

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI  
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

**Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky**

**BAKALÁŘSKÁ PRÁCE**

**Moderní metody řízení pohonů pro dopravní prostředky**

## ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Robin VAIDIŠ**  
Osobní číslo: **E12B0071P**  
Studijní program: **B2612 Elektrotechnika a informatika**  
Studijní obor: **Elektrotechnika a energetika**  
Název tématu: **Moderní metody řízení pohonů pro dopravní prostředky**  
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 :

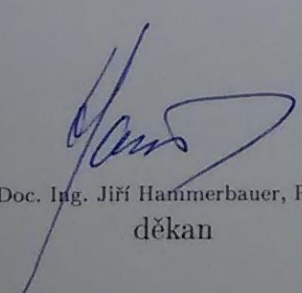
1. Navrhněte řízení pro vybraný motor.
2. Simulujte navržené řízení.
3. Shrňte výsledky simulací a teoretické předpoklady.

Rozsah grafických prací: podle doporučení vedoucího  
Rozsah pracovní zprávy: 20 - 30 stran  
Forma zpracování bakalářské práce: tištěná/elektronická  
Seznam odborné literatury:

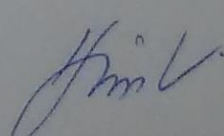
Student si vhodnou literaturu vyhledá v dostupných pramenech podle doporučení vedoucího práce.

Vedoucí bakalářské práce: Ing. Štěpán Janouš  
Regionální inovační centrum elektrotechniky

Datum zadání bakalářské práce: 15. října 2014  
Termín odevzdání bakalářské práce: 8. června 2015

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



  
Prof. Ing. Václav Kůs, CSc.  
vedoucí katedry

V Plzni dne 15. října 2014

## **Abstrakt**

Tato bakalářská práce je zaměřena na simulaci pohonu se synchronním motorem s permanentními magnety umístěnými na rotoru. Pro řízení motoru je užito vektorové řízení v rotujícím souřadném systému d,q. Presentované simulace jsou zaměřeny na velikost spínacích ztrát v napěťovém střídači, kde je zkoumán vliv změny spínací frekvence na tyto ztráty a na deformaci proudu ve fázi motoru.

## **Klíčová slova**

Vektorové řízení, PMSM, spínací ztráty, PWM, THD

## **Abstract**

This bachelor work is focused on the simulation of a drive using synchronous motor with permanent magnets mounted on the rotor. Vector control in rotating coordinate system d,q is used for motor control. Presented simulations are focused on the size of the switching losses in the voltage inverter, where the impact of changes the switching frequency on these losses and deformation of the current in phase of the motor is studied.

## **Key words**

Vector control, PMSM, switching losses, PWM, THD

## **Prohlášení**

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

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

.....

podpis

V Plzni dne 7.6.2015

Robin Vaidiš

## **Poděkování**

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu bakalářské práce Ing. Štěpánu Janoušovi za cenné profesionální rady, odbornou pomoc a metodické vedení práce.

# Obsah

<b>OBSAH.....</b>	<b>8</b>
<b>SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK.....</b>	<b>9</b>
<b>ÚVOD.....</b>	<b>11</b>
<b>1 VEKTOROVÉ ŘÍZENÍ.....</b>	<b>13</b>
1.1 PROSTOROVÝ VEKTOR.....	13
1.2 PRINCIP VEKTOROVÉHO ŘÍZENÍ.....	13
1.3 VEKTOROVÉ ŘÍZENÍ S NAPĚŤOVÝM STŘÍDAČEM.....	14
<b>2 PŘÍMÉ ŘÍZENÍ MOMENTU.....</b>	<b>15</b>
2.1 DVOUHODNOTOVÁ REGULACE MOMENTU.....	16
2.2 OPTIMÁLNÍ VÝBĚR VEKTORU NAPĚTÍ.....	16
<b>3 SIMULACE.....</b>	<b>17</b>
3.1 POPIS POUŽITÝCH BLOKŮ V SIMULACI.....	19
3.1.1 <i>Regulátor otáček</i> .....	19
3.1.2 <i>Regulátory proudů <math>I_d</math> a <math>I_q</math></i> .....	19
3.1.3 <i>Feed forward</i> .....	20
3.1.4 <i>Parkova transformace, inverzní Parkova transformace</i> .....	20
3.1.5 <i>Clarkova transformace, inverzní Clarkova transformace</i> .....	21
3.1.6 <i>Střídač</i> .....	22
3.1.7 <i>PWM (Pulse-Width Modulation)</i> .....	23
3.1.8 <i>PMSM</i> .....	25
<b>4 VÝSLEDKY SIMULACÍ.....</b>	<b>26</b>
4.1 FREKVENCE SROVNÁVACÍHO PILOVÉHO SIGNÁLU 2 kHz.....	27
4.2 FREKVENCE SROVNÁVACÍHO PILOVÉHO SIGNÁLU 8 kHz.....	28
4.3 FREKVENCE SROVNÁVACÍHO PILOVÉHO SIGNÁLU 10 kHz.....	30
4.4 FREKVENCE SROVNÁVACÍHO PILOVÉHO SIGNÁLU 16 kHz.....	31
4.5 FREKVENCE SROVNÁVACÍHO PILOVÉHO SIGNÁLU PWM 20 kHz.....	33
4.6 ZHODNOCENÍ.....	34
<b>ZÁVĚR.....</b>	<b>38</b>
<b>SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY A INFORMAČNÍCH ZDROJŮ.....</b>	<b>39</b>
<b>PŘÍLOHY.....</b>	<b>1</b>



## Seznam symbolů a zkratk

PMSM.....	synchronní motor s permanentními magnety (Permanent Magnet Synchronous Machine)
$I_{d(q)}$ .....	složka d (q) vektoru proudu (A)
$I_{dw(qw)}$ .....	požadovaná hodnota složky d (q) vektoru proudu (A)
$I_{x(y)}$ .....	složka x (y) vektoru proudu (A)
$U_{d(q)}$ .....	složka d (q) vektoru napětí (A)
$U_{x(y)}$ .....	složka x (y) vektoru napětí (A)
$U_{a,b,c}$ .....	napětí statoru (V)
$\bar{X}$ .....	prostorový vektor
$x_{a,b,c}$ .....	okamžité hodnoty
$i_{a,b,c}$ .....	fázové proudy (A)
$\omega$ .....	úhlová rychlost ( $\text{rad}\cdot\text{s}^{-1}$ )
$\omega_w$ .....	požadovaná úhlová rychlost ( $\text{rad}\cdot\text{s}^{-1}$ )
$\omega_n$ .....	úhlová rychlost v kroku n ( $\text{rad}\cdot\text{s}^{-1}$ )
$U_s$ .....	napětí statoru motoru (V)
$\bar{\Psi}$ .....	magnetický tok (Wb)
$\bar{\Psi}_{pm}$ .....	magnetický tok permanentních magnetů (Wb)
$\bar{\Psi}_s$ .....	magnetický tok statoru (Wb)
$\bar{\Psi}_{sw}$ .....	požadovaný magnetický tok statoru (Wb)
$\Psi_{d(q)}$ .....	složka d (q) vektoru magnetického toku (Wb)
$\vartheta$ .....	poloha rotoru (rad)
$R_{Id(Iq)}$ .....	regulátor proudu $I_d$ ( $I_q$ )
$\alpha$ .....	úhel mezi magnetickým tokem a napětím statoru (rad)
$\beta$ .....	úhel mezi osou x a napětím statoru (rad)
$M$ .....	moment motoru (Nm)
$M_w$ .....	požadovaný moment motoru (Nm)
$M_z$ .....	zátěžný moment (Nm)
$k_p$ .....	konstanta Parkovy transformace
$p_p$ .....	počet pólů motoru
MATLAB .....	Matrix laboratory
$U_{rm}$ .....	poměrné napětí motoru (V)

$U_{\text{rm max}}$ .....	maximální hodnota průměrného napětí motoru (V)
$K_R$ .....	zesílení regulátoru
$\tau_R$ .....	časová konstanta regulátoru
$R_S$ .....	odpor vinutí statoru ( $\Omega$ )
$L_S$ .....	indukčnost vinutí statoru (H)
$L_{d(q)}$ .....	složka d (q) indukčnosti statoru
IGBT .....	bipolární tranzistor s izolovaným hradlem (Insulated Gate Bipolar Transistor)
PWM .....	pulzně-šířková modulace (Pulse-Width Modulation)
$J$ .....	moment setrvačnosti ( $\text{Nms}^2$ )
$F$ .....	koefficient třetí (Nms)
$T_e$ .....	elektrický moment (Nm)
$P_{\text{sw}}$ .....	spínací ztráty (W)
THD .....	celkové harmonické zkreslení (Total Harmonic Distortion)

## Úvod

Dříve se pro pohony, kde bylo zapotřebí regulovat otáčky motoru, používaly díky svým výborným regulačním vlastnostem zejména stejnosměrné motory. U těchto motorů lze proudem kotvy regulovat moment a budícím proudem se reguluje magnetický tok. Kvůli složité konstrukci stejnosměrných strojů byla snaha je nahradit stroji střídavými.

V dnešní době se díky své jednoduchosti a nízké ceně převážně vyrábí pohony s asynchronními motory. Mezi nejběžnější metody řízení pohonů s asynchronními motory patří vektorové řízení a přímé řízení momentu. Avšak poslední dobou se na trhu objevují pohony se synchronními motory, které mají na rotoru umístěny permanentní magnety (Permanent Magnet Synchronous Machine, zkráceně PMSM). PMSM lze stejně jako asynchronní motory řídit pomocí vektorového řízení a přímého řízení momentu. Pomocí těchto řídicích algoritmů jde zadávat motoru odděleně moment a magnetický tok. PMSM mají oproti asynchronním motorům lepší poměr výkon/velikost. Z tohoto důvodu jsou vhodné pro použití tam, kde je málo místa pro umístění elektrických zařízení. Například byly použity pro pohon nízkopodlažní tramvaje Škoda FORCITY ALFA (Praha a Riga), kde je umístěn motor na každém kole. Nevýhoda PMSM je jejich vysoká cena, která jejich použití značně snižuje.

Důležitou vlastností celého pohonu je celková účinnost a s ní spjaté i ztráty. Například v měniči vznikají ztráty průchodem proudu jednotlivými větvemi, polovodičové součástky mají spínací ztráty, motor má svoji vlastní účinnost a dále různé ztráty v řídicích a ochranných obvodech.

Samotným řídicím algoritmem lze redukovat spínací ztráty polovodičových součástek. Spínací frekvence tranzistorů má významný vliv na velikost spínacích ztrát. Pokud chceme nastavit menší spínací ztráty, musíme se spokojit s horšími vlastnostmi pohonu (např. větší zvlnění proudu vstupujícího do motoru). Proto při návrhu pohonu je nutno dbát, na co je daný pohon používán, a zda-li lze něco zlepšit na úkor něčeho jiného.

Tato bakalářská práce je zaměřena na návrh vektorového řízení pro pohon s PMSM, kde je zkoumána problematika spínacích ztrát ve střídači. Práce je rozdělena do tří částí: teoretická problematika způsobů řízení, popis jednotlivých částí simulace a rozbor spínacích ztrát.

# 1 Vektorové řízení

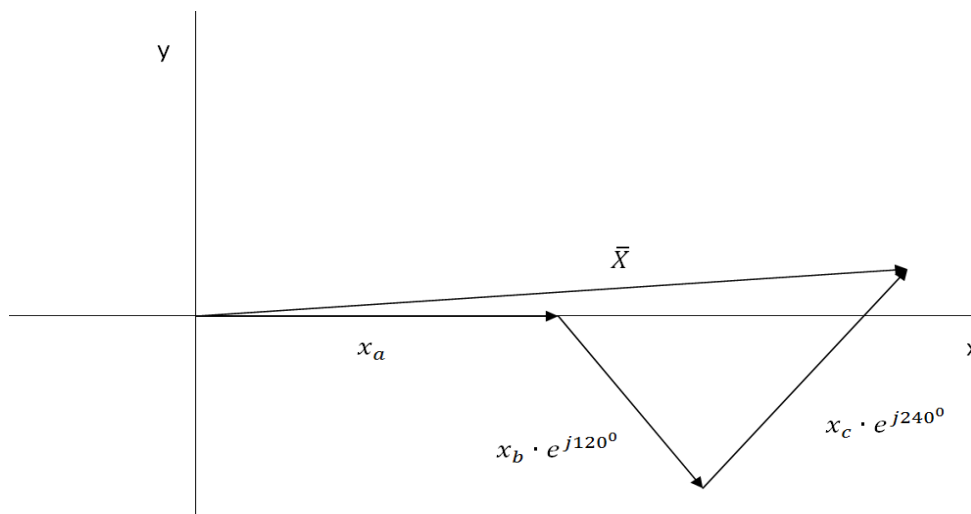
Vychází z myšlenky odděleně řídit moment motoru a magnetický tok motoru. Vektorové řízení pracuje na principu řízení proudů  $I_d$  a  $I_q$ , které jsou úměrné magnetickému toku a momentu motoru. Existuje více provedení vektorového řízení, a když je řízení dobře navrženo, dosahuje pohon dobrých statických i dynamických vlastností a chování v ustálených stavech.

## 1.1 Prostorový vektor

Prostorový vektor se skládá z okamžitých fázových hodnot. Je definován pro harmonické a neharmonické veličiny v ustáleném či v přechodném stavu. Matematická definice je:

$$\bar{X} = k \cdot (x_a + x_b \cdot e^{j120^\circ} + x_c \cdot e^{j240^\circ}) \quad (1.1)$$

kde  $x_a, x_b, x_c$  jsou okamžité hodnoty [2].

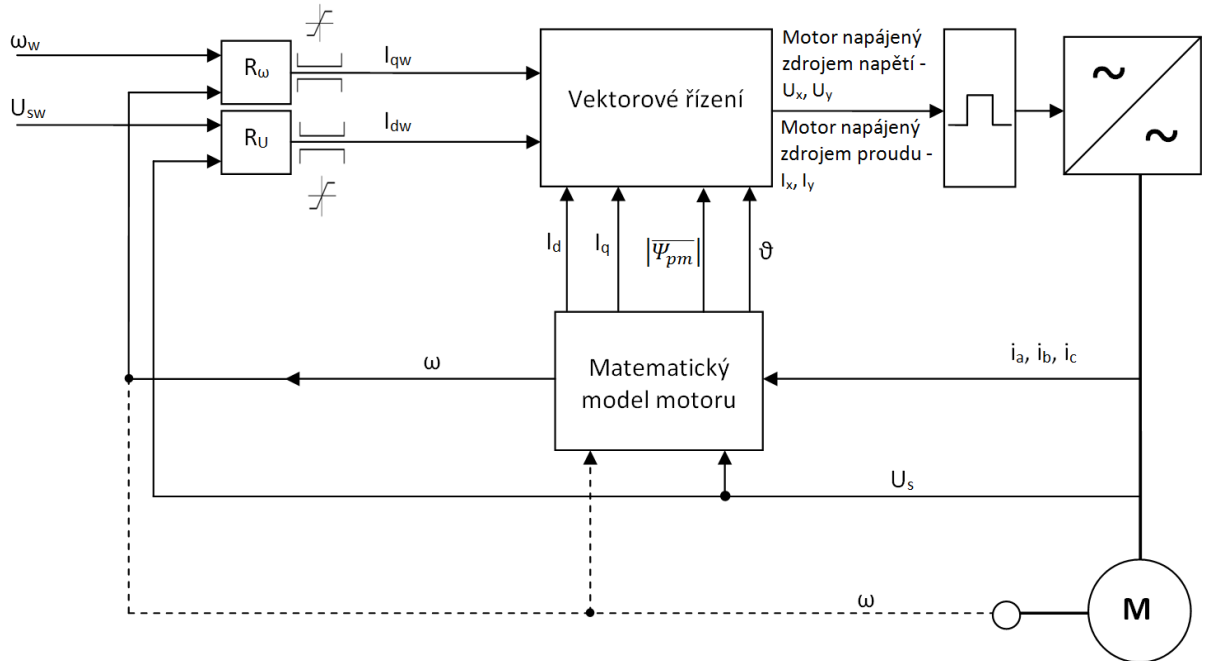


Obr. 1.1 Prostorový vektor [1]

## 1.2 Princip vektorového řízení

Prostorový vektor proudu lze převést do rotujícího souřadného systému d,q, kde osa d je shodná s vektorem magnetického toku  $\bar{\Psi}$  a osa q je na ni kolmá. Tímto převodem dostaneme dvě složky proudu  $I_d$ , přímo úměrný  $\bar{\Psi}$ , a  $I_q$ , přímo úměrný momentu motoru. Řídíme-li velikost proudů  $I_d$  a  $I_q$ , jsme schopni u asynchronních motorů a PMSM dosáhnout shodných regulačních vlastností jako u motorů stejnosměrných. Jelikož proud  $I_d$  musí mít shodný směr s

vektorem magnetického toku  $\bar{\Psi}$  a proud  $I_q$  musí být na ně kolmý, je zapotřebí znát okamžitou polohu rotoru motoru. Z toho plyne, že motor musí mít senzor polohy rotoru nebo musí polohu složitě, v některých případech i nepřesně odhadovat.



Obr. 1.2 Principiální schéma vektorového řízení - u pohonu bez čidla otáček se musí  $\omega$  počítat v matematickém modelu motoru, u pohonu s čidlem otáček (přerušovaná čára) jde na vstup regulátoru hodnota z čidla otáček [1]

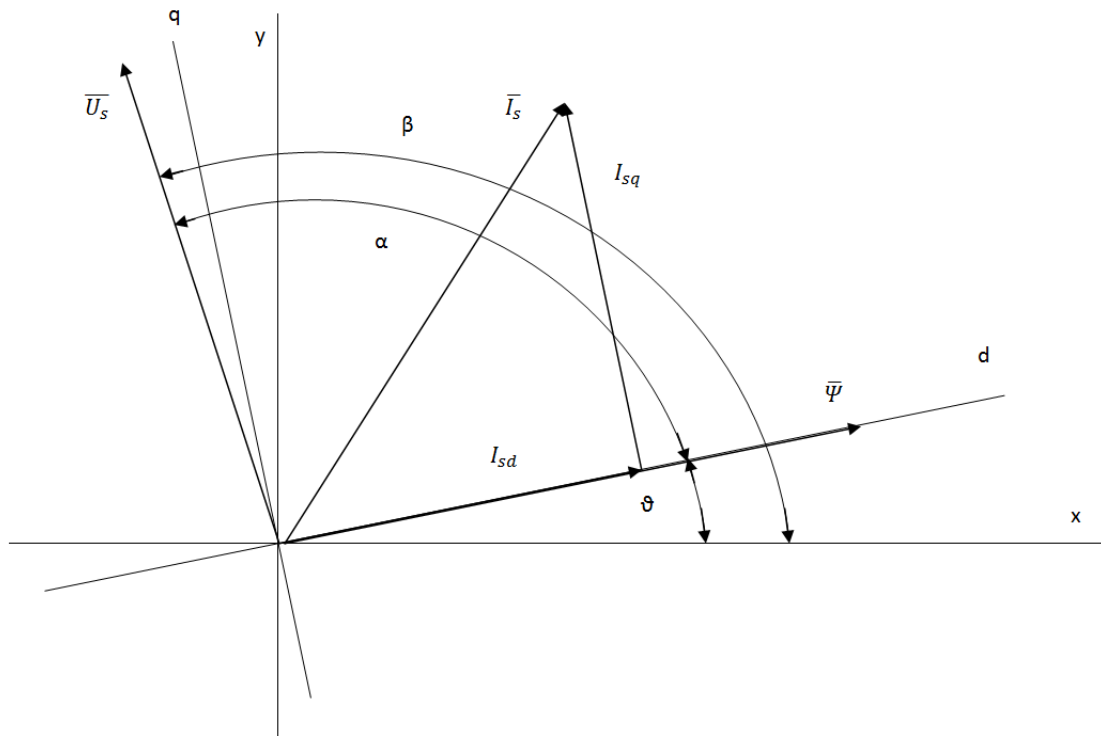
### 1.3 Vektorové řízení s napěťovým střídačem

Máme-li proudový střídač, lze motoru přímo vnucovat požadovaný vektor proudu. U napěťového střídače je toto složitější, jelikož proud může procházet přes sepnuté tranzistory nebo zpětné diody. Je třeba na základě požadovaných proudů  $I_{dw}$  a  $I_{qw}$  správně vyhodnotit, jaké napětí chceme na výstupu ze střídače. Toho se dosahuje tak, že proudy  $I_d$  a  $I_q$  vypočítané matematickým modelem (přepočítání proudů vstupujících do motoru pomocí Parkovy a Clarkovy transformace) přivedeme na vstup regulátorů společně s požadovanými proudy  $I_{dw}$  a  $I_{qw}$ . A jelikož platí:

$$\frac{dI_d}{dt} = f(I_d, I_q, |\bar{\Psi}_{pm}|, U_d) \tag{1.2}$$

$$\frac{dI_q}{dt} = f(I_d, I_q, |\bar{\Psi}_{pm}|, U_q) \tag{1.3}$$

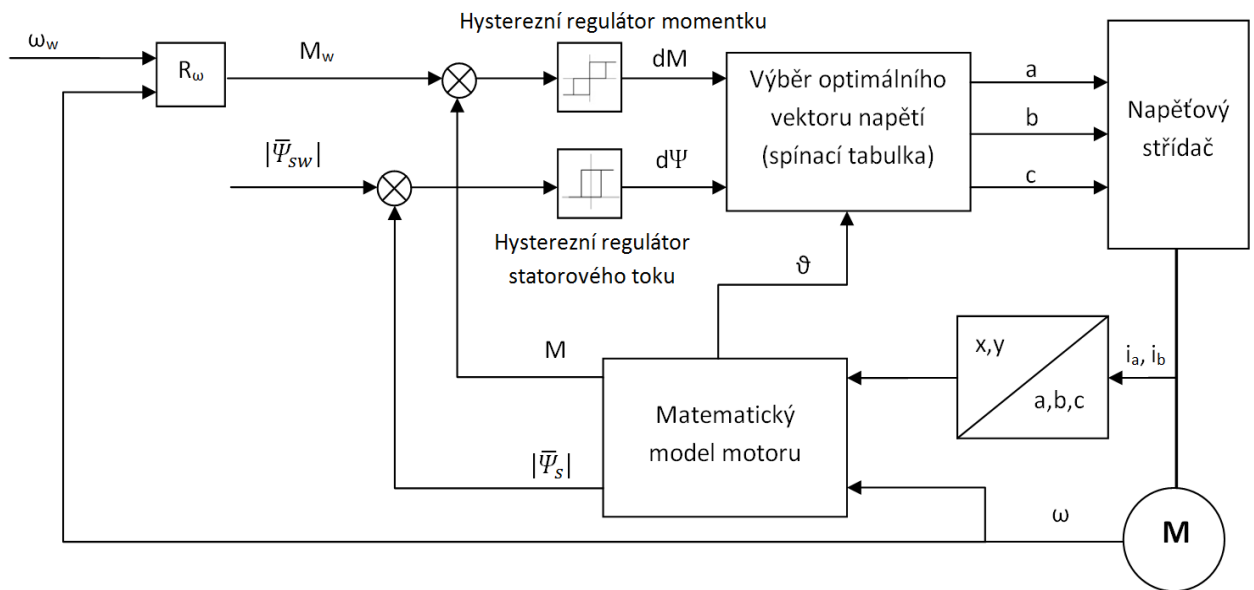
Lze konstatovat, že změna napětí  $U_d$  ovlivní derivaci proudu  $I_d$  a změna napětí  $U_q$  ovlivní derivaci proudu  $I_q$ , a proto je přiřazení  $U_d$  a  $U_q$  regulátorům  $R_{Id}$  a  $R_{Iq}$  správné. Tyto napětí lze pomocí inverzní Parkovy a Clarkovy transformace převést na požadované napětí na motoru, tzn. lze je pomocí střídače řízeného PWM na motoru realizovat [1].



Obr. 1.3 Fázorový diagram vektorového řízení pro napěťový střídač [3]

## 2 Přímé řízení momentu

Vychází stejně jako vektorové řízení z principu odděleného řízení momentu motoru a magnetického toku motoru. Přímé řízení momentu je založeno na dvouhodnotové regulaci momentu a na vhodném výběru sepnuté trojice tranzistorů ve střídači. Je více metod řízení založených na tomto principu, nejčastější je Takahashiho metoda a Depenbrockova metoda. Přímé řízení momentu má vyšší zvlnění proudu a je-li dobře navrženo, má dobré dynamické vlastnosti. Oproti vektorovému řízení je díky dvouhodnotové regulaci nekonstantní spínací frekvence.



Obr. 2.1 Principiální schéma Takahashiho metody [1]

## 2.1 Dvuhodnotová regulace momentu

Základem je rovnice:

$$M = k_p \cdot p_p \cdot |\overline{\Psi_{pm}}| \quad (2.1)$$

kde  $k_p$  je konstanta Parkovy transformace,  $\overline{\Psi_{pm}}$  je magnetický tok permanentních magnetů a  $p_p$  je počet pólpárů. V ustáleném stavu rotorový magnetický tok rotuje ve fázorovém diagramu konstantní rychlostí. Vhodným výběrem sepnuté trojice tranzistorů lze měnit velikost a natočení fázoru statorového magnetického toku a tím zvyšovat či snižovat moment motoru. Jestliže se úhel mezi statorovým a rotorovým tokem snižuje, snižuje se moment motoru a naopak se zvyšujícím se úhlem moment motoru roste [1].

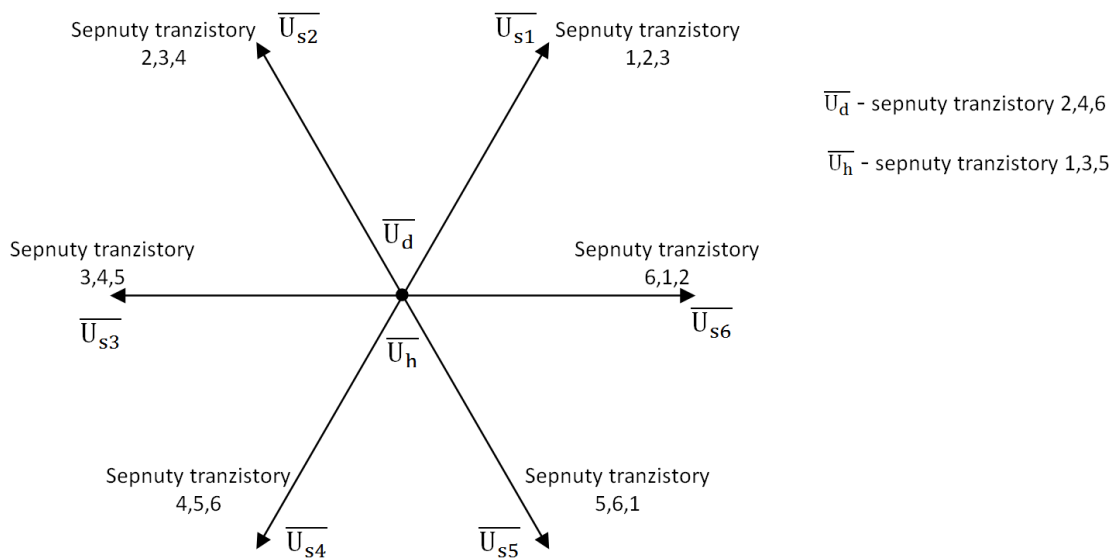
## 2.2 Optimální výběr vektoru napětí

Pro výběr vektoru napětí slouží spínací tabulka. Vstupní parametry jsou výstupy z hysterezí  $dM$  a  $d\Psi$  a poloha rotoru  $\vartheta$ , která určuje polohu statorového magnetického toku ve fázorovém diagramu. Máme-li třífázový můstkový napěťový střídač, je k dispozici 6 aktivních vektorů napětí a tudíž je rovina fázorů rozdělena na 6 částí [1].



Tab. 2.1 Spínací tabulka [1]

dΨ	0			1		
dM	1	0	-1	1	0	-1
Poloha $\Psi_s$						
$330^0-30^0$	$\overline{U_{s2}}$	$\overline{U_d}$	$\overline{U_{s4}}$	$\overline{U_{s1}}$	$\overline{U_h}$	$\overline{U_{s5}}$
$33^0-90^0$	$\overline{U_{s3}}$	$\overline{U_h}$	$\overline{U_{s5}}$	$\overline{U_{s2}}$	$\overline{U_d}$	$\overline{U_{s6}}$
$90^0-150^0$	$\overline{U_{s4}}$	$\overline{U_d}$	$\overline{U_{s6}}$	$\overline{U_{s3}}$	$\overline{U_h}$	$\overline{U_{s1}}$
$150^0-210^0$	$\overline{U_{s5}}$	$\overline{U_h}$	$\overline{U_{s1}}$	$\overline{U_{s4}}$	$\overline{U_d}$	$\overline{U_{s2}}$
$210^0-270^0$	$\overline{U_{s6}}$	$\overline{U_d}$	$\overline{U_{s2}}$	$\overline{U_{s5}}$	$\overline{U_h}$	$\overline{U_{s3}}$
$270^0-330^0$	$\overline{U_{s1}}$	$\overline{U_h}$	$\overline{U_{s3}}$	$\overline{U_{s6}}$	$\overline{U_d}$	$\overline{U_{s4}}$



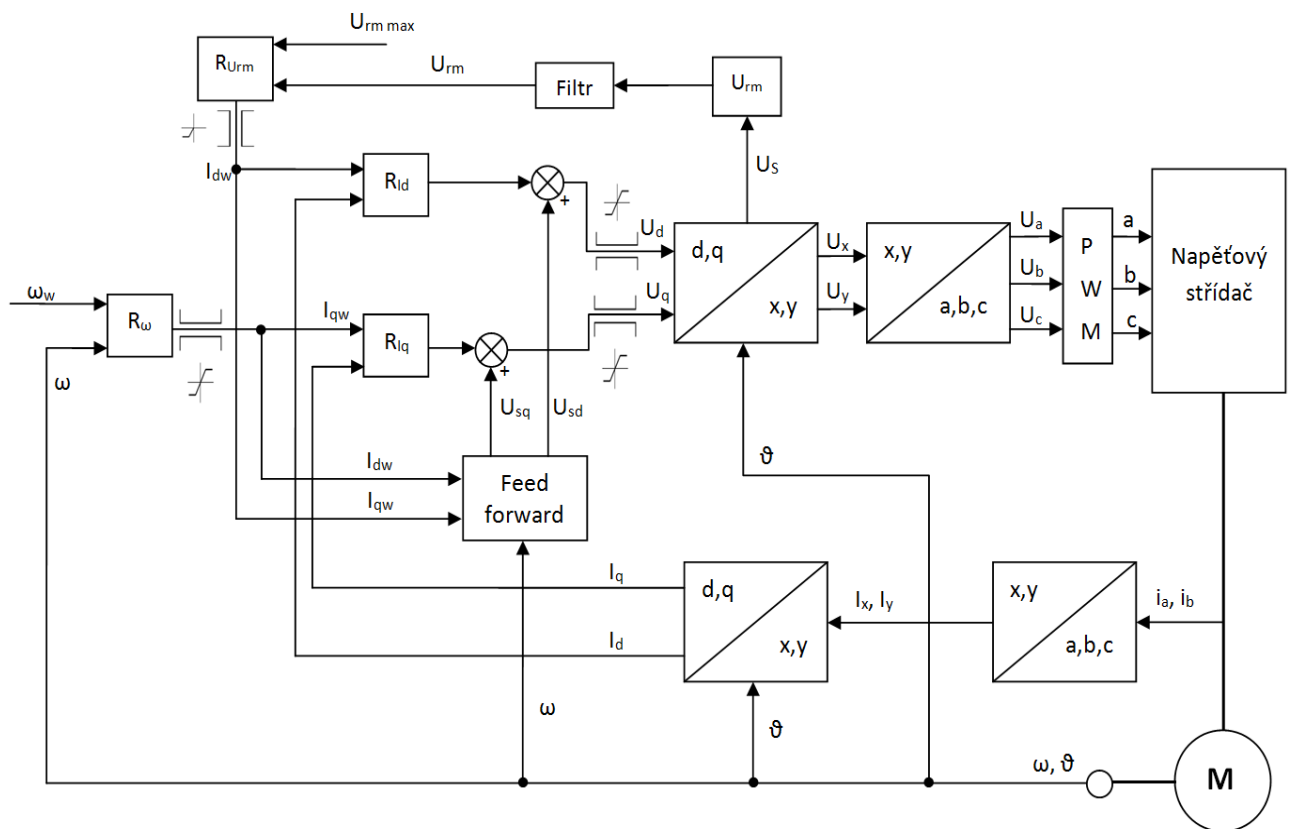
Obr. 2.2 Vektory napětí statoru [1]

### 3 Simulace

Simulované řízení motoru je provedeno pomocí vektorového řízení v rotujícím souřadném systému d,q. Jako vzorový motor je použit laboratorní PMSM, jehož parametry jsou uvedeny v tabulce níže. Simulace byly prováděny v programu MATLAB za použití nadstavby Simulink a PLEECS. Jelikož je simulace zaměřena na velikost spínacích ztrát, není v ní řešeno odbuzování motoru, tudíž požadovaná hodnota proudu na vstupu regulátoru  $I_{qw}$  je rovna nule.

Tab. 3.1 Parametry PMSM

Výrobce	REEL S.r.l.
Jmenovitý výkon	10,7(kW)
Jmenovitý proud	22(A)
Počet pólů	4
Odpor statoru $R_s$	0,28 ( $\Omega$ )
Indukčnost vinutí $L$	3,465 (mH)
Moment setrvačnosti $J$	0,04 (Nms <sup>2</sup> )
Magnetický tok permanentních magnetů	0,1989 (Wb)
Druh zatížení	S1 (trvalé zatížení)
Ochrana krytím	IP 64



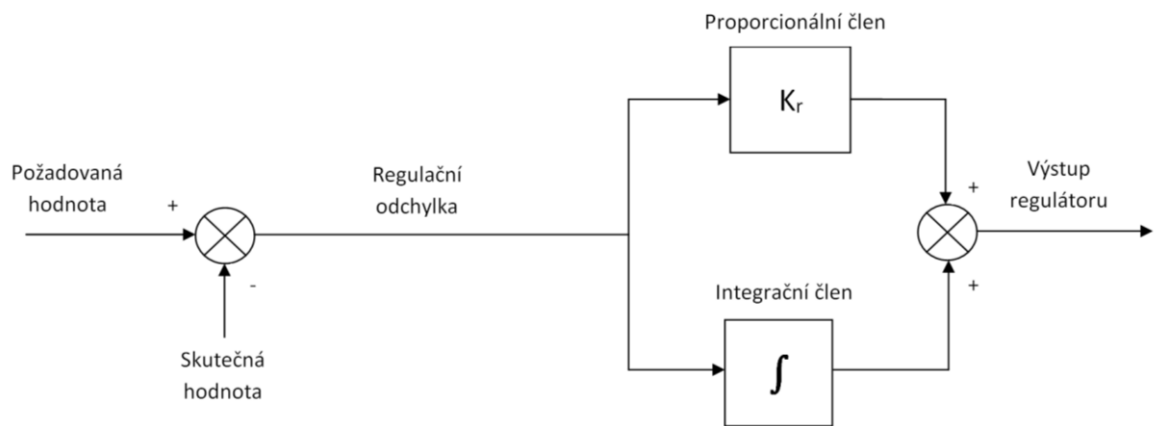
Obr. 3.1 Schéma simulace

### 3.1 Popis použitých bloků v simulaci

#### 3.1.1 Regulátor otáček

Pro regulaci otáček je použit díky svým vhodným vlastnostem PI regulátor. Tento regulátor je jeden z nejpoužívanějších spojitých regulátorů v systémech elektrických pohonů.

PI regulátor je paralelní zapojení proporcionálního a integračního členu. Integrační člen odstraňuje trvalou odchylku P regulátoru. Použití proporcionálního a integračního členu zlepšuje stabilitu, než při použití samotného I regulátoru. Přenos PI regulátoru lze zapsat jako  $F_R(p) = K_R \cdot \frac{1+p\tau_R}{p\tau_R}$ , kde  $K_R$  je zesílení proporcionálního členu a  $\tau_R$  je časová konstanta regulátoru.



Obr. 3.2 Blokové schéma PI regulátoru

Regulátor otáček na vstupu odečte skutečnou hodnotu od požadované hodnoty. Regulační odchylka vstupuje do proporcionálního a integračního členu. Výstupy obou členů se sečtou a výstupem regulátoru je požadovaná hodnota proudu  $I_{q\omega}$ . Hodnota proudu  $I_{q\omega}$  je omezena maximální a minimální hodnotou  $\pm I_{\max}$  z důvodu bezpečného a bezporuchového chodu motoru. Hodnota zesílení je  $K_R=2$  a časová konstanta je  $\tau_R=0,01$ .

#### 3.1.2 Regulátory proudů $I_d$ a $I_q$

Oba regulátory jsou typu PI, mají shodné zesílení  $K_R=4,5$  a stejnou časovou konstantu  $\tau_R=0,01$ . Výstupem těchto regulátorů jsou napětí  $U_d$  a  $U_q$ . Tato napětí jsou omezena maximální napěťovou hodnotou  $\pm U_{\max}$  z důvodu namáhání izolace motoru.

### 3.1.3 Feed forward

Feed forward na základě vstupních proměnných parametrů a konstrukčních konstant motoru vypočítává napětí  $U_{sd}$  a  $U_{sq}$ . Vstupní proměnné parametry jsou požadované proudy vstupující do regulátorů proudu  $I_{dw}$ ,  $I_{qw}$  a okamžité otáčky  $\omega$ . Dále je pro výpočet napětí zapotřebí znát indukčnost motoru  $L_s$  a magnetický tok permanentních magnetů  $\Psi_{pm}$ . Výstupní hodnoty se sečtou s výstupy regulátorů proudů  $I_d$  a  $I_q$  (respektive se sečtou s napětími  $U_d$  a  $U_q$ ). Feed forward slouží ke zlepšení regulačních vlastností celého systému. Rovnice podle kterých se "předpočítává" napětí jsou:

$$U_{sq} = R_s \cdot I_{qw} + L_s \cdot I_{dw} + \omega_w \cdot \Psi_{pm} \quad (3.1)$$

$$U_{sd} = R_s \cdot I_{dw} - \omega_w \cdot L_s \cdot I_{qw} \quad (3.2)$$

### 3.1.4 Parkova transformace, inverzní Parkova transformace

K převodu ze stojícího souřadného systému  $x, y$  do rotujícího souřadného systému  $d, q$  je zapotřebí užití Parkovy transformace. Pro opačný převod se používá inverzní Parkova transformace. Vstupem do těchto transformací jsou hodnoty v souřadném systému z kterého chceme převádět a poloha rotoru. Výstupem pak jsou hodnoty v požadovaném souřadném systému. Pro tyto transformace je zapotřebí znát okamžitou polohu rotoru, což znamená že motor musí být opatřen čidlem polohy nebo je zapotřebí polohu rotoru dopočítávat.

Rovnice pro Parkovu transformaci jsou:

$$I_d = I_{sx} \cdot \cos(\vartheta) + I_{sy} \cdot \sin(\vartheta) \quad (3.3)$$

$$I_q = I_{sy} \cdot \cos(\vartheta) - I_{sx} \cdot \sin(\vartheta) \quad (3.4)$$

Rovnice pro inverzní Parkovu transformaci jsou:

$$U_x = U_d \cdot \cos(\vartheta) - U_q \cdot \sin(\vartheta) \quad (3.5)$$

$$U_y = U_q \cdot \cos(\vartheta) + U_d \cdot \sin(\vartheta) \quad (3.6)$$

### 3.1.5 Clarkova transformace, inverzní Clarkova transformace

K převodu ze statorových veličin do souřadného systému  $x,y$  se používá Clarkova transformace, opačný převod využívá inverzní Clarkovu transformaci. Vstupem do těchto transformací jsou hodnoty, které chceme transformovat. U těchto transformací není zapotřebí znát okamžitou polohu rotoru.

Rovnice pro Clarkovu transformaci:

$$I_x = \frac{2}{3} \cdot I_a - \frac{1}{3} \cdot (I_b - I_c) \quad (3.7)$$

$$I_y = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot (I_b - I_c) \quad (3.8)$$

za předpokladu, že  $I_a + I_b + I_c = 0$  lze rovnice upravit do tvaru:

$$I_x = I_a \quad (3.9)$$

$$I_y = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot (I_a + 2I_b) \quad (3.10)$$

Pro inverzní Clarkovu transformaci vypadají rovnice takto:

$$U_a = U_x \quad (3.11)$$

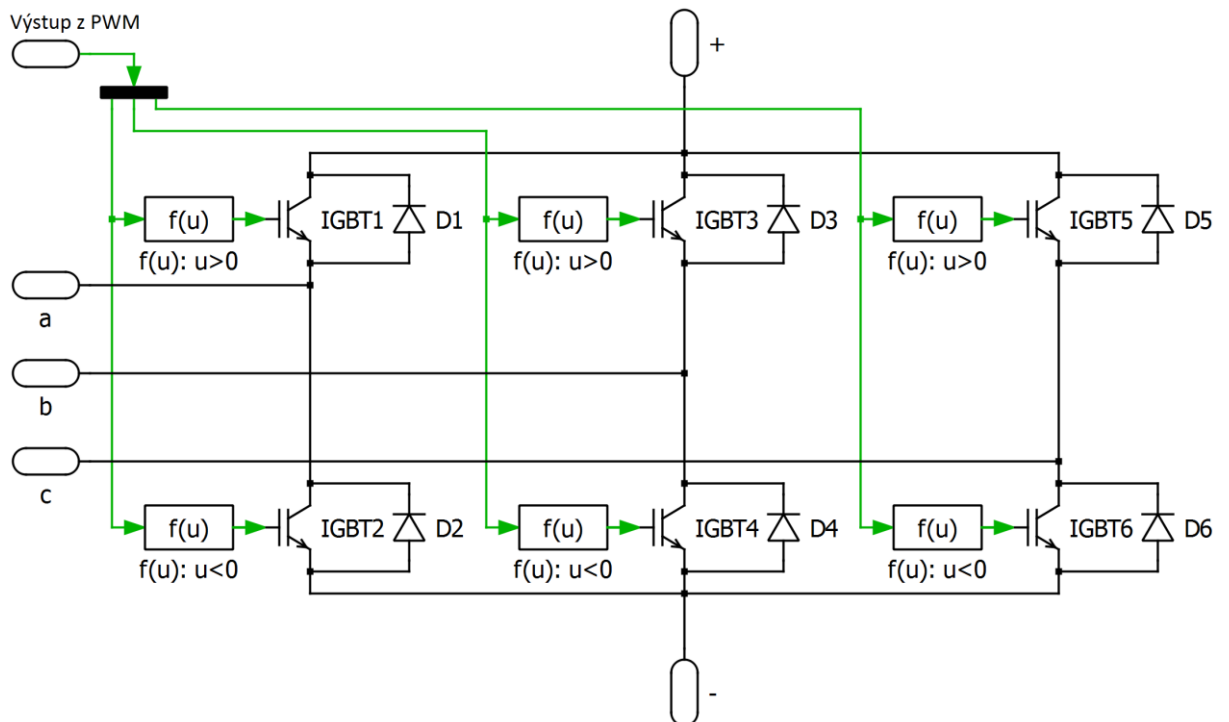
$$U_b = -\frac{1}{2} \cdot U_x + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot U_y \quad (3.12)$$

$$U_c = -\frac{1}{2} \cdot U_x - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot U_y \quad (3.13)$$

Rovnice transformací jsou uvedeny ve stavu, v jakém jsou použité v simulaci. Jejich použití je však analogické i u ostatních elektrických veličin.

### 3.1.6 Střídač

K rozstředání stejnosměrného proudu je užito třífázového můstkového napěťového střídače. Jako stejnosměrný zdroj je pro zjednodušení použit model stejnosměrného zdroje napětí v PLECSu. V praxi se používá jako zdroj pro střídač libovolný usměrňovač, např. pro napájení troleje ze střídavé sítě se k usměrňování používá třífázový můstkový diodový usměrňovač.



Obr. 3.3 Schéma zapojení střídače a jeho ovládání

V simulaci je užito PLECSového modelu třífázového napěťového střídače (schéma je na Obr. 3.3). Pro zjištění spínacích ztrát je zapotřebí přidat do popisu střídače charakteristiky jednotlivých součástí. Charakteristiky tranzistorů a diod jsou uvedeny v tabulkách níže.

Tab. 3.2 Zapínací ztráty IGBT

	0 (A)	250 (A)	500 (A)	750 (A)	1 250 (A)
0 (V)	0 (mJ)	0 (mJ)	0 (mJ)	0 (mJ)	0 (mJ)
3 600 (V)	1 000 (mJ)	2 100 (mJ)	4 000 (mJ)	6 200 (mJ)	13 000 (mJ)
7 200 (V)	2 000 (mJ)	4 200 (mJ)	8 000 (mJ)	12 400 (mJ)	26 000 (mJ)

Tab. 3.3 Vypínací ztráty IGBT

	0 (A)	250 (A)	1 250 (A)
0 (V)	0 (mJ)	0 (mJ)	0 (mJ)
3 600 (V)	0 (mJ)	1 500 (mJ)	7 000 (mJ)
7 200 (V)	0 (mJ)	3 000 (mJ)	14 000 (mJ)

Tab. 3.4 Ztráty průchodem proudu IGBT

	0 (A)	50 (A)	125 (A)	250 (A)	750 (A)
125 (°C)	0 (V)	1,5 (V)	2 (V)	2,5 (V)	3,75 (V)

Tab. 3.5 Vypínací ztráty diod

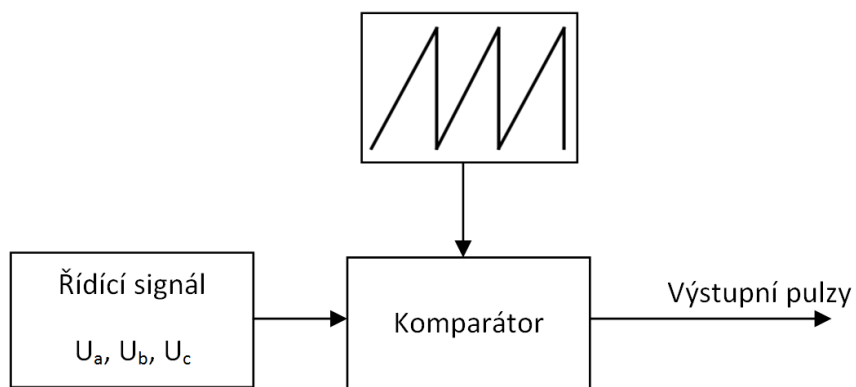
	0 (A)	250 (A)	500 (A)	750 (A)
-7 200 (V)	0,8 (J)	3,2 (J)	4,8 (J)	6 (J)
-3 600 (V)	0,4 (J)	1,6 (J)	2,4 (J)	3 (J)
0 (V)	0 (J)	0 (J)	0 (J)	0 (J)

Tab. 3.6 Ztráty průchodem proudu diodou

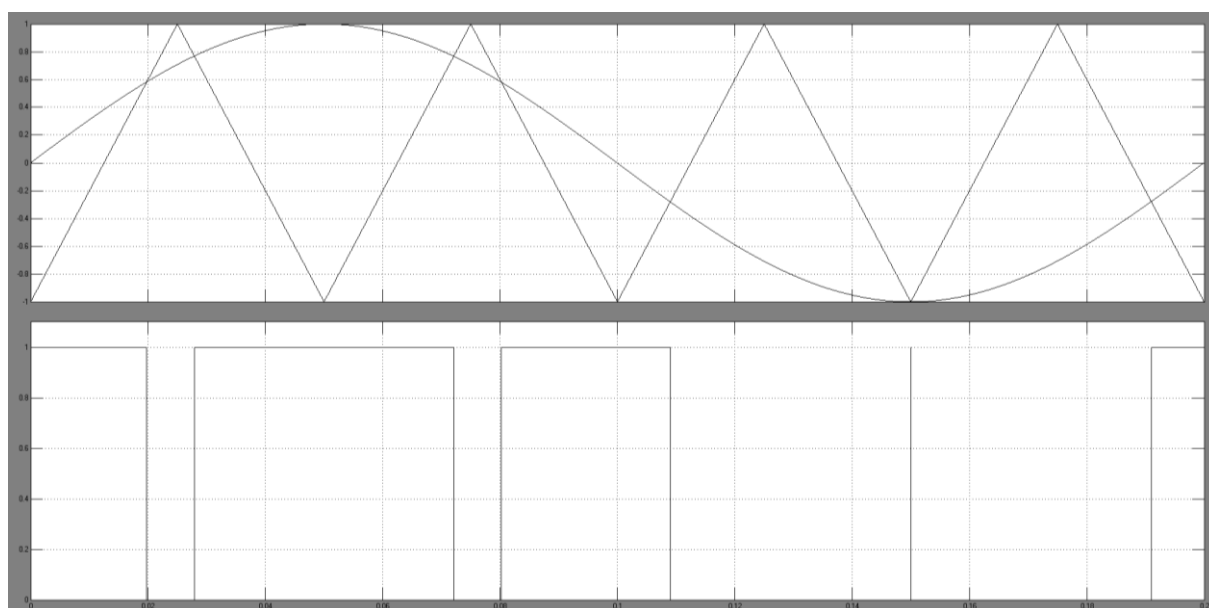
	0 (A)	60 (A)	125 (A)	250 (A)	500 (A)	750 (A)
25 (°C)	0 (V)	1,2 (V)	1,5 (V)	2 (V)	2,5 (V)	3 (V)

### 3.1.7 PWM (Pulse-Width Modulation)

Pro řízení napěťových střídačů lze použít více způsobů. V dnešní době je nejčastější použití pulzně-šířkové modulace (PWM). PWM pracuje na principu srovnávání referenčního signálu s pilovým signálem. Tím vznikají spínací pulzy pro jednotlivé součástky (viz Obr. 3.5). PWM může mít asynchronní řízení, to znamená, že frekvence srovnávací pily je konstantní. Tento typ řízení je běžnější a jednodušší. Druhé řízení PWM je synchronní. Zde se podíl frekvence pily a frekvence referenčního signálu rovná celému číslu, u třífázových střídačů to je číslo dělitelné třemi. Toto řízení je složitější.



Obr. 3.4 Blokové schéma PWM



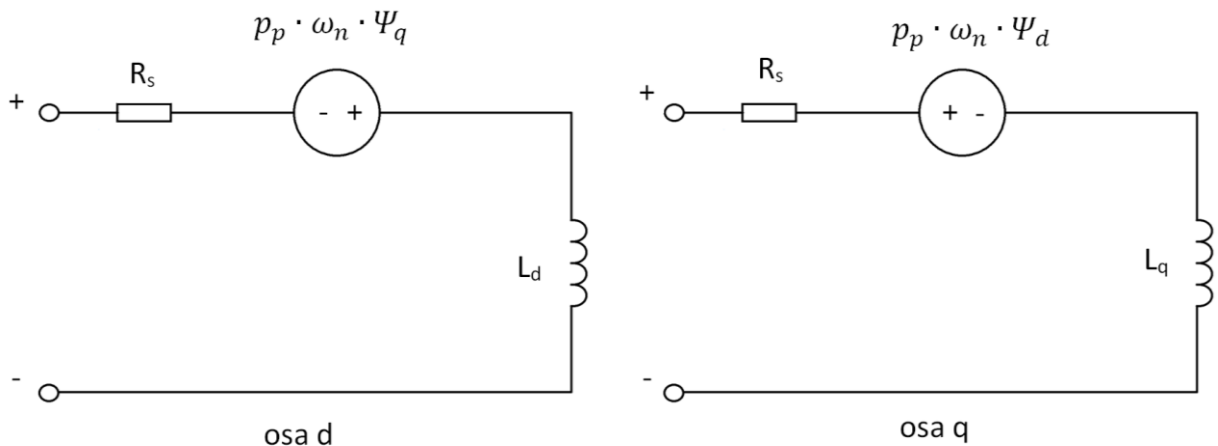
Obr. 3.5 Princip PWM, ukázka průběhu řídicího signálu a srovnávacího pilového signálu a následné výstupní pulzy z PWM

Pro řízení střídače je použito v simulaci pulzně-šířkové modulace s konstantním srovnávacím pilovým signálem. Frekvence srovnávací pily je v rozmezí 2-20 (kHz) a amplituda je  $\pm 100$  (V).



### 3.1.8 PMSM

Pro simulaci motoru je použit PMSM z programu PLECS. Tento model může sloužit jako motor nebo jako generátor. Pokud má mechanický moment stejné znaménko jako otáčky motoru, pracuje model v motorickém režimu, jsou-li znaménka opačná pracuje v generátorickém režimu. Všechny elektrické veličiny a parametry jsou v modelu přepočítávány na statorové veličiny.



Obr. 3.6 Náhradní schéma elektrického systému modelu PMSM v PLECSu

Do PMSM se musí zadat jako základní parametry: statorový odpor  $R_s$  v ohmech, indukčnost statoru zapsaná jako dvouhodnotový vektor tvořený indukčemi  $L_d$  a  $L_q$  v jednotkách henry, magnetický tok  $\Psi_{pm}$  permanentních magnetů umístěných na rotoru ve webrech, moment setrvačnosti  $J$  v  $\text{Nms}^2$ , koeficient tření  $F$  v  $\text{Nms}$ , počet pólpárů  $p_p$ , a pokud je potřeba tak počáteční rychlost v radiánech za sekundu, počáteční polohu rotoru v radiánech a počáteční hodnotu statorového proudu v ampérech. Jako proměnné signály vstupují do modelu statorové proudy  $i_a$ ,  $i_b$  a  $i_c$  v ampérech a zátěžný moment  $M_z$  v Nm. Výstupní parametry pak jsou: otáčky motoru  $\omega$  v radiánech za sekundu, pozice rotoru  $\vartheta$  v radiánech a elektrický moment  $T_e$  v Nm.

Model PMSM nejprve převede statorové proudy  $i_a$ ,  $i_b$  a  $i_c$  do rotujícího souřadného systému d,q pomocí Parkovy a Clarkovy transformace. Poté vypočítá statorový magnetický tok pomocí rovnic:

$$\Psi_d = L_d \cdot i_d + \Psi_{pm} \quad (3.14)$$

$$\Psi_q = L_q \cdot i_q \quad (3.15)$$

Následně pomocí těchto magnetických toků vypočítá elektromagnetický moment z rovnice:

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot p_p \cdot (\Psi_d \cdot i_q + \Psi_q \cdot i_d) \quad (3.16)$$

Výsledná rychlost v daném kroku  $n$  se poté dostane ze vztahu:

$$\omega_n = \frac{1}{J} \cdot (T_e - F \cdot \omega_{n-1} - M_z) \quad (3.17)$$

kde  $\omega_{n-1}$  je rychlost v předchozím kroku. Poloha rotoru  $\vartheta_n$  v kroku  $n$  je rovna rychlosti v předchozím kroku, platí tedy  $\vartheta_n = \omega_{n-1}$ .

Parametry zadané do modelu jsou uvedeny v *Tab. 3.1*. Indukčnosti  $L_d$  a  $L_q$  jsou rovny indukčnosti vinutí  $L$ . Koeficient tření  $F$  je zanedbán, tzn. roven 0 Nms [5].

## 4 Výsledky simulací

Simulace byly prováděny v MATLABu za použití nadstaveb Simulink a PLECS. Model simulace je v plném rozsahu v příloze č. 1. Jednotlivé parametry simulace jsou uvedeny v příloze č. 2.

Spínací ztráty jsou ovlivněny spínací frekvencí součástek. U vektorového řízení jde ovlivnit spínací frekvence změnou frekvence srovnávacího pilového signálu v bloku PWM. V následujících kapitolách je ukázka, jaký má vliv změna frekvence pilového signálu v bloku PWM na spínací ztráty a na deformaci proudu.

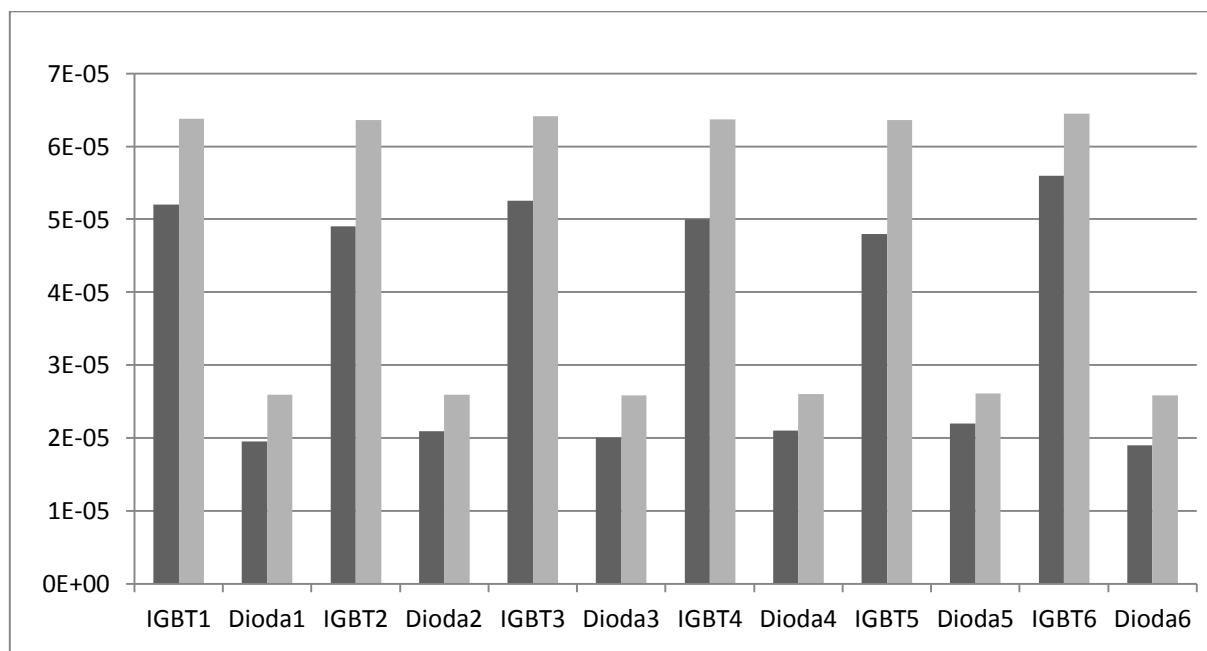
Pro měření spínacích ztrát byly použity charakteristiky součástek uvedený v kapitole 3.1.6. Spínací ztráty jsou měřeny v ustáleném stavu při konstantní rychlosti  $100 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$  po dobu 1 s. Výsledné ztráty jsou průměrné ztráty po dobu jedné sekundy.

## 4.1 Frekvence srovnávacího pilového signálu 2 kHz

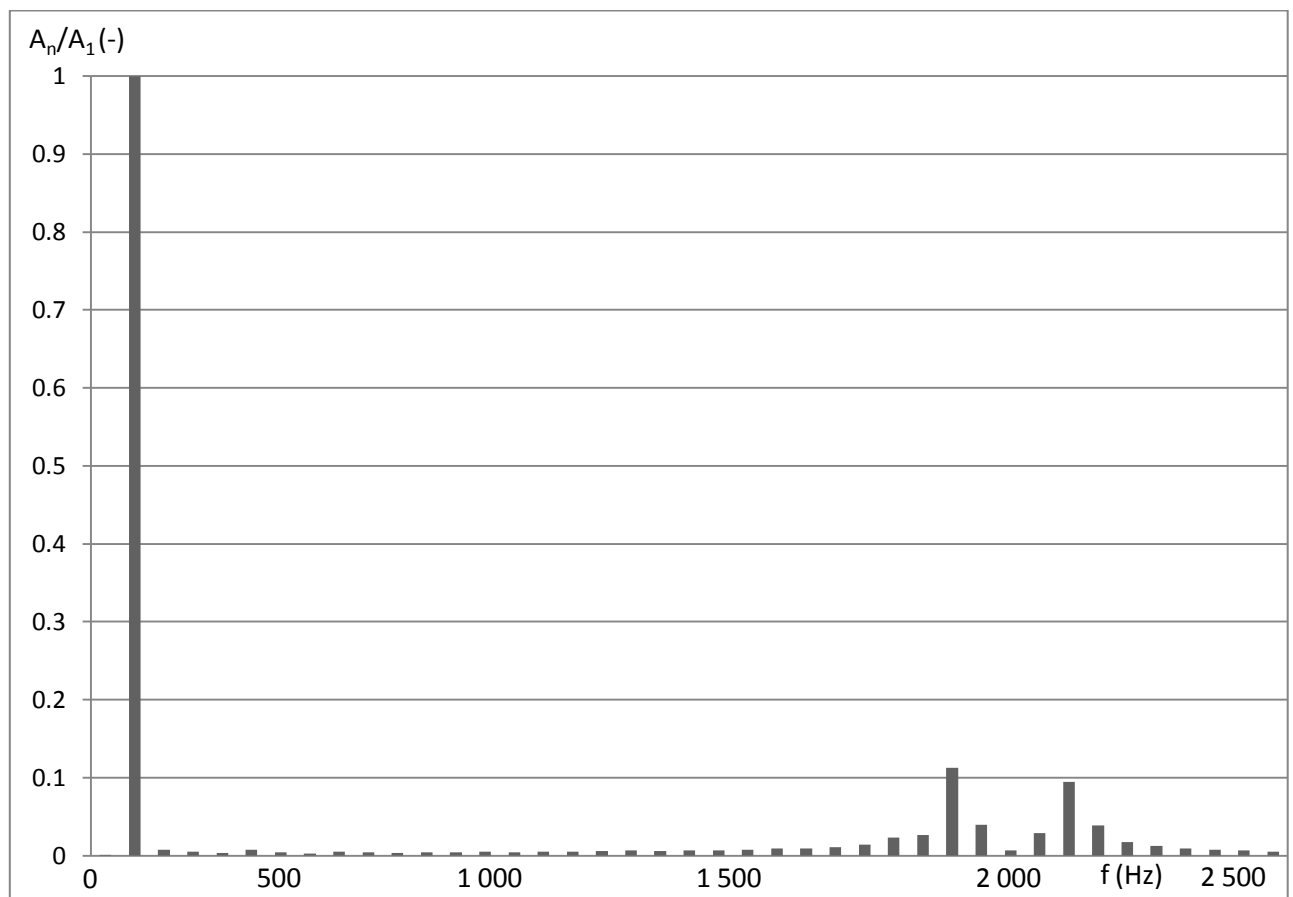
Pro nejnižší zkoumanou frekvenci srovnávacího pilového signálu 2 kHz vychází nejnižší spínací ztráty. Z hlediska spínacích ztrát je tato frekvence nejlepší ze zkoumaných frekvencí, ale zvlnění fázového proudu motoru je vysoké.

Tab. 4.1 Spínací ztráty pro frekvenci srovnávacího pilového signálu 2 kHz

Součástka	$P_{sw}$ (mW)	
	$M_z=10$ (Nm)	$M_z=40$ (Nm)
IGBT1	0.0520	0.064
Dioda1	0.0195	0.026
IGBT2	0.0490	0.064
Dioda2	0.0209	0.026
IGBT3	0.0525	0.064
Dioda3	0.0200	0.026
IGBT4	0.0500	0.064
Dioda4	0.0210	0.026
IGBT5	0.0480	0.064
Dioda5	0.0220	0.026
IGBT6	0.0560	0.065
Dioda6	0.0190	0.026
Celkem	0.4299	0.539



Obr. 4.1 Graf spínacích ztrát pro frekvenci srovnávacího pilového signálu 2 kHz



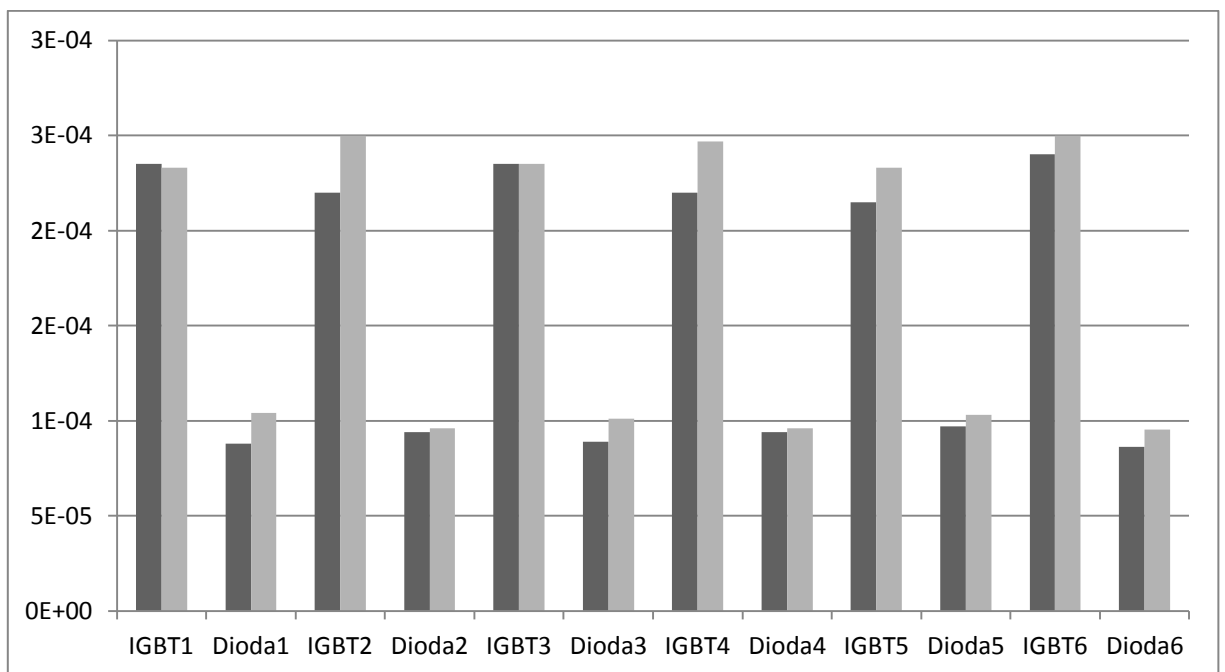
Obr. 4.2 Frekvenční spektrum fázového proudu, THD = 20,88%

## 4.2 Frekvence srovnávacího pilového signálu 8 kHz

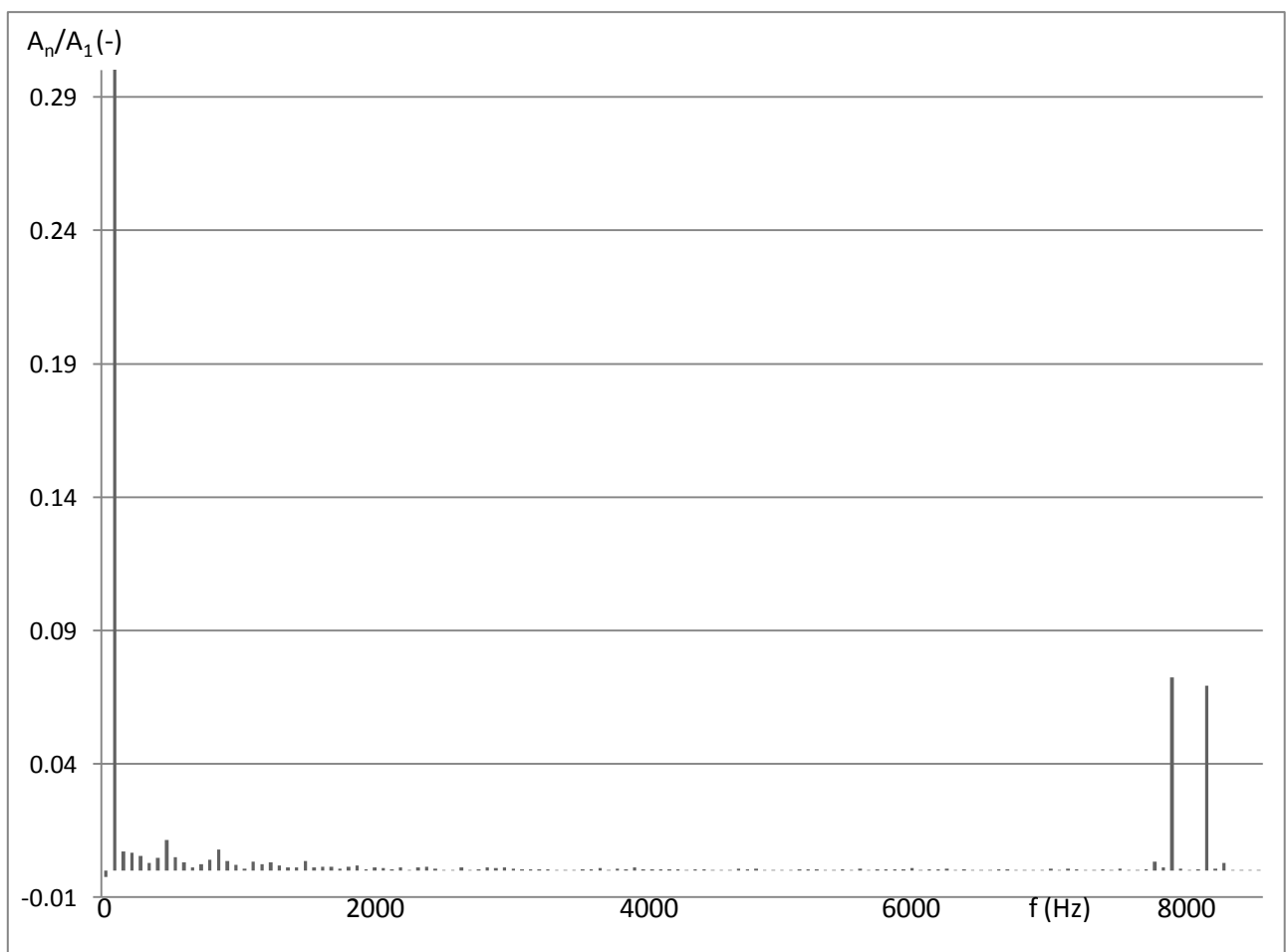
Druhá zkoumaná frekvence srovnávacího pilového průběhu je 8 kHz. Tato frekvence oproti frekvenci 2 kHz vychází z hlediska spínacích ztrát hůře, ale má menší zvlnění proudu ve fázi motoru.

Tab. 4.2 Spínací ztráty pro frekvenci srovnávacího pilového signálu 2 kHz

Součástka	P <sub>sw</sub> (mW)	
	M <sub>z</sub> =10 (Nm)	M <sub>z</sub> =40 (Nm)
IGBT1	0.2350	0.2330
Dioda1	0.0880	0.1040
IGBT2	0.2200	0.2500
Dioda2	0.0940	0.0960
IGBT3	0.2350	0.2350
Dioda3	0.0890	0.1010
IGBT4	0.2200	0.2470
Dioda4	0.0940	0.0960
IGBT5	0.2150	0.2330
Dioda5	0.0970	0.1030
IGBT6	0.2400	0.2500
Dioda6	0.0862	0.0955
Celkem	1.9132	2.0435



Obr. 4.3 Graf spínacích ztrát pro frekvenci srovnávacího pilového signálu 8 kHz



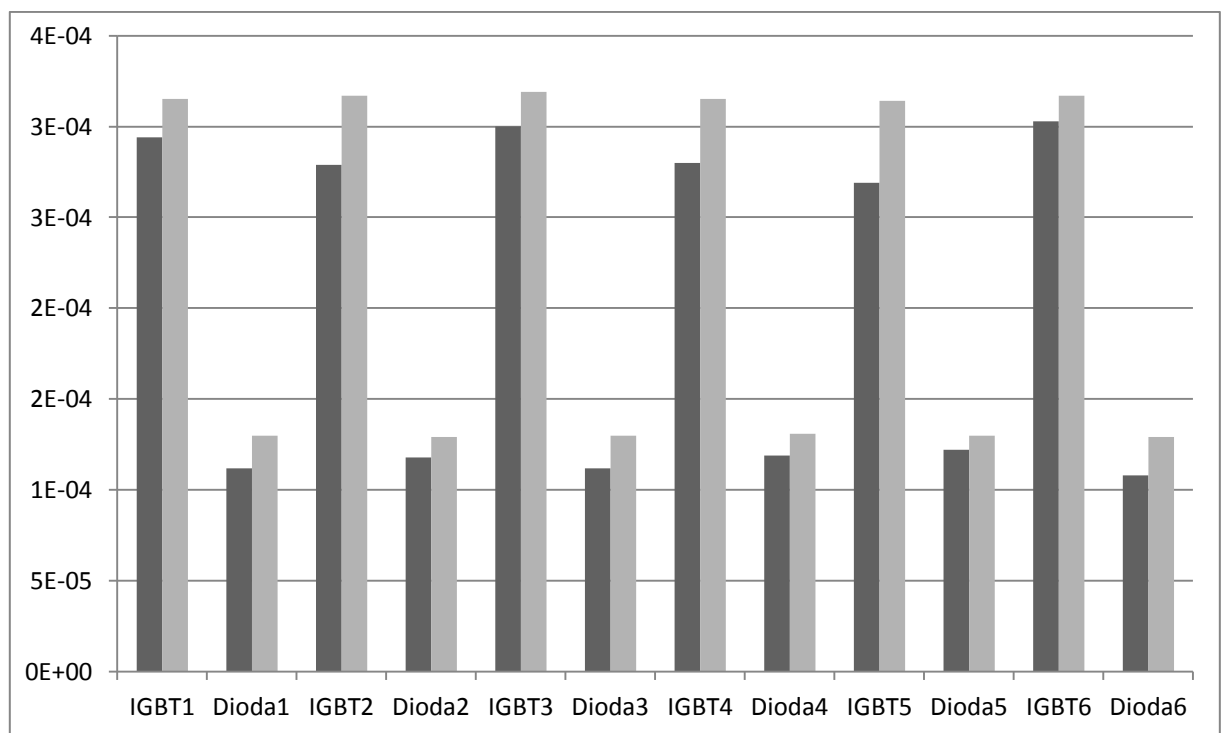
Obr. 4.4 Frekvenční spektrum fázového proudu, THD = 13% (pro lepší zobrazení grafu je  $A_1$  zobrazeno pouze do 0,3)

### 4.3 Frekvence srovnávacího pilového signálu 10 kHz

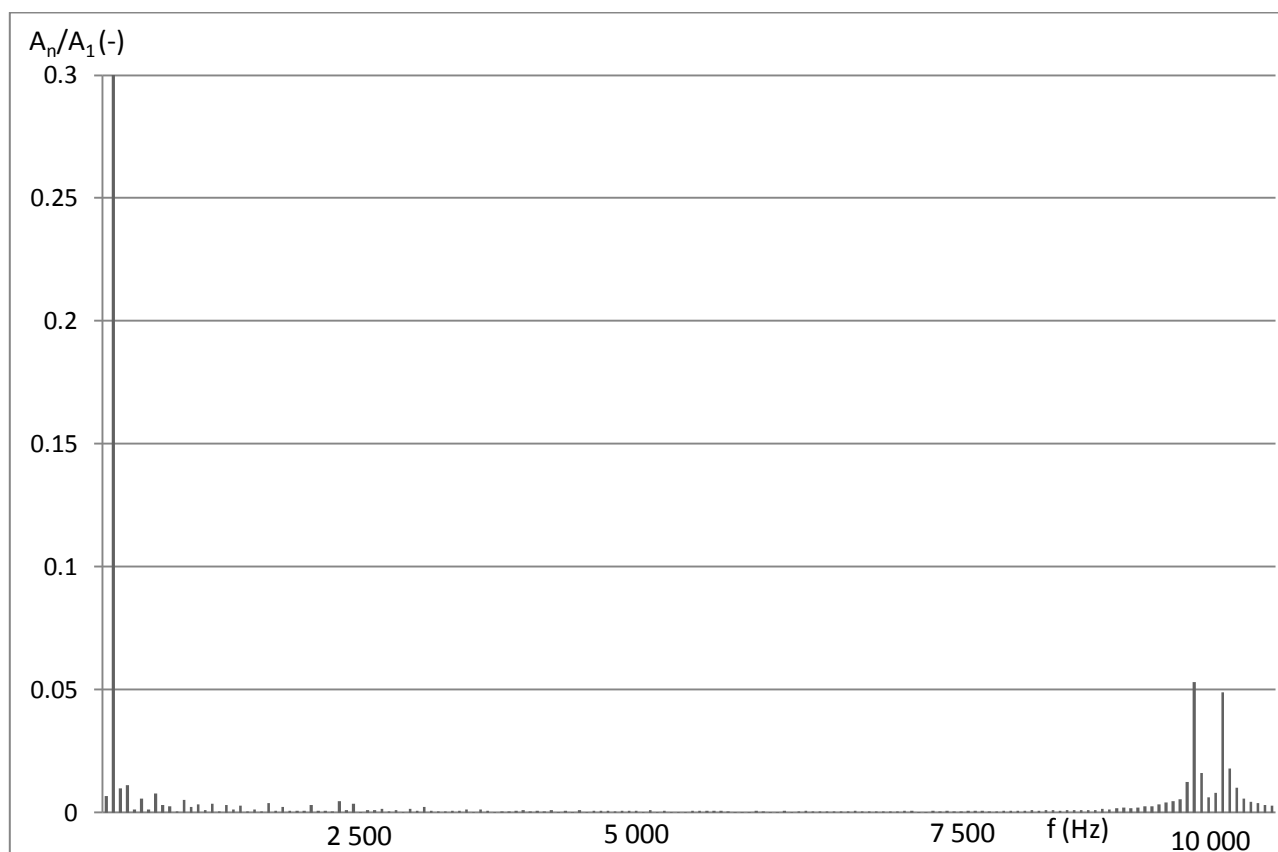
Pro frekvenci pilového signálu 10 kHz vyšli spínací ztráty 2,416 mW pro  $M_z = 10$  Nm a 2,676 pro  $M_z = 40$  Nm. THD vyšlo v porovnání s frekvencí 2 kHz přibližně poloviční, tzn. THD= 10,46%.

Tab. 4.3 Spínací ztráty pro frekvenci srovnávacího pilového signálu 10 kHz

Součástka	$P_{sw}$ (mW)	
	$M_z=10$ (Nm)	$M_z=40$ (Nm)
IGBT1	0.294	0.315
Dioda1	0.112	0.130
IGBT2	0.279	0.317
Dioda2	0.118	0.129
IGBT3	0.300	0.319
Dioda3	0.112	0.130
IGBT4	0.280	0.315
Dioda4	0.119	0.131
IGBT5	0.269	0.314
Dioda5	0.122	0.130
IGBT6	0.303	0.317
Dioda6	0.108	0.129
Celkem	2.416	2.676



Obr. 4.5 Graf spínacích ztrát pro frekvenci srovnávacího pilového signálu 10 kHz



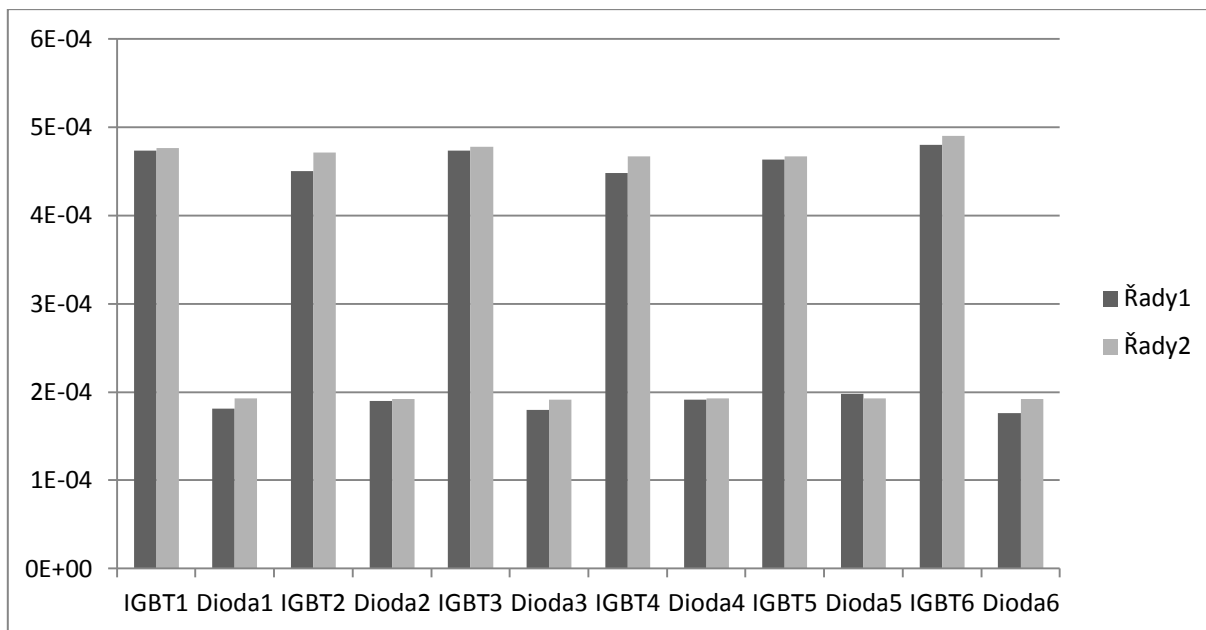
Obr. 4.6 Frekvenční spektrum fázového proudu, THD = 10,46% (pro lepší zobrazení grafu je  $A_1$  zobrazeno pouze do 0,3)

#### 4.4 Frekvence srovnávacího pilového signálu 16 kHz

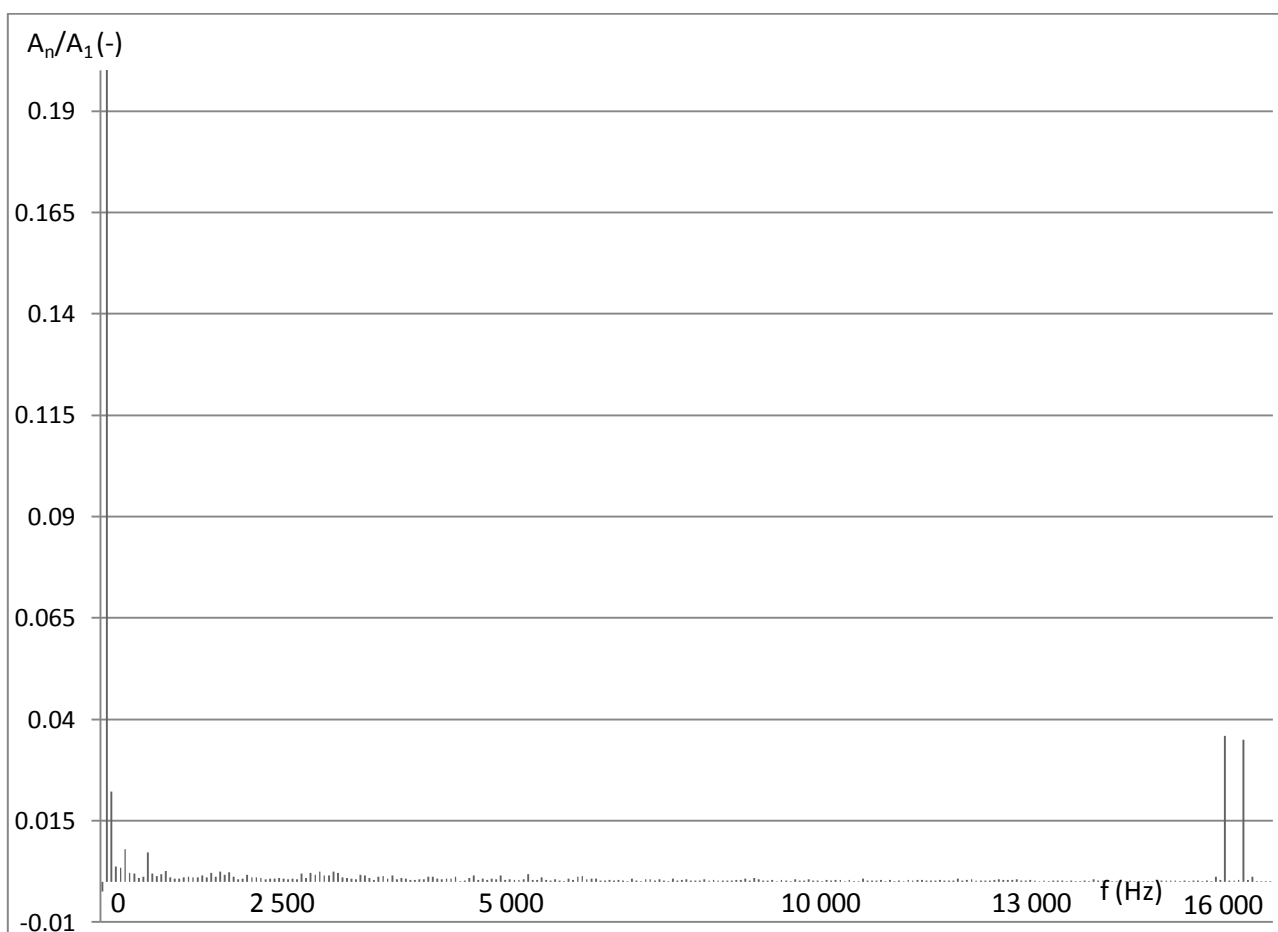
Pro frekvenci pilového signálu 16 kHz vyšli spínací ztráty 3,903 mW pro  $M_z = 10$  Nm a 4,003 pro  $M_z = 40$  Nm. THD vyšlo v porovnání s ostatními zkoumanými frekvencemi nízké, tzn. rovno 7,003%.

Tab. 4.4 Spínací ztráty pro frekvenci srovnávacího pilového signálu 16 kHz

Součástka	$P_{sw}$ (mW)	
	$M_z=10$ (Nm)	$M_z=40$ (Nm)
IGBT1	0.473	0.476
Dioda1	0.181	0.193
IGBT2	0.450	0.471
Dioda2	0.190	0.192
IGBT3	0.473	0.478
Dioda3	0.180	0.191
IGBT4	0.448	0.467
Dioda4	0.191	0.193
IGBT5	0.463	0.467
Dioda5	0.198	0.193
IGBT6	0.480	0.490
Dioda6	0.176	0.192
Celkem	3.903	4.003



Obr. 4.7 Graf spínacích ztrát pro frekvenci srovnávacího pilového signálu 16 kHz



Obr.4.8 Frekvenční spektrum fázového proudu, THD = 7,003% (pro lepší zobrazení grafu je  $A_1$  zobrazeno pouze do 0,2)

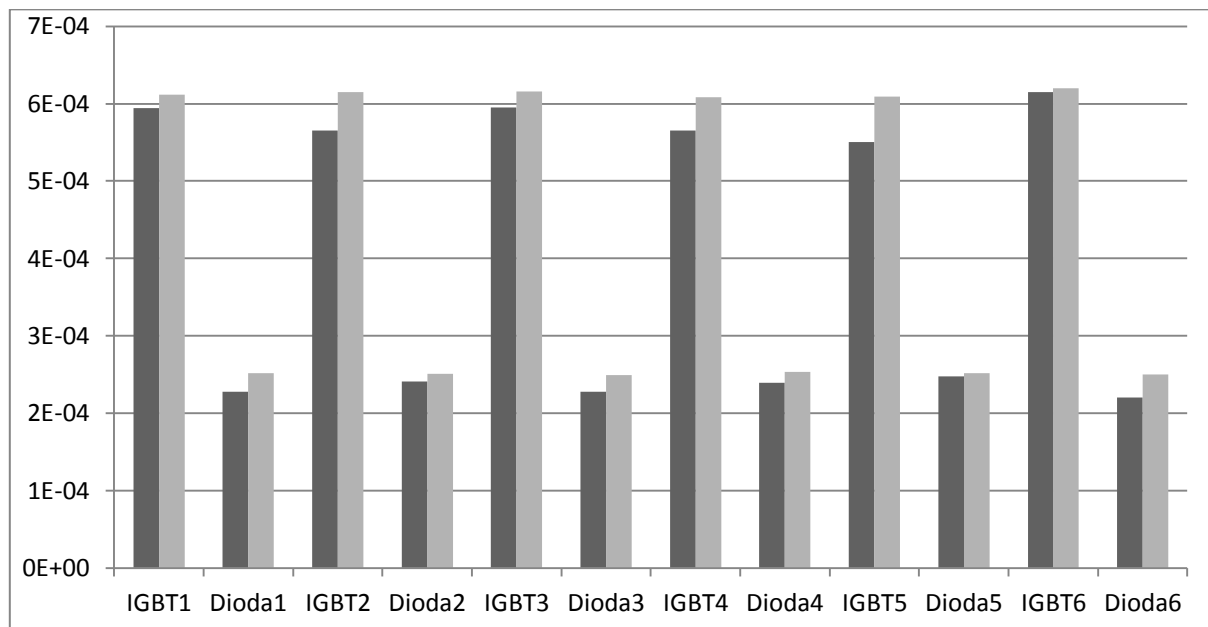


## 4.5 Frekvence srovnávacího pilového signálu PWM 20 kHz

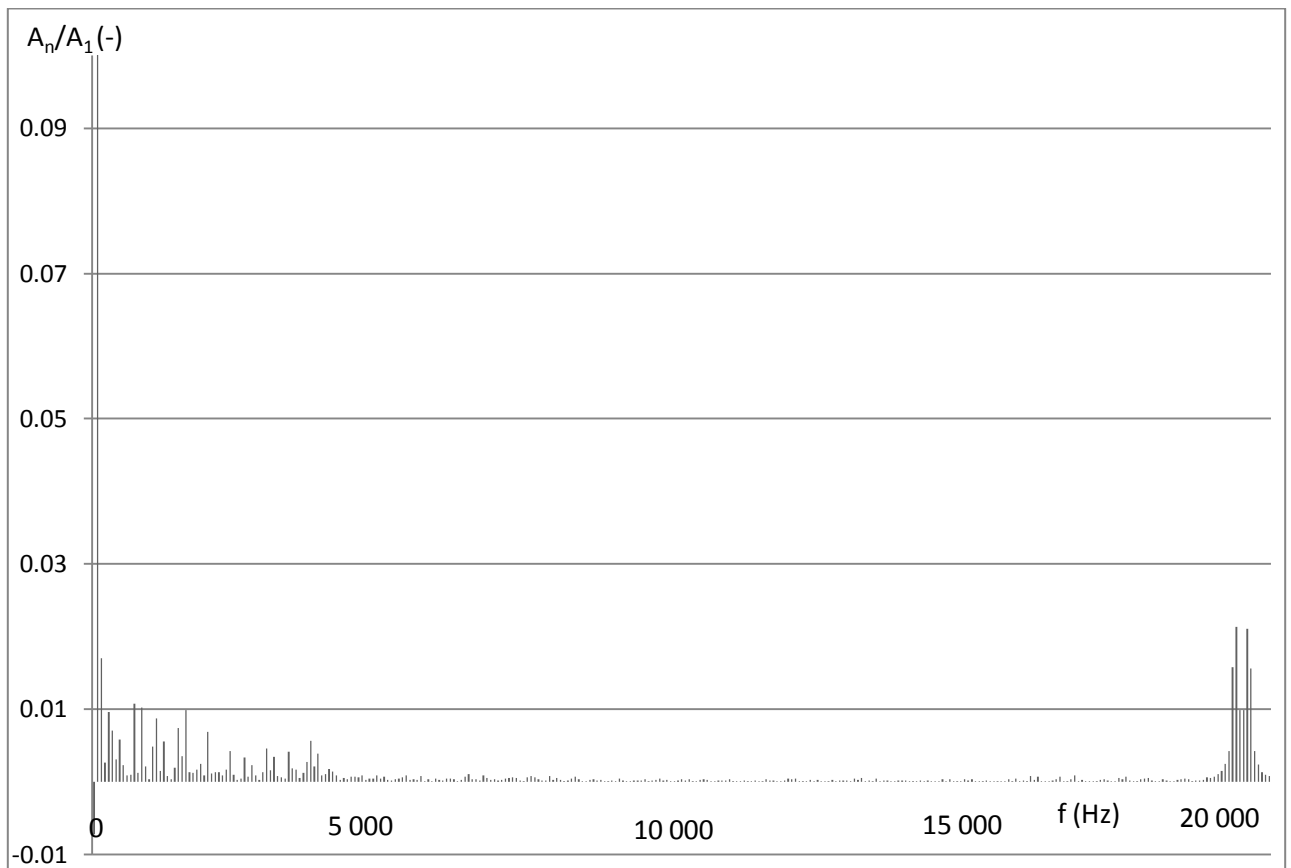
Ze všech zkoumaných frekvencí pilových průběhů vychází frekvence 20 kHz jako nejlepší z hlediska THD, ale má nejvyšší spínací ztráty.

Tab. 4.5 Spínací ztráty pro frekvenci srovnávacího pilového signálu 20 kHz

Součástka	$P_{sw}$ (mW)	
	$M_z=10$ (Nm)	$M_z=40$ (Nm)
IGBT1	0,594	0,612
Dioda1	0,228	0,252
IGBT2	0,565	0,615
Dioda2	0,241	0,251
IGBT3	0,595	0,616
Dioda3	0,228	0,249
IGBT4	0,565	0,608
Dioda4	0,239	0,253
IGBT5	0,550	0,609
Dioda5	0,248	0,252
IGBT6	0,615	0,620
Dioda6	0,220	0,250
Celkem	4,888	5,187



Obr. 4.9 Graf spínacích ztrát pro frekvenci pilového signálu 20 kHz



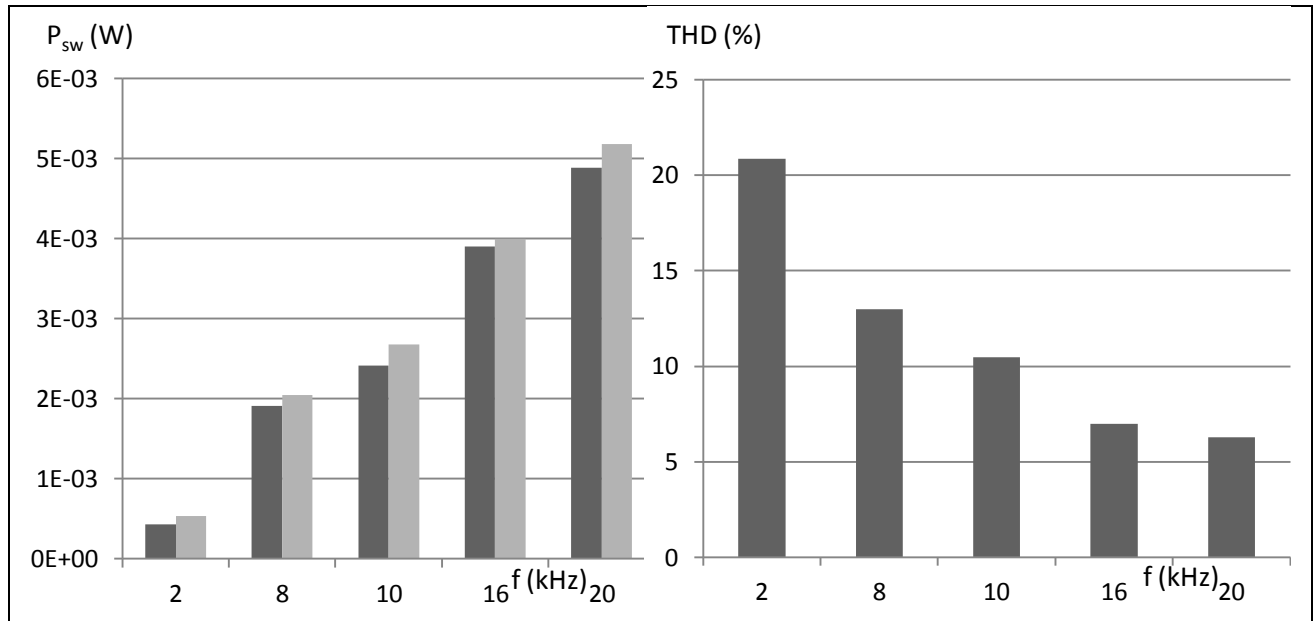
Obr. 4.10 Frekvenční spektrum fázového proudu, THD = 6,289% (pro lepší zobrazení grafu je  $A_1$  zobrazeno pouze do 0,1)

### 4.6 Zhodnocení

Jak je vidět v následující tabulce z hlediska spínacích ztrát vychází nejlépe frekvence pilového signálu 2 kHz, ale z hlediska zvlnění fázového proudu vychází nejhůře. Nejlépe z hlediska zvlnění fázového proudu vychází frekvence pilového signálu 20 kHz. U této frekvence jsou nejvyšší spínací ztráty ze zkoumaných frekvencí. Srovnáme-li frekvenci pilového signálu 2 kHz a 8 kHz, tak THD se zlepšilo o více jak 7% a ztráty stouply od cca 1,5 mW. Při srovnání frekvence pilového průběhu 10 kHz a 16 kHz, se THD zlepšilo o přibližně 3,5% a ztráty stouply o přibližně 1,5 mW. Z tohoto srovnání je patrné, že další zvyšování frekvence pilového průběhu už nepřinese tak výrazné zlepšení zvlnění fázového proudu.

Tab. 4.6 Porovnání jednotlivých frekvencí srovnávacího pilových průběhů

f (kHz)	$P_{sw}$ (mW)		THD (%)
	$M_z=10$ (Nm)	$M_z=40$ (Nm)	
2	0,43	0,5388	20.88
8	1,9132	2,0435	13
10	2,416	2,676	10.46
16	3,903	4,003	7.003
20	4,888	5,187	6.289



Obr 4.11 Porovnání jednotlivých frekvencí pilových signálů - spínací ztráty (vlevo), THD (vpravo)

Na následujících obrázcích je zobrazen lichoběžníkový průběh rychlostí a k němu průběhy fázových proudů pro frekvence pilových průběhů 2 kHz, 10 kHz a 20 kHz. Lichoběžníkový průběh rychlosti je definován:

$$\text{pro } t=(0;0,1) \text{ je } \omega = 1000 \cdot t,$$

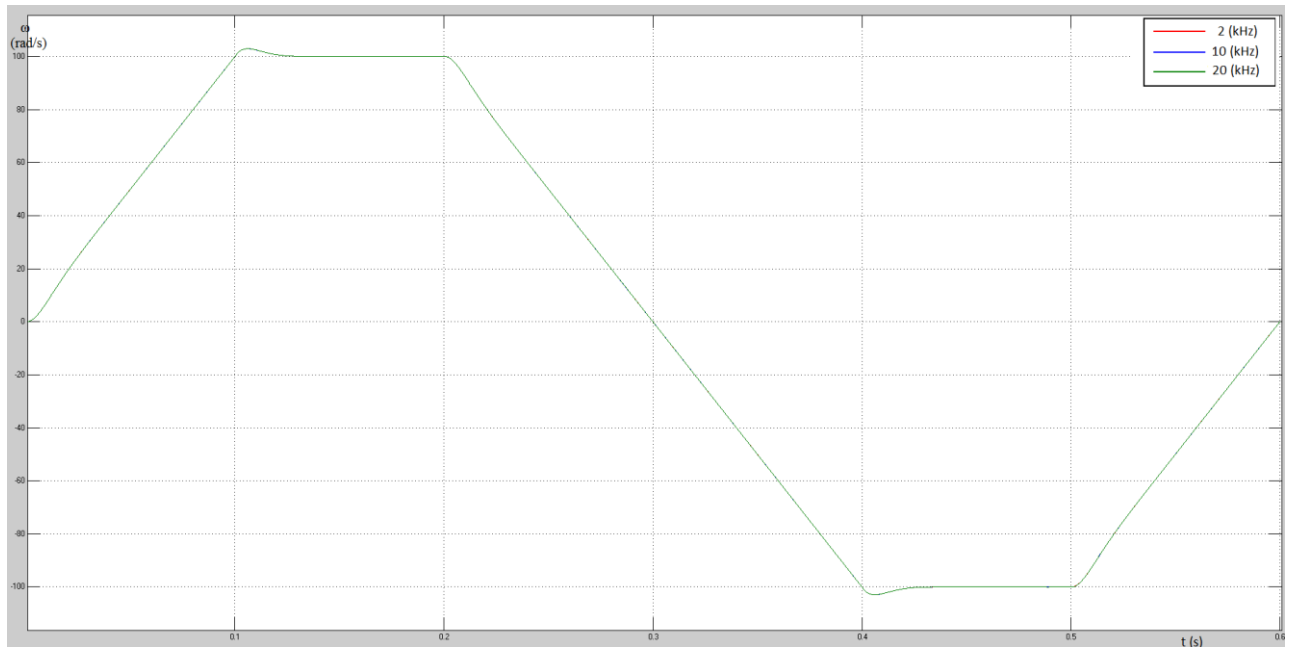
$$\text{pro } t=(0,1;0,2) \text{ je } \omega = 100,$$

$$\text{pro } t=(0,2;0,4) \text{ je } \omega = -1000 \cdot t + 300,$$

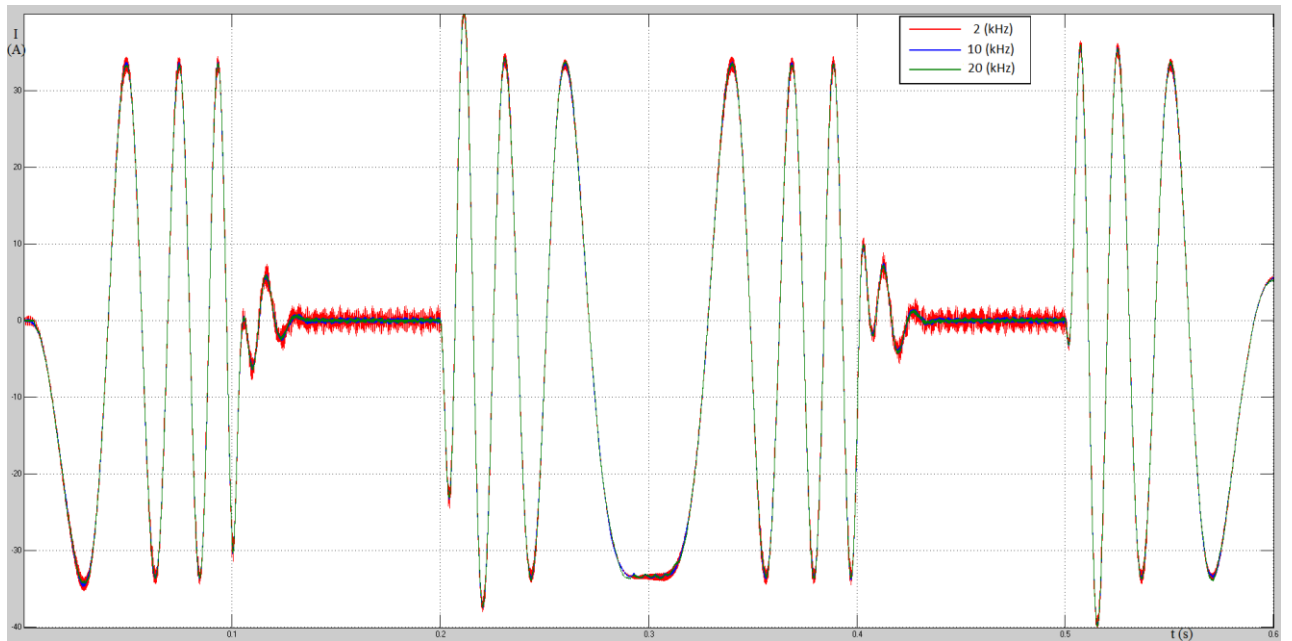
$$\text{pro } t=(0,4;0,5) \text{ je } \omega = -100,$$

$$\text{pro } t=(0,5;0,6) \text{ je } \omega = 1000 \cdot t - 600.$$

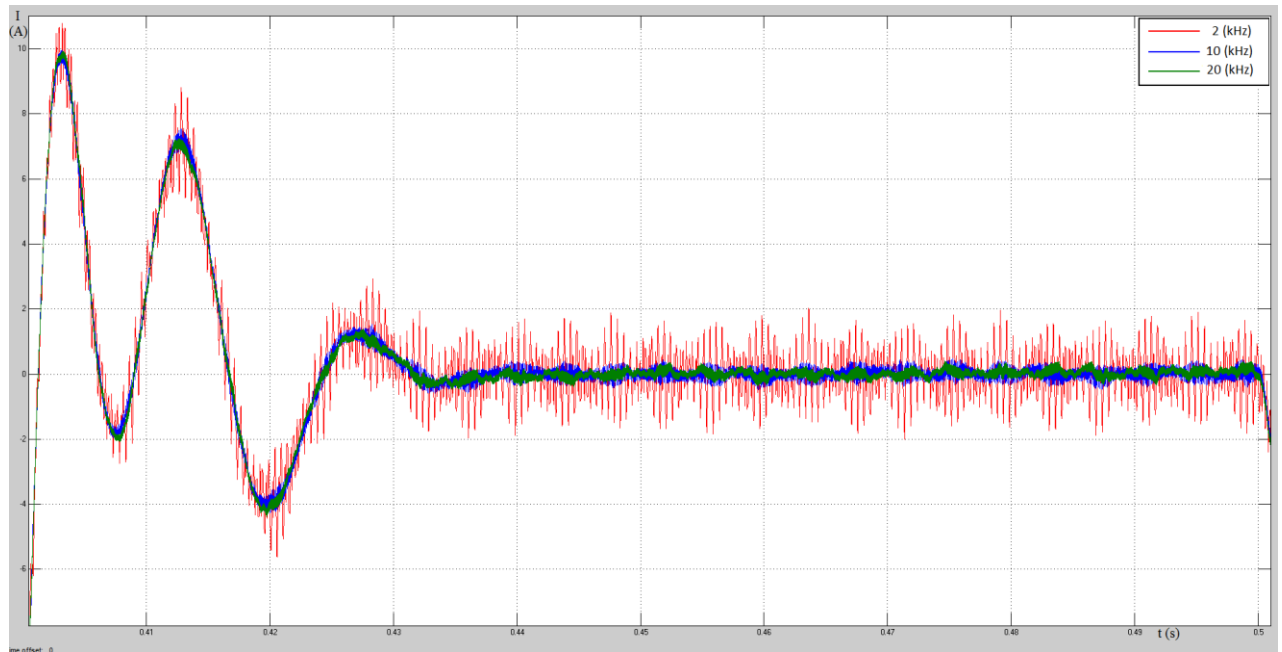
Simulace je prováděna pro  $M_z = 0$  (Nm).



Obr. 4.12 Lichoběžníkový průběh rychlostí



Obr. 4.13 Průběhy proudů při lichoběžníkovém průběhu rychlostí



Obr. 4.14 Přiblížení průběhu proudů pro obdélníkový průběh rychlostí, jmenovitě pro  $\omega = -100$  ( $\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$ )

## Závěr

V této bakalářské práci jsou teoreticky popsány dvě moderní metody řízení pohonů pro dopravní prostředky. Dále je detailněji popsána simulace vektorového řízení v rotujícím souřadném systému d,q pro pohon s PMSM.

Prováděné simulace byly zaměřeny převážně na spínací ztráty v napěťovém střídači, které lze u vektorového řízení ovlivnit frekvencí srovnávacího pilového průběhu v bloku PWM. Z širokého spektra frekvencí bylo vybráno pět frekvencí a to 2 kHz, 8 kHz, 10 kHz, 16 kHz a 20 kHz. Z výsledků simulací je patrné, že nejvyšší spínací ztráty má frekvence 20 kHz a naopak ztráty nejnižší jsou při frekvenci 2 kHz, která je tak z hlediska spínacích ztrát ze zkoumaných frekvencí nejvýhodnější. Jako druhá se u zkoumaných frekvencí hodnotila deformace proudu ve fázi motoru. Z tohoto hlediska vyšla výhodnost zkoumaných frekvencí naopak, tzn. frekvence 20 kHz byla nejvýhodnější. Nejlépe je vidět deformace proudu rozdílných hodnot frekvence na *Obr. 4.14* při lichoběžníkovém průběhu rychlostí pro frekvence 2 kHz, 10 kHz a 20 kHz.

Z výsledků simulací plyne, že čím vyšší je frekvence srovnávacího pilového průběhu, tím jsou vyšší spínací ztráty ve střídači a menší deformace proudu ve fázi motoru. Je zřejmé, že frekvence srovnávacího pilového průběhu se musí zvolit dle nároků kladených na daný pohon. Tato bakalářská práce je zaměřena pouze na spínací ztráty v měniči při vektorovém řízení. Dále by se spínací ztráty při vektorovém řízení daly porovnat se spínacími ztrátami při přímém řízení momentu, které nemá konstantní spínací frekvenci. Toto by vyžadovalo další zkoumání.

## Seznam použité literatury a informačních zdrojů

- [1] ZEMAN, Karel, Zdeněk PEROUTKA a Martin JANDA. *Automatická regulace pohonů s asynchronními motory*. 2004. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2004. ISBN 80-7043-350-7.
- [2] ZEMAN, Karel. *Elektrické pohony: Výťah z přednášek* [online]. Plzeň, 2015 [cit. 2015-05-01]. Dostupné také z: [http://courseware.zcu.cz/wps/PA\\_Courseware/DownloadDokumentu?id=105463](http://courseware.zcu.cz/wps/PA_Courseware/DownloadDokumentu?id=105463).
- [3] ZEMAN, Karel. *Automatická regulace pohonů: Výťah z přednášek* [online]. Plzeň, 2013 [cit. 2015-05-02]. Dostupné z: [https://courseware.zcu.cz/wps/PA\\_Courseware/DownloadDokumentu?id=105252](https://courseware.zcu.cz/wps/PA_Courseware/DownloadDokumentu?id=105252). Výťah z přednášek. Západočeská univerzita v Plzni.
- [4] JANOUSH, Štěpán. *Regulace a diagnostika pohonu s PMSM*. Plzeň, 2011. Diplomová práce (Ing.). Západočeská univerzita v Plzni. Fakulta elektrotechnická
- [5] PLEXIM. *PLECS User Manual* [online]. 2014. [cit. 2015-05-05]. Dostupné z: <http://www.plexim.com/files/plecsmanual.pdf>
- [6] TECHNICKÁ UNIVERZITA OSTRAVA - KATEDRA ELEKTROENREGETIKY. *Ztráty v měniči kmitočtu* [online]. 2007 [cit. 2015-05-02]. Dostupné z: <http://www.fe1.vsb.cz/kat430/data/nep/05%20ztraty%20v%20mk.pdf>
- [7] ŠKODA TRANSPORTATION. *Tramvaj ForCity Alfa Praha* [online]. 2014 [cit. 2015-05-02]. Dostupné z: <http://www.skoda.cz/cs/produkty/tramvaje/forcity/tramvaj-forcity-praha/Contents.3/0/B3AA370778DE2815284E08DCADDAF917/resource.pdf>

## **Přílohy**

Příloha 1

Kompletní simulace ve formátu .mdl je uvedena na přiloženém CD

Příloha 2

M soubor s parametry simulace je uveden na přiloženém CD