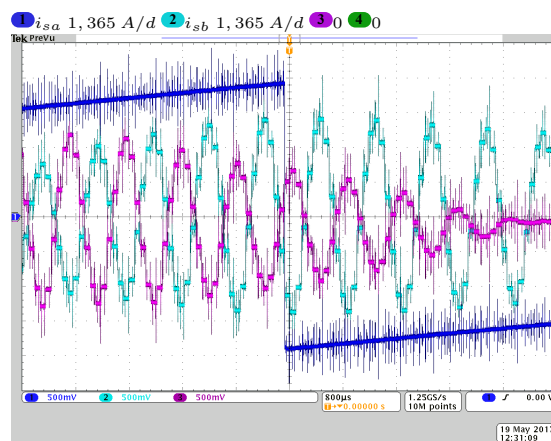
Obrázek 60: Spuštěný bezsenzorový estimátor, fázové proudy motoru, mechanická úhlová rychlost $50 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$, nezátížený motor, [čas 2 ms/d]



Obrázek 61: Spuštěný bezsenzorový estimátor, elektrická poloha rotoru, fázové proudy motoru, mechanická úhlová rychlost $50 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$, nezátížený motor, [čas 10 ms/d]



Obrázek 62: Spuštěný bezsensorový estimátor, elektrická poloha rotoru, fázové proudy motoru, mechanická úhlová rychlost $50 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$, nezátížený motor, [čas 2 ms/d]



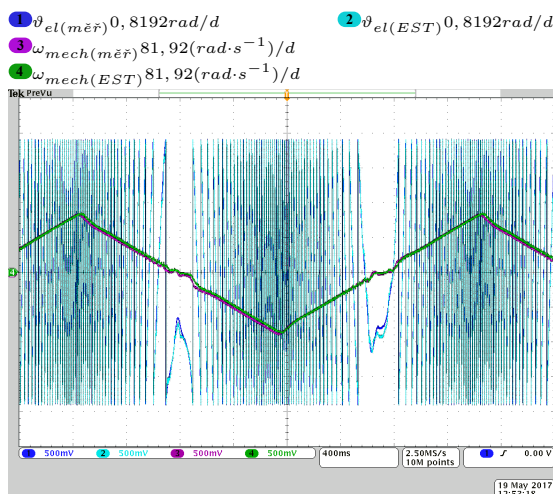
Obrázek 63: Spuštěný bezsensorový estimátor, elektrická poloha rotoru, fázové proudy motoru, mechanická úhlová rychlost $50 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$, nezátížený motor, [čas 800 μs /d]

9.3.2 Výstup bezsensorového estimátoru polohy na principu injecktáže pulzujícího napěťového signálu v otevřené smyčce za běhu vektorového řízení

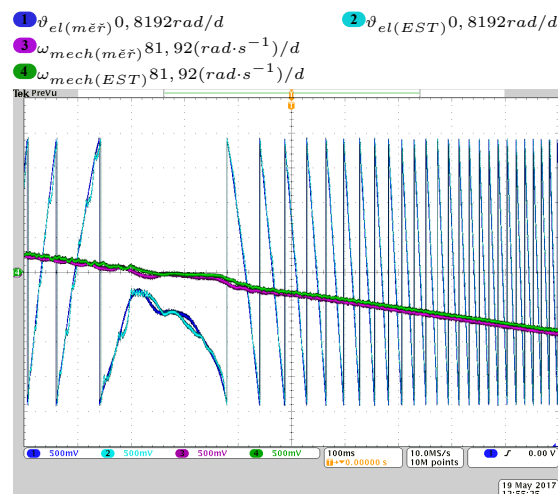
Zde jsou prezentovány experimenty provedené za současného běhu vektorového řízení využívajícího informaci z ARC čidla polohy a běhu bezsensorového estimátoru (estimátor v otevřené smyčce). Prezentované výsledky jsou zaměřeny na estimaci elektrické polohy a mechanické rychlosti rotoru bez využití této informace pro řízení. Výsledky estimace jsou na obrazovce porovnávány s výsledky získanými na základě ARC čidla polohy.

Na osciloskop byla posílána filtrovaná hodnota estimované mechanické rychlosti, protože nefiltrovaný průběh je bohatý na ostré špičky a je obtížné jej pozorovat. Filtr byl v mikroprocesoru implementován jako IIR aperiodický filtr s časovou konstantou 20 ms.

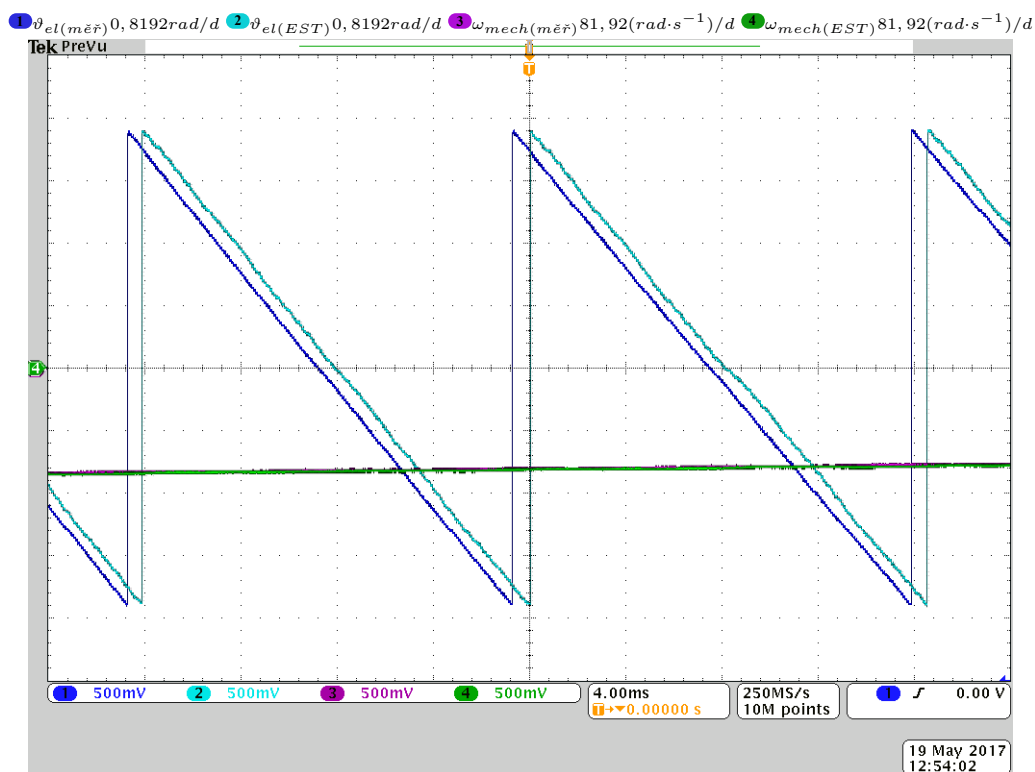
Úspěšná estimace při trojúhelníkovém průběhu zadávané rychlosti



Obrázek 64: Úspěšná estimace v otevřené smyčce, požadavek mechanické úhlové rychlosti s trojúhelníkovým průběhem s maximem 140 $rad\cdot s^{-1}$ a periodou 3 s, nezatížený motor, [čas 400 ms/d]

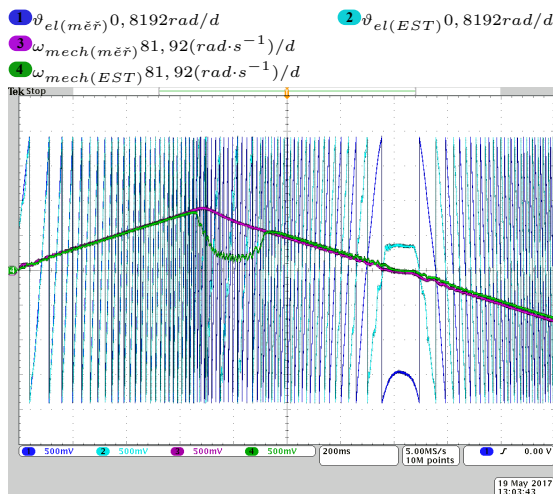


Obrázek 65: Úspěšná estimace v otevřené smyčce, požadavek mechanické úhlové rychlosti s trojúhelníkovým průběhem s maximem 140 $rad\cdot s^{-1}$ a periodou 3 s, nezatížený motor, [čas 100 ms/d]

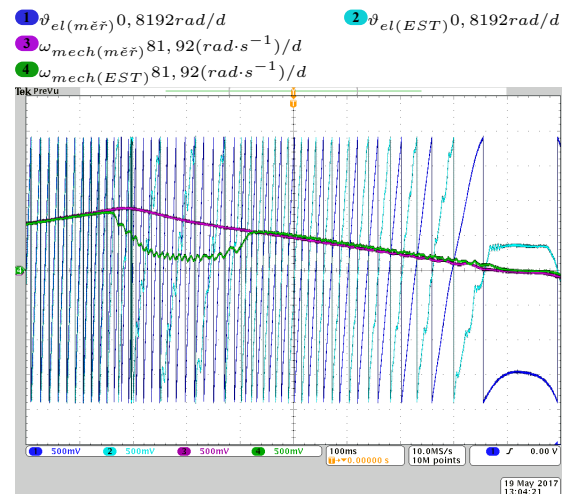


Obrázek 66: Úspěšná estimace v otevřené smyčce, požadavek mechanické úhlové rychlosti s trojúhelníkovým průběhem s maximem 140 $rad\cdot s^{-1}$ a periodou 3 s, nezatížený motor, [čas 4 ms/d]

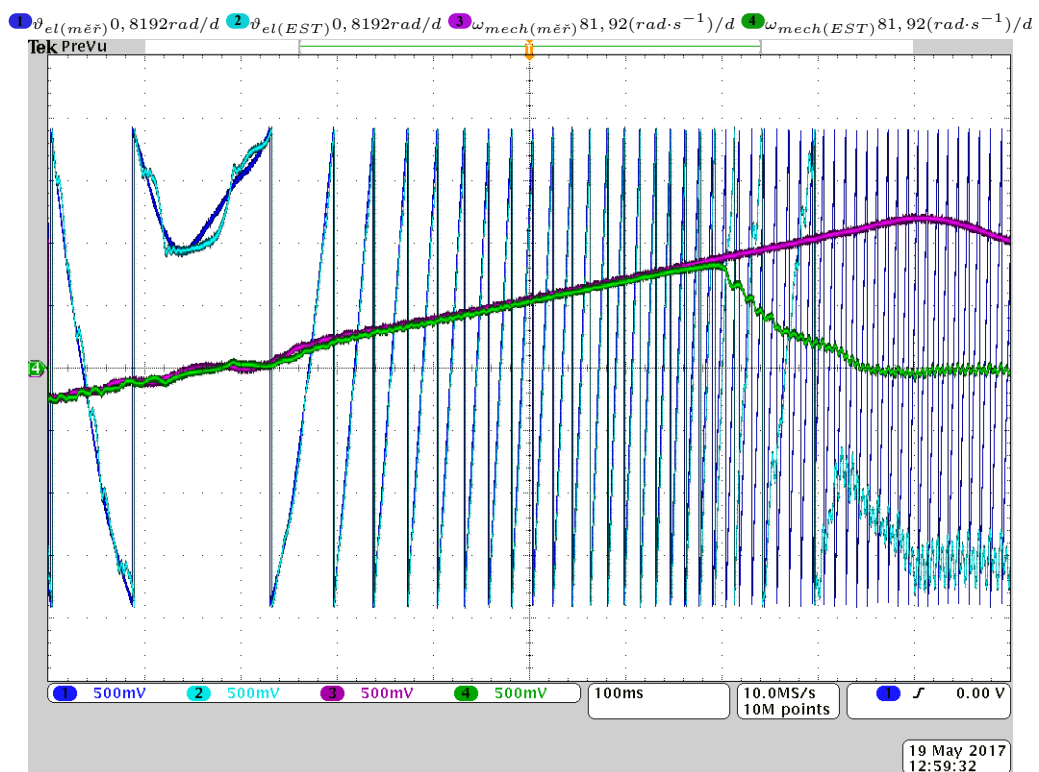
Selhávající estimace při trojúhelníkovém průběhu zadávané rychlosti



Obrázek 67: Selhávající estimace v otevřené smyčce, požadavek mechanické úhlové rychlosti s trojúhelníkovým průběhem s maximem $150 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$ a periodou 3 s, nezátížený motor, [čas 200 ms/d]

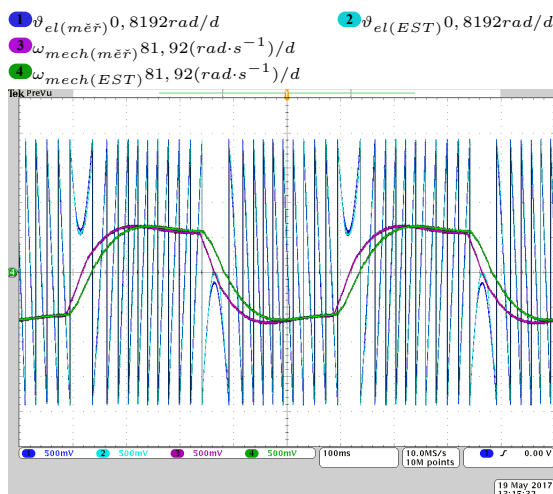


Obrázek 68: Selhávající estimace v otevřené smyčce, požadavek mechanické úhlové rychlosti s trojúhelníkovým průběhem s maximem $150 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$ a periodou 3 s, nezátížený motor, [čas 100 ms/d]

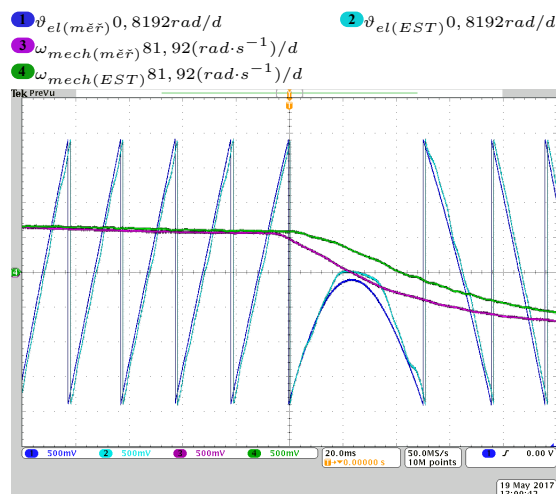


Obrázek 69: Selhávající estimace v otevřené smyčce, požadavek mechanické úhlové rychlosti s trojúhelníkovým průběhem s maximem $200 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$ a periodou 3 s, nezátížený motor, [čas 200 ms/d]

Úspěšná estimace při obdélníkovém průběhu zadávané rychlosti

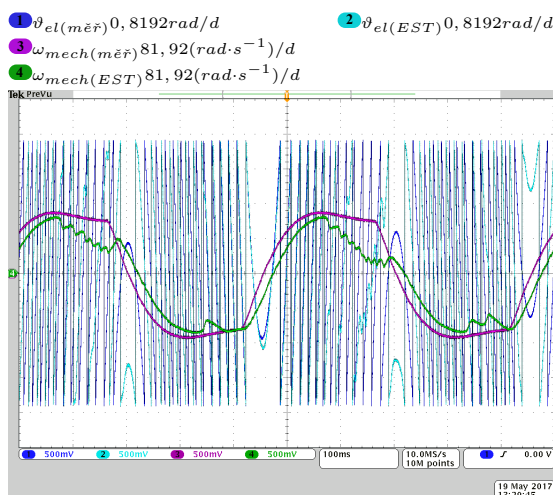


Obrázek 70: Úspěšná estimace v otevřené smyčce, požadavek požadavek mechanické úhlové rychlosti s obdélníkovým průběhem s maximem $100 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$ a periodou $0,5 \text{ s}$, nezátížený motor, [čas 200 ms/d]

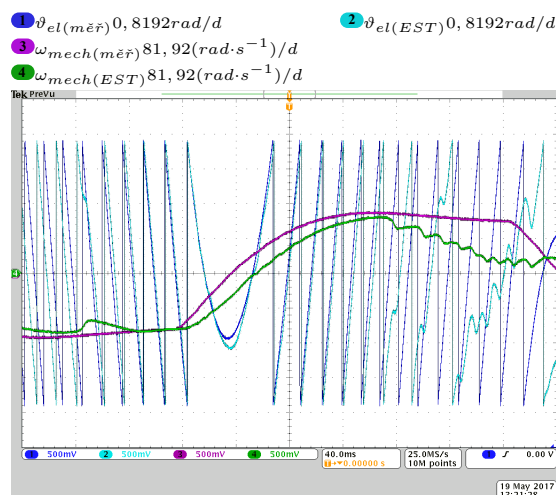


Obrázek 71: Úspěšná estimace v otevřené smyčce, požadavek mechanické úhlové rychlosti s obdélníkovým průběhem s maximem $100 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$ a periodou $0,5 \text{ s}$, nezátížený motor, [čas 20 ms/d]

Selhávající estimace při obdélníkovém průběhu zadávané rychlosti

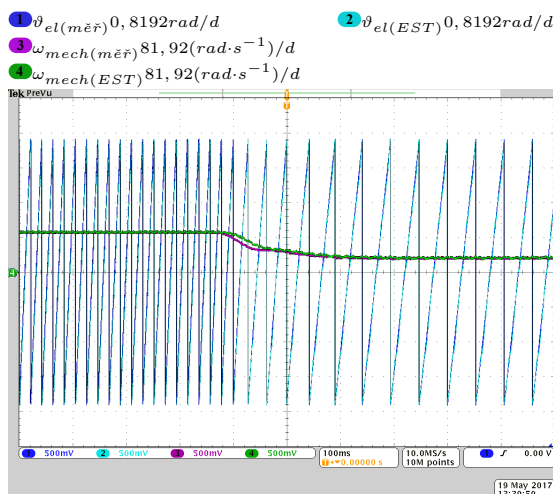


Obrázek 72: Selhávající estimace v otevřené smyčce, požadavek mechanické úhlové rychlosti s obdélníkovým průběhem s maximem $130 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$ a periodou $0,5 \text{ s}$, nezátížený motor, [čas 100 ms/d]

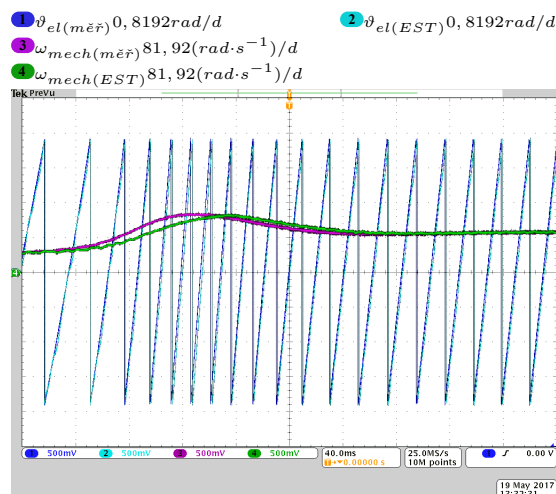


Obrázek 73: Selhávající estimace v otevřené smyčce, požadavek mechanické úhlové rychlosti s obdélníkovým průběhem s maximem $130 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$ a periodou $0,5 \text{ s}$, nezátížený motor, [čas 40 ms/d]

Úspěšná estimace při skokové změně zatížení

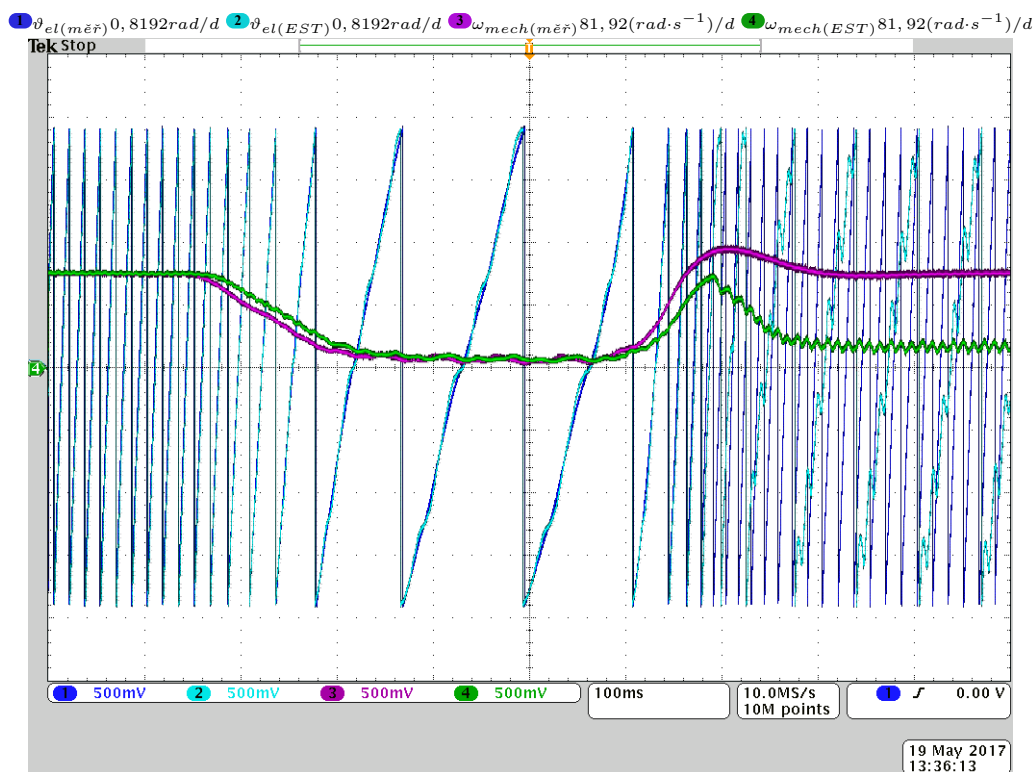


Obrázek 74: Úspěšná estimace v otevřené smyčce, konstantní požadavek mechanické úhlové rychlosti $100 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$, skokové zatížení, [čas 100 ms/d]



Obrázek 75: Úspěšná estimace v otevřené smyčce, konstantní požadavek mechanické úhlové rychlosti $100 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$, skokové zatížení a následné odlehčení, [čas 40 ms/d]

Selhávající estimace při skokové změně zatížení



Obrázek 76: Selhávající estimace v otevřené smyčce, konstantní požadavek mechanické úhlové rychlosti $130 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$, skokové zatížení a následné odlehčení, [čas 100 ms/d]

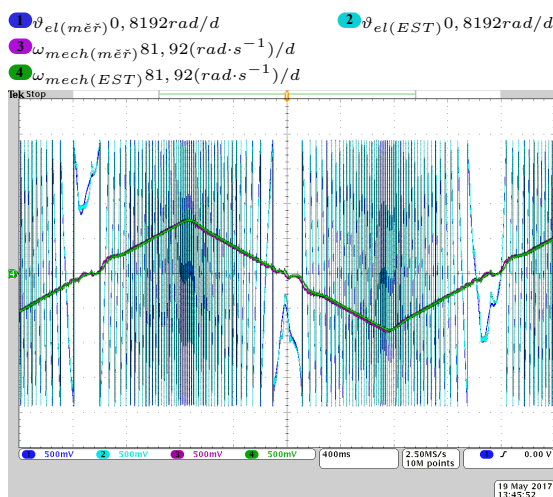
9.4 Estimátor polohy rotoru na principu injektáže pulzujícího napěťového signálu v uzavřené smyčce vektorového řízení (bezsensorové řízení)

Zde jsou předkládány experimentální výsledky s bezsensorovým řízením využívající ve zpětné vazbě informaci o poloze a rychlosti rotoru od pulzujícího injektážního estimátoru polohy rotoru. Prezentované výsledky jsou zaměřeny na práci bezsensorového řízení v maximálním rychlostním rozsahu a schopnost zvládat zatížení.

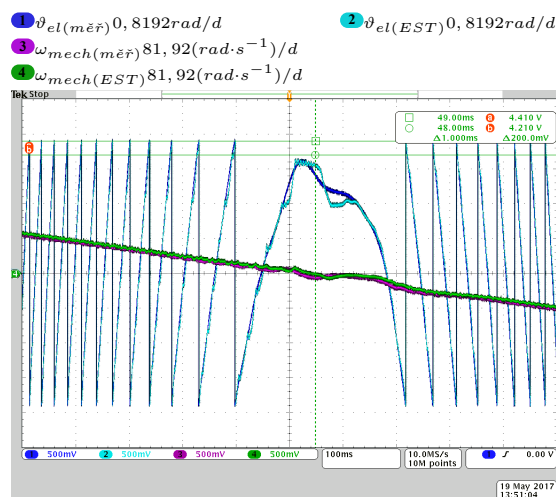
Na osciloskop byla posílána filtrovaná hodnota estimované mechanické rychlosti. Filtr byl v mikroprocesoru implementován jako IIR aperiodický filtr s časovou konstantou 20 ms.

Pro rychlostní zpětnou vazbu vektorového řízení byla použita nefiltrovaná hodnota, aby nedošlo ke zhoršení dynamiky rychlostní smyčky. Díky pomalé dynamice rychlostní smyčky se ostré špičky v estimaci rychlosti neprojevovaly. Pro feed forward člen byla použita filtrovaná hodnota z důvodu, že nemá vlastní dynamiku a ostré špičky v průběhu by se skrze feed forward projevovaly do modulovaného napětí.

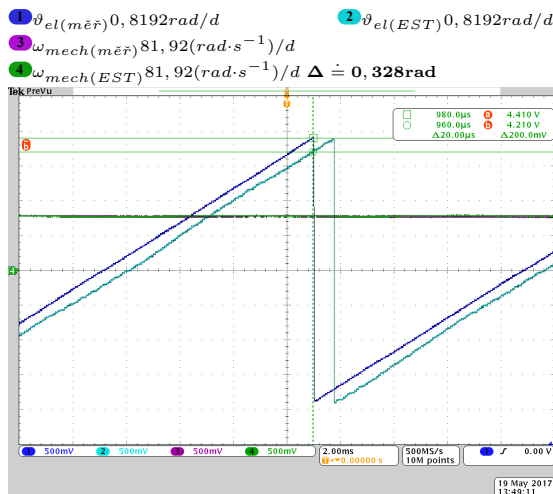
9.4.1 Oblast relativně bezproblémového chodu



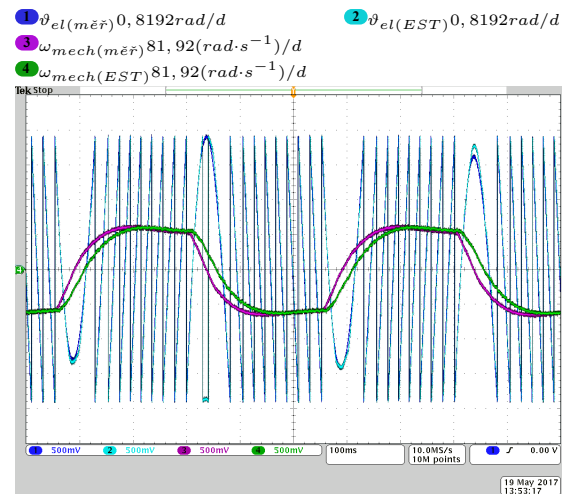
Obrázek 77: Bezsensorové řízení, požadavek mechanické úhlové rychlosti s trojúhelníkovým průběhem s maximem 140 $rad\cdot s^{-1}$ a periodou 3 s, nezatížený motor, [čas 400 ms/d]



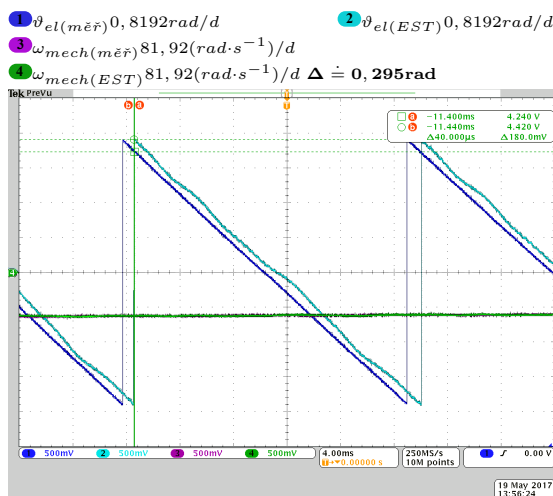
Obrázek 78: Bezsensorové řízení, požadavek mechanické úhlové rychlosti s trojúhelníkovým průběhem s maximem 140 $rad\cdot s^{-1}$ a periodou 3 s, nezatížený motor, [čas 100 ms/d]



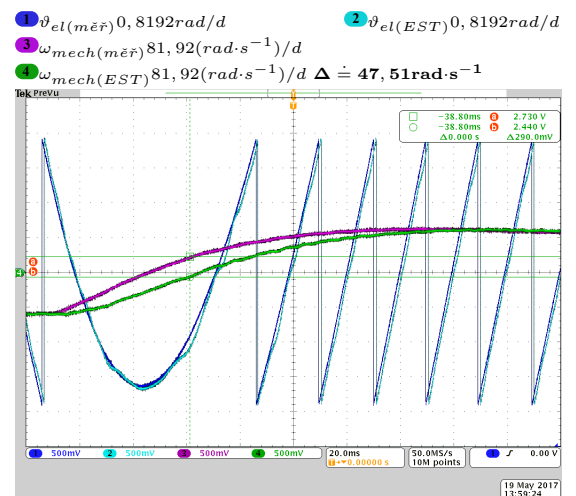
Obrázek 79: Odečet chyby estimace elektrické polohy rotoru, bezsensorové řízení, požadavek mechanické úhlové rychlosti s trojúhelníkovým průběhem s maximem $140 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$ a periodou 3 s, nezatížený motor, [čas 2 ms/d]



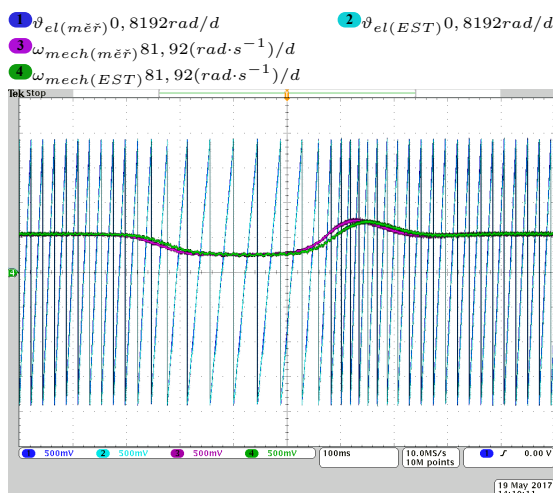
Obrázek 80: Bezsensorové řízení, požadavek mechanické úhlové rychlosti s obdélníkovým průběhem s maximem $100 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$ a periodou 0,5 s, nezatížený motor, [čas 100 ms/d]



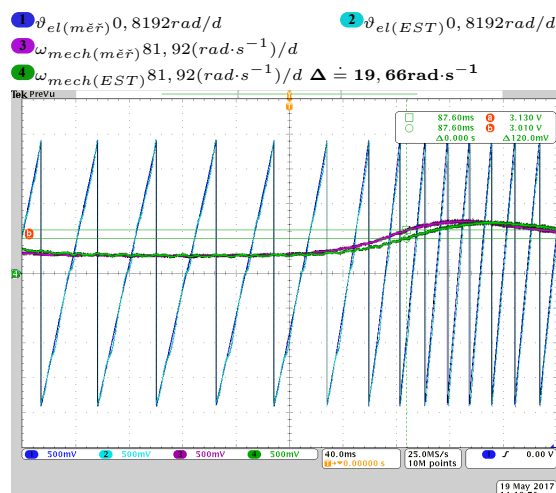
Obrázek 81: Odečet chyby estimace polohy, bezsensorové řízení, požadavek mechanické úhlové rychlosti s obdélníkovým průběhem s maximem $100 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$ a periodou 0,5 s, nezatížený motor, [čas 4 ms/d]



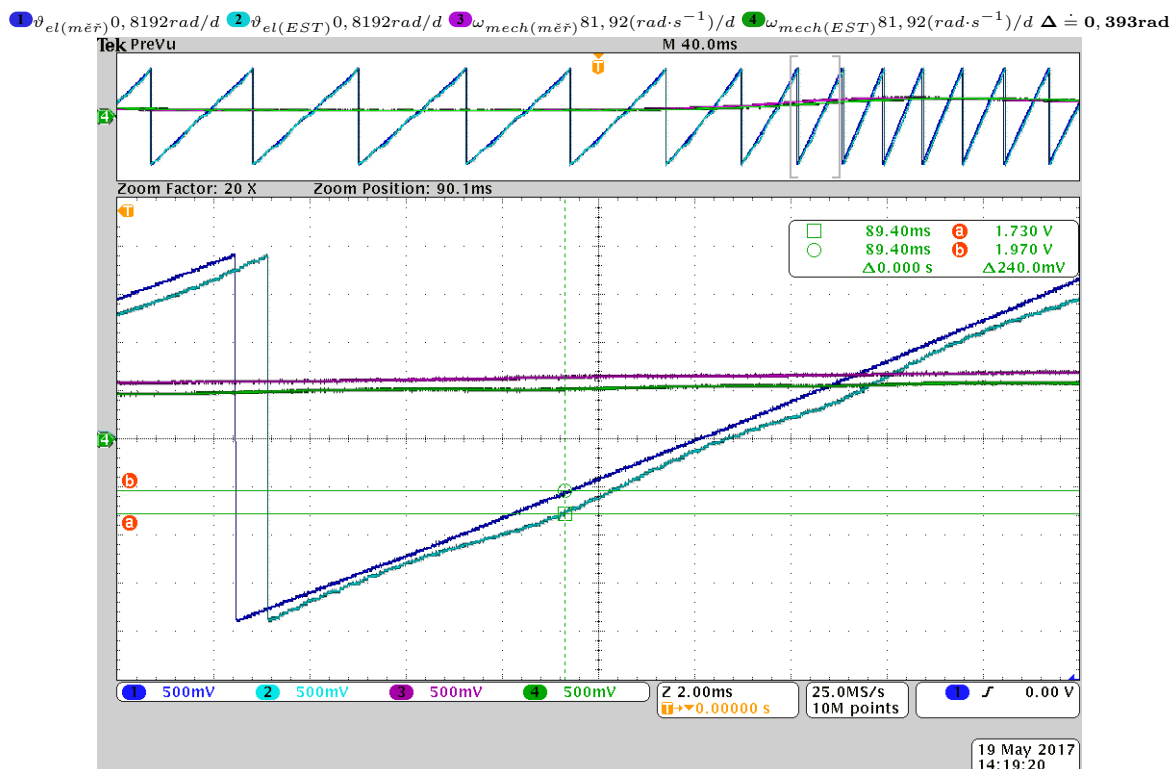
Obrázek 82: Odečet chyby estimace úhlové rychlosti, bezsensorové řízení, požadavek mechanické úhlové rychlosti s obdélníkovým průběhem s maximem $100 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$ a periodou 0,5 s, nezatížený motor, [čas 20 ms/d]



Obrázek 83: Bezsenzorové řízení, konstantní požadavek mechanické úhlové rychlosti $100 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$, skokové zatížení a následné odlehčení, [čas 100 ms/d]



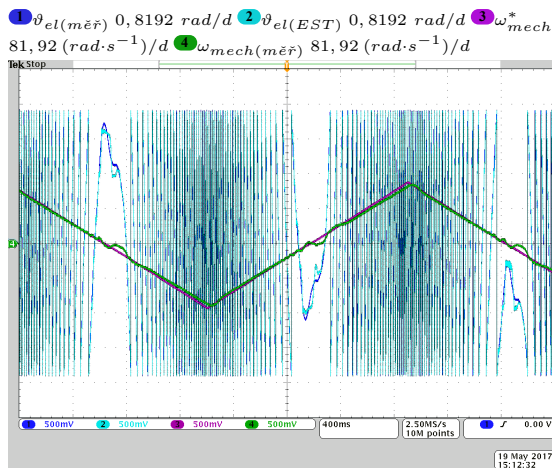
Obrázek 84: Odečet chyby estimace úhlové rychlosti, bezsenzorové řízení, konstantní požadavek mechanické úhlové rychlosti $100 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$, skokové zatížení a následné odlehčení, [čas 40 ms/d]



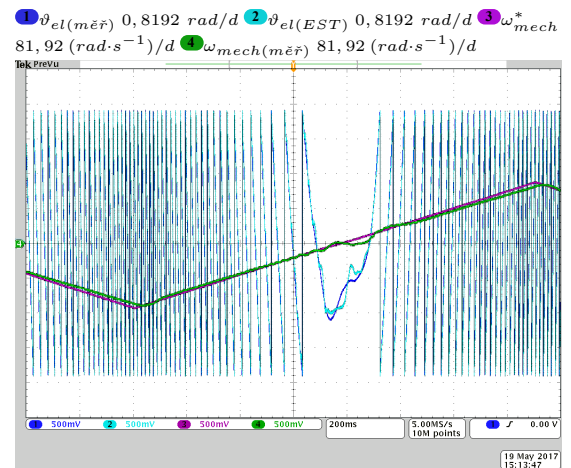
Obrázek 85: Odečet chyby estimace elektrické polohy rotoru, bezsenzorové řízení, konstantní požadavek mechanické úhlové rychlosti $100 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$, skokové zatížení a následné odlehčení, [čas 2 ms/d]

9.4.2 Mez použitelnosti

V této sekci je ukázáno porovnání skutečné hodnoty úhlové rychlosti rotoru s požadavkem při bezsenzorovém řízení.

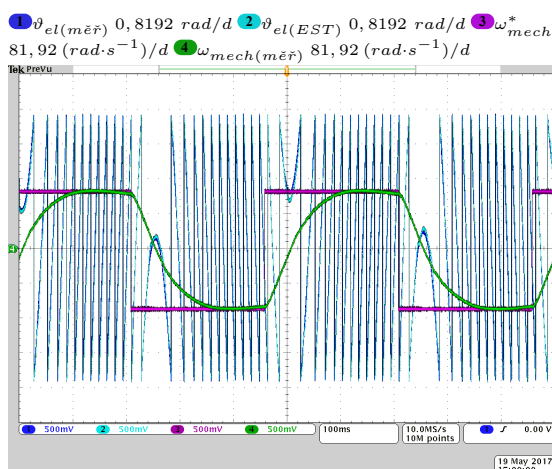


Obrázek 86: Bezsenzorové řízení, požadavek mechanické úhlové rychlosti s trojúhelníkovým průběhem s maximem $150 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$ a periodou 3 s, nezatížený motor, [čas 400 ms/d]

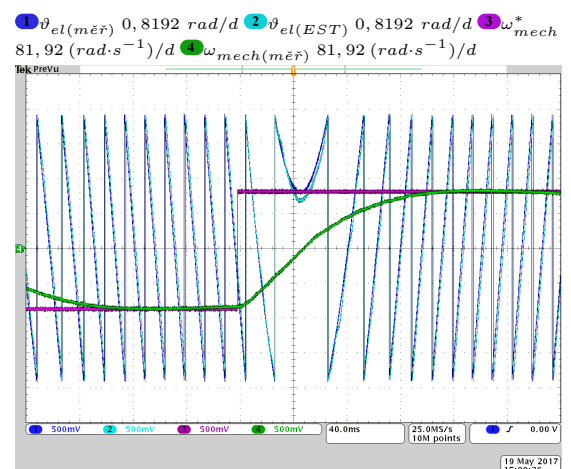


Obrázek 87: Bezsenzorové řízení, požadavek mechanické úhlové rychlosti s trojúhelníkovým průběhem s maximem $150 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$ a periodou 3 s, nezatížený motor, [čas 200 ms/d]

V otevřené smyčce už estimace při stejném průběhu požadavku selhávala ($150 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$ maximální honota a 3 s perioda trojúhelníkového průběhu požadavku na mechanickou úhlovou rychlost).



Obrázek 88: Bezsenzorové řízení, požadavek mechanické úhlové rychlosti s obdélníkovým průběhem s maximem $140 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$ a periodou 0,5 s, nezatížený motor, [čas 100 ms/d]

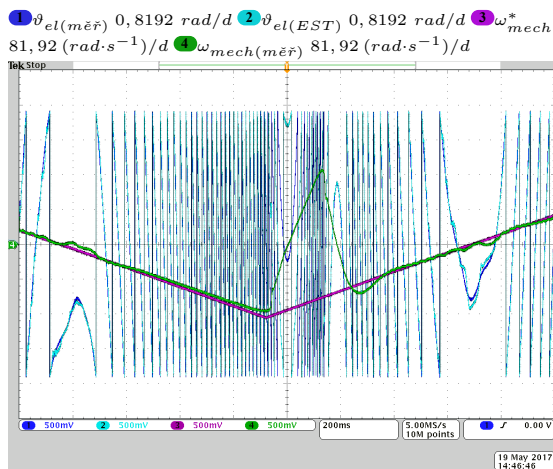


Obrázek 89: Bezsenzorové řízení, požadavek mechanické úhlové rychlosti s obdélníkovým průběhem s maximem $150 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$ a periodou 0,5 s, nezatížený motor, [čas 40 ms/d]

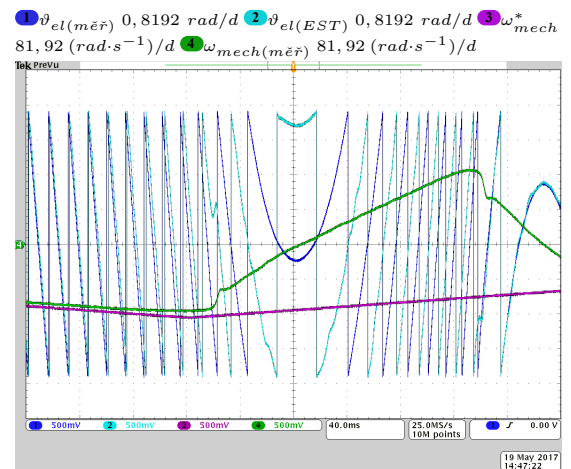
9.4.3 Selhávání bezsenzorového řízení na základě chyby estimace

V této sekci je ukázáno porovnání skutečné hodnoty úhlové rychlosti rotoru s požadavkem při selhávání bezsenzorového řízení.

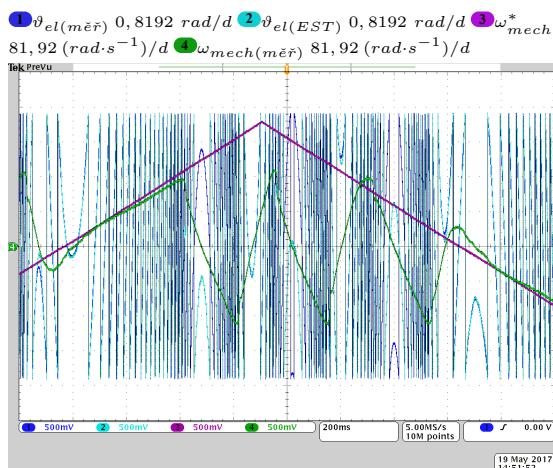
Selhávající bezsensorového řízení při trojúhelníkovém průběhu zadávané rychlosti



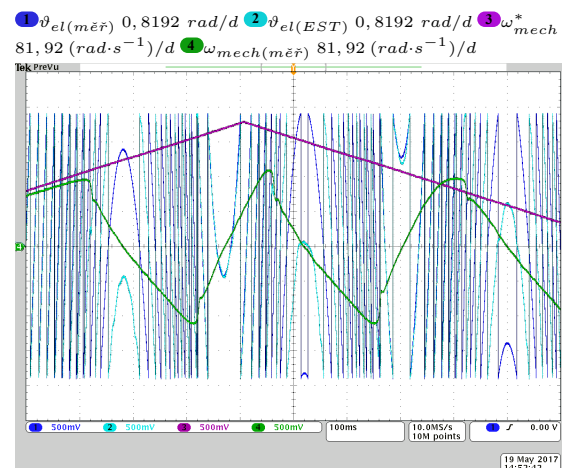
Obrázek 90: Bezsensorové řízení selhávající vlivem chyby estimátoru, požadavek mechanické úhlové rychlosti s trojúhelníkovým průběhem s maximem 170 $rad \cdot s^{-1}$ a periodou 3 s, nezatížený motor, [čas 200 ms/d]



Obrázek 91: Bezsensorové řízení selhávající vlivem chyby estimátoru, požadavek mechanické úhlové rychlosti s trojúhelníkovým průběhem s maximem 170 $rad \cdot s^{-1}$ a periodou 3 s, nezatížený motor, [čas 400 ms/d]

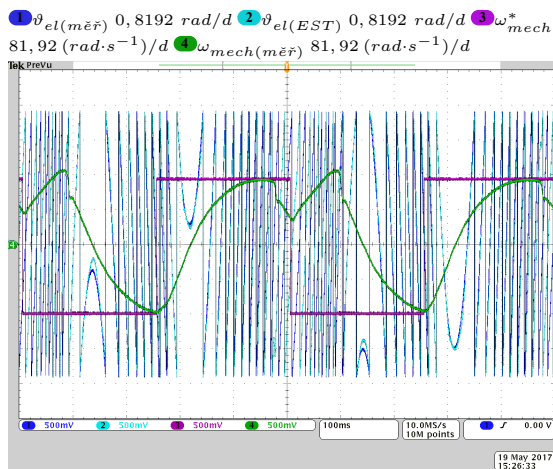


Obrázek 92: Bezsensorové řízení selhávající vlivem chyby estimátoru, požadavek mechanické úhlové rychlosti s trojúhelníkovým průběhem s maximem 200 $rad \cdot s^{-1}$ a periodou 3 s, nezatížený motor, [čas 200 ms/d]

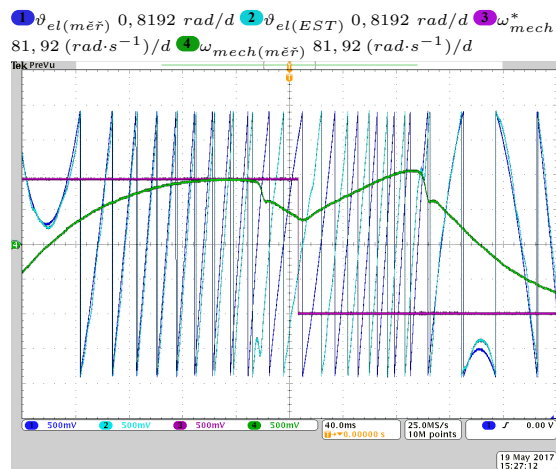


Obrázek 93: Bezsensorové řízení selhávající vlivem chyby estimátoru, požadavek mechanické úhlové rychlosti s trojúhelníkovým průběhem s maximem 200 $rad \cdot s^{-1}$ a periodou 3 s, nezatížený motor, [čas 100 ms/d]

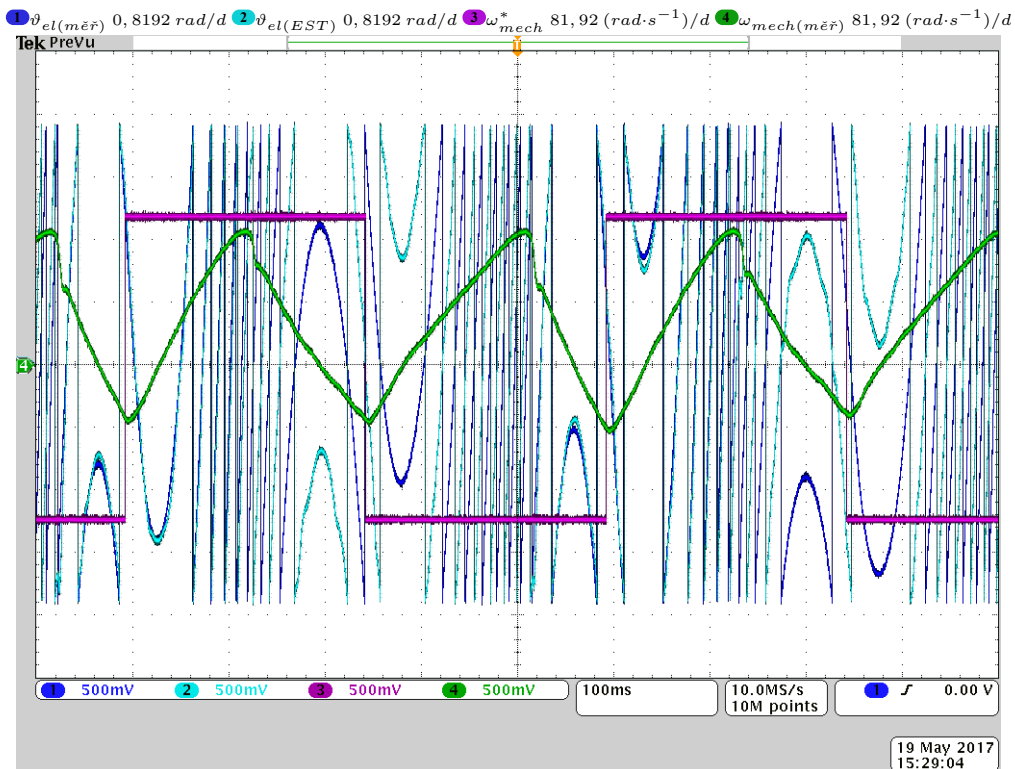
Selhávající bezsensorového řízení při obdélníkovém průběhu zadávané rychlosti



Obrázek 94: Bezsensorové řízení selhávající vlivem chyby estimátoru, požadavek mechanické úhlové rychlosti s obdélníkovým průběhem s maximem $160 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$ a periodou $0,5 \text{ s}$, nezatížený motor, [čas 100 ms/d]

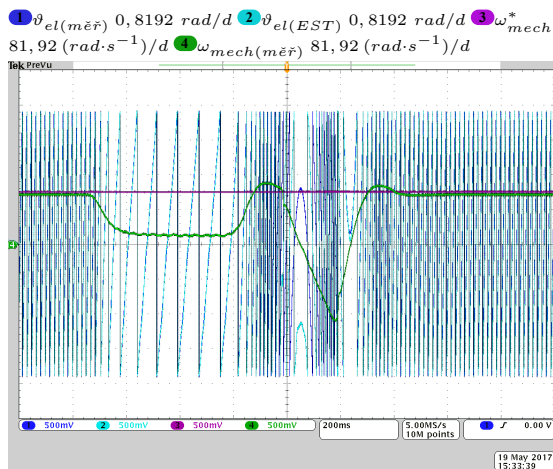


Obrázek 95: Bezsensorové řízení selhávající vlivem chyby estimátoru, požadavek mechanické úhlové rychlosti s obdélníkovým průběhem s maximem $160 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$ a periodou $0,5 \text{ s}$, nezatížený motor, [čas 40 ms/d]

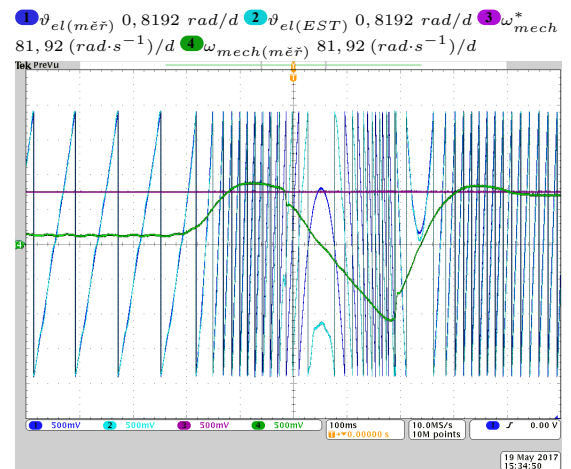


Obrázek 96: Bezsensorové řízení selhávající vlivem chyby estimátoru, požadavek mechanické úhlové rychlosti s obdélníkovým průběhem s maximem $200 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$ a periodou $0,5 \text{ s}$, nezatížený motor, [čas 100 ms/d]

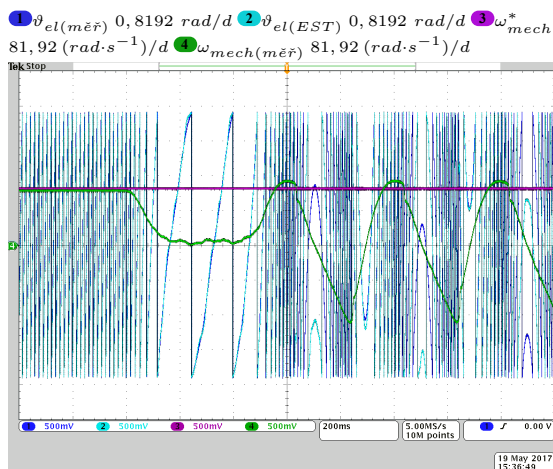
Selhávající bezsensorového řízení při skokové změně zatížení



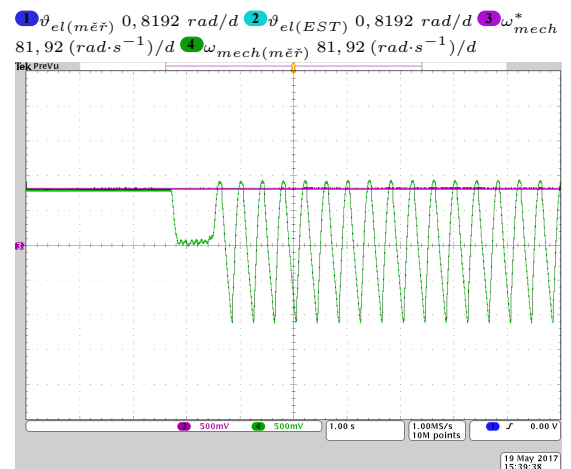
Obrázek 97: Bezsensorové řízení selhávající vlivem chyby estimátoru, konstantní požadavek mechanické úhlové rychlosti 130 rad·s⁻¹, skokové zatížení a následné odlehčení, [čas 200 ms/d]



Obrázek 98: Bezsensorové řízení selhávající vlivem chyby estimátoru, konstantní požadavek mechanické úhlové rychlosti 130 rad·s⁻¹, skokové zatížení a následné odlehčení,[čas 100 ms/d]

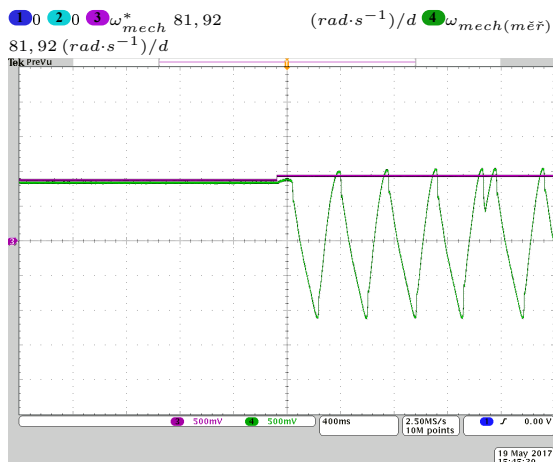


Obrázek 99: Bezsensorové řízení selhávající vlivem chyby estimátoru, konstantní požadavek mechanické úhlové rychlosti 140 rad·s⁻¹, skokové zatížení a následné odlehčení, [čas 200 ms/d]

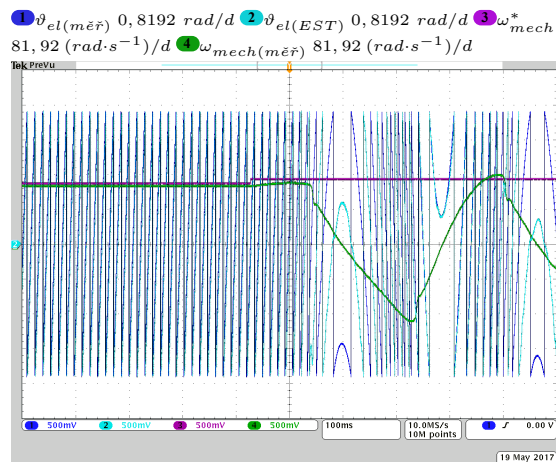


Obrázek 100: Bezsensorové řízení selhávající vlivem chyby estimátoru, konstantní požadavek mechanické úhlové rychlosti 140 rad·s⁻¹, skokové zatížení a následné odlehčení,[čas 1 s/d]

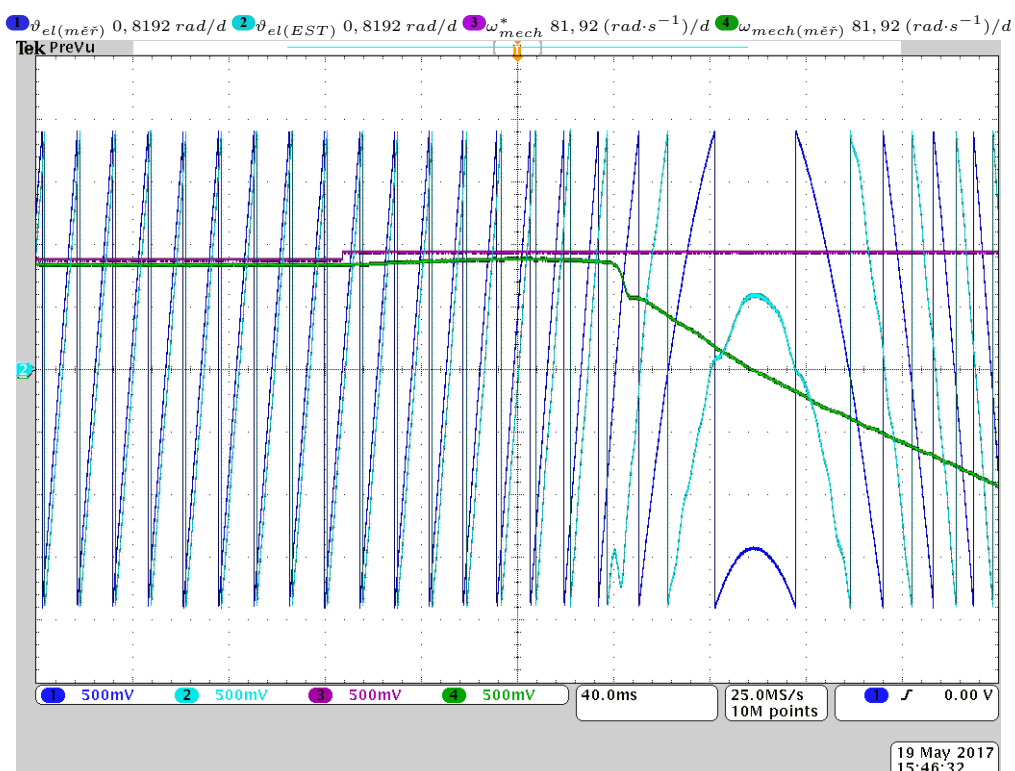
Selhávající bezsensorového řízení při trvalém požadavku na rychlost nad možností estimátoru



Obrázek 101: Bezsensorové řízení selhávající vlivem chyby estimátoru, přechod z mechanické úhlové rychlosti 150 na trvalý požadavek 160 $rad\cdot s^{-1}$, nezatížený motor, [čas 400 ms/d]



Obrázek 102: Bezsensorové řízení selhávající vlivem chyby estimátoru, přechod z mechanické úhlové rychlosti 150 na trvalý požadavek 160 $rad\cdot s^{-1}$, nezatížený motor, [čas 100 ms/d]



Obrázek 103: Bezsensorové řízení selhávající vlivem chyby estimátoru, přechod z mechanické úhlové rychlosti 150 na trvalý požadavek 160 $rad\cdot s^{-1}$, nezatížený motor, [čas 40 ms/d]

10 Diskuze získaných výsledků

10.1 Samostatné vektorové řízení

V sekci 9.2 bylo ukázáno hrubé ověření funkce samostatného algoritmu vektorového řízení na základě informace z ARC čidla polohy.

Vektorové řízení v experimentu na obrázku 45 reaguje na zvýšení zatížení zvýšením momentotvorné složky proudu v systému d-q, tak aby udrželo požadavek na rychlost. Při dané implementaci řízení s napětím meziobvodu střídače 30 V a modulací střídače vztažené fixně k hodnotě 30V přechází nezatížený pohon do režimu odbuzování v rychlostní oblasti nad $200 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$ mechanické úhlové rychlosti (obrázek 46).

Dynamika pohonu byla testována pomocí trojúhelníkového a obdélníkového průběhu požadavku na mechanickou úhlovou rychlost. V obou případech byl test proveden pro maximální hodnotu průběhu $250 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$ a periodu 1 s. Tím byl pohon z hlediska možností dynamiky viditelně vytížen. Viz obrázky 47 až 52.

V nízkých úhlových rychlostech se projevuje cogging torque od zubování statoru. Tento motor má malý počet zubů statoru na pól pár. To znamená, že při nízkých rychlostech se vlivem tohoto jevu rotor pohybuje trhaně. S nárůstem rychlosti je tento vliv na pohyb rotoru díky setrvačnosti potlačován.

10.2 Bezsenzorový estimátor polohy rotoru na principu injektáže pulzujícího napěťového signálu v otevřené smyčce vektorového řízení

Projev bezsenzorového injektážního algoritmu v proudech motoru

V sekci 9.3.1 jsou prezentovány výsledky měření oprojevu injektáže testovacího signálu ve vybraných stavech. Vždy se jednalo o případ, kdy je estimátor zavěšen do korektní polohy a injektuje signál do osy d.

Složka proudu vytvářená injektáží testovacího signálu má značnou amplitudu, přibližně 1,4 A. Takto velkou odezvu na testovací signál bylo potřeba pro optimální funkci estimace polohy rotoru bezsenzorovým algoritmem.

Výkonové ztráty odpovídající injektovaným proudům a produkovaný hluk lze pokládat za jednu z nevýhod algoritmu bezsenzorové estimace polohy na principu injektáže pulzujícího napěťového signálu.

Informace o poloze a rychlosti rotoru získávaná estimací

Předkládané oscilogramy ukazují, kdy probíhá korektní estimace a kdy dochází k selhávání bezsenzorové estimace. Z pozorování je zřejmé, že schopnost bezsenzorového algoritmu korektně estimovat polohu a rychlost rotoru je omezena rychlostí rotoru.

Dokud rotor nepřekročí mechanickou úhlovou rychlost přibližně $150 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$, tak dochází ke korektní estimaci. Jakmile jakýmkoliv způsobem rotor začne tuto rychlost překračovat ať už přímo na základě požadavku vyššího než je tato rychlost a nebo dynamickým překmitem vlivem dynamiky rychlostní smyčky vektorového řízení, tak estimovaná poloha, která do této doby byla zavěšena na hodnotu skutečnou bude stále více za skutečnou polohou zpožděna. Při pokračování tohoto jevu nastane buď vtažení estimované hodnoty do opačné polarity osy magnetů (elektrická poloha $+\pi$ v systému d-q), nebo pokud je

odchylování skutečné polohy od estimované velmi rychlé, tak může nastat stav, kdy nebude estimátor vtahován do žádné z poloh a odhad se začne vyvíjet naprosto asynchronně vzhledem ke skutečnému vývoji polohy rotoru.

Z experimentů (například obrázek 76) je zřejmé, že pokud je požadováno provozovat bezsensorový estimátor při co nejvyšší rychlosti s korektními výsledky, tak je nutno brát zřetel na to, aby nedošlo vlivem dynamiky řídicí smyčky k překmitu nad maximální zvládnutelnou rychlost.

10.3 Estimátor polohy rotoru na principu injecktáže napětového signálu v uzavřené smyčce vektorového řízení (bezsensorové řízení)

Při experimentech bylo dosaženo uspokojivé funkce bezsensorové estimace v uzavřené smyčce vektorového řízení. Vektorové řízení využívalo informaci o poloze i rychlosti rotoru z bezsensorového estimátoru. Bylo tedy dosaženo bezsensorového řízení. Až na počáteční okamžik inicializace počáteční hodnoty polohy estimátoru, která v této práci není řešena, je v tomto režimu řízení plně nezávislé na jakémkoliv čidle mechanických veličin. Bezsensorové řízení má ovšem omezený rychlostní rozsah do $150 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$ mechanické úhlové rychlosti.

Při experimentech uzavřená smyčka jistým způsobem podala lepší výsledek, než otevřená smyčka. Například při porovnání obrázku 67 při provozu estimátoru v otevřené smyčce versus stejný požadavek průběhu úhlové rychlosti, ale v uzavřené smyčce (obrázek 86) je zřejmé, že v uzavřené smyčce nedojde tak snadno k úplnému selhávání estimace. To sá dá vysvětlit tím, že s nárůstem chyby estimované elektrické polohy rotoru klesá schopnost proudové smyčky vektorového řízení naplňovat požadavek na moment. Tím, jak roste chyba estimované elektrické polohy se odchyluje skutečná složka proudu i_{sq} od hodnoty předpokládané. V tomto smyslu to funguje jako zpětná vazba, která v určitém rozmezí působí proti prudkému nárůstu mechanické rychlosti rotoru. Může to tedy snížit rychlost nárůstu a překmit mechanické úhlové rychlosti. V případě, že chyba estimované elektrické polohy překročí $\frac{\pi}{2}$, což podle experimentů nastává jen při překročení limitu úhlové rychlosti ať už vlivem požadavku, nebo překmitu, tak se s největší pravděpodobností estimovaná elektrická poloha zavěsí na polohu přesně opačnou skutečné (algoritmus se zavěšuje v ose d nezávisle na polaritě magnetů) a dochází ke generování opačné polarity momentu, než je proudovou smyčkou vektorového řízení zamýšlená. V tomto stavu je v podstatě prohozena polarita zpětné vazby řízení rychlosti a to má za následek rapidní urychlování rotoru směrem od požadované hodnoty úhlové rychlosti.

Maximální docílená udržitelná úhlová rychlost při bezsensorovém řízení (estimátor ve smyčce proudu i rychlosti), na které zůstane řízení bezproblémů funkční, pokud se na ní pohon dostane bez překmitu (nesmí překmitnout, jinak je opět v příliš vysoké rychlosti a estimátor se udrhne), byla přibližně $150 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$ mechanických. To pro tento šestipólový PMSM činí přibližně 71,6 Hz statorové frekvence.

Pokud po selhání bezsensorového řízení dojde ke snížení požadavku rychlosti opět na hodnotu vyhodnotitelnou bezsensorovým algoritmem, tak po relativně nepřipustně dlouhém intervalu zcela chybného řízení dochází opět ke vtažení polohy estimátoru do skutečné polohy rotoru a korektní funkce bezsensorového řízení je obnovena. To dělá bezsensorový algoritmus jistým způsobem robustní, avšak v aplikacích, kde je PMSM běžně nasazován nesmí k selhání řízení v první řadě vůbec dojít.

11 Závěr

V diplomové práci byl proveden rozbor a implementace algoritmů vektorového řízení a estimátoru polohy rotoru PMSM na principu injekece pulzujícího napěťového signálu. Pulzující injekeční estimátor má za úkol na základě magnetické anizotropie rotoru s využitím injekece „vysokofrekvenčního“ napěťového signálu provádět estimaci elektrické polohy a rychlosti rotoru PMSM. Tato estimace je prováděna na základě proudové odezvy na tento testovací signál. Při správné funkci algoritmus pracuje jako fázový závěs, kdy je estimovaná poloha závěsna za skutečnou polohou rotoru.

Před implementací do mikroprocesoru byly algoritmy nejprve simulačně otestovány v prostředí Matlab Simulink kvůli usnadnění jejich implementace do mikroprocesoru.

Algoritmy byly implementovány do DSP TMS320F28335 a experimentálně testovány na laboratorním prototypu pohonu s PMSM a napěťovým střídačem.

Hlavním cílem práce bylo ověřit pulzující injekeční estimátor pro estimaci polohy rotoru PMSM a určit jeho meze použitelnosti. Bylo předpokládáno, že algoritmus bude použitelný pro vyhodnocování polohy rotoru jen ve velmi nízkých rychlostech.

Při experimentálním testování bylo zjištěno, že pulzující injekeční algoritmus je na testovacím pohonu použitelný do $150 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$ mechanické úhlové rychlosti. Pro tento šestipólový motor to znamená 71,6 Hz statorové frekvence. Při dodržení tohoto rychlostního limitu byl estimátor použitelný jak v otevřené smyčce, kde je odhadovaná poloha a rychlost použita jen pro pozorování, tak v uzavřené smyčce, kde pohon pracuje plně bezsenzorově. Tento výsledek přesáhnul původní předpoklad o použitelnosti algoritmu. Na uvedeném rychlostním rozsahu má bezsenzorové řízení srovnatelné vlastnosti s vektorovým řízením s ARC čidlem polohy. Zmíněných výsledků bylo dosaženo nastavením parametrů pulzujícího injekečního estimátoru s cílem dosáhnout co největšího rychlostního rozsahu použitelnosti.

Hlavní nevýhoda pulzujícího injekečního estimátoru je kromě rychlostního omezení jeho hluchost a vznik ztrát vlivem „vysokofrekvenční“ injekece. Amplituda injektovaného signálu napětí byla 8V a frekvence byla zvolena 1200Hz. To vyvolávalo proudovou odezvu o amplitudě přibližně 3,6A. Použitý PMSM má jmenovitý proud 9A.

Dalším úskalím této metody estimace polohy rotoru je, že má tendenci najít polohu rotoru také v opačné polaritě, tedy polohu o π posunutou. Estimátor má tendenci zavěsit se do této polohy stejnou měrou jako do správné polohy. Estimátor se obvykle velmi rychle zavěsí na jednu z poloh a pokud nedochází k jeho selhání (například vlivem příliš vysoké rychlosti rotoru), tak na této poloze zůstává zavěšen. Do které polarity se estimátor dostane nelze bez použití dodatečných opatření vědět ani ovlivnit. Tento problém nebyl v diplomové práci řešen, protože přesahuje její rozsah. Aby bylo možné estimátor úspěšně spustit, tak byla vždy pro nalezení počáteční polohy rotoru použita přímo hodnota z ARC čidla polohy.

Hlavní přínos práce

Hlavním přínosem práce je implementace pulzujícího injekečního estimátoru a zprovoznění bezsenzorového řízení na laboratorním prototypu pohonu s následným otestováním mezí použitelnosti. Bylo ukázáno, že pulzující injekeční estimátor dokáže při dané implementaci pracovat až do statorové frekvence 71,6 Hz.

Možné směry dalšího vývoje práce

Samostatný problém jímž je nalezení správné polaritě magnetů rotoru lze řešit například způsobem popsaném v [10]. Toto řešení při stojícím rotoru využívá porovnávání proudové odezvy na testovací napěťový pulz ve formě vektoru v dané polaritě osy magnetů. Pro obě polaritě osy má testovací pulz shodnou velikost. Velikosti proudové odezvy se pro opačné polaritě v ose magnetů však liší v závislosti na sycení magnetického obvodu. To se vyhodnocuje tak, že větší proudová odezva byla vyvolána napěťovým vektorem ve správné polaritě magnetů.

Dále by mohlo být vhodné testovat bezsenzorové řízení spolu s implementovanou modulací s injektovanou třetí harmonickou. Implementace algoritmů v této práci nebyla řešena z hlediska efektivity kódu. Po této stránce by mohlo u algoritmů pravděpodobně dojít i k významné optimalizaci.

Reference

- [1] VONDRÁŠEK, František a kol. Výkonová elektronika. Svazek 3, Měniče s vlastní komutací a bez komutace. Část 2, Měniče kmitočtu a střídavého napětí. 3., rozšířené vydání. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2017. ISBN 978-80-261-0688-3.
- [2] KOVÁCS PÁL K. [ENGLISH TRANSLATION BY B. BALKAY]. Transient phenomena in electrical machines. Budapest: Akadémiai Kiadó, 1984. ISBN 9630529491.
- [3] ZEMAN, Karel, PEROUTKA, Zdeněk a JANDA, Martin. Automatická regulace pohonů s asynchronními motory. 1. vyd. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2004. ISBN 80-7043-350-7.
- [4] ZEMAN, Karel. Automatická regulace pohonů. Studijní text k předmětu Automatická regulace pohonů. Západočeská univerzita v Plzni, 2013.
- [5] VOŠMIK, David. Pokročilé techniky estimace polohy a rychlosti rotoru a jejich aplikace na bezsenzorové řízení pohonu s PMSM. Plzeň, 2013. Disertační práce (Ph.D.). Západočeská univerzita v Plzni, Fakulta elektrotechnická. Dostupné z WWW: <<https://portal.zcu.cz>>.
- [6] LINKE, M.; KENNEL, R. HOLTZ, J. Sensorless position control of permanent magnet synchronous machines without limitation at zero speed. Záznam z konference IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society. IECON 02, 2002, pp. 674-679 vol.1. Dostupné z WWW: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/1187588>>.
- [7] PEROUTKA, Zdeněk. Výběr z přednášek Mikroprocesorové řízení pohonů. Studijní text k předmětu Mikroprocesorové řízení pohonů. Západočeská univerzita v Plzni, 2016.
- [8] KOŠAN, Tomáš. MLC interface - vývojový kit pro víceúrovňové měniče s procesorem a FPGA. Plzeň, 2013. Výzkumná zpráva č. 22190-010-2012. Západočeská univerzita v Plzni. Regionální inovační centrum elektrotechniky.
- [9] Texas Instruments. Texas Instruments. TMS320x2833x, 2823x Enhanced Pulse Width Modulator (ePWM) Module. SPRUG04A referenční manuál.

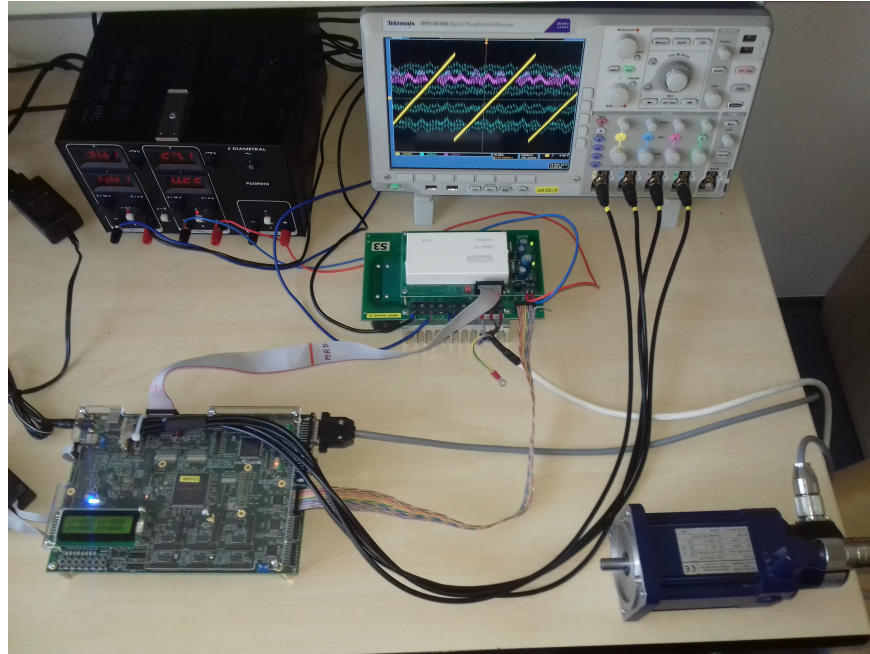
Dallas, Texas, říjen 2008 [revidováno červenec 2009]. Dostupné z WWW:
<<http://www.ti.com/product/TMS320F28335/technicaldocuments>>.

- [10] J. Holtz, Initial Rotor Polarity Detection and Sensorless Control of PM Synchronous Machines, Záznam z konference 2006 IEEE Industry Applications Conference Forty-First IAS Annual Meeting, Tampa, FL, 2006, pp. 2040-2047. Dostupné z WWW:
<<http://ieeexplore.ieee.org/document/4025504>>.

Přílohy

Příloha A - fotografie

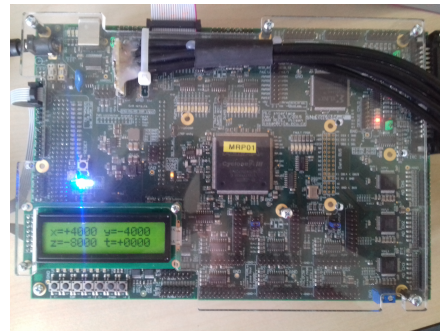
Testovací pracoviště:



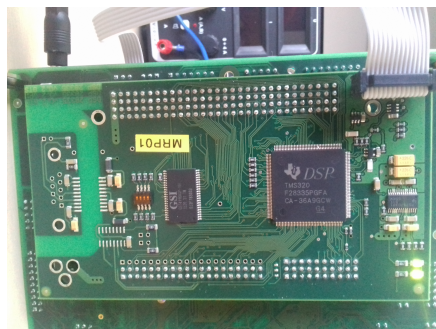
Štítek motoru:



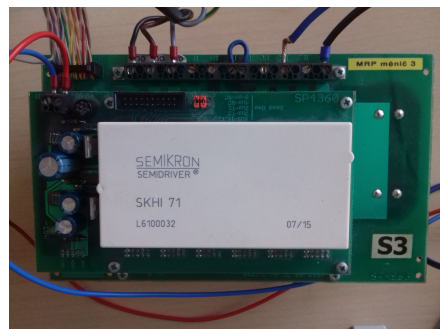
MLC Interface:



DSP modul s TMS320f28335:



IGBT střídač:



Příloha B - parametry motoru

počet pólů	p_p	3
statorový odpor	R_s	0,14Ω
statorová indukčnost	L_s	0,25mH
magnetický tok rotoru	Ψ_B	0,0226Wb
jmenovitý výkon	P_n	310W
jmenovitý proud	I_n	9A

Příloha C - parametry implementovaných algoritmů

Parametry vektorového řízení:

vzorkovací frekvence, frekvence pily PWM	f_{vz}, f_{pily}	12kHz
omezení absolutní hodnoty proudu	I_{max}	3A
jmenovité napětí meziobvodu	U_{CN}	30V
proporcionální zesílení regulátorů proudu	$K_{Rproudu}$	0,01
časová konstanta regulátorů proudu	$\tau_{Rproudu}$	$5 \cdot 10^{-5}$
proporcionální zesílení regulátoru rychlosti	$K_{R\omega}$	0,01
časová konstanta regulátoru rychlosti	$\tau_{R\omega}$	0,05
proporcionální zesílení regulátoru odbuzování	K_{RU}	0,1
časová konstanta regulátoru odbuzování	τ_{RU}	0,002
časová konstanta aperiodického filtru	τ_{fU}	0.01

Parametry pulzujícího injektážního estimátoru:

vzorkovací frekvence, frekvence pily PWM	f_{vz}, f_{pily}	12kHz
injektovaná frekvence	f_c	1200Hz
amplituda injektovaného vektoru napětí	U_{mInj}	8V
proporcionální zesílení regulátoru ϑ_{Inj}	K_{RInj}	1000
časová konstanta regulátoru ϑ_{Inj}	τ_{RInj}	0,1
propustné pásmo filtru pásmová propust	w	1000Hz až 1400Hz

Použité koeficienty IIR filtru 4. řádu:

$s(1)$	0,10393038088390338
$a(2)(1)$	-1,4109133615340825
$a(3)(1)$	0,87856997570883366
$s(2)$	0,10393038088390338
$a(2)(2)$	-1,6413563718866233
$a(3)(2)$	0,90527918180058076
$s(3)$	0,89125093813374556