

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ
KATEDRA ELEKTROMECHANIKY A VÝKONOVÉ ELEKTRONIKY

DIPLOMOVÁ PRÁCE

**Přímé řízení momentu synchronního motoru
s permanentními magnety – simulační studie**

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
Fakulta elektrotechnická
Akademický rok: 2011/2012

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

Jméno a příjmení: Vendula MUŽÍKOVÁ
Osobní číslo: E10N0074P
Studijní program: N2612 Elektrotechnika a informatika
Studijní obor: Průmyslová elektronika a elektromechanika
Název tématu: Přímé řízení momentu synchronního motoru s permanentními magnety - simulační studie
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 :

1. Teoretický popis algoritmů přímého řízení momentu synchronního motoru s permanentními magnety.
2. Vytvoření simulačního modelu synchronního motoru a vývoj regulačních algoritmů DTC.
3. Převod algoritmů DTC do formátu pevné řádové čárky - příprava pro implementaci do digitálního signálového procesoru.



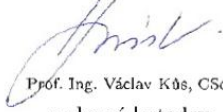
Rozsah grafických prací: podle doporučení vedoucího
Rozsah pracovní zprávy: 30 - 40 stran
Forma zpracování diplomové práce: tištěná/elektronická
Seznam odborné literatury:

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

Vedoucí diplomové práce: Ing. David Uzel
Regionální inovační centrum elektrotechniky
Konzultant diplomové práce: Ing. Tomáš Glasberger, Ph.D.
Regionální inovační centrum elektrotechniky
Datum zadání diplomové práce: 17. října 2011
Termín odevzdání diplomové práce: 11. května 2012


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




Prof. Ing. Václav Kůs, CSc.
vedoucí katedry

V Plzni dne 17. října 2011

Abstrakt

Předkládaná diplomová práce je zaměřena na vývoj algoritmu přímého řízení momentu synchronního motoru s permanentními magnety (PMSM). V první části práce je proveden teoretický popis vybraného algoritmu přímého řízení momentu PMSM. Dále je popsána tvorba simulačního modelu pohonu s napěťovým střídačem a PMSM využívající tento algoritmus řízení. Simulační model je vytvořen za určitých zjednodušujících předpokladů v jazyce C. Tento model slouží pro ověření správnosti funkce a analýzu vlastností navrženého pohonu. Následně je algoritmus včetně matematického modelu motor převeden do formátu pevné řádové čárky a připraven tak na implementaci do mikroprocesorového regulátoru. V závěru práce je model pohonu rozšířen o vstupní LC filtr a je stručně rozebrána problematika aktivní stabilizace napětí na kondenzátoru, navržená metoda je následně také simulačně ověřena.

Klíčová slova

Přímé řízení momentu, synchronní motory s permanentními magnety, pevná řádová čárka

Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor

Abstract

This master thesis is focused on development of a permanent magnet synchronous motor (PMSM) direct torque control algorithm. In the first part of the thesis, there is introduced the theoretical description of the selected algorithm. Further, there is described development of a simulation model of the drive with a voltage source inverter and the PMSM using that control algorithm. The simulation model is created under several simplifying assumptions in C programming language. The simulation model is used for verifying the proper function and analysis of designed drive properties. Consequently, the control algorithm is transformed in a fixed point format and prepared to be implemented in a microprocessor controller. In the last part of the work, the simulation model is extended of an input LC filter and problematic of active stabilization of the capacitor voltage is briefly described. The designed stabilization method is verified by simulations as well.

Key words

Direct torque control, permanent magnet synchronous motor, fixed point format

Prohlášení

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

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracovala 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.

V Plzni dne 8.5.2012

Vendula Mužíková

.....

Poděkování

Na tomto místě bych ráda poděkovala všem, kteří mě ovlivnili při psaní této diplomové práce. Mé poděkování patří vedoucímu práce Ing. Davidu Uzlovi za cenné profesionální rady. Dále děkuji příteli za podporu při zpracování a v neposlední řadě všem rodinným příslušníkům za vytvoření příjemných podmínek při tvorbě práce.

OBSAH

Seznam symbolů a zkratek.....	10
1 Úvod.....	13
2 Teoretický popis algoritmu DTC motoru s permanentními magnety	14
2.1 Charakteristika motorů s permanentními magnety	14
2.1.1 <i>Konstrukční řešení PMSM.....</i>	<i>15</i>
2.2 Základní struktura pohonu	15
2.3 Matematický model PMSM.....	16
2.3.1 <i>Clarkova transformace.....</i>	<i>18</i>
2.3.2 <i>Parkova transformace</i>	<i>18</i>
2.3.3 <i>Základní rovnice matematického modelu PMSM.....</i>	<i>19</i>
2.3.4 <i>Rotorový souřadný systém.....</i>	<i>20</i>
2.3.5 <i>Moment motoru</i>	<i>21</i>
2.4 Přímé řízení momentu	21
2.4.1 <i>Podrobný popis algoritmu DTC.....</i>	<i>22</i>
2.4.2 <i>Matematický model motoru</i>	<i>23</i>
2.4.3 <i>PI regulátor</i>	<i>25</i>
2.4.4 <i>Výpočet požadovaného momentu a statorového toku.....</i>	<i>26</i>
2.4.5 <i>Komparátory toku a momentu</i>	<i>27</i>
2.4.6 <i>Výběr vhodného výstupního vektoru napětí.....</i>	<i>27</i>
2.4.7 <i>Problematika vkládání nulových vektorů</i>	<i>29</i>
3 Simulační model pohonu v plovoucí řádové čárce.....	31
3.1 Provoz pohonu v režimu regulace rychlosti.....	31
3.2 Skoková změna zátěžného momentu	35
3.3 Reverzace otáček	37
3.4 Rozběh motoru – oblast odbuzování	39
3.5 Odezva pohonu na skokovou změnu U_{dc}	40
3.6 Provoz pohonu v režimu regulace momentu	41
3.7 Porovnání algoritmů bez/s vkládáním nulových vektorů	42
4 Převod algoritmu do formátu pevné řádové čárky.....	45
4.1 Aritmetika pevné řádové čárky.....	45
4.1.1 <i>Zobrazování čísel.....</i>	<i>45</i>
4.1.2 <i>Normování</i>	<i>46</i>

4.2	Převod do pevné řádové čárky.....	46
5	Simulace v pevné řádové čárce.....	50
5.1	Reverzace otáček	50
5.2	Regulace momentu	51
6	Aktivní stabilizace napětí vstupního LC filtru trakčního pohonu	53
6.1	Zjednodušený obvod trakčního pohonu.....	53
6.2	Simulační výsledky.....	54
7	Závěr.....	57
8	Literatura.....	59

Seznam symbolů a zkratek

DTC	Direct Torque Control (Přímé řízení momentu)
$PMSM$	Permanent Magnet Synchronous Motor (Synchronní motor s permanentními magnety)
PWM	Pulse Width Modulation (Pulzně šířková modulace)
L_d, L_q	indukčnosti ve vertikální a horizontální ose
i_a, i_b, i_c	fázové proudy
U_{dc}	napětí ve stejnosměrném meziobvodu
ϑ_m	mechanický úhel natočení rotoru
$ \bar{\psi}_s $	velikost vektoru statorového toku
ϑ_s	poloha vektoru statorového mg. toku ve stojícím souřadném systému
ω_{re}	úhlová elektrická rychlost rotoru
M	velikost elektromagnetického momentu
ω_m	mechanická úhlová rychlost
M_w	požadovaný elektromagnetický moment
ω_{mw}	požadovaná mechanická rychlost
R_s	odpor statorového vinutí
L_s	indukčnost statorového vinutí
$x - y$	stacionární souřadný systém
$d - q$	rotující souřadný systém
\bar{u}_s	vektor statorového napětí
\bar{i}_s	vektor statorového proudu
$\bar{\psi}_s$	vektor statorového mg. toku
$\bar{\psi}_{pm}$	vektor mg. toku permanentních magnetů
$\bar{V}_{(xy)}$	vektor ve stojícím souřadném systému
$\bar{V}_{(dq)}$	vektor v rotujícím souřadném systému
ω_{dq}	rychlost rotace rotujícího souřadného systému
ϑ_{re}	elektrický úhel rotoru

β_ψ	zátěžný úhel
t	čas
p_p	počet pólpárů
P	výkon
k_p	transformační konstanta
ψ_{sw}	velikost požadovaného statorového toku
K_ψ	hysterezní komparátor
$\Delta\vartheta_m$	rozdíl poloh rotoru mezi dvěma zvolenými vzorkovacími okamžiky
Δt	vzorkovací perioda
i_{sx}, i_{sy}	složky vektoru proudu ve stojícím souřadném systému
i_{sd}, i_{sq}	složky vektoru proudu v rotujícím souřadném systému
ψ_{sd}, ψ_{sq}	složky mg. toku v rotujícím souřadném systému
u	výstupní veličina PI regulátoru
k_{pr}	proporcionální zesílení regulátoru
ε	regulační odchylka
T_{ir}	integrační časová konstanta
M_{max}	maximální hodnota momentu motoru
i_{sqw}	velikost požadované momentotvorné složky proudu
i_{sqmax}	maximální hodnota momentotvorné složky proudu
$\alpha_1 - \alpha_6$	sektory pro rozlišení polohy vektoru statorového toku
$dM, d\psi$	výstupní hodnoty komparátorů momentu a toku
J	moment setrvačnosti
I_n	jmenovitý proud motoru
M_n	jmenovitý moment motoru
n^*	požadované otáčky

ΔM	velikost hystereze momentu
$\Delta\psi$	velikost hystereze toku
M_z	velikost zátěžného momentu
$f_{spínací}$	průměrná spínací frekvence střídače
$Q_{x.y}$	číslo ve formátu pevné řádové čárky, x – počet bitů celočíselné části čísla, y – počet bitů desetinné části čísla
X_f	libovolná veličina reprezentovaná ve formátu pevné řádové čárky
k	násobič (scaling factor)
$X_{\%}$	znormovaná veličina
X_{ref}	referenční hodnota libovolné veličiny
$qatan$	polynomiální aproximace funkce arctg v procesoru
$qsqrt$	polynomiální aproximace druhé odmocniny v procesoru
$qcos, qsin$	polynomiální aproximace funkcí sinus a kosinus v procesoru
M_{w_kor}	korigovaný požadovaný moment
U_c	napětí měřené na kondenzátoru
U_{cf}	filtrované napětí na kondenzátoru
τ	časová konstanta filtru
n	hodnota mocniny
i_z	proud zátěže
L	indukčnost filtru
C	kondenzátor filtru

1 Úvod

Vývoj mikro počítačové techniky dovoluje využití složitých regulačních algoritmů v oblasti elektrických regulovaných pohonů. Konstrukce měničů o velkých výkonech byla umožněna vývojem nových polovodičových součástek. Tyto trendy vývoje se podílejí na stále častějším uplatňování moderních způsobů řízení elektrických pohonů v průmyslové sféře. Pro řízení střídavých regulačních pohonů je často nutné aplikovat poměrně náročné řídicí algoritmy. Mezi tyto algoritmy patří i metoda přímého řízení momentu (DTC). Základním principem této metody je přímý výběr vektoru výstupního napětí střídače, který je závislý na rozdílu mezi referenční a okamžitou hodnotou momentu a statorového toku. Regulátory složek statorového proudu a PWM modulátor se v této metodě většinou nevyužívají [1].

Synchronní motory s permanentními magnety jsou široce rozšířené v aplikacích o nízkých až středních výkonech, lze je nalézt i v trakčních aplikacích. Nárůst poptávky způsobil potřebu vývoje regulačních algoritmů k řízení těchto pohonů. Jedním z těchto nástrojů řízení je i přímé řízení momentu [2].

Cílem této práce je vývoj spolehlivé regulační struktury pro pohon se synchronním motorem s povrchovými permanentními magnety na rotoru. Tato práce zabývající se návrhem algoritmu přímého řízení momentu (DTC) je rozdělena do tří částí:

- Teoretický popis algoritmu přímého řízení momentu synchronního motoru s permanentními magnety.
- Vytvoření simulačního modelu motoru a vývoj regulačních algoritmů DTC.
- Převod daného algoritmu pro formátu pevné řádové čárky – příprava pro implementaci do signálového procesoru.

2 Teoretický popis algoritmu DTC motoru s permanentními magnety

2.1 Charakteristika motorů s permanentními magnety

Obrat ve využití synchronních strojů středních a malých výkonů přinesla aplikace permanentních magnetů ze speciálních slitin (vzácných zemin). PMSM se již více než deset let využívají jako náhrada stejnosměrných a krokových motorů. Pro své příznivé vlastnosti se synchronní stroje s permanentními magnety v poslední době začínají intenzivně využívat i v dopravních prostředcích, a to díky následujícím výhodám: menší objem, hmotnost a moment setrvačnosti, možnost přímého pohonu bez převodovky vlivem menšího objemu motoru, velká momentová přetížitelnost, vyšší účinnost. V nejvyšší míře se u kolejových vozidel využívají právě tyto výhody trakčního PMSM, tedy malý objem a hmotnost na jednotku výkonu (plně nízkopodlažní tramvaje) [3].

Tyto motory mají však i nevýhody, mezi které patří: vyšší cena, složitější konstrukce a technologie výroby a oprav, menší robustnost, nemožnost stroj odbudit. Právě nemožnost stroj odbudit hraje velkou roli z hlediska bezpečnosti, protože stroj při zkratu pracuje jako generátor, což znamená výskyt proudových a momentových rázů. Další nepříznivá vlastnost, která je způsobena nemožností stroj odbudit je vznik ztrát vířivými proudy při výběhu [3].

Motory s permanentními magnety jsou motory, které místo budicího vinutí pro vytvoření magnetického toku používají permanentní magnety z moderních materiálů na bázi vzácných zemin např. Sa – Co, nebo Nd – Fe – B. Kromě podstatného zjednodušení motoru (motor neobsahuje budicí vinutí, kroužky), odpadá zdroj budicího proudu. Motor pracuje s podstatně lepším účínkem než srovnatelný asynchronní motor, protože neodebírá ze sítě magnetizační proud. Navíc v rotoru nevznikají ztráty ani v budicím vinutí jako u klasického synchronního motoru, ani v rotorové kleci jako u asynchronního motoru. Důsledkem je, že motor o stejném výkonu má podstatně menší rozměry než klasický asynchronní motor a lepší účinnost. Navíc jsou všechny ztráty koncentrovány ve statoru (v železe i v mědi), a proto je chlazení mnohem jednodušší. Vyšší účinnost má navíc za následek snížení vlastní setrvačnosti motoru. Další výhodou těchto motorů je možnost konstrukce rotoru s malým průměrem a velkým poměrem délka/průměr, jehož výsledkem je malá mechanická časová konstanta [3].

Cena synchronních motorů s permanentními magnety se odvíjí od ceny použitých permanentních magnetů. Se zvyšující se kvalitou permanentních magnetů dochází ke snižování rozměrů motoru a zvyšování jejich ceny. Charakteristickým znakem permanentních magnetů je změna magnetických vlastností s měnící se teplotou. Tomu musí být přizpůsobeny pracovní podmínky stroje [4].

2.1.1 Konstrukční řešení PMSM

Existuje několik variant uspořádání permanentních magnetů v rotoru. Poloha magnetů na motoru je velmi různorodá. Povrchové umístění magnetů je zaměřeno především na pohony s nižšími rychlostmi (do 3000 otáček/min), zatímco vnitřní magnety jsou používány pro vysokorychlostní aplikace.

V případě magnetů montovaných na povrch ocelové hřídele je přírůstek magnetické permeability v oblasti magnetů vzhledem k prostoru mezi magnety roven 1,02 – 1,2 násobku. Vlivem vysoké rezistivity je intenzita magnetického pole ve vzduchové mezeře považována za konstantní. Dále je zanedbáván účinek nástavců. Indukčnosti v horizontální a vertikální ose jsou považovány za stejné [3].

$$L_s = L_d = L_q \quad (1)$$

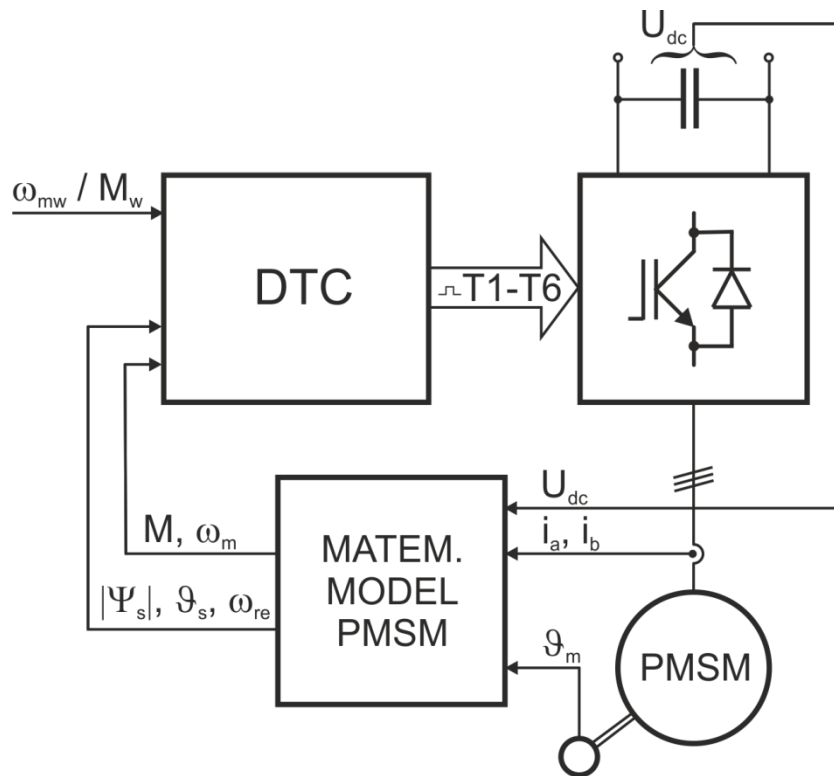
Dalším konstrukčním uspořádáním permanentních magnetů, které zajišťuje mechanickou robustnost, je uspořádání, ve kterém jsou magnety ukryty uvnitř rotoru. Motor je potom schopen pracovat ve velmi vysokých rychlostech. Motor s vnitřními magnety však nelze považovat za motor s konstantní intenzitou magnetického pole ve vzduchové mezeře. Na rozdíl od synchronních motorů s permanentními magnety instalovanými na obvodu rotoru obsahuje moment těchto strojů výraznou reluktanční složku [4].

2.2 Základní struktura pohonu

Základní blokové schéma pohonu s permanentními magnety regulovaného přímým řízením momentu je zobrazeno na obrázku 1. Pohon sestává ze čtyř hlavních částí – poháněného motoru, napěťového střídače, matematického modelu motoru a vlastní regulační struktury. Ve schématu jsou naznačeny všechny veličiny, které jsou nutné pro matematický model motoru. Jedná se především o dva fázové proudy i_a a i_b , napětí ve stejnosměrném meziobvodu U_{dc} , a poloha rotoru ϑ_m .

Veličiny nutné pro regulaci jsou určeny z matematického modelu motoru s permanentními magnety, jedná se o velikost statorového toku $|\bar{\psi}_s|$, jeho polohu ϑ_s ve stojícím souřadném systému a úhlovou elektrickou rychlost rotoru ω_{re} , dále pak velikost elektromagnetického momentu M , popřípadě mechanickou rychlost ω_m . Tyto signály jsou zavedeny do regulační struktury přímého řízení momentu (DTC), která na základě zadaných požadavků a vypočítaných hodnot vyhodnotí požadovaný výstupní vektor napětí (vhodnou spínací kombinací tranzistorů T1 – T6) pro napěťový střídač. Do bloku DTC jsou nutně zavedeny i požadované veličiny, v případě režimu pohonu s regulací rychlosti jde o požadovanou

mechanickou rychlost ω_{mw} nebo, v případě regulace momentu, požadovaný elektromagnetický moment M_w [5].

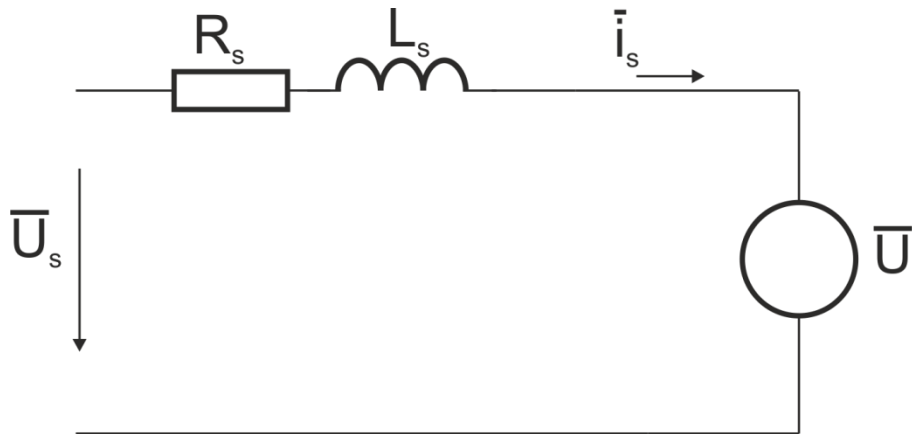


Obr. 1: Základní blokové schéma pohonu s DTC.

Vazba od napětí ve stejnosměrném meziobvodu střídače není bezpodmínečně nutná v případě, že motor nebude provozován v režimu odbuzování a bude k dispozici čidlo polohy rotoru a proudu (tzn. rychlost a poloha rotoru se nemusí vyhodnocovat bezsenzorově, ale např. pomocí proudového modelu).

2.3 Matematický model PMSM

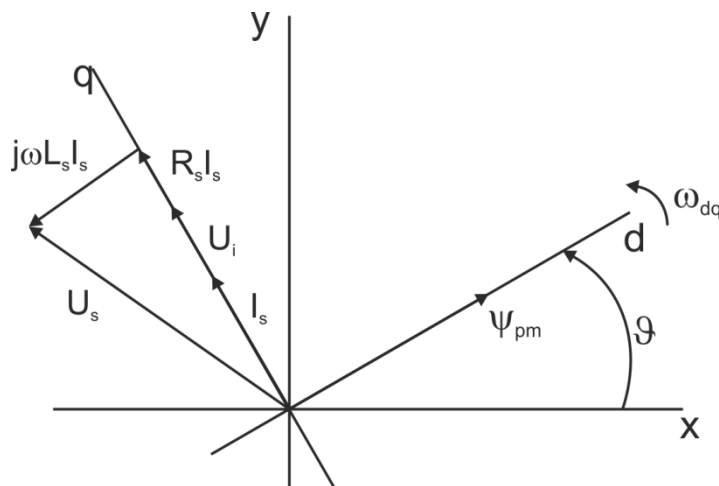
Matematický model motoru je tvořen soustavou diferenciálních rovnic, za předpokladu zjednodušujících podmínek, popisujících mechanické a elektromagnetické vlastnosti motoru. Pro vytvoření matematického modelu PMSM bylo nutné zavést následující zjednodušující předpoklady: napájení souměrným harmonickým napětím, vinutí jednotlivých fází jsou symetricky rozložena v drážkách statoru, odpory a indukčnosti jednotlivých fází statoru i rotoru jsou shodné, magnetizační charakteristika je lineární a rozložení magnetické indukce ve vzduchové mezeře je harmonické, ztráty v železe jsou zanedbatelné, nulový vodič není připojen, tlumicí vinutí na rotoru není provedeno a rovněž jsou zanedbány tlumicí účinky rotoru [6].



Obr. 2: Náhradní schéma PMSM.

Na obr. 2 je znázorněno náhradní schéma PMSM, kde R_s znázorňuje odpor satorového vinutí, L_s je indukčnost satorového vinutí. Otáčením rotoru, tvořeného permanentními magnety, se ve satoru indukuje elektrické napětí U_i .

Odvození matematického modelu PMSM trojfázového do souřadnicového systému x - y , d - q probíhá pomocí Clarkovy a Parkovy transformace. Je výhodné vytvořit matematický model motoru v souřadnicovém systému d - q spojeným s rotorem motoru a s magnetickým tokem permanentních magnetů položeným do osy d , protože se v tomto systému odstraní závislosti úhlu natočení, (viz obr. 3, 4) mezi sátorem a rotorem. Matematický popis motoru se značně zjednoduší zavedením komplexních prostorových vektorů [7].



Obr. 3: Fázorový diagram PMSM.

Z obr. 3 je patrné, že se rotorový tok koncentruje ve směru osy d .

2.3.1 Clarkova transformace

Umožňuje transformaci veličin třífázového systému do stacionárních statorových souřadnic $x - y$. V následujících rovnicích je uveden postup pro transformaci mezi trojfázovým systémem a stacionárním souřadným systémem.

$$\bar{i}_{sxy} = i_{sx} + ji_{sy} = \frac{2}{3} \left(i_{sa} - \frac{1}{2} i_{sb} - \frac{1}{2} i_{sc} + j \frac{\sqrt{3}}{2} i_{sc} - j \frac{\sqrt{3}}{2} i_{sb} \right) \quad (2)$$

Pokud platí symetrie $i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0$ a $u_{sa} + u_{sb} + u_{sc} = 0$, lze vyjádřit složky v $x-y$ souřadnicích následovně:

$$i_{sx} = i_{sa} \quad (3)$$

$$i_{sy} = \frac{i_{sb} - i_{sc}}{\sqrt{3}} \quad (4)$$

Pro zpětnou Clarkovu transformaci platí:

$$i_{sa} = i_{sx} \quad (5)$$

$$i_{sb} = -\frac{1}{2} i_{sx} + i_{sy} \quad (6)$$

$$i_{sc} = -\frac{1}{2} i_{sx} - i_{sy} \quad (7)$$

2.3.2 Parkova transformace

Pro implementaci řídicích algoritmů je nutné transformovat všechny veličiny do stejného souřadnicového systému. Souřadnicový systém $x-y$ není vhodný pro syntézu řídicích algoritmů, protože transformované hodnoty jsou závislé na čase a rychlosti. Parkova transformace slouží k vyjádření veličin v rotujícím souřadném systému, rotujícím libovolnou rychlostí ω_s (systém $d-q$). Veličiny po Parkově transformaci se jeví jako stojící (stejnoseměrné). Pro transformování veličin do rotujícího souřadného systému je nejprve nutné převést trojfázové veličiny na systém dvoufázový pomocí Clarkovy transformace, a poté je možné vypočítat Parkovu transformaci:

$$i_{sd} = i_{sx} \cdot \cos \vartheta_{re} + i_{sy} \cdot \sin \vartheta_{re} \quad (8)$$

$$i_{sq} = i_{sy} \cdot \cos \vartheta_{re} - i_{sx} \cdot \sin \vartheta_{re} \quad (9)$$

kde ϑ_{re} je úhel souřadného systému $d-q$ oproti souřadnému systému $x-y$.

Zpětná Parkova transformace:

$$i_{sx} = i_{sd} \cdot \cos \vartheta_{re} - i_{sq} \cdot \sin \vartheta_{re} \quad (10)$$

$$i_{sy} = i_{sd} \cdot \sin \vartheta_{re} + i_{sq} \cdot \cos \vartheta_{re} \quad (11)$$

2.3.3 Základní rovnice matematického modelu PMSM

Dynamické chování synchronního stroje s povrchovými permanentními magnety lze popsat pomocí prostorových vektorů v souřadném systému statoru (x-y) pomocí rovnic (12), (13):

$$\bar{u}_{s(xy)} = R_s \cdot \bar{i}_{s(xy)} + \frac{d\bar{\psi}_{s(xy)}}{dt} \quad (12)$$

kde $\bar{u}_{s(xy)}$ je vektor statorového napětí, R_s je statorový odpor, $\bar{i}_{s(xy)}$ je vektor statorového proudu, $\bar{\psi}_{s(xy)}$ je vektor statorového toku [8].

Statorový tok lze vyjádřit v libovolném souřadném systému jako:

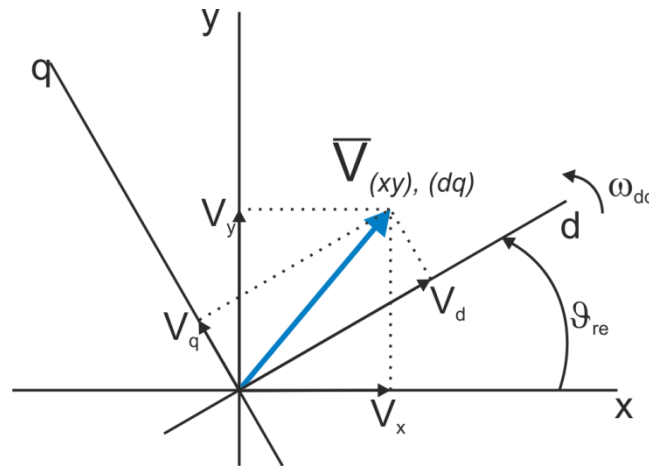
$$\bar{\psi}_s = \bar{\psi}_{pm} + L_s \cdot \bar{i}_s \quad (13)$$

kde $\bar{\psi}_{pm}$ je vektor toku permanentních magnetů. Dále se uvažuje, že tok permanentních magnetů leží v ose d rotujícího souřadného systému (d-q). Souřadný systém (d-q) rotuje rychlostí ω_{dq} (ta je rovna elektrické rychlosti rotoru ω_{re}) a statorový souřadný systém je stojící [5].

Pro následující úvahy je nutný převod mezi souřadnými systémy. V následující rovnici (14) a obrázku (obr. 4) je znázorněn převod obecného vektoru \bar{V} v různých souřadných systémech. Tento vektor lze převést z rotujícího souřadného systému (d-q) do stojícího (x-y) pomocí následujícího vztahu:

$$\bar{V}_{(xy)} = \bar{V}_{(dq)} \cdot e^{j\vartheta} \quad (14)$$

kde ϑ je úhel natočení mezi oběma souřadnými systémy [8].



Obr. 4: Vyjádření vektoru v různých souřadných systémech.

Vektor statorového toku $\bar{\psi}_s$ a vektor toku rotoru (tok permanentních magnetů) $\bar{\psi}_{pm}$ mohou být vykresleny v souřadnicovém systému toku rotoru (d-q), toku statoru (x-y) a stacionárním souřadnicovém systému. Úhel mezi tokem statoru a rotoru β_ψ je úhel zátěžný, viz obr. 6. V ustáleném stavu je β_ψ konstantní a odpovídá zátěžnému momentu, toku rotoru a

statoru rotují synchronní rychlostí. V přechodových stavech je naopak β_ψ proměnné. Toky rotoru a statoru rotují v tomto případě různou rychlostí. Elektrická časová konstanta je obecně mnohem menší než časová konstanta mechanická, a proto je možné velmi jednoduše změnit rychlost rotace statorového toku vzhledem k toku rotoru. Nárůst momentu může být tedy řízen změnou β_ψ nebo změnou rychlosti otáčení statorového toku [5].

Dále je uvažováno, že poloha rotujícího souřadného systému oproti stojícímu je dána úhlem ϑ_{re} , jak je naznačeno na obrázku 4:

$$\bar{\psi}_{pm(xy)} = \bar{\psi}_{pm(dq)} \cdot e^{j\vartheta_{re}} = |\bar{\psi}_{pm}| \cdot e^{j\vartheta_{re}} \quad (15)$$

Derivace statorového toku v souřadném systému statoru lze vyjádřit podle (16):

$$\frac{d\bar{\psi}_{s(xy)}}{dt} = \frac{d\bar{\psi}_{pm(xy)}}{dt} + L_s \cdot \frac{d\bar{i}_{s(xy)}}{dt} \quad (16)$$

Přičemž $\bar{\psi}_{pm(xy)}$ je složená funkce, úhel ϑ_{re} se mění s časem:

$$\frac{d\bar{\psi}_{pm(xy)}}{dt} = \frac{d|\bar{\psi}_{pm}|}{dt} \cdot e^{j\vartheta_{re}} + j \cdot \frac{d\vartheta_{re}}{dt} \cdot e^{j\vartheta_{re}} \cdot |\bar{\psi}_{pm}| = j \cdot p_p \cdot \omega_m \cdot |\bar{\psi}_{pm}| \cdot e^{j\vartheta_{re}} \quad (17)$$

kde p_p je počet pólpárů a ω_m je mechanická úhlová rychlost.

Úpravou a dosazením (16) a (17) do (12) vychází:

$$\bar{u}_{s(xy)} = R_s \cdot \bar{i}_{s(xy)} + L_s \cdot \frac{d\bar{i}_{s(xy)}}{dt} + j \cdot p_p \cdot \omega_m \cdot e^{j\vartheta_{re}} \cdot |\bar{\psi}_{pm}| \quad (18)$$

Tuto rovnici lze pomocí vztahu $e^{j\vartheta_{re}} = \cos \vartheta_{re} + j \cdot \sin \vartheta_{re}$ rozložit do složek v osách x a y (19), (20):

$$u_{sx} = R_s \cdot i_{sx} + L_s \cdot \frac{di_{sx}}{dt} - p_p \cdot \omega_m \cdot |\bar{\psi}_{pm}| \cdot \sin \vartheta_{re} \quad (19)$$

$$u_{sy} = R_s \cdot i_{sy} + L_s \cdot \frac{di_{sy}}{dt} + p_p \cdot \omega_m \cdot |\bar{\psi}_{pm}| \cdot \cos \vartheta_{re} \quad (20)$$

2.3.4 Rotorový souřadný systém

V rotujícím souřadném systému (d-q) je odvození rovnic pro jednotlivé složky vektoru napětí obdobné, statorovou napěťovou rovnici lze psát ve tvaru (21), protože vektor v jednom souřadném systému je roven vektoru v druhém souřadném systému s daným fázovým natočením $\bar{V}_{(xy)} = \bar{V}_{(dq)} \cdot e^{j\vartheta}$ [5]:

$$\bar{u}_{s(dq)} \cdot e^{j\vartheta_{re}} = R_s \cdot \bar{i}_{s(dq)} \cdot e^{j\vartheta_{re}} + \frac{d\bar{\psi}_{s(dq)}}{dt} \cdot e^{j\vartheta_{re}} + j \cdot p_p \cdot \omega_m \cdot \bar{\psi}_{s(dq)} \cdot e^{j\vartheta_{re}} \quad (21)$$

Po vyjádření statorového toku pomocí (13) a po úpravě vychází (22):

$$\bar{u}_{s(dq)} = R_s \cdot \bar{i}_{s(dq)} + \frac{d\bar{\psi}_{s(dq)}}{dt} + j \cdot p_p \cdot \omega_m \cdot (|\bar{\psi}_{pm}| + L_s \cdot \bar{i}_{s(dq)}) \quad (22)$$

Po rozdělení této rovnice do složek v osách d a q vychází:

$$u_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + L_s \cdot \frac{di_{sd}}{dt} - p_p \cdot \omega_m \cdot L_s \cdot i_{sq} \quad (23)$$

$$u_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + L_s \cdot \frac{di_{sq}}{dt} + p_p \cdot \omega_m \cdot (L_s \cdot i_{sd} + |\bar{\psi}_{pm}|) \quad (24)$$

2.3.5 Moment motoru

Moment motoru se vyjádří z výkonu předávaného na hřídel, který lze spočítat podle:

$$P = k_p \cdot Re\{j \cdot p_p \cdot \omega_m \cdot \bar{\psi}_s \cdot \bar{i}_s^*\} \quad (25)$$

kde k_p je transformační konstanta, v této práci je uvažováno $k_p = \frac{3}{2}$.

Moment stroje potom lze vyjádřit ze vztahu pro určení mechanického výkonu jako (26):

$$\begin{aligned} M &= \frac{P}{\omega_m} = k_p \cdot p_p \cdot Re\{j \cdot \bar{\psi}_s \cdot \bar{i}_s^*\} = Re\{j \cdot (|\bar{\psi}_{pm}| + L_s \cdot \bar{i}_s) \cdot \bar{i}_s^*\} \\ &= k_p \cdot p_p \cdot |\bar{\psi}_{pm}| \cdot i_{sq} \end{aligned} \quad (26)$$

Vztah (25) platí obecně. Výsledek (26) platí potom pouze pro symetrický magnetický obvod, což je u PMSM přibližně splněno (předpokládá se, že L_q a L_d se liší typicky o méně než 5 %) [5].

Tato rovnice definuje moment PMSM jako součin kolmé (momentové) složky prostorového vektoru statorového proudu a konstantního budícího magnetického toku, který je dán permanentními magnety [1].

2.4 Přímé řízení momentu

DTC je filozofie řízení využívající řízení toku a momentu, zatímco jsou napájeny střídačem, který nevyžaduje regulační smyčku proudu. Přímé řízení momentu bylo vynalezeno v 80. letech 20. století japonskými a německými vědci nezávisle na sobě (Takahashi, Nogushi a Depenbrock). Přímé řízení momentu se začalo rozšiřovat od té doby, co firma ABB představila DTC pohon s asynchronním motorem, který byl schopen pracovat i při nulových otáčkách. Tato metoda je charakterizována přímým řízením magnetického toku a momentu (výběrem optimálního vektoru pro sepnutí střídače), nepřímým řízením statorových proudů a napětí, přibližně sinusovým průběhem statorových toků a proudů, vysokou dynamikou. Tímto řízením je dosaženo podobných výsledků jako v případě vektorového řízení. Základní způsob

řízení však vede na proměnnou spínací frekvenci (spínací frekvence závisí na velikosti hysterezního pásma dvouhodnotových regulátorů toku a momentu a na vzorkovací frekvenci) [9].

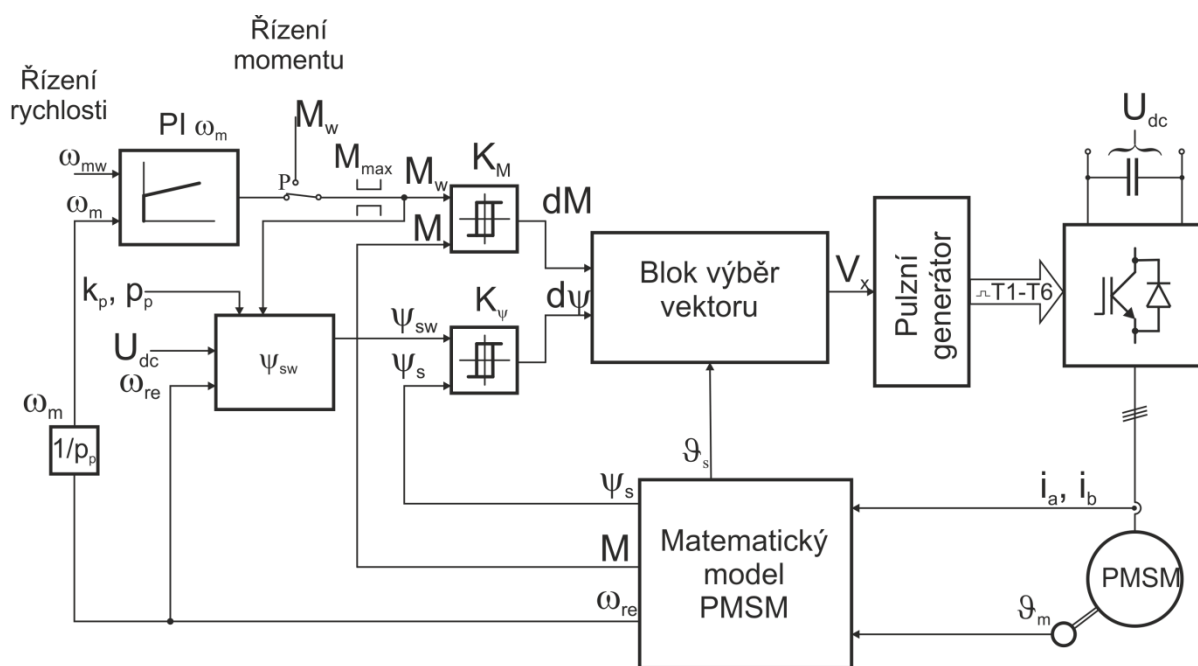
2.4.1 Podrobný popis algoritmu DTC

V této kapitole je podrobně vysvětlen algoritmus přímého řízení momentu PMSM vypracovaný v této diplomové práci.

Blokové schéma algoritmu DTC je znázorněno na obr. 5. Základní částí je blok – matematický model PMSM, do něhož vstupují měřené okamžité hodnoty fázových proudů statoru i_a, i_b a úhel natočení rotoru ϑ_m . Tyto veličiny postačují k určení potřebných veličin výstupních: velikost vektoru statorového toku $|\bar{\psi}_s|$, elektrická rychlost rotoru ω_{re} a poloha vektoru statorového toku ve stojícím souřadném systému ϑ_s , velikost momentu M a rychlost otáčení rotoru ω_m [5].

Do bloku výpočet ψ_{sw} jsou zavedeny kromě dalších signálů elektrická rychlost rotoru ω_{re} a informace o velikosti napětí ve stejnosměrném obvodu střídače U_{dc} , které slouží k výpočtu velikosti požadovaného toku statoru v oblasti odbuzování (detailně bude oblast odbuzování popsána dále). Vypočtená velikost statorového toku je zavedena do hysterezního komparátoru K_ψ , kde je porovnávána se skutečnou velikostí vektoru statorového toku, který je vypočten matematickým modelem motoru. Výstup komparátoru je vstupem do bloku – výběr vhodného výstupního napětí [5].

Mechanická úhlová rychlost je zavedena do PI regulátoru rychlosti $PI \omega_m$, jehož druhým vstupem je, v případě režimu regulace rychlosti, požadovaná mechanická úhlová rychlost ω_{mw} a výstupem požadovaný moment na hřídeli M_w . Ten je zaveden přímo do komparátoru s hysterezí K_M a porovnává se s momentem M vypočteném v matematickém modelu PMSM. Výstupní hodnota komparátoru je opět zavedena do bloku - výběr vhodného výstupního vektoru napětí a v součinnosti se signálem z komparátoru toku je vybrán vhodný vektor napětí V_x . Ten je potom v bloku - generátor pulzů převeden na soustavu impulzů pro jednotlivé tranzistory měniče (tento blok je zpravidla hardwarově podporován v daném mikroprocesorovém regulátoru) [2].



Obr. 5: Blokové schéma algoritmu DTC.

2.4.2 Matematický model motoru

Veličiny vstupující do matematického modelu jsou nejméně dva fázové proudy, zde i_a a i_b a také úhel natočení rotoru ϑ_m . Třetí fázový proud i_c je možné spočítat ze vztahu (27) za předpokladu symetrického třífázového obvodu:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (27)$$

Rychlost rotoru je vyjádřena jako derivace polohy rotoru, kterou získáváme z čidla polohy rotoru (28):

$$\omega_m = \frac{d\vartheta_m}{dt} \quad (28)$$

V diskrétní oblasti je derivace nahrazena diferencemi tak, jak je naznačeno v následující rovnici (29):

$$\omega_m = \frac{\Delta\vartheta_m}{\Delta t} \quad (29)$$

kde $\Delta\vartheta_m$ je rozdíl poloh rotoru mezi dvěma zvolenými vzorkovacími okamžiky a Δt je odpovídající vzorkovací perioda (perioda výpočtu derivace). Při implementaci v číslicovém regulátoru (mikroprocesoru) je potřeba tuto hodnotu vhodně zvolit (např. $\Delta t = 1 \text{ ms}$) [2].

Získanou rychlost je možné ještě dále upravovat, např. filtrovat pro odstranění případných chyb čidla, rušení, apod.

Mechanická rychlost se dále použije pro výpočet elektrické rychlosti rotoru a podobně úhel mechanického natočení lze použít k výpočtu elektrického úhlu rotoru (30, 31):

$$\omega_{re} = p_p \cdot \omega_m \quad (30)$$

$$\vartheta_{re} = p_p \cdot \vartheta_m \quad (31)$$

Naměřené statorové proudy se nyní převedou na vektor ve stojícím souřadném systému pomocí vztahů (32, 33):

$$i_{sx} = i_a \quad (32)$$

$$i_{sy} = \frac{i_a + 2 \cdot i_b}{\sqrt{3}} \quad (33)$$

Model motoru se počítá v rotujícím souřadném systému, a proto je nutné do něj převést i tyto proudy. Natočení mezi stojícím a rotujícím souřadným systémem je právě ϑ_{re} . Složky vektoru statorového proudu v rotujícím souřadném systému tedy jsou (34, 35):

$$i_{sd} = i_{sx} \cdot \cos \vartheta_{re} + i_{sy} \cdot \sin \vartheta_{re} \quad (34)$$

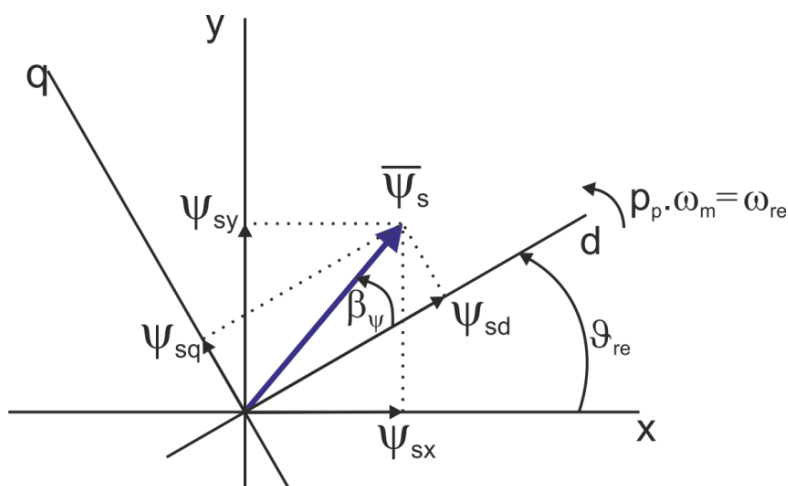
$$i_{sq} = i_{sy} \cdot \cos \vartheta_{re} - i_{sx} \cdot \sin \vartheta_{re} \quad (35)$$

Dalšími veličinami, které je nutné spočítat, jsou složky statorového toku v rotujícím souřadném systému. Protože statorový tok lze psát jako (13), jeho jednotlivé složky potom budou (36, 37). Předpokladem je, že vektor toku permanentních magnetů $\bar{\psi}_{pm}$ leží v ose d.

$$\psi_{sd} = |\bar{\psi}_{pm}| + L_s \cdot i_{sd} \quad (36)$$

$$\psi_{sq} = L_s \cdot i_{sq} \quad (37)$$

Pomocí složek (36, 37) lze určit i zátěžný úhel β_ψ (38), viz také obrázek 6.



Obr. 6: Určení zátěžného úhlu β_ψ .

$$\beta_\psi = \arctg \frac{\psi_{sq}}{\psi_{sd}} \quad (38)$$

Velikost statorového toku potom je (22):

$$|\bar{\psi}_s| = \sqrt{\psi_{sd}^2 + \psi_{sq}^2} \quad (39)$$

Natočení vektoru statorového toku ve stojícím souřadném systému je vyjádřeno dle následující rovnice (40):

$$\vartheta_s = \vartheta_{re} + \beta_\psi \quad (40)$$

Moment motoru lze určit pomocí vztahu (26) pro symetrický magnetický obvod [2].

V této části práce jsou určeny veličiny potřebné pro simulační model motoru (což je model, který představuje vlastní motor v reálném systému) a matematický model motoru (který se využívá pro výpočet potřebných veličin pro regulaci v regulační struktuře DTC). V následující části jsou vyjádřeny veličiny nutné pro porovnání v komparátorech. Těmito veličinami jsou požadovaný moment a statorový tok.

2.4.3 PI regulátor

PI regulátor je v popisovaném algoritmu použit v případě režimu regulace rychlosti. Oproti vektorovému řízení je tedy v popisovaném typu přímého řízení momentu menší počet PI regulátorů. Jeden PI regulátor je využit jako regulátor rychlosti rotoru. Odchylna regulátoru je vyjádřena jako rozdíl vstupní aktuální měřené rychlosti a rychlosti požadované. Výstupem daného regulátoru je požadovaný moment motoru. Obecný popis PI regulátoru v časové oblasti je dán vztahem (41):

$$u(t) = k_{pr} \cdot \varepsilon(t) + \frac{k_{pr}}{T_{ir}} \int \varepsilon(t) dt \quad (41)$$

kde $u(t)$ je výstupní veličina regulátoru (pro tento algoritmus vyjadřuje požadovaný moment M_w), k_{pr} je proporcionalní zesílení regulátoru, $\varepsilon(t)$ je vstupní veličina (regulační odchylna) a T_{ir} je integrační časová konstanta regulátoru.

Pro využití PI regulátoru v mikroprocesorovém regulátoru je nutné jeho analytický zápis opět diskretizovat a použít ve tvaru (42, 43) [10]:

$$u(k) = k_{pr} \cdot \varepsilon(k) + S(k-1) \quad (42)$$

$$S(k) = S(k-1) + \frac{k_{pr}}{T_{ir}} \cdot \varepsilon(k) \cdot \Delta t \quad (43)$$

S rostoucími otáčkami a výkonem klesá napětí ve stejnosměrném meziobvodu U_{dc} , dochází ke zvětšování zátěžného úhlu β_ψ , který nesmí v případě magneticky symetrického rotoru překročit velikost 90° . Regulační strukturou pohonu je zajištěno omezování momentu na

maximální hodnotu M_{max} v obou polaritách, z hlediska omezení zátěžného úhlu a zajištění stability pohonu [11]. V případě, že pohon je provozován v režimu regulace momentu, se PI regulátor rychlosti neuplatní, jak je naznačeno v blokovém schématu (obr. 5) přepínačem P.

2.4.4 Výpočet požadovaného momentu a satorového toku

Velikost požadovaného vektoru satorového toku $|\bar{\psi}_{sw}|$ je vyjádřena ve vztahu (39) a dosazením ze složek vektoru satorového toku (36, 37):

$$|\bar{\psi}_{sw}| = \sqrt{\psi_{sd}^2 + \psi_{sq}^2} \quad (44)$$

Ze vztahu pro požadovaný moment (45) lze vyjádřit složku momentotvorného proudu (46) nutnou pro výpočet velikosti požadovaného satorového toku (47) [12]:

$$M_w = k_p \cdot p_p \cdot |\bar{\psi}_{pm}| \cdot i_{sqw} \quad (45)$$

$$i_{sqw} = \frac{M_w}{k_p \cdot p_p \cdot |\bar{\psi}_{pm}|} \quad (46)$$

$$|\bar{\psi}_{sw}| = \sqrt{|\bar{\psi}_{pm}|^2 + L_s^2 \cdot \left(\frac{M_w}{k_p \cdot p_p \cdot |\bar{\psi}_{pm}|} \right)^2} \quad (47)$$

Tento výpočet je platný pro případ, kdy není nutné motor odbuzovat. PMSM je také možné provozovat v oblasti nad jmenovitými otáčkami, kdy již není možné dále zvyšovat satorové napětí. V tomto režimu stroj není schopný pracovat s nulovou magnetizační složkou prostorového vektoru proudu i_{sd} . Tato složka působí proti magnetickému toku permanentních magnetů, a tak díky ní vytvořený magnetický tok snižuje celkový tok stroje. Efekt odbuzování se vyznačuje poklesem dosažitelného maximálního momentu s rostoucí rychlostí. Pro trakční pohony s PMSM se odbuzování projevuje nejen v oblasti nad jmenovitými otáčkami stroje, ale také v případě poklesu napětí troleje [13]. Nepříjemným aspektem odbuzování je fakt, že v této oblasti výrazně klesá účinnost motoru.

Při zanedbání odporu satoru je velikost požadované satorového toku vyjádřena ze zjednodušené napěťové rovnice motoru v ustáleném stavu (48):

$$|\bar{\psi}_{sw}| = \frac{U_{dc}}{2} \cdot \frac{1}{\omega_{re}} \quad (48)$$

Pro požadovaný tok se potom použije výsledek s menší hodnotou. Vlivem nárůstu tokotvorné složky proudu i_{sd} v oblasti odbuzování dochází k nárůstu celkového proudu satoru. Tento proud je nutné omezit. V režimu odbuzování, kdy roste i tokotvorná složka proudu i_{sd} je vhodné zabezpečit proudové omezení momentotvorné složky proudu i_{sq} tak, aby celkový proud nepřekročil nastavenou mez, která je v tomto případě určena hodnotou jmenovitého

proudu motoru $I_{max} = 30 \text{ A}$. Složky i_{sq} a i_{sd} jsou na sebe kolmé, lze tedy maximální momentotvornou složku proudu vyjádřit pomocí (49):

$$i_{sqmax} = \sqrt{I_{max}^2 - i_{sd}^2} \quad (49)$$

kde hodnota i_{sd} je hodnota tokotvorné složky proudu spočítaná ze změřených proudů.

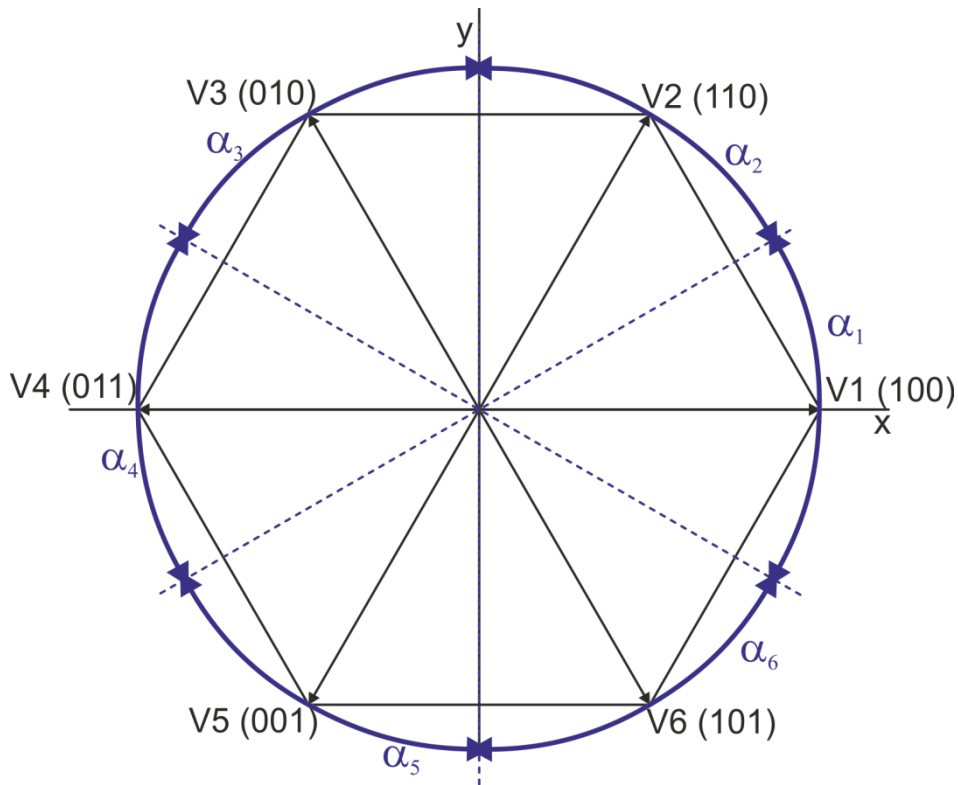
Hodnota i_{sqmax} je poté dosazena do výpočtu maximálního momentu M_{wmax} (dle rovnice 45). Velikost M_{wmax} hodnota je využita jako hodnota maximální pro PI regulátor, jehož výstupem je požadovaný moment. Z předchozích úvah je zřejmé, že bude-li se zvyšujícími otáčkami vzrůstat potřebná složka proudu i_{sd} , bude se snižovat maximální přípustná hodnota momentotvorné složky i_{sqmax} . S touto hodnotou se bude snižovat i hodnota maximálního momentu pro dané otáčky v režimu odbuzování.

2.4.5 Komparátory toku a momentu

Základní myšlenkou přímého řízení momentu je výběr vhodného vektoru napětí za účelem simultánního řízení toku a momentu. Tento vektor je vybrán na základě výstupů komparátorů toku a momentu. Vypočtené hodnoty toku a momentu jsou porovnávány se svými referenčními hodnotami v komparátorech. V každé ze 6 oblastí je na základě výsledků komparace nutné moment a tok snížit nebo zvýšit - hodnoty dM nebo $d\psi$. Hystereze je zavedena z důvodu, aby se zamezilo kmitání výstupu komparátorů v případě, že se rozdíl požadované a vypočtené hodnoty pohybuje kolem nuly. Šířka hystereze ovlivňuje přesnost regulace – s jakou přesností se pohybuje výstupní veličina kolem požadované – a také velikost spínací frekvence (čím menší hystereze, tím vyšší spínací frekvence).

2.4.6 Výběr vhodného výstupního vektoru napětí

Požadovaná kruhová trajektorie statorového toku je rozdělena do šesti symetrických sektorů, které odpovídají počtu aktivních vektorů třífázového střídače, viz obr. 7. Vektory V1 – V6 zde tvoří šest pravidelných sektorů po šedesáti stupních, čísla v závorce představují příslušnou spínací kombinaci střídače (1 – sepnut horní prvek v příslušné fázi, 0 – sepnut spodní prvek). Napěťový střídač umožňuje vytvoření dalších dvou nulových vektorů. Vektory jsou dány různými spínacími kombinacemi prvků měniče (a tím i různými fázovými napětími). Sektory pro rozlišení polohy statorového toku ($\alpha_1 - \alpha_6$) jsou oproti vektorům měniče posunuty o 30° . Na základě výstupů komparátorů toku a momentu (mohou nabývat hodnot -1 nebo 1 v případě požadavku na zvýšení nebo snížení momentu resp. toku) je ze spínací tabulky 1 vybrán vhodný vektor napětí. Detailní popis lze najít např. ve [12].



Obr. 7: Základní vektory střídače a rozdělení sektorů.

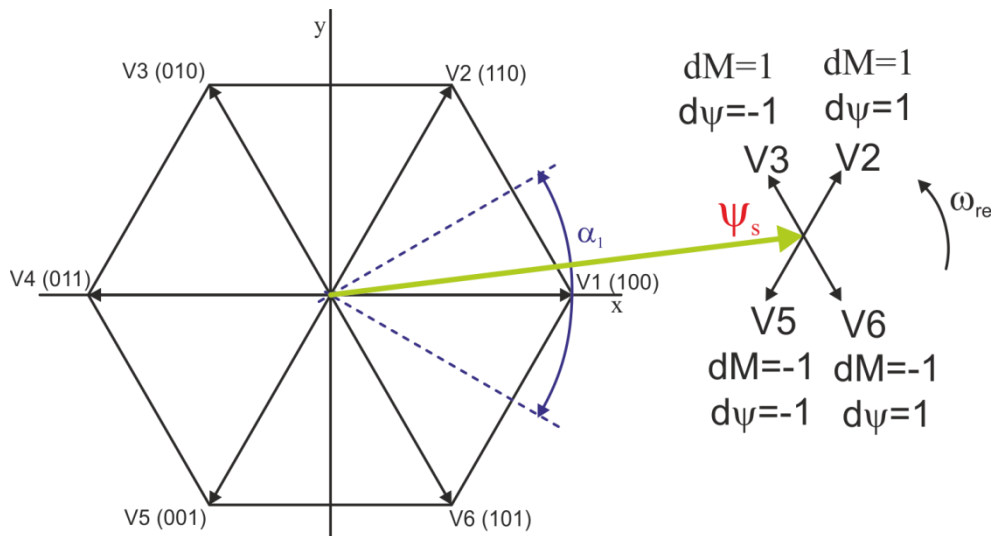
Následující tabulka 1 znázorňuje vhodné vektory napětí. Ukazateli do spínací tabulky jsou výstupy regulátorů společně s informací o aktuální poloze vektoru statorového toku α . V podstatě není nutné znát přesnou polohu vektoru statorového toku, stačí znát sektor, ve kterém se daný vektor nachází.

Tabulka 1: Výběr vhodného výstupního vektoru napětí

dM	$d\psi$	Sektor					
		α_1	α_2	α_3	α_4	α_5	α_6
1	1	V2	V3	V4	V5	V6	V1
	-1	V3	V4	V5	V6	V1	V2
-1	1	V6	V1	V2	V3	V4	V5
	-1	V5	V6	V1	V2	V3	V4

Na obr. 8 je principiálně znázorněn výběr vhodného vektoru napětí v závislosti na výstupech komparátorů v případě, že se vektor statorového toku nachází v sektoru α_1 . Jsou zde znázorněny všechny čtyři možnosti, které mohou v případě použití výše uvedených komparátorů nastat – např. v případě požadavku na zvýšení toku i momentu ($dM = 1$, $d\psi =$

1) dojde v sektoru α_1 na základě logiky k výběru vektoru V2, podobně se postupuje pro ostatní kombinace požadavků.



Obr. 8: Výběr vektoru na základě výsledků komparace.

2.4.7 Problematika vkládání nulových vektorů

Použitím tabulky o šesti aktivních vektorech (tabulka 1) je statorový tok udržován neustále v pohybu. Tento systém vkládání šesti aktivních vektorů vede na vyšší spínací frekvenci, která se projevuje zejména v oblasti nízkých otáček motoru. Snížení spínací frekvence je dosaženo vkládáním nulových vektorů místo vektorů aktivních v okamžicích, kdy přichází z komparátoru momentu požadavek na snížení momentu, tzn. když $dM = -1$ při kladném směru otáčení (proti směru hodinových ručiček) $\omega_{re} \geq 0$, anebo když $dM = 1$ při záporném směru otáčení $\omega_{re} < 0$.

Dále je nutné rozlišit, zda je nutné spínat prvky spodní – vektor V0 = (000) nebo vrchní – vektor V7 = (111). Rozlišení je realizováno v závislosti na požadavku z komparátoru toku $d\psi$ a na sektoru, ve kterém se nachází vektor statorového toku. Tento předpis je možné chápat tak, že záleží na tom, s jakým aktivním vektorem se nulový vektor bude střídát. Například v sektoru α_1 při hodnotě $d\psi = -1$ je sepnut vektor (000), který se střídá s aktivním vektorem V3 = (010) a při hodnotě $d\psi = 1$ je sepnut vektor (111), který se střídá s aktivním vektorem V2 = (110). Podobná analýza je provedena ve všech sektorech, z čehož lze následně odvodit tabulku 2, oproti tabulce uváděné v [5], jsou některé spínací stavy redukovány, čímž je zamezeno možným nežádoucím poklesům magnetického toku stroje v některých stavech (např. pokud by byl požadavek $dM = -1$ a $d\psi = 1$, tak je stále sepnut nulový vektor, dokud moment neklesne na příslušnou hodnotu, ale tok ve stroji vlivem nulového vektoru nemůže narůstat).

Tabulka 2: Výběr vhodného nulového vektoru napětí

Sektor		α_1	α_2	α_3	α_4	α_5	α_6
$\omega_{re} \geq 0$ $dM = -1$	$d\psi = -1$	V0	V7	V0	V7	V0	V7
$\omega_{re} < 0$ $dM = 1$	$d\psi = -1$	V0	V7	V0	V7	V0	V7

Způsob řízení momentu za pomoci vkládání nulových vektorů, které snižují spínací frekvenci je vhodný pro oblast vyšších otáček. V oblasti nižších otáček (v řádu jednotek Hz) je nutné aplikovat metodu přímého řízení momentu spínáním šesti aktivních vektorů (bez vektorů nulových).

3 Simulační model pohonu v plovoucí řádové čárce

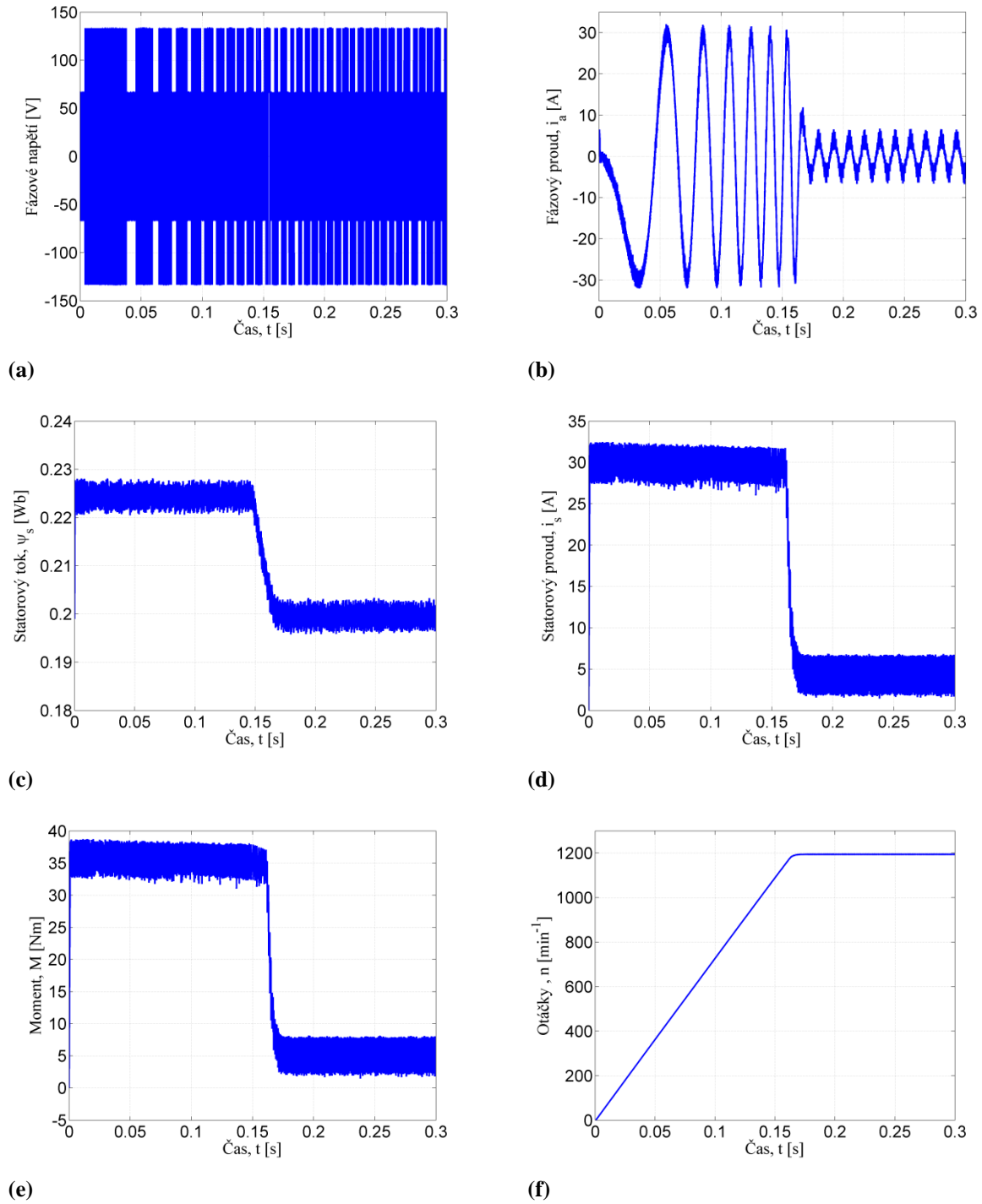
Pro ověření základní funkce navrženého algoritmu je vyvinut simulační model pohonu v plovoucí řádové čárce. Tento model je vyvinut v jazyce C, aby byl následně možný relativně snadný převod potřebných bloků řízení do formátu pevné řádové čárky, čímž bude algoritmus připravený pro následnou implementaci do mikroprocesorového regulátoru a ověření na laboratorním pohonu. Simulace je provedena se synchronním strojem s povrchovými permanentními magnety, jehož parametry jsou uvedeny v tabulce 3. Při simulaci je použito několik zjednodušujících předpokladů – tranzistory střídače jsou uvažovány jako ideální spínače, na vstupu měniče je zdroj konstantního napětí, nejsou uvažovány nelinearity v obvodu (motoru) a případné rušení, které se objevuje v reálných systémech.

Tabulka 3: Parametry motoru použitého v simulačním modelu

$R_s = 0,28 \Omega$
$L_s = 0,003465 H$
$J = 0,04 kg \cdot m^2$
$p_p = 4$
$\psi_{pm} = 0,1989 Wb$
$I_n = 30 A$
$M_n = 48 Nm$

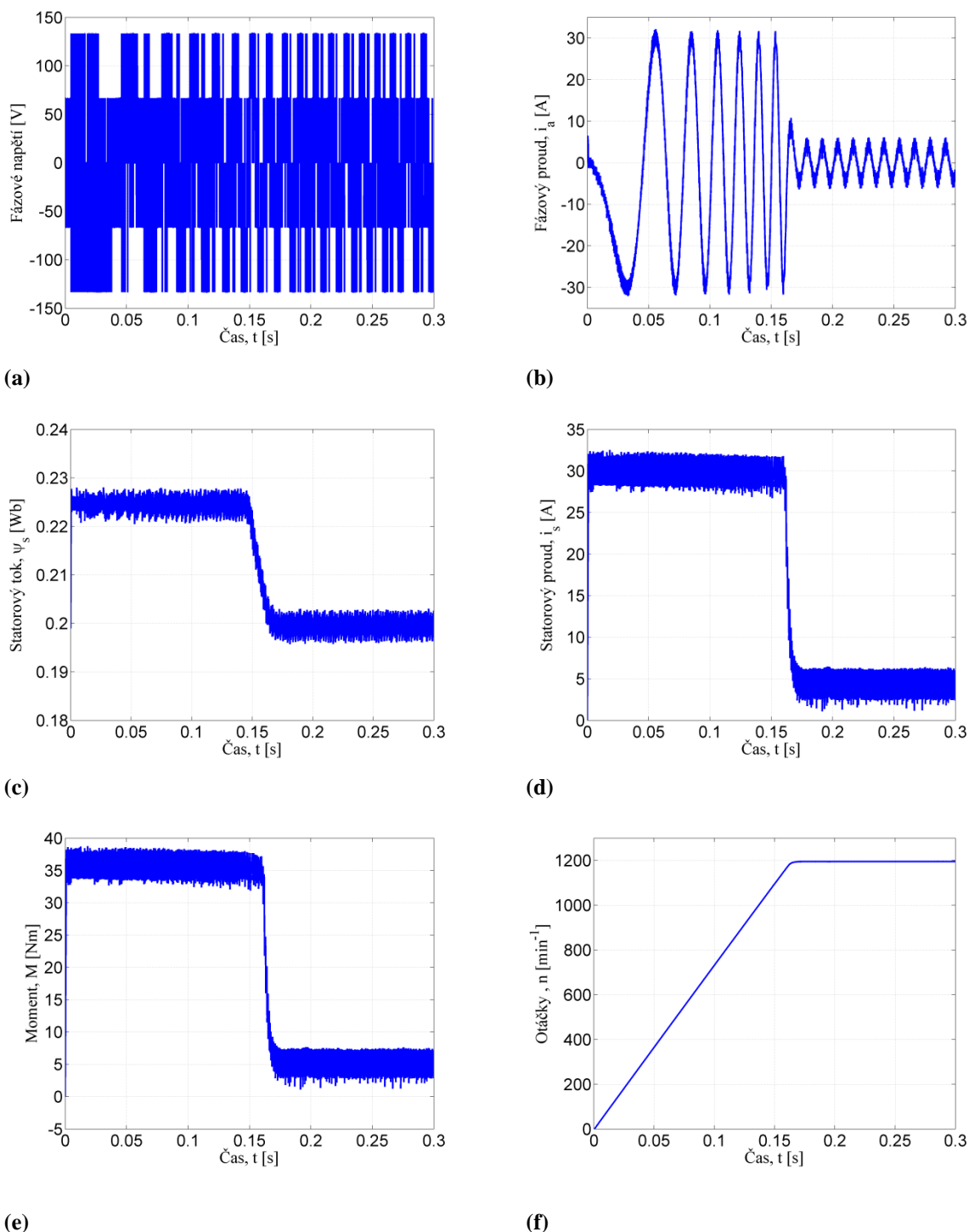
3.1 Provoz pohonu v režimu regulace rychlosti

Chování pohonu při rozběhu je naznačeno na obr. 9. Zvolené napětí ve stejnosměrném meziobvodu je konstantní $U_{dc} = 200 V$. Pohon je provozován v režimu regulace otáček. Požadované mechanické otáčky jsou $n^* = 1200 min^{-1}$. Hodnoty PI regulátoru jsou nastaveny následovně: proporcionální zesílení $k_{pr} = 20$, integrační časová konstanta $T_{ir} = 0,04 s$. Omezení maximálního momentu $M_{max} = 35 Nm$. Vzorkovací perioda algoritmu DTC je nastavena na $25 \mu s$, rychlost je vyhodnocována s periodou $1 ms$. Hystereze momentu je nastaveno na velikost $\Delta M = 2 Nm$, hystereze toku je $\Delta \psi = 0,001 Wb$. Pohon je provozován se zátěžným momentem $M_z = 5 Nm$. V tomto případě je použito přímé řízení momentu bez vkládání nulových vektorů, což vede na průměrnou spínací frekvenci $f_{spínací} = 6700 Hz$.



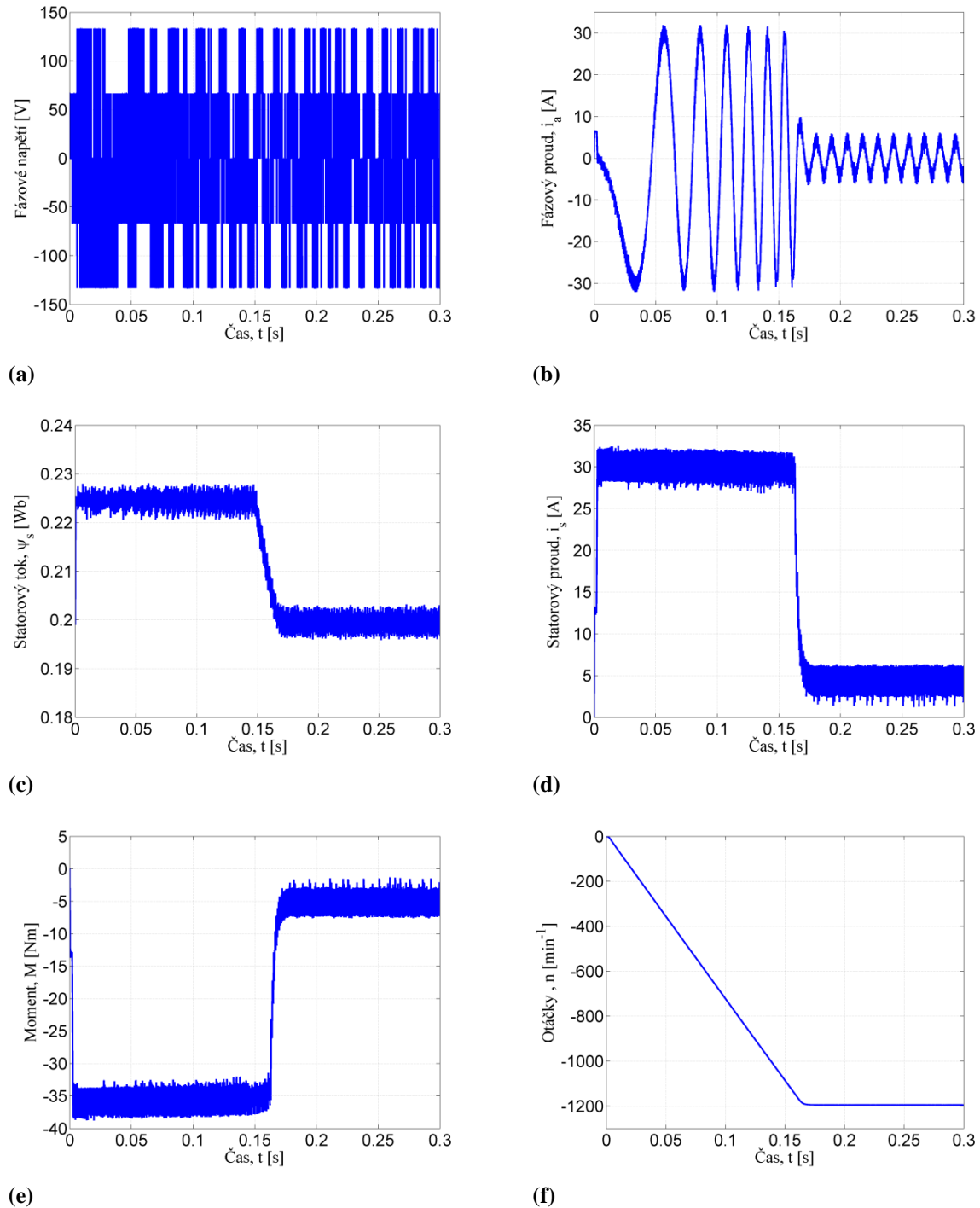
Obr. 9: Chování pohonu při rozběhu na $n = 1200 \text{ min}^{-1}$, $U_{dc}=200 \text{ V}$, $M_z=5 \text{ Nm}$, spínání bez nulových vektorů: (a) fázové napětí zátěže, (b) fázový proud, (c) velikost vektoru statorového toku, (d) velikost vektoru statorového proudu, (e) moment motoru, (f) otáčky motoru.

Následující obrázky (obr. 10) zobrazují obdobný rozběh motoru na $n^* = 1200 \text{ min}^{-1}$. V tomto případě je však použito spínání s nulovými vektory. Průměrná spínací frekvence klesla na $f_{\text{spínací}} = 4900 \text{ Hz}$.



Obr. 10: Chování pohonu při rozběhu na $n = 1200 \text{ min}^{-1}$, $U_{\text{dc}}=200 \text{ V}$, $M_z=5 \text{ Nm}$, spínání s nulovými vektory: (a) fázové napětí zátěže, (b) fázový proud, (c) velikost vektoru statorového toku, (d) velikost vektoru statorového proud, (e) moment motoru, (f) otáčky motoru.

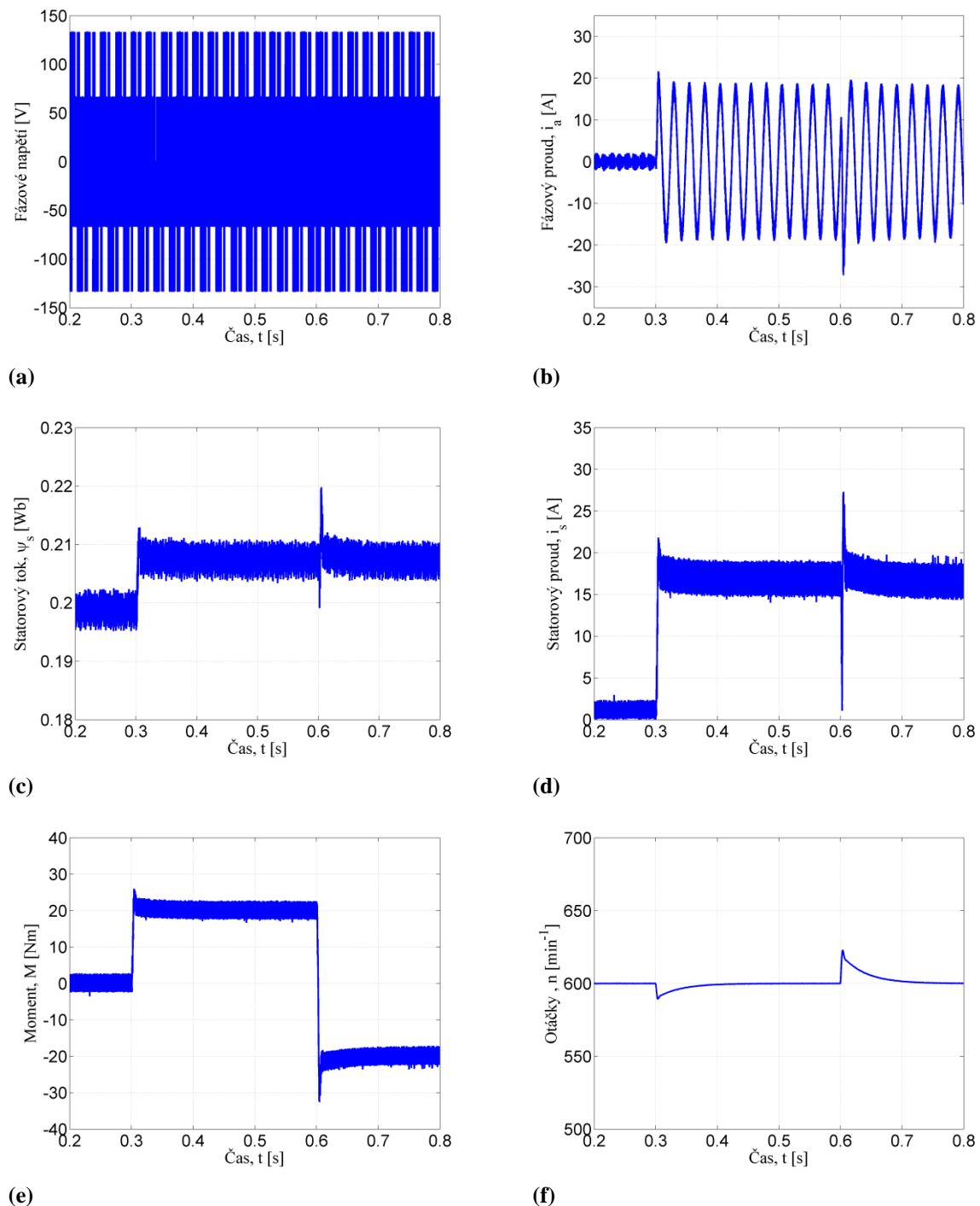
Pro simulaci uvedenou na obr. 11 jsou použity stejné parametry jako v předchozích simulacích (obr. 10). Rozdílnými parametry jsou požadované otáčky $n^* = -1200 \text{ min}^{-1}$ - rozběh motoru je realizován na druhou stranu a zátěžný moment $M_z = -5 \text{ Nm}$. Pro tuto simulaci je vybráno řízení se spínáním nulových vektorů, které vede na průměrnou spínací frekvenci $f_{\text{spínací}} = 4900 \text{ Hz}$.



Obr. 11: Chování pohonu při rozběhu na $n = -1200 \text{ min}^{-1}$, $U_{\text{dc}}=200 \text{ V}$, $M_z=-5 \text{ Nm}$, spínání s nulovými vektory: (a) fázové napětí zátěže, (b) fázový proud, (c) velikost vektoru statorového toku, (d) velikost vektoru statorového proud, (e) moment motoru, (f) otáčky motoru.

3.2 Skoková změna zátěžného momentu

Na obr. 12 je možné vidět chování pohonu při skokové změně zátěžného momentu M_z v režimu regulace rychlosti.



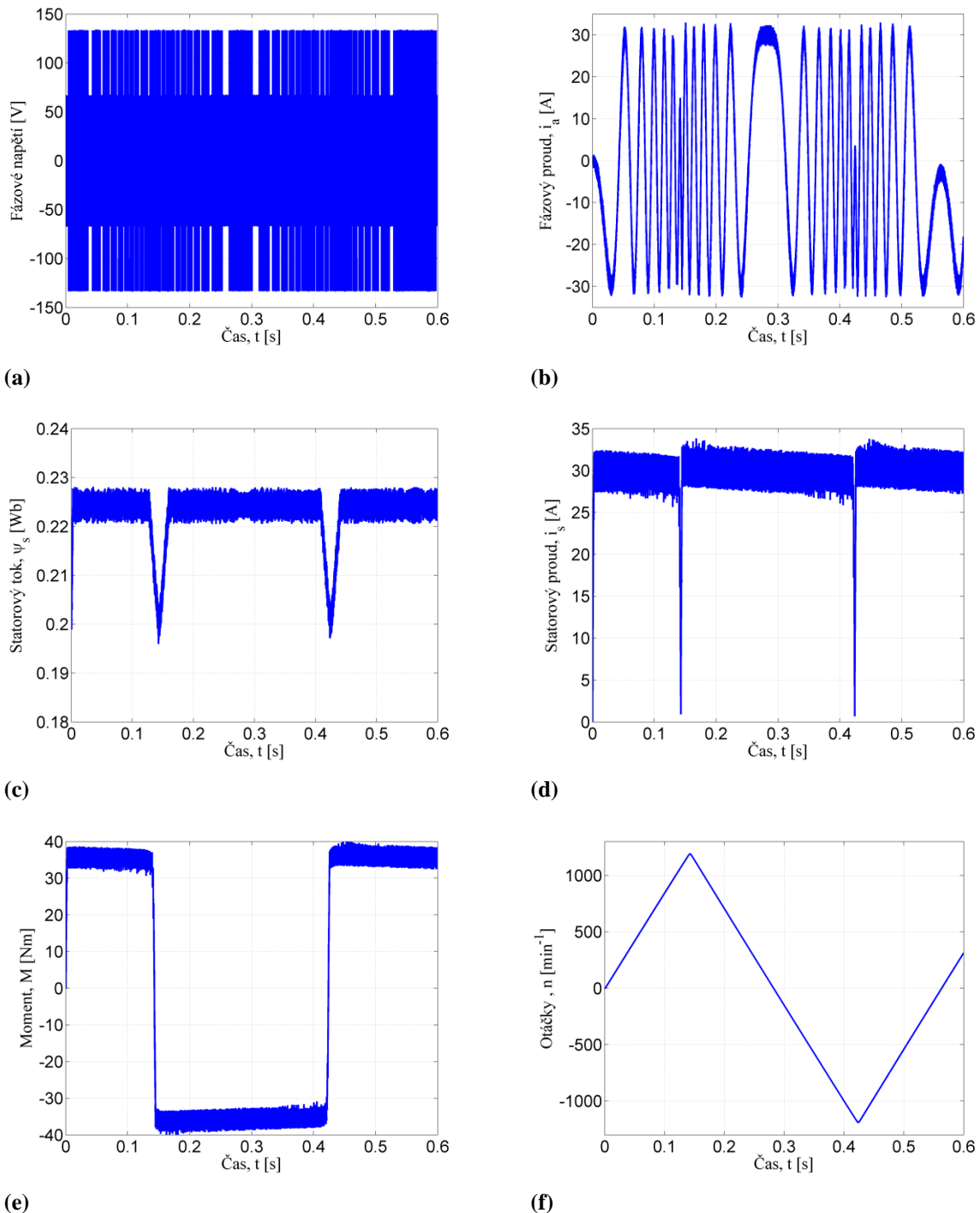
Obr. 12: Chování pohonu při skokové změně zátěžného momentu $n = 600 \text{ min}^{-1}$, $U_{dc}=200 \text{ V}$, $M_z=\pm 20 \text{ Nm}$, spínání s nulovými vektory: (a) fázové napětí zátěže, (b) fázový proud, (c) velikost vektoru statorového toku, (d) velikost vektoru statorového proud, (e) moment motoru, (f) otáčky motoru.

Zvolené napětí ve stejnosměrném meziobvodu je konstantní $U_{dc} = 200 \text{ V}$. Pohon je provozován v režimu regulace otáček. Požadované mechanické otáčky jsou $n^* = 600 \text{ min}^{-1}$.

Hodnoty PI regulátoru jsou nastaveny následovně: proporcionální zesílení $k_{pr} = 20$, integrační časová konstanta $T_{ir} = 0,04$ s. Omezení maximálního momentu $M_{max} = 35$ Nm. Vzorkovací perioda algoritmu DTC je nastavena na $25 \mu s$, rychlost je vyhodnocena s periodou 1 ms. Hystereze momentu je nastavena na velikost $\Delta M = 2$ Nm, hystereze toku je $\Delta \psi = 0,001$ Wb. V čase $t = 0,3$ s dojde ke skokové změně zátěžného momentu na $M_z = 20$ Nm. V čase $t = 0,6$ s dojde ke skokové změně zátěžného momentu na $M_z = -20$ Nm. Z obrázků je vidět, že pohon má velmi dobré dynamické vlastnosti, při takové skokové změně zátěže dochází k výchylce rychlosti zhruba 3%, k ustálení na správné rychlosti dojde za $0,1$ s.

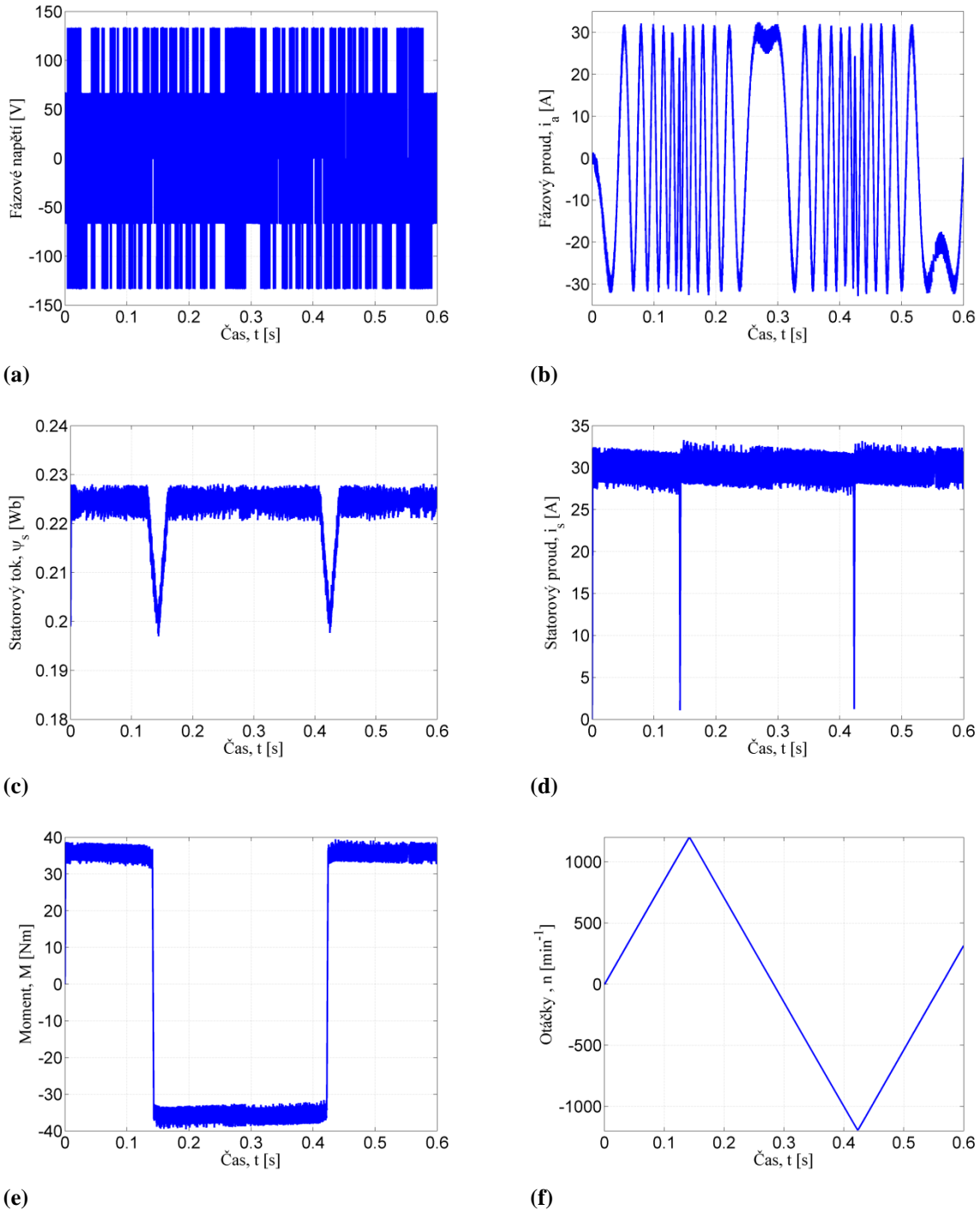
3.3 Reverzace otáček

Na následujících obrázcích 13 je znázorněna simulace reverzace pohonu v rozmezí otáček $n^* = \pm 1200 \text{ min}^{-1}$. Požadovaná rychlost není zadávána skokem, ale po rampě (140 Hz/s). Pro daný režim platí stejné parametry jako v simulacích výše (obr. 9). Je zde opět použit algoritmus bez spínání nulových vektorů, který vede na průměrnou spínací frekvenci $f_{spínací} = 7700 \text{ Hz}$.



Obr. 13: Chování pohonu při reverzaci otáček $n = \pm 1200 \text{ min}^{-1}$, $U_{dc}=200 \text{ V}$, $M_z = 0 \text{ Nm}$, regulace bez nulových vektorů: (a) fázové napětí zátěže, (b) fázový proud, (c) velikost vektoru statorového toku, (d) velikost vektoru statorového proud, (e) moment motoru, (f) otáčky motoru.

Stejná simulace reverzace otáček je provedena i na následujících obrázcích 14. Zde je použito řízení se spínáním nulových vektorů, které snížilo průměrnou hodnotu spínací frekvence $f_{spínací} = 4800 \text{ Hz}$.

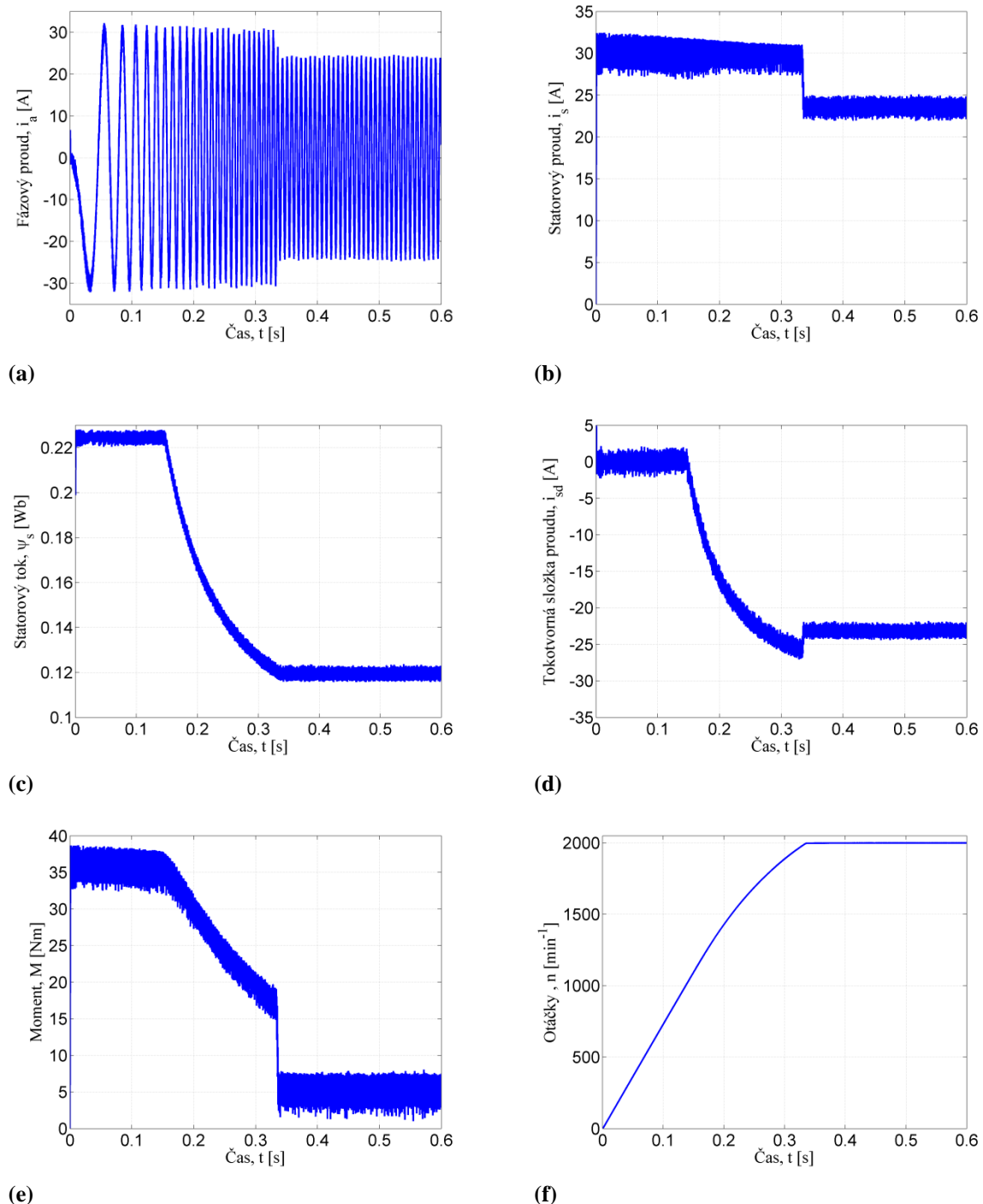


Obr. 14: Chování pohonu při reverzaci otáček $n = \pm 1200 \text{ min}^{-1}$, $U_{dc}=200 \text{ V}$, $M_z = 0 \text{ Nm}$, regulace s nulovými vektory: (a) fázové napětí zátěže, (b) fázový proud, (c) velikost vektoru statorového toku, (d) velikost vektoru statorového proud, (e) moment motoru, (f) otáčky motoru.

Z uvedených simulací je zřejmé, že použití nulových vektorů vede na nižší spínací frekvence, proto je toto řízení použito i pro další simulace chování pohonu.

3.4 Rozběh motoru – oblast odbuzování

V případě odbuzování klesá velikost statorového toku až pod úroveň velikosti toku permanentních magnetů (viz kapitola 2.4.4). Na obrázcích je vidět, že dochází k většímu rozkmitu momentu i proudů v určitých oblastech provozu pohonu.



Obr. 15: Chování pohonu při odbuzování na $n = 1800 \text{ min}^{-1}$, $U_{dc}=200 \text{ V}$, $M_z = 5 \text{ Nm}$, regulace s nulovými vektory: (a) fázový proud, (b) velikost vektoru statorového proudu, (c) velikost vektoru statorového toku, (d) velikost tokotvorná složka proudu, (e) moment motoru, (f) otáčky motoru.

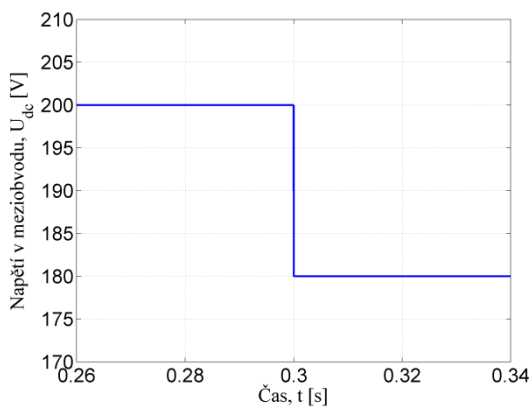
Děj odbuzování nastává v čase okolo $t \cong 0,15 \text{ s}$, což je dobře vidět z obr. 15c, velikost statorového toku začíná klesat, tokotvorná složka proudu i_{sd} (obr. 15d) klesá do záporných

hodnot. Velikost statorového proudu je omezena na 30 A , z čehož vyplývá, že od určitého okamžiku ($t \cong 0,19\text{ s}$) musí klesat momentotvorná složka proudu i_{sq} , a tím i maximální moment (pro zachování podmínky maximálního statorového proudu $|\bar{i}_s| \leq I_{max}$). Tento jev je zřejmý i na průběhu rychlosti. Ve vyšších otáčkách se snižuje strmost nárůstu rychlosti.

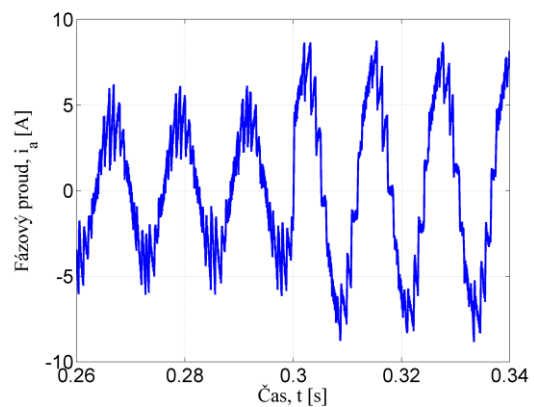
Pro dané výsledky simulace je zvolen algoritmus s nulovými vektory, požadované otáčky jsou $n^* = 2000\text{ min}^{-1}$.

3.5 Odezva pohonu na skokovou změnu U_{dc}

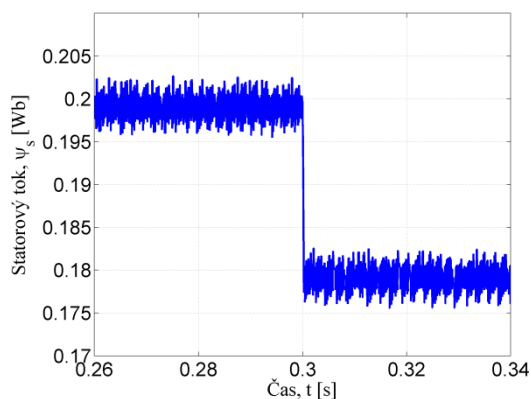
Na obr. 16 jsou zobrazeny vybrané veličiny při skokové změně napětí ve stejnosměrném meziobvodu z $U_{dc} = 200\text{ V}$ na $U_{dc} = 180\text{ V}$ při konstantních otáčkách $n^* = 1200\text{ min}^{-1}$. V tomto případě je v čase $t = 0,3\text{ s}$ sníženo napětí. Při poklesu napájecího napětí dojde k rychlému odbuzení stroje jak je možné vidět z obr. 16c. Na obr. 16f je možné si všimnout, že nedojde k téměř žádnému vychýlení rychlosti stroje, regulační algoritmus reaguje na změnu napájecího napětí téměř okamžitě.



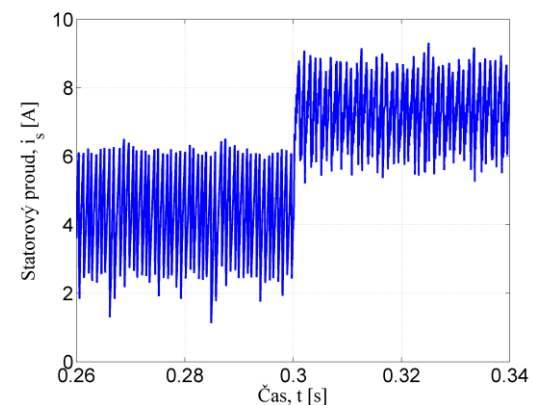
(a)



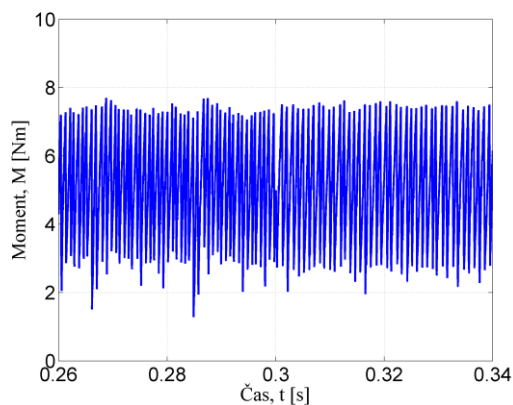
(b)



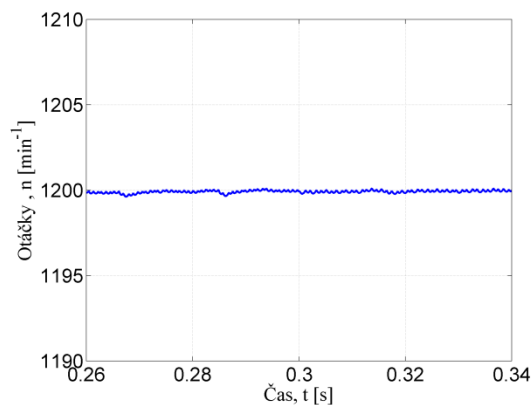
(c)



(d)



(e)

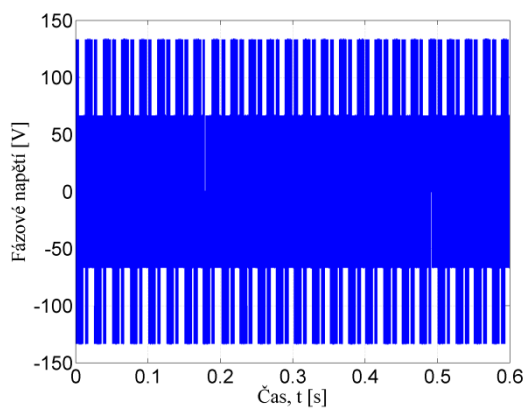


(f)

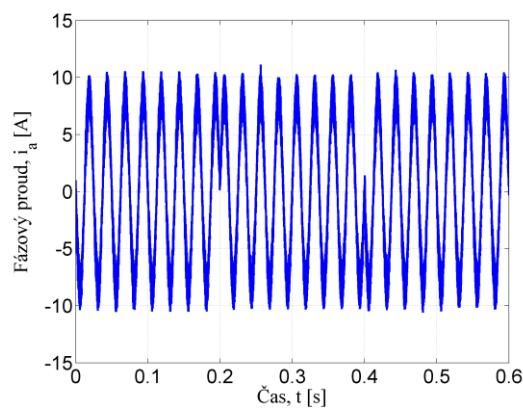
Obr. 16: Chování pohonu při skokové změně U_{dc} , $n = 1200 \text{ min}^{-1}$, $U_{dc}=200/180 \text{ V}$, $M_z = 5 \text{ Nm}$, regulace s nulovými vektory: (a) napětí v meziobvodu, (b) fázový proud, (c) velikost vektoru statorového toku, (d) velikost vektoru statorového proudu, (e) moment motoru, (f) otáčky motoru.

3.6 Provoz pohonu v režimu regulace momentu

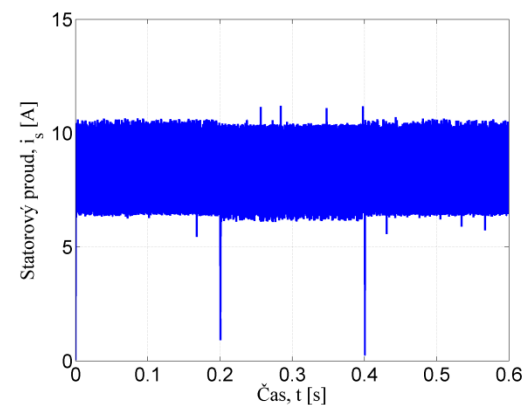
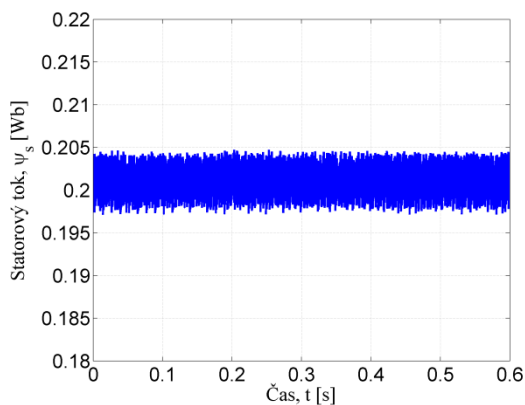
Na následujících obrázcích je možné vidět chování pohonu při skokové změně požadovaného momentu M_w . Zvolené napětí ve stejnosměrném meziobvodu je konstantní $U_{dc} = 200 \text{ V}$. Pohon je provozován v režimu regulace momentu při otáčkách $n = 600 \text{ min}^{-1}$. Vzorkovací perioda algoritmu DTC je nastavena na $25 \mu\text{s}$, rychlost je vyhodnocena s periodou 1 ms .



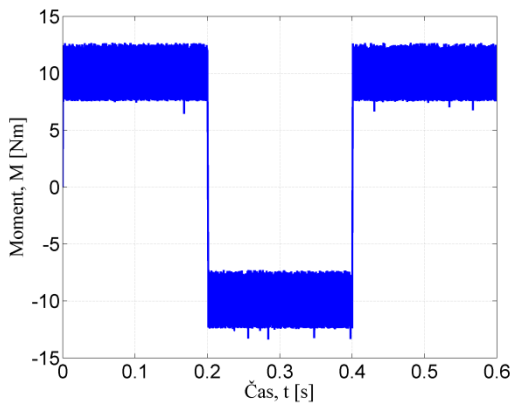
(a)



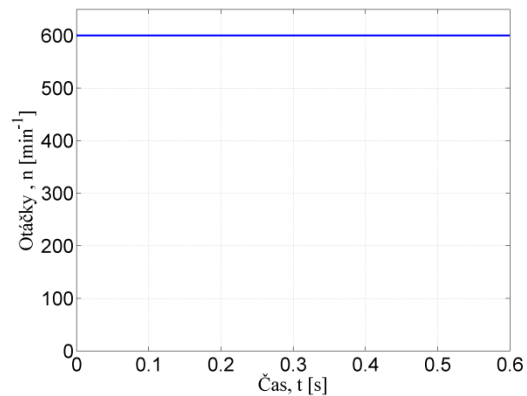
(b)



(c)



(d)



(e)

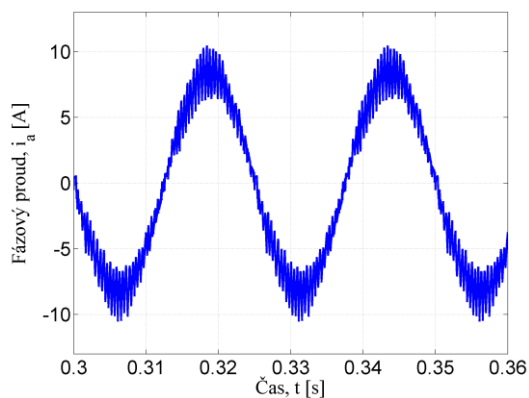
(f)

Obr. 17: Chování pohonu při skokové změně požadovaného momentu v režimu regulace momentu. $U_{dc}=200V$, $M_w = \pm 10 Nm$, $n = 600 min^{-1}$ - regulace s nulovými vektory: (a) fázové napětí zátěže, (b) fázový proud, (c) velikost vektoru statorového toku, (d) velikost vektoru statorového proudu, (e) moment motoru, (f) otáčky motoru.

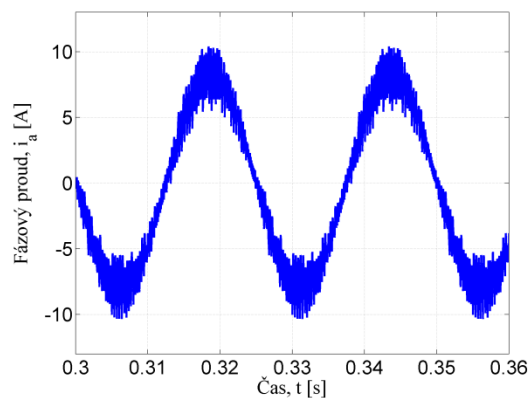
Hystereze momentu je nastavena na velikost $\Delta M = 2 Nm$, hystereze toku je $\Delta\psi = 0,001 Wb$. V čase $t = 0,2 s$ je skokově změněn požadovaný moment na $M_w = -10 Nm$. V čase $t = 0,4 s$ je požadovaný moment opět změněn, tentokrát na hodnotu $M_w = 10 Nm$.

3.7 Porovnání algoritmů bez/s vkládáním nulových vektorů

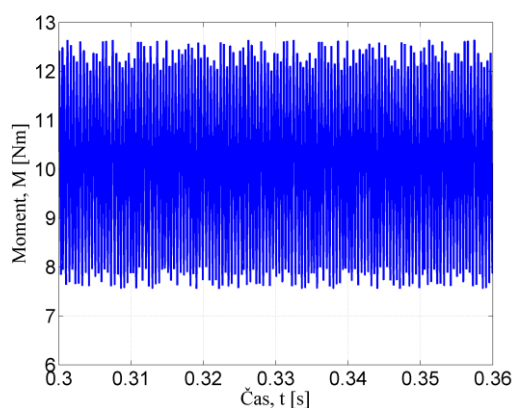
Na následujících obrázcích jsou porovnány dva různé algoritmy DTC (s nulovými vektory/bez nulových vektorů) při konstantních otáčkách $n = 600 min^{-1}$ a konstantním momentu $M_w = 10 Nm$ v režimu regulace momentu. Zvolené napětí ve stejnosměrném meziobvodu je konstantní $U_{dc} = 200 V$. Hystereze momentu je nastavena na velikost $\Delta M = 2 Nm$, hystereze toku je $\Delta\psi = 0,001 Wb$. V první řadě je nutné si všimnout rozdílné průměrné spínací frekvence, která je v případě regulace se spínáním nulových vektorů $f_{spínací} = 4600 Hz$, zatímco v případě regulace bez nulových vektorů je průměrná spínací frekvence vyšší $f_{spínací} = 8600 Hz$. Z vykreslených obrázků je také patrné menší zvlnění fázového proudu i_a , momentu M i vektoru statorového toku $|\bar{\psi}_s|$ v případě použití řízení s nulovými vektory viz obr. 18.



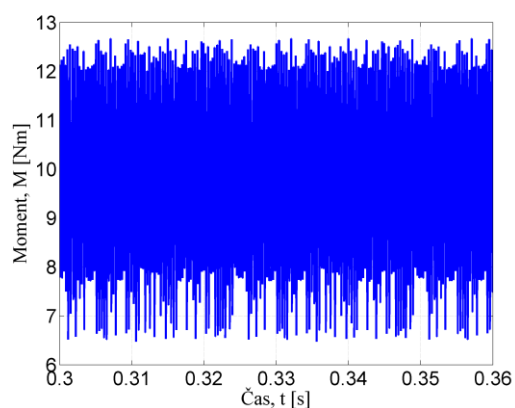
(a)



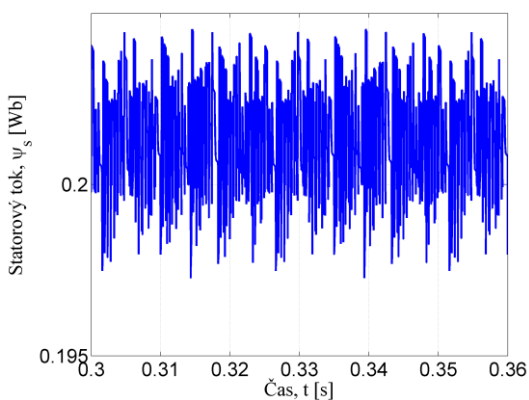
(b)



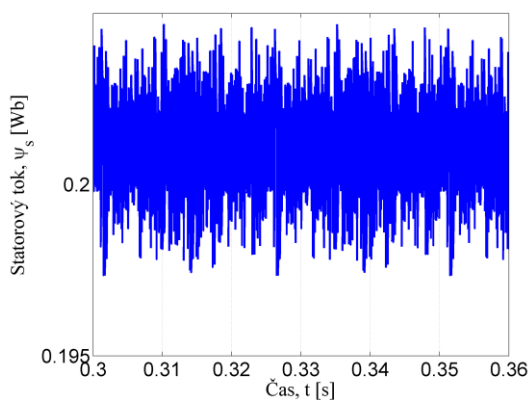
(c)



(d)



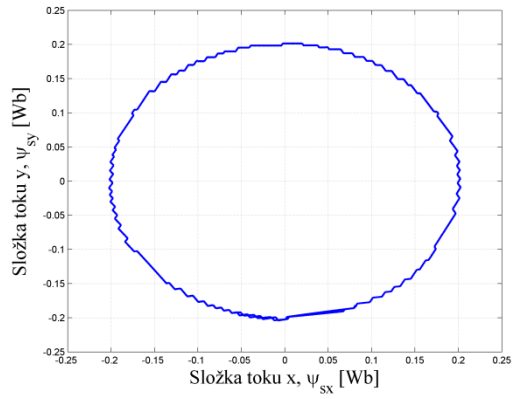
(e)



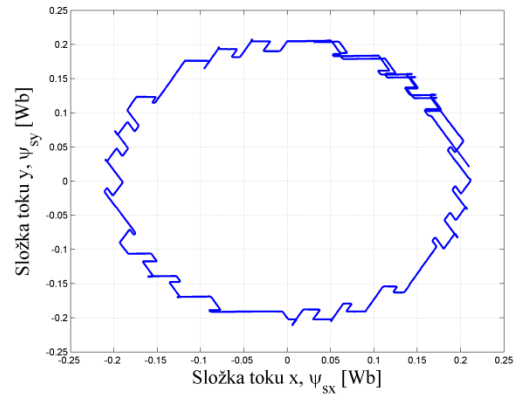
(f)

Obr. 18: Chování pohonu v ustáleném stavu v režimu regulace momentu – porovnání regulace se spínáním nulových vektorů a bez nulových vektorů. $U_{ac}=200V$, $M_w = 10 \text{ Nm}$, $n = 600 \text{ min}^{-1}$ - regulace s nulovými vektory: (a) fázový proud – spínání nulových vektorů, (b) fázový proud – bez nulových vektorů, (c) moment motoru – spínání nulových vektorů, (d) moment motoru – bez nulových vektorů, (e) velikost vektoru statorového toku – spínání nulových vektorů, (f) velikost vektoru statorového toku – bez nulových vektorů.

Je zřejmé, že dochází ke snížení průměrné spínací frekvence při využití spínání s nulovými vektory. Další snížení spínací frekvence lze dosáhnout např. změnou (zvětšením) hystereze pro komparátory toku a momentu. Průběhy statorového toku při konstantní hysterezi momentu a různých hysterezích regulátoru toku je vidět z obr. 19.



(a)



(b)

Obr. 19: Průběhy statorového toku při konstantní hysterzezi momentu $\Delta M = 2$ a při dvou různých hysterezích toku. (a) průběh statorového toku pro hysterzezi toku $\Delta\psi=0,001$ Wb, $f_{spínací} = 4600$ Hz , (b) průběh statorového toku pro hysterzezi toku $\Delta\psi=0,01$ Wb, $f_{spínací} = 3100$ Hz.

4 Převod algoritmu do formátu pevné řádové čárky

V této části práce je provedena úprava algoritmu pro mikroprocesorový regulátor pracující v pevné řádové čárce. Algoritmus v pevné řádové čárce může přinést jisté problémy při konverzi, ale je potom řádově rychlejší a paměťově méně náročný než stejný algoritmus v plovoucí řádové čárce. Je nutné poznamenat, že se na trhu objevují digitální signálové procesory (kontroléry), které již mají podporu aritmetiky v plovoucí řádové čárce. Dá se předpokládat, že v budoucnu budou procesory s pevnou řádovou čárkou vytlačeny (zejména z oblastí s náročnými výpočetními algoritmy). V této kapitole jsou představeny základy aritmetiky ve formátu pevné řádové čárky a převod zásadních veličin použitých ve vyvíjeném algoritmu řízení do celočíselného formátu.

4.1 Aritmetika pevné řádové čárky

Čísla v pevné řádové čárce se používají pro speciální účely. Čísla jsou ve vybraném procesoru TMS320F2812 reprezentována jako 16 bitová. Jeden bit může být znaménkový, zbývajících 15 bitů je potom určeno pro reprezentaci čísla.

V teorii pevné řádové je třeba rozdělit datové bity na dvě části: na část reprezentující celočíselnou část čísla a na část reprezentující desetinnou část čísla. Při práci ve formátu pevné řádové čárky v procesoru je nutné dosáhnout zobrazení dané veličiny z intervalu reálných čísel $(-a; a)$ na intervalu celočíselném $(-32768; 32767)$ [4].

4.1.1 Zobrazování čísel

Ve většině aplikací je třeba rozlišit kladná a záporná čísla, a proto je na místě nejvýznamnějšího bitu tzv. znaménkový bit. Je možné také rozlišovat pouze kladná čísla, v tomto případě by např. pomocí 16 bitového čísla bylo možné zobrazit $2^{16} = 65536$ hodnot.

Existuje několik druhů kódování celých čísel: přímý kód, inverzní kód, dvojkový doplněk. Podrobněji viz [4]. Dvojkový doplněk je nejčastější způsob kódování. Záporná čísla dostaneme invertováním kladného a přičtením jedničky. Jeho výhodou je pouze jedna reprezentace pro nulu, rozsah čísel je ale v tomto případě asymetrický: $-2^{M-1} \dots 2^{M-1} - 1$, kde M představuje počet bitů.

V této diplomové práci je nutné provádět aritmetické operace s čísly v pevné řádové čárce. Proto jsou zde představeny postupy při sčítání a násobení dvou čísel v pevné řádové čárce.

Sčítat lze pouze čísla ve stejném datovém formátu (čísla se stejným počtem bitů reprezentující desetinnou část). Sčítání dvou čísel ve formátu $Qx.y$:

$$Qx.y \pm Qx.y = Q(x + 1).y \quad (50)$$

Je zřejmé, že součet dvou M-bitových čísel vyžaduje (M+1) bitů pro reprezentaci výsledku. Pro operaci násobení lze naopak použít čísla v libovolném datovém formátu. Operace násobení dvou čísel ve formátu Qx1.y1:

$$Qx1.y1 \cdot Qx1.y1 = Q(x1 + x1).(y1 + y1) \quad (51)$$

Z rovnice je zřejmé, že pro násobení dvou M-bitových čísel je třeba 2·M bitů pro reprezentaci výsledku. Navíc je nutno výsledek vydělit takovým násobičem, aby bylo dosaženo požadovaného formátu výsledku [4].

4.1.2 Normování

Při tvorbě algoritmu je použito normování daných veličin. Znormování obecné veličiny X je nejprve třeba zvolit referenční (vztažné hodnoty) X_{ref} . Tato hodnota zajišťuje zamezení přetečení. Dále je nutno zavést pojem tzv. poměrné hodnoty:

$$X_{\%} = \frac{X}{X_{ref}} \quad (52)$$

Následně je nutné vybrat vhodný datový formát $Qx.y$ a definovat násobič k . Pro tuto práci jsou vybrány formáty Q0.15, Q1.14, Q2.13, Q8.7 a k nim odpovídající násobiče, kterými jsou $k = 2^{15}, 2^{14}, 2^{13}, 2^7$. Dá se odvodit, že čím větší se využije násobič, tím větší část bitového rozsahu čísla je využito pro desetinnou část, a tím je i větší přesnost reprezentovaného čísla. Dále následuje vlastní převod do pevné řádové čárky:

$$X_f = k \cdot X_{\%} \quad (53)$$

kde X_f je reprezentace čísla v pevné řádové čárce a k je vhodně zvolený násobič (scaling factor).

4.2 Převod do pevné řádové čárky

Pro přenesení algoritmu do pevné řádové čárky musely být znormovány proudy, napětí, úhlová rychlost, zátěžný úhel, úhel natočení rotoru, moment, a další veličiny nutné pro výpočet v pevné řádové čárce tak, aby bylo dosaženo co největší přesnosti, tzn. maximum veličin je ve formátu Q0.15.

Pro převod do formátu pevné řádové čárky jsou zvoleny následující referenční hodnoty:

Tabulka 4: Zvolené referenční hodnoty.

$I_{ref} = 50 A$
$U_{ref} = 662,5 V$
$\psi_{ref} = 0,4$
$M_{ref} = 50 Nm$
$\omega_{ref} = 2 \cdot \pi \cdot 200 rad \cdot s^{-1}$
$\vartheta_{ref} = \pi$
$\beta_{ref} = \pi$

Hodnoty referenčních hodnot jsou zvoleny vzhledem k možným dosažitelným maximům daných veličin (a rozsahům čidel na laboratorním pohonu) a zvolenému datovému formátu (v tomto případě především Q0.15). V následujících rovnicích je uveden převod veličin do celočíselného formátu.

Nejprve je převedena elektrická poloha rotoru (54):

$$\vartheta_{rf} = \frac{p_p \cdot \vartheta_m}{\vartheta_{ref}} \cdot 2^{15} \quad (54)$$

Dále jsou převedeny proudy ve stojícím souřadném systému (55, 56):

$$i_{sxf} = \frac{i_{sx}}{I_{ref}} \cdot 2^{15} \quad (55)$$

$$i_{syf} = \frac{i_{sy}}{I_{ref}} \cdot 2^{15} \quad (56)$$

Model motoru se počítá v rotujícím souřadném systému, z tohoto důvodu je nutné do formátu pevné řádové čárky převést i tyto proudy (57, 58):

$$i_{sdf} = \frac{i_{sxf} \cdot q \cos \vartheta_{rf} + i_{syf} \cdot q \sin \vartheta_{rf}}{2^{15}} \quad (57)$$

$$i_{sqf} = \frac{i_{syf} \cdot q \cos \vartheta_{rf} - i_{sxf} \cdot q \sin \vartheta_{rf}}{2^{15}} \quad (58)$$

V rovnicích (57), (58) jsou použity funkce $q \cos$ a $q \sin$. Tyto funkce se v mikroprocesorovém regulátoru využívají jako aproximace goniometrických funkcí sinus a kosinus. Jejich aproximace je realizována polynomem.

Dalšími veličinami, které je nutné převést do formátu pevné řádové čárky, jsou složky satorového toku v rotujícím souřadném systému (59 - 62). Pro daný převod je po znormování rovnic (36, 37) nutné zavést veličiny L_{sf} ; ψ_{pmf} .

$$L_{sf} = \frac{L_s \cdot I_{ref}}{\psi_{ref}} \cdot 2^{15} \quad (59)$$

$$\psi_{pmf} = \frac{|\bar{\psi}_{pm}|}{\psi_{ref}} \cdot 2^{15} \quad (60)$$

$$\psi_{sdf} = \psi_{pmf} + \frac{(L_{sf} \cdot i_{sdf})}{2^{15}} \quad (61)$$

V rovnici (61) jsou násobena čísla o stejném datovém formátu Q0.15. Tento součin je nutné přičíst k veličině ve formátu Q0.15. K dosažení vhodného výsledku je potřebné daný součin vydělit 2^{15} (lze sčítat pouze čísla ve stejném datovém formátu). V procesoru je vhodné zvolit bitový posun o daný počet bitů (v tomto případě 15) vpravo, což je ekvivalent dělení, ovšem bitový posun ve vybraném procesoru trvá pouze jeden hodinový takt – je realizovaný hardwarově.

$$\psi_{sqf} = \frac{L_{sf} \cdot i_{sqf}}{2^{15}} \quad (62)$$

V rovnici (62) jsou opět násobena čísla ve stejném datovém formátu Q0.15. Výsledek je nutné opět vydělit 2^{15} pro dosažení hodnoty v očekávaném formátu Q0.15.

Další veličinou, kterou je nutné převést do formátu pevné řádové čárky je zátěžný úhel β_ψ (63):

$$\beta_{\psi f} = \frac{qatan \frac{\psi_{sqf}}{\psi_{sdf}}}{\beta_{ref}} \cdot 2^{15} \quad (63)$$

V této rovnici je v mikroprocesorovém regulátoru opět využita polynomiální aproximace funkce *arctg*, kterou je *qatan*.

Velikost statorového vektoru statorového toku v pevné řádové čárce je vyjádřena v rovnici (64). Odmocnina je realizována v procesoru funkcí *qsqrt*:

$$|\bar{\psi}_{sf}| = \sqrt{\psi_{sdf}^2 + \psi_{sqf}^2} \quad (64)$$

Natočení vektoru statorového toku ve stojícím souřadném systému po převedení do formátu Q0.15 je (65):

$$\vartheta_{sf} = \vartheta_{rf} + \beta_{\psi f} \quad (65)$$

Převod momentu do formátu pevné řádové čárky lze vyjádřit ze vztahů (66, 67):

$$M_f = \psi_{pmf_M} \cdot i_{sqf} / 2^{15} \quad (66)$$

$$\psi_{pmf_M} = k_p \cdot p_p \cdot |\bar{\psi}_{pm}| \cdot \frac{I_{ref}}{M_{ref}} \cdot 2^{15} \quad (67)$$

Opět je vhodné zavést pomocnou proměnnou ψ_{pmf_M} , vypočtený moment je nutné vydělit násobičem pro převedení hodnoty do vhodného datového formátu (Q0.15).

Statorový požadovaný tok je převeden dle následujících rovnic (68 – 72):

$$|\bar{\psi}_{swf}| = \sqrt{|\bar{\psi}_{swf_pom}|^2} \quad (68)$$

$$|\bar{\psi}_{swf_pom}|^2 = |\bar{\psi}_{pmf}|^2 + \bar{\psi}_{af}^2 \quad (69)$$

$$|\bar{\psi}_{pmf}|^2 = \frac{|\bar{\psi}_{pm}|^2}{\psi_{ref}^2} \cdot (2^{15})^2 \quad (70)$$

$$pom_f = \frac{L_s \cdot M_{ref}}{k \cdot p_p \cdot \psi_{ref}^2} \cdot 2^{15} \quad (71)$$

$$\bar{\psi}_{af}^2 = \left(\frac{pom_f \cdot M_{wf}}{\bar{\psi}_{pmf}} \right)^2 \quad (72)$$

Po převedení modelu motoru do pevné řádové čárky, je nutné převést do pevné řádové čárky i samotné řízení. Je třeba upravit blok výběr vhodného vektoru napětí. Jsou vytvořeny komparátory toku a momentu v pevné řádové čárce.

Dále je nutné vytvořit PI regulátor v pevné řádové čárce. Vstupem do PI regulátoru je požadovaná úhlová rychlost ω_w a měřená úhlová rychlost ω_m . Tyto veličiny jsou převedeny do formátu Q0.15 (referenční hodnota úhlové rychlosti $\omega_{ref} = 2 \cdot \pi \cdot 200$). Do formátu pevné řádové čárky jsou samozřejmě převedeny i konstanty regulátoru. V následujících rovnicích je uveden postup normování doporučeného k_{pf} a integračního k_{if} zesílení regulátoru, dále je uvedena postup výpočtu požadovaného momentu v PI regulátoru společně s omezením maximálním momentem M_{maxf} . Výstupem regulátoru rychlosti je požadovaný moment M_{wf} . Pro potřeby PI regulátoru je použit i formát Q8.7, který má nižší přesnost, ale s ohledem na velikosti zesílení je nutné respektovat číselný rozsah.

$$k_{pf} = \frac{k_p \cdot \omega_{ref}}{M_{ref}} \cdot 2^7, k_{if} = \frac{k_i \cdot \omega_{ref}}{M_{ref}} \cdot 2^{15} \quad (73), (74)$$

$$M_{maxf} = \frac{M_{max}}{M_{ref}} \cdot 2^7 \quad (75)$$

$$\varepsilon_f = \omega_{wf} - \omega_{mf} \quad (76)$$

$$u_f = \frac{k_{pf} \cdot \varepsilon_f}{2^{15}} + \frac{S_f}{2^{23}} \quad (77)$$

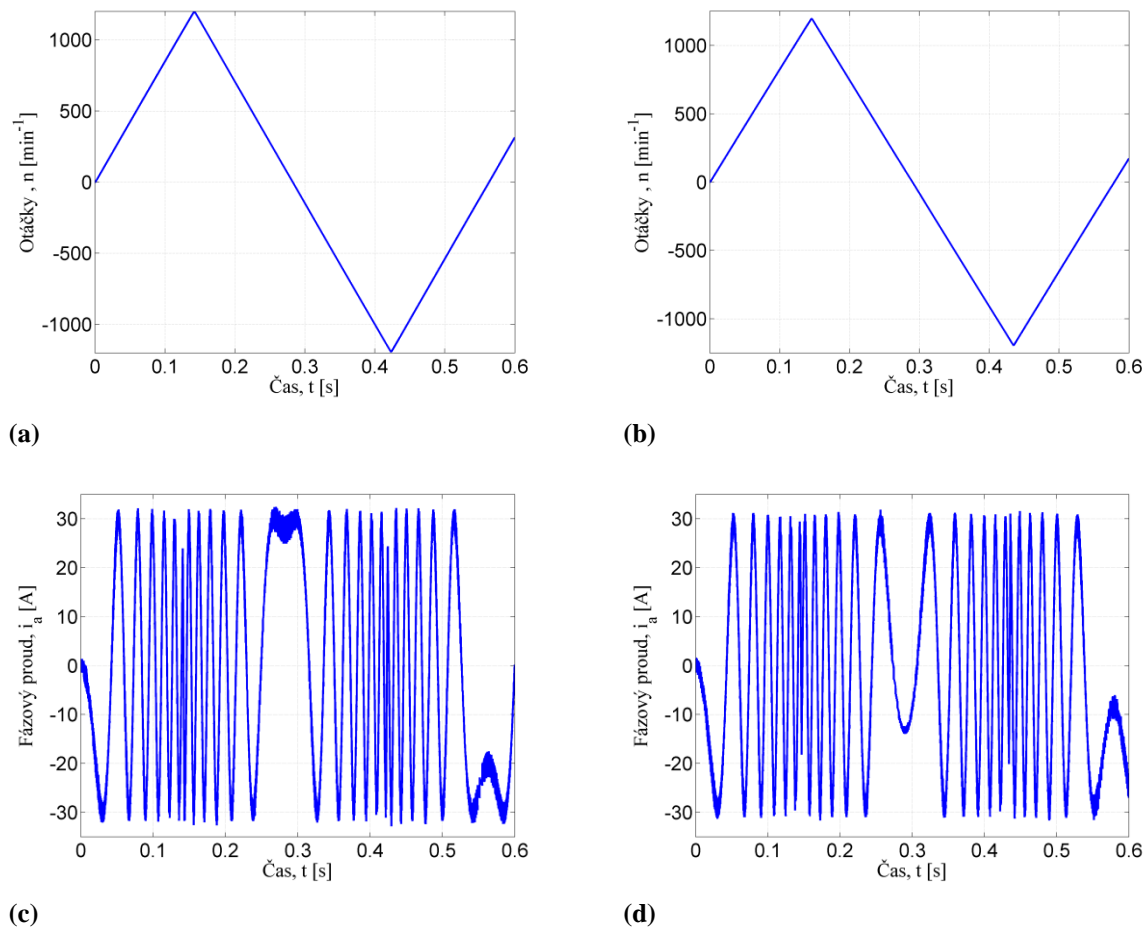
$$S_f = S_f + k_{if} \cdot \varepsilon_f \quad (78)$$

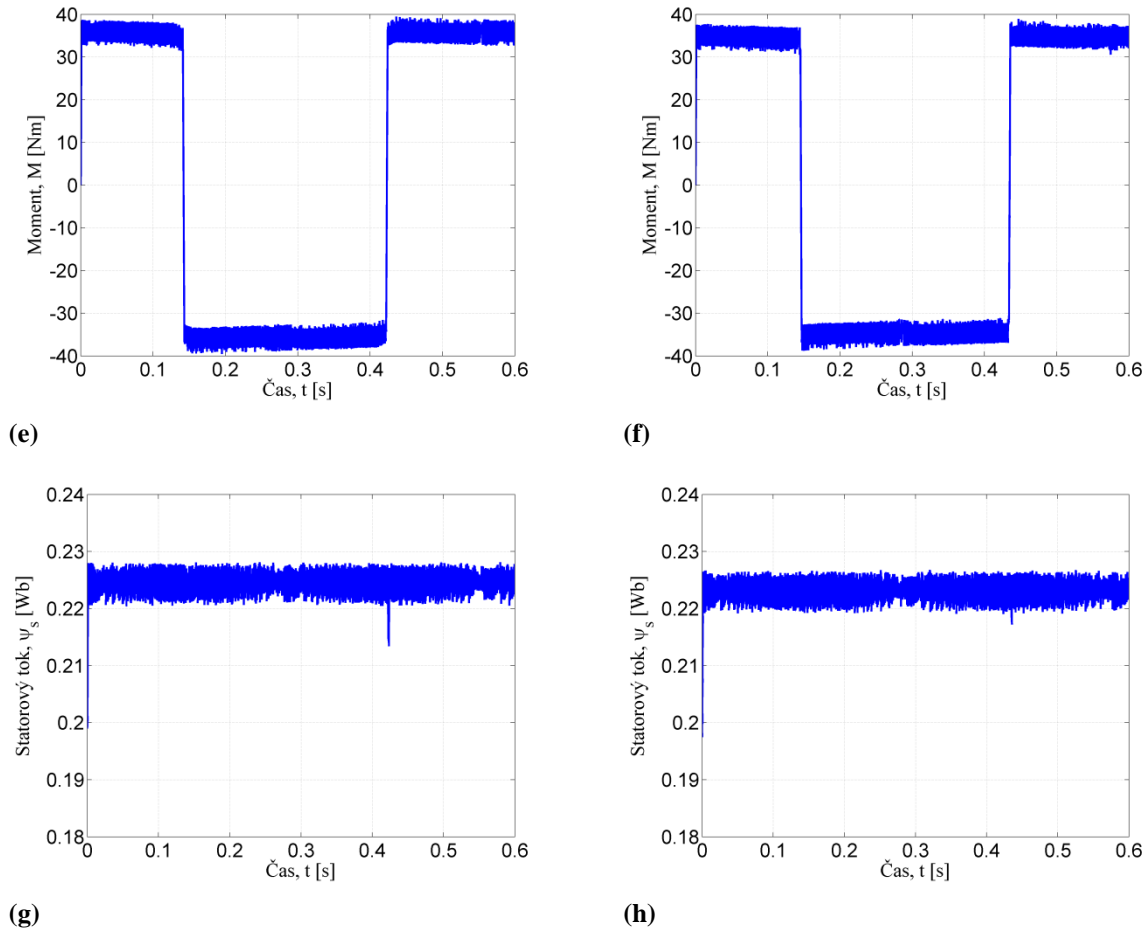
5 Simulace v pevné řádové čárce

K ověření správné funkce algoritmu přímého řízení momentu v pevné řádové čárce je provedena řada simulací, které srovnávají výsledky výpočtů v pevné řádové čárce a výpočtů v plovoucí řádové čárce.

5.1 Reverzace otáček

Na následujících grafech (obr. 20) jsou zobrazeny výsledky srovnání pro případ reverzace otáček v režimu regulace rychlosti. Reverzace pohonu je uskutečněna v rozmezí otáček $n^* = \pm 1200 \text{ min}^{-1}$. Požadovaná rychlost není zadávána skokem, ale po předem zvolené rampě (140 Hz/s), $f_{\text{spínací}} = 4800 \text{ Hz}$. Pro daný režim platí stejné parametry jako v simulacích výše (obr. 14).

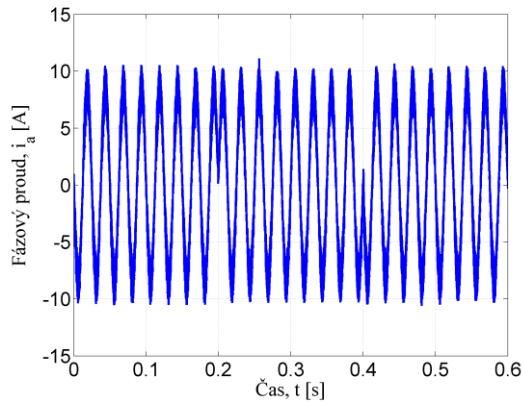




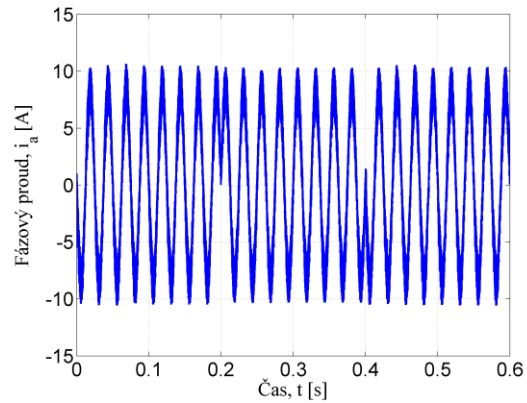
Obr. 20: Chování pohonu při reverzaci otáček $n = \pm 1200 \text{ min}^{-1}$, $U_{dc}=200 \text{ V}$, $M_z = 0 \text{ Nm}$, regulace bez nulových vektorů: (a) rychlost motoru – plovoucí řádová čárka, (b) rychlost motoru - pevná řádová čárka, (c) fázový proud – plovoucí řádová čárka, (d) fázový proud – pevná řádová čárka, (e) moment motoru – plovoucí řádová čárka, (f) moment motoru – pevná řádová čárka, (g) velikost vektoru statorového toku – plovoucí řádová čárka, (h) velikost vektoru statorového toku – pevná řádová čárka.

5.2 Regulace momentu

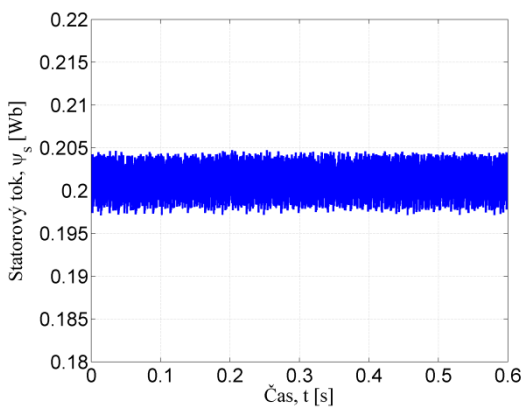
Na grafech uvedených dále (obr. 21) je možné vidět chování pohonu při skokové změně požadovaného momentu M_w . Zvolené napětí ve stejnosměrném meziobvodu je konstantní $U_{dc} = 200 \text{ V}$. Pohon je provozován v režimu regulace momentu při otáčkách $n = 600 \text{ min}^{-1}$. Vzorkovací perioda algoritmu DTC je nastavena na $25 \mu\text{s}$, rychlost je vyhodnocena s periodou 1 ms . Hystereze momentu je nastavena na velikost $\Delta M = 2 \text{ Nm}$, hystereze toku je $\Delta \psi = 0,001 \text{ Wb}$. V čase $t = 0,2 \text{ s}$ je skokově změněn požadovaný moment na $M_w = -10 \text{ Nm}$. V čase $t = 0,4 \text{ s}$ je požadovaný moment opět změněn, tentokrát na počáteční hodnotu $M_w = 10 \text{ Nm}$.



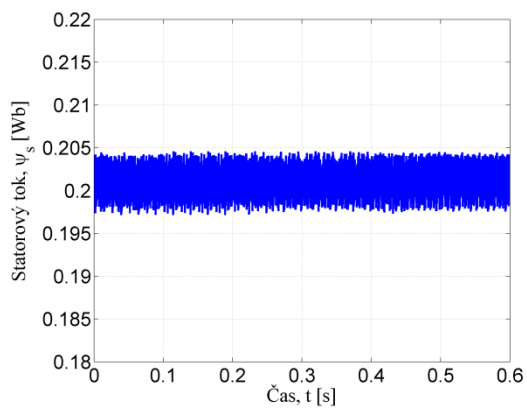
(a)



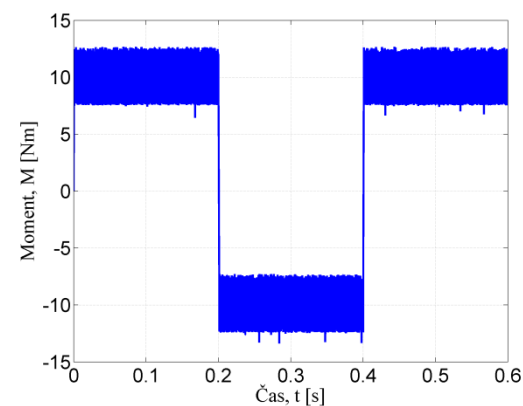
(b)



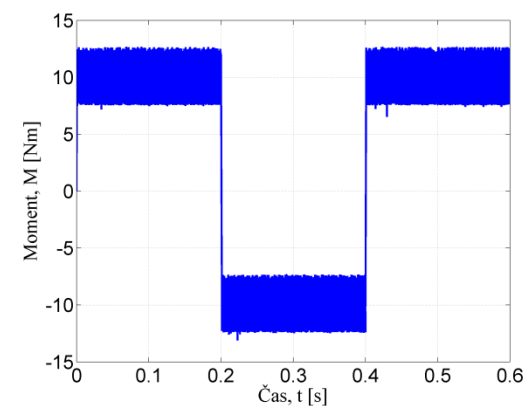
(c)



(d)



(e)



(f)

Obr. 21: Chování pohonu při skokové změně požadovaného momentu v režimu regulace momentu. $U_{dc}=200V$, $M_w = \pm 10 \text{ Nm}$, $n = 600 \text{ min}^{-1}$ – porovnání algoritmu v pevné řádové čárce a v plovoucí řádové čárce: (a) fázový proud – plovoucí řádová čárka, (b) fázový proud – pevná řádová čárka, (c) velikost vektoru statorového toku – plovoucí řádová čárka, (d) velikost vektoru statorového toku – pevná řádová čárka, (e) moment motoru – plovoucí řádová čárka, (f) moment motoru – pevná řádová čárka.

Z výsledků uvedených simulací v regulaci otáček a regulaci momentu lze vypožorovat, že vyvinutý algoritmus v pevné řádové čárce má srovnatelné vlastnosti s algoritmem v plovoucí řádové čárce.

6 Aktivní stabilizace napětí vstupního LC filtru trakčního pohonu

Vstupní část každého trakčního pohonu napájeného ze stejnosměrné troleje tvoří LC filtr, který může zapříčinit nebezpečné kmitání vstupního napětí. Tyto kmity mohou vzniknout například díky nevhodnému řídicímu zásahu na dané frekvenci, díky němuž může vzniknout kladná zpětná vazba. Může dojít ke zničení elektrické nebo i mechanické části vozidla. I když jsou kmity LC filtru vážným problémem moderních trakčních pohonů, zatím neexistuje obecná metoda, která by potlačila tento jev, jak je vidět z různých přístupů k této problematice v literatuře [14], [15].

Stabilita trakčního pohonu může být vylepšena pasivním nebo aktivním tlumením. Pasivním tlumením se rozumím přidání odporu paralelně ke kondenzátoru filtru nebo k jeho indukčnosti. Pasivní tlumení je velmi robustní a drahé řešení, které navíc snižuje efektivitu pohonu. Z toho plyne nepoužitelnost tohoto způsobu tlumení v moderních trakčních pohonech. Aktivní tlumení LC filtru je naopak velmi žádané řešení. Strategie aktivní stabilizace jsou velmi závislé na použitém řízení pohonu [16]. Jedna z metod aktivní stabilizace je představena v této práci.

Na základě studia publikace [17] bylo zjištěno, že pro stabilizaci kmitů napětí vstupního filtru je nutné provést korekci odebíraného výkonu, potažmo požadovaného momentu stroje. Tato korekce se provede dle (79):

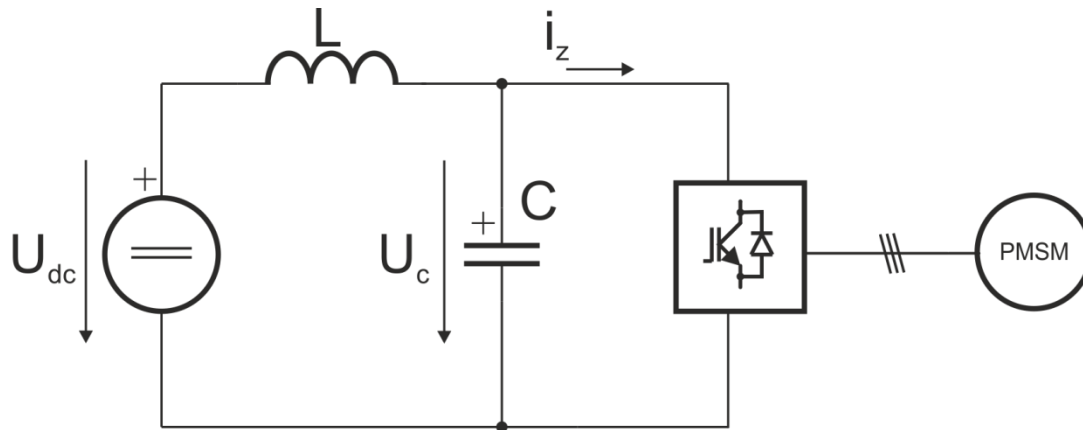
$$M_{w_kor} = M_w \cdot \left(\frac{U_c}{U_{cf}} \right)^n \quad (79)$$

kde M_{w_kor} je korigovaný požadovaný moment, M_w je požadovaný moment zadávaný nadřazeným řídicím systémem, U_c je měřené napětí na kondenzátoru, U_{cf} je filtrované (=téměř konstantní) napětí na kondenzátoru. K filtraci je využit filtr typu dolní propust s časovou konstantou τ . Hodnoty τ a n jsou obvykle uvažovány konstantní.

Pokud je měřené napětí na kondenzátoru větší než napětí filtrované, je korigovaný moment větší než moment požadovaný. Narůstající proud zátěže i_z zapříčiní rychlejší vybíjení kondenzátoru a tedy i pokles napětí U_c .

6.1 Zjednodušený obvod trakčního pohonu

Pro ověření předpokladů z (79) je použito zjednodušené schéma trakčního pohonu na stejnosměrné troleji (viz obr. 22). Pro úvodní simulace se uvažuje konstantní napětí U_{dc} a konstantní indukčnost L .

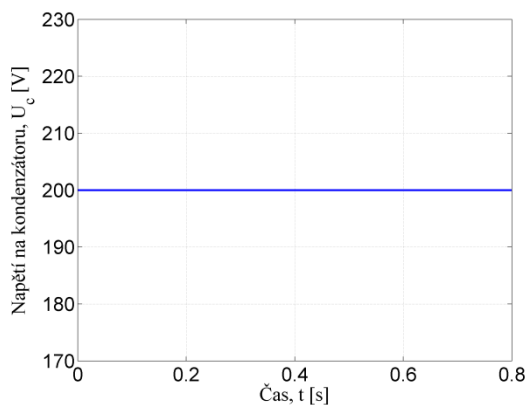


Obr. 22: Schéma výkonového obvodu s LC filtrem

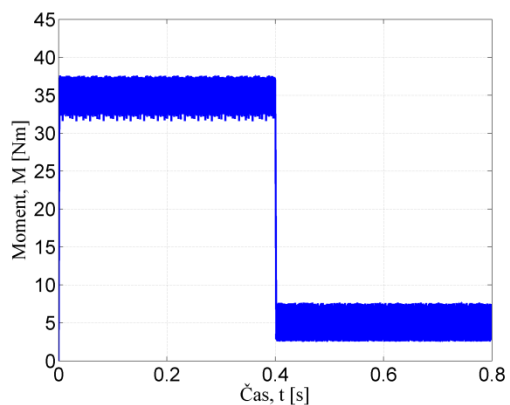
kde U_{dc} je napětí troleje, L je indukčnost filtru, C je kondenzátor filtru, mj. představuje stejnosměrný meziobvod napěťového střídače, kterým je poté pohon řízen, i_z je proud odebíraný zátěží. Jeho velikost je stanovena tak, aby bylo dosaženo konstantního odebíraného výkonu, což je charakteristické pro trakční pohon.

6.2 Simulační výsledky

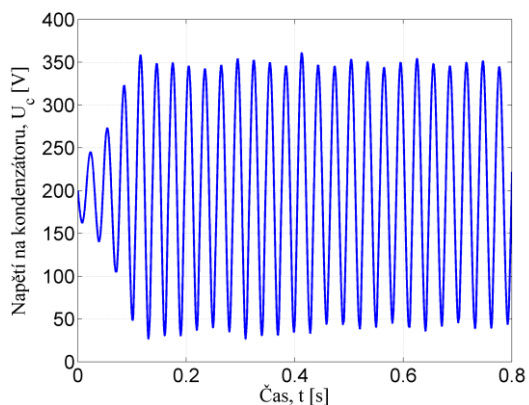
Na následujících grafech (obr. 23 a 24) je vidět chování pohonu při skokové změně požadovaného momentu M_w . Zvolené napětí ve stejnosměrném meziobvodu je $U_{dc} = 200 \text{ V}$. Pohon je provozován v režimu regulace momentu. Vzorkovací perioda algoritmu DTC je nastavena na $25 \mu\text{s}$, rychlost je vyhodnocena s periodou 1 ms . Hystereze momentu je nastavena na velikost $\Delta M = 2 \text{ Nm}$, hystereze toku je $\Delta\psi = 0,001 \text{ Wb}$. Požadovaný moment je nastaven na $M_w = 35 \text{ Nm}$ V čase $t = 0,4 \text{ s}$ je skokově změněn požadovaný moment na $M_w = 5 \text{ Nm}$. Na obrázcích 23a, 23b je uveden průběh vstupního napětí a momentu motoru bez LC filtru. Na obrázcích 23c-23h je možné vidět průběh vstupního napětí a momentu tentokrát pro případ, že je pohon provozován se vstupním LC filtrem. Na obrázcích 23c a 23d jsou zobrazeny simulace pro případ nekorigovaného momentu. Na dalších dvou grafech (23e, f) jsou vykresleny průběhy napětí na kondenzátoru a momentu motoru pro případ korigovaného momentu pro $n = 2: \left(\frac{U_c}{U_{cf}}\right)^2$. Na posledních grafech (23g, h) jsou zobrazeny průběhy pro případ korigovaného požadovaného momentu. Zde je však mocnina rovna $n = 5: \left(\frac{U_c}{U_{cf}}\right)^5$.



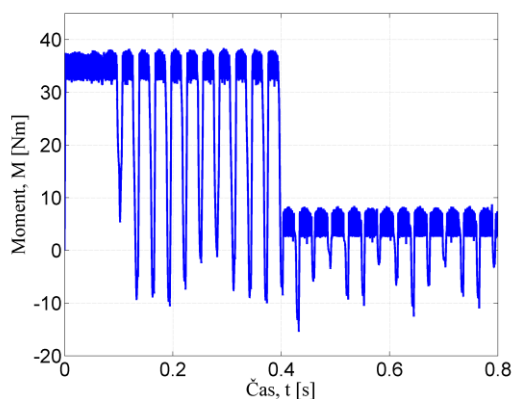
(a)



(b)

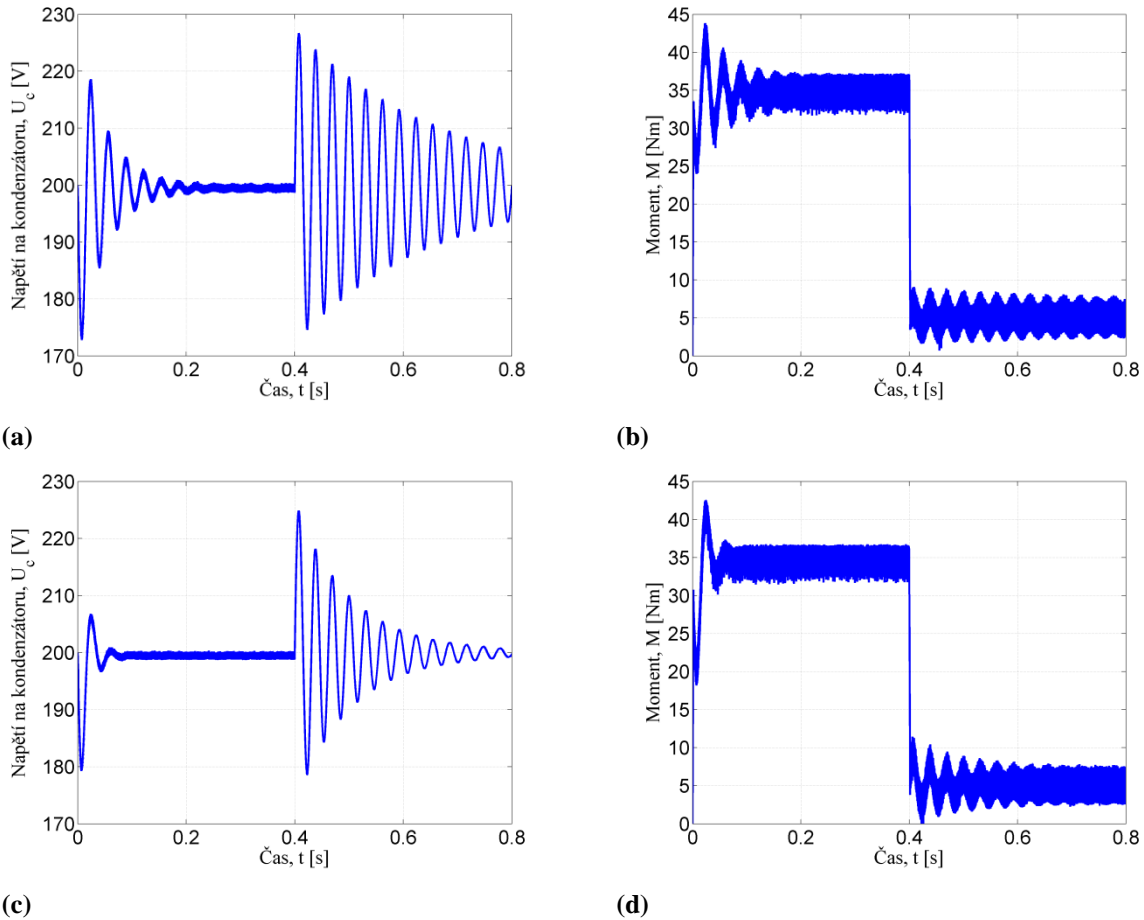


(c)



(d)

Obr. 23: Chování pohonu při skokové změně požadovaného momentu v režimu regulace momentu. $U_{dc}=200V$, $M_w = 35/5$ Nm, $n = 600$ min⁻¹: (I) bez vstupního LC filtru - (a) napětí na kondenzátoru, (b) moment motoru; (II) se vstupním LC filtrem bez korekce momentu - (c) napětí na kondenzátoru, (d) moment motoru.



Obr. 24: Chování pohonu při skokové změně požadovaného momentu v režimu regulace momentu. $U_{dc}=200V$, $M_w = 35/5 \text{ Nm}$, $n = 600 \text{ min}^{-1}$: - (I) se vstupním LC filtrem s korekcí momentu ($n=2$) - (a) napětí na kondenzátoru, (b) moment; (II) se vstupním LC filtrem, s korekcí momentu ($n=5$) - (c) napětí na kondenzátoru, (d) moment motoru.

Tato simulační studie se týká analýzy chování vstupního filtru trakčního pohonu na stejnosměrné troleji. Z výsledků simulace je prokázáno, že odebrání konstantního výkonu vstupního LC filtru způsobuje nebezpečné kmitání napětí na vstupním kondenzátoru střídače. Toto kmitání je možné omezit a utlumit pomocí korekce požadovaného momentu motoru v závislosti na velikosti napětí na kondenzátoru. Zde jsou ověřeny dvě možnosti korekce momentu: korekce pomocí poměru $\left(\frac{U_c}{U_{cf}}\right)^2$ a korekce pomocí členu $\left(\frac{U_c}{U_{cf}}\right)^5$. Z výsledků simulací lze vyzorovat, že rychlost stabilizace napětí na kondenzátoru a momentu motoru se zvyšuje s rostoucí mocninou korekčního členu.

7 Závěr

Hlavním cílem této práce bylo realizovat algoritmus přímého řízení momentu synchronního motoru s permanentními magnety v plovoucí řádové čárce a převést jej do formátu pevné řádové čárky tak, aby byl připraven na implementaci do digitálního signálového procesoru.

Princip přímého řízení momentu je popsán v této práci společně s návrhem algoritmu přímého řízení momentu v kapitole 2. V následující kapitole je, na základě popsaného postupu řízení, vytvořen algoritmus řízení a kompletní simulační model pohonu v jazyce C. Algoritmus řízení je otestován řadou simulací ve vybraných provozních stavech pro ověření jeho správné funkce. Pro simulace byly vybrány parametry pohonu v laboratoři, aby mohl být vytvořený algoritmus v budoucnu ověřen na reálném pohonu.

Z výsledků chování pohonu v různých provozních stavech je zřejmé, že mezi hlavní výhody uváděné regulace patří výborné dynamické vlastnosti motoru. Tento způsob řízení se nevyznačuje pouze vysokou dynamikou, mezi další výhody navrženého způsobu řízení patří i přímé řízení magnetického toku (správnou kombinací napěťových vektorů). Ve srovnání s vektorovým řízením je přímé řízení momentu charakterizováno dalšími rozdílnými vlastnostmi, kterými jsou například absence bloku pro pulzně šířkovou modulaci výstupního napětí, absence několik PI regulátorů (u vektorového řízení je většinou nutné použít čtyři regulátory). V případě DTC je nutné určit pouze sektor, ve kterém se vektor statorového toku nachází, zatímco v případě vektorového řízení je nutné určit přesnou polohu vektoru statorového toku.

Dalším krokem, následujícím po simulacích v plovoucí řádové čárce, je navržené řízení převést do formátu pevné řádové čárky a ověřit přesnost aritmetických operací po převedení z reálných čísel s rozsahem 32 bitů do 16 bitového celočíselného formátu. Z výsledků simulací je zřejmé, že formát pevné řádové čárky neovlivnil přesnost vyvinutého algoritmu.

Poslední částí této diplomové práce je ověření chování pohonu se vstupním LC filtrem. LC filtr je součástí každého trakčního pohonu. Je zjištěno, že odebrání konstantního výkonu pohonem způsobuje nebezpečné rozkmitání napětí na kondenzátoru. Z tohoto důvodu je navrženo a simulačně ověřeno řešení s aktivní stabilizací napětí na kondenzátoru. Kmitání je omezeno pomocí korekce požadovaného momentu motoru v závislosti na poměru odchylky okamžité a filtrované (téměř konstantní) hodnoty napětí na kondenzátoru. Jsou zde uvedeny dvě možné korekce momentu. Z výsledku simulací je zjištěno, že rychlost stabilizace napětí na kondenzátoru se zvyšuje s mocninou korekčního členu.

Všechny cíle stanovené v úvodu byly splněny, nad rámec zadání diplomév práce byla stručně rozpracována problematika kmitů trakčního pohonu na stejnosměrné troleji a jejich stabilizace.

Hlavní přínosy práce:

- Vývoj a ověření funkčnosti algoritmu přímého řízení momentu synchronního motoru s permanentními magnety.
- Převedení a vyzkoušení vybrané metody ve formátu pevné řádové čárky. Příprava pro implementaci do DSP TMS320F2812.
- Simulace vybraných provozních stavů pohonu jak v plovoucí, tak v pevné řádové čárce.

Další možný směr výzkumu:

- Implementace navržené regulační struktury do DSP TMS320F2812 a ověření jeho správné funkce na laboratorním pohonu.
- Výzkum dalších možností aktivní stabilizace vstupního LC filtru.

8 Literatura

- [1] ZHONG, L., M. F. RAHMAN, W. Y. HU a K. W. LIM. *Analysis of Direct Torque Control in Permanent Magnet Synchronous Motor Drives*. IEE TRANSACTION ON POWER ELECTRONICS. May 1997, vol. 12, no. 3.
- [2] SUDHEER, K., Sakthidhasan K. a Musthafa P. Comparative Study of PMSM and IM Based on Direct Torque Control Method. *International Journal of Engineering Research and Applications (IJERA)*. 2007, Vol. 1. ISSN 2248-9622.
- [3] PETER VAS. *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. New York: Oxford University Press, 2003. ISBN 0-19-856465-1.
- [4] E. KRISHNAN: *Electric Motor Drives - Modeling, Analysis and Control*, Prentice Hall, 2001, ISBN 0-13-0910147.
- [5] GLASBERGER, T.; PEROUTKA, Z.; *Pohonné systémy se synchronními motory s permanentními magnety: Algoritmy přímého řízení momentu*. Výzkumná zpráva č. 22160-13-09, ZČU v Plzni, 2009, 17 stran.
- [6] DE DONCKER, Rik, Duco W.J. PULLE a André VELTMAN. *Advanced Electrical Drives: Analysis, Modeling, Control*. Springer Science + Business Media B.V., 2011. ISBN 987-94-007-0179-3.
- [7] SIMON, E.; *Implementation of a Speed Field Oriented Control of 3-phase PMSM Motor using TMS320F240*; Texas Instruments Application Report; September 1999.
- [8] ZEMAN, K., PEROUTKA, Z., JANDA, M.; *Automatická regulace pohonů s asynchronními motory*. ZČU v Plzni, 2004.
- [9] KUCHAR, Martin a Libor ŠTĚPANEC. *Přímé řízení momentu asynchronních motorů - Takahashiho metoda*. Praha: Automatizace, březen 2006, roč. 49, č. 3.
- [10] PEROUTKA, Z.; *Výběr z přednášek MRP*. Západočeská univerzita v Plzni, 2008.
- [11] NOVÁK, Jaroslav a Martin NOVÁK. *Výzkum dynamických vlastností vysokootáčkového pohonu se synchronním motorem*. ÚOS Elektrické pohony. Plzeň. 2011.
- [12] PATURCA, Sanda Victorinne, Mircea COVRIG a Leonard MERCESCU. *Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor: an approach by using Space Vector Modulation*. WSEAS/IASME Int. Conf. on Electric Power Systems, High Voltages, Electric Machines. Tenerife, Spain, December 2006.
- [13] NOVÁK, Jaroslav, Ondřej ČERNÝ a Jiří ŠIMÁNEK. *Regulace synchronního motoru pro lehkou kolejovou trakci*. ELEKTRO, 6/2008.
- [14] LACZYNSKI, T.; WERNER, T.; MERTENS, A.; , "Active damping of LC-filters for high power drives using synchronous optimal pulsewidth modulation," Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE, vol., no., pp.1033-1040, 15-19 June 2008.
- [15] BINA, M.T.; ESKANDARI, B.; , "Compensation of DC-Link Oscillations of Cascaded H-Bridge Converters," Power Electronics and Drive Systems, 2007. PEDS '07. 7th International Conference on, vol., no., pp.855-859, 27-30 Nov. 2007.
- [16] PEROUTKA, Z., „Selected Problems of Modern AC Motor Traction Drives“, Electrical Drives and Power Electronics, High Tatras, Slovakia, 2011.
- [17] SUDHOFF, S.D.; CORZINE, K.A.; GLOVER, S.F.; HEGNER, H.J.; ROBEY, H.N., Jr., „DC link stabilized field oriented control of electric propulsion systems,“ Energy Conversion, IEEE Transactions on, vol.13, no.1, pp.27-33, Mar 1998.