

Martin Janda, Michal Kroneisl, Václav Šmídl

Srovnání řídicích algoritmů pohonu z hlediska elektromagnetického hluku

Technická zpráva

Pracovní balíček:

8 – Elektrické části pohonů, hybridní pohony, rekuperace

Rok řešení:

2017

**Fakulta elektrotechnická
Regionální inovační centrum elektrotechniky**

Srovnání řídicích algoritmů pohonu z hlediska elektromagnetického hluku

Pracoviště: RICE
Číslo dokumentu: 22190-052-2017
Typ zprávy: Výzkumná zpráva
Řešitelé: Ing. Martin Janda, Ph.D., Ing. Michal Kroneisl,
doc. Ing. Václav Šmídl, Ph.D.
Hlavní řešitel: prof. Ing. Zdeněk Peroutka, Ph.D.
Počet stran: 22
Datum vydání: 15.12.2017
Oborové zařazení: JA – Elektronika a optoelektronika, elektrotechnika

Zadavatel / zákazník:

Zpracovatel / dodavatel:

Západočeská univerzita v Plzni
Regionální inovační centrum
elektrotechniky
Univerzitní 8
306 14 Plzeň

Kontaktní osoba:

Ing. Michal Kroneisl
tel. 37763 4139, mikr@rice.zcu.cz

**Projekt č. TE01020038 „Centrum kompetence drážních vozidel“ je řešen s
finanční podporou TA ČR**

Anotace

Tato výzkumná zpráva se zabývá srovnáním různých řídicích algoritmů elektrického pohonu z hlediska jejich vlivu na elektromagnetický hluk produkovaný pohonem. Testovanými algoritmy bylo řízení s pulsně šířkovou modulací (PWM), dále pak náhodná pulsně šířková modulace (RPWM) a nakonec algoritmus založený na prediktivním řízení (FCS-MPC). Všechny algoritmy byly nasimulovány, implementovány na elektrickém pohonu v laboratoři a porovnány z hlediska frekvenčních spekter proudu a hluku.

Klíčová slova

elektromagnetický hluk, asynchronní motor, PWM, RPWM, FCS-MPC

Seznam symbolů a zkratek

FCS-MPC	Prediktivní řízení s matematickým modelem a konečnou množinou akčních zásahů (Finite Control Set - Model Predictive Control)
f_R	rotorová frekvence
f_S	statorová frekvence
f_{TAB}	frekvence opakování tabulky náhodných čísel
f_T	spínací frekvence
$\mathbf{fy}_d, \mathbf{fy}_q$	výstupy filtrů statorového proudu
g	ztrátová funkce
i_{pd1}, i_{pq1}	predikovaný statorový proud pro kompenzaci dopravního zpoždění (v rotujícím souřadném systému)
$\mathbf{i}_{pd2}, \mathbf{i}_{pq2}$	vektor predikovaných statorových proudů (v rotujícím souřadném systému)
i_{sx}, i_{sy}	statorový proud (ve stojícím souřadném systému)
i_{sd}, i_{sq}	statorový proud (v rotujícím souřadném systému)
i_{sdw}, i_{sqw}	požadovaný statorový proud (v rotujícím souřadném systému)
J	moment setrvačnosti
L_h	hlavní (magnetizační) indukčnost stroje
$L_{r\sigma}$	rozptylová indukčnost rotoru
$L_{s\sigma}$	rozptylová indukčnost statoru
M	hloubka modulace
p_p	počet pólů
PWM	pulsně šířková modulace (Pulse Width Modulation)
RPWM	náhodná pulsně šířková modulace (Random Pulse Width Modulation)
RPP	relativní pozice pulsu
R_r	rotorový odpor
R_s	statorový odpor
T_s	vzorkovací perioda
u_{a0}, u_{b0}, u_{c0}	fázové napětí střídače
U_d	napětí stejnosměrného obvodu
u_{sa}, u_{sb}, u_{sc}	fázové napětí motoru
$\mathbf{u}_{sx}, \mathbf{u}_{sy}$	vektor střídačem realizovatelných napětí (ve stojícím souřadném systému)
u_{sx}, u_{sy}	fázové napětí motoru (ve stojícím souřadném systému)
$\mathbf{u}_{sd}, \mathbf{u}_{sq}$	vektor střídačem realizovatelných napětí (v rotujícím souřadném systému)

u_{sd}, u_{sq}	fázové napětí motoru (v rotojícím souřadném systému)
ψ_{rx}, ψ_{ry}	rotorový tok (ve stojícím souřadném systému)
ψ_{rd}, ψ_{rq}	rotorový tok (v rotujícím souřadném systému)
ω_m	mechanická úhlová frekvence
ω_s	úhlová statorová frekvence

Obsah

1	ÚVOD.....	6
2	ELEKTROMAGNETICKÝ HLUK Z HLEDISKA PSYCHOAKUSTIKY.....	7
3	MĚŘICÍ STANOVISŤE.....	8
4	POUŽITÍ KLASICKÉ PWM.....	9
5	NÁHODNÁ PWM (RPWM).....	12
5.1	RPWM S NÁHODNOU SPÍNACÍ FREKVENCÍ.....	12
5.2	RPWM S NÁHODNOU POZICÍ PULSU.....	14
6	PREDIKTIVNÍ ŘÍZENÍ.....	16
7	ZÁVĚR.....	19
8	LITERATURA.....	20

1 Úvod

Každý elektrický pohon při svém provozu (kromě jiného) produkuje hluk. Ten z čistě technického hlediska nepředstavuje vážný problém (nemá vliv na provozuschopnost, ani neovlivňuje jiná zařízení), má však negativní vliv na člověka. V případě trakčního pohonu pak osobami, na které hluk rušivě působí, jsou zejména strojvedoucí (řidič) a cestující.

Obecně lze hluk produkovaný elektrickým pohonem rozdělit dle principu vzniku do následujících kategorií:

- Mechanický hluk - hluk ložisek, převodů, vibrace vlivem excentricity
- Aerodynamický hluk - uplatní se především v případě nuceného chlazení vzduchem
- Elektromagnetický hluk - následek časově proměnných elektromagnetických sil

Elektromagnetický hluk vzniká v každém elektrickém stroji, ať už je napájen přímo ze sítě, nebo ze střídače. Při napájení ze střídače se ve frekvenčním spektru napětí, proudu i hluku objeví další frekvence vlivem spínání střídače. Hluk, který se objeví následkem použití střídače lze výrazně ovlivnit způsobem jeho řízení.

Obvyklá koncepce elektrického pohonu, ze které vycházíme, se skládá z asynchronního motoru a napěťového střídače, který je řízen skalární PWM. Spínací frekvence je ve většině případů konstantní. To má za následek „pískavý“ zvuk šířící se z elektrického stroje.

Tato zpráva přináší srovnání několika způsobů řízení trakčního střídače a dopad tohoto řízení na hluk pohonu.

2 Elektromagnetický hluk z hlediska psychoakustiky

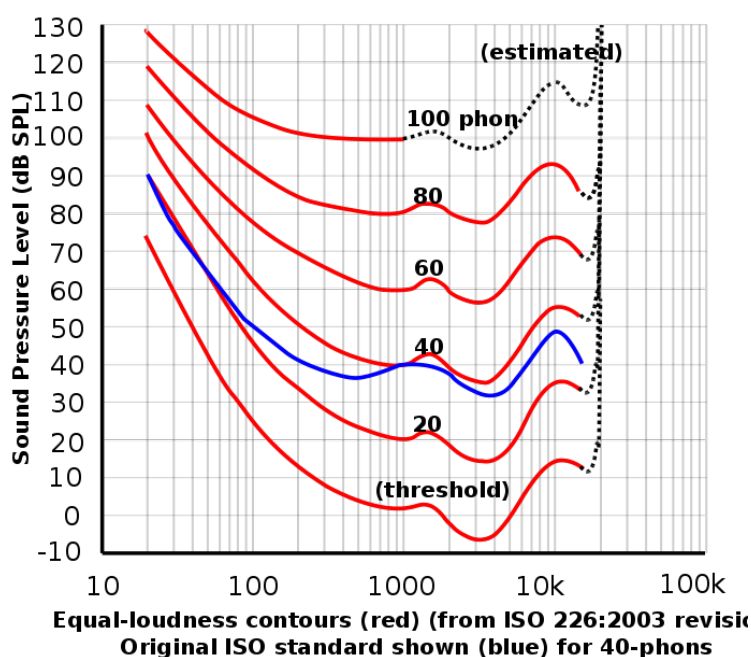
Cílem naší práce je snížit elektromagnetický hluk vytvářený elektrickým pohonem. Motivací je zejména negativní vliv hluku na člověka. Při posuzování vhodnosti jednotlivých řídicích algoritmů je proto potřeba brát v úvahu lidské vnímání tohoto hluku.

Při posuzování hluku si nevystačíme pouze s jeho intenzitou (akustickým tlakem). Dva různé zvuky o stejné intenzitě totiž můžou být člověkem vnímány velmi různě (například pískání vs. bílý šum). Je třeba vzít v potaz rozložení energie zvuku ve frekvenčním spektru, případně proměnlivost zvuku v čase.

Tyto jevy se pokouší kvantifikovat psychoakustické veličiny:

- Hlasitost - vychází z akustického tlaku, zohledňuje frekvenční závislost lidského sluchu a vliv maskování
- Ostrost - vyjadřuje obsah vyšších frekvencí
- Hrubost - periodické změny obálky zvuku (amplitudová modulace)
- Tonalita / plochost spektra - poměr geometrického a aritmetického průměru spektra

Problémem současných pohonů je zejména tonalita - energie je soustředěna do určitých frekvencí, které ve spektru tvoří výrazné špičky. Spínací frekvence pohonů větších výkonů je navíc v pásmu jednotek kHz - tedy v oblasti, na kterou je lidský sluch nejcitlivější.



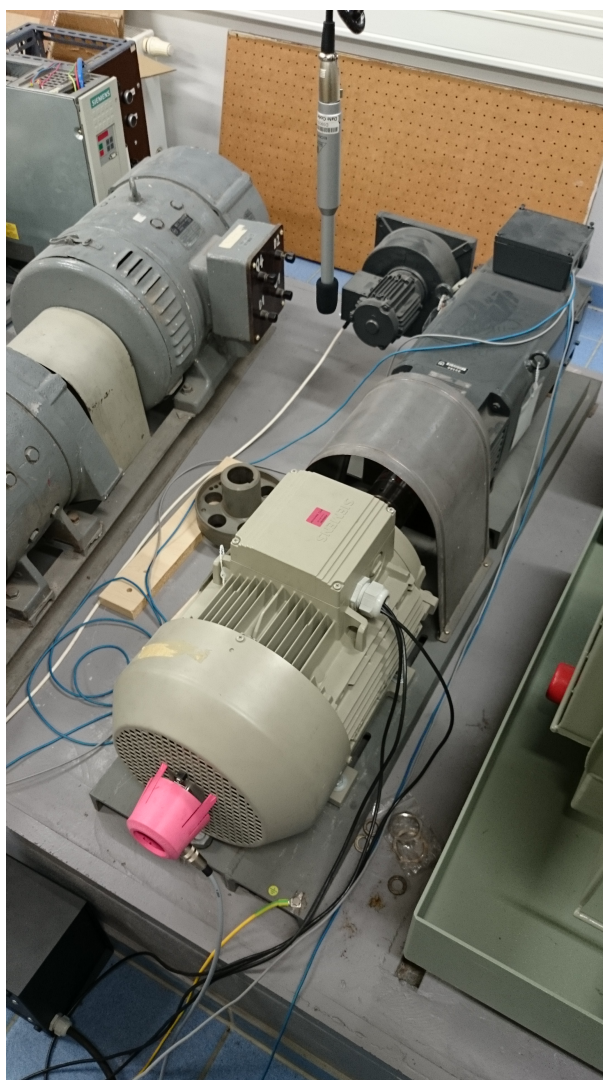
Obr. 2.1: Křivky stejné hlasitosti podle normy ISO 226:2003 [1]

3 Měřicí stanoviště

Testování řídicích algoritmů bylo prováděno na asynchronním stroji v laboratoři elektrických pohonů. Řešení byla zaznamenána DAQ přístrojem USB-6356 (M32 MS) BNC od firmy National Instruments. Proud byl měřen sondou Tektronix A622. Hluk snímal kapacitní mikrofon Behringer ECM 8000 a signál byl následně zesílen předzesilovačem se zesílením 60 dB a anti-aliasingovým filtrem 4. řádu s mezní frekvencí 22 kHz. Při měření bylo použito okno o délce 10 s a vzorkovací frekvence DAQ byla zvolena 100 kHz.

Tab. 3.1: Štítkové hodnoty použitého asynchronního motoru

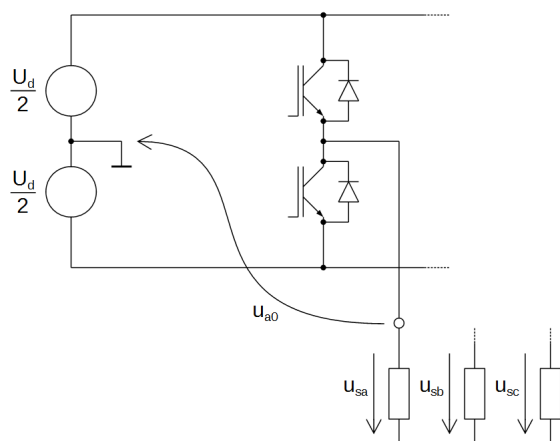
Výrobce:	Siemens	Typ:	1LA7163-4AA60-Z
Frekvence:	50 Hz	Napětí:	400 / 690 V (D/Y)
Výkon:	11 kW	Proud:	21,5 / 12,4 A (D/Y)
Účinnost:	0,84	Otáčky:	1460 ot./min.



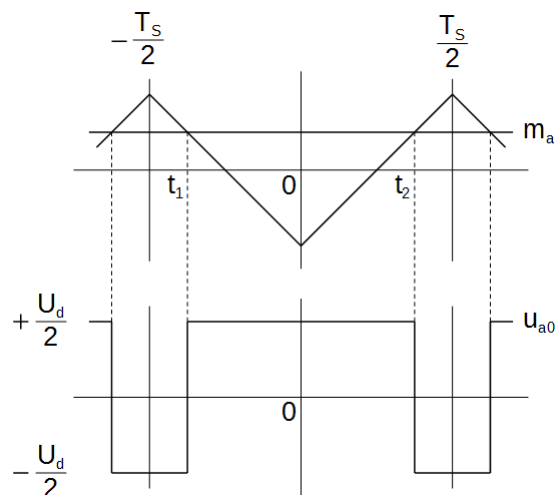
Obr. 3.1: Měřené soustrojí asynchronní motor + stejnosměrný stroj

4 Použití klasické PWM

Uvažujeme pohon s třífázovým asynchronním motorem, který je napájen z napěťového střídače. Ten je řízen pomocí skalární pulsně šířkové modulace. Frekvenční spektrum výstupního napětí střídače lze získat analytickým výpočtem, simulací, případně měřením.



Obr. 4.1: Schéma jedné fáze třífázového střídače

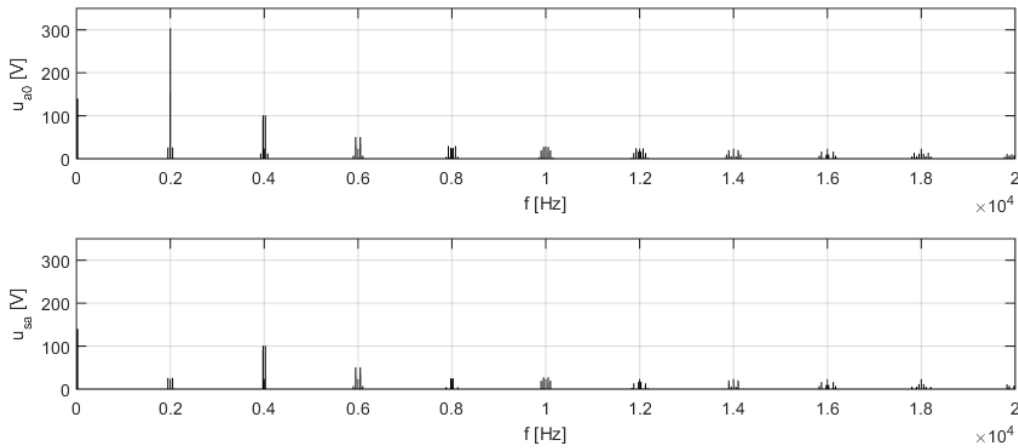


Obr. 4.2: PWM modulátor

Přehled některých frekvencí, které se vyskytují ve fázovém napětí střídače, je uveden v tabulce 3.1. Některé z těchto frekvencí mají ve všech třech fázích stejnou velikost i fázový posun a proto se ve sdruženém a fázovém napětí motoru nevyskytují. Tyto frekvence jsou v tabulce přeškrtnuté.

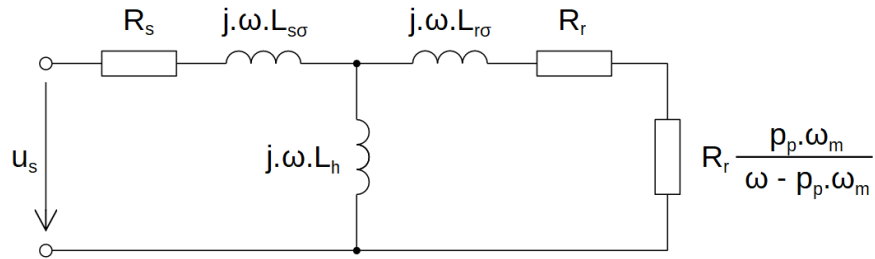
Tab. 4.1: Frekvence vyskytující se ve fázovém napětí střídače a motoru

f_T		$f_T \pm 2f_s$		$f_T \pm 4f_s$		$f_T \pm 6f_s$	
	$2f_T \pm f_s$		$2f_T \pm 3f_s$		$2f_T \pm 5f_s$		...
$3f_T$		$3f_T \pm 2f_s$		$3f_T \pm 4f_s$		$3f_T \pm 6f_s$	
	$4f_T \pm f_s$		$4f_T \pm 3f_s$		$4f_T \pm 5f_s$		...
$5f_T$		$5f_T \pm 2f_s$		$5f_T \pm 4f_s$		$5f_T \pm 6f_s$	
	$6f_T \pm f_s$		$6f_T \pm 3f_s$		$6f_T \pm 5f_s$		...
$7f_T$		$7f_T \pm 2f_s$		$7f_T \pm 4f_s$		$7f_T \pm 6f_s$	
	$8f_T \pm f_s$		$8f_T \pm 3f_s$		$8f_T \pm 5f_s$		...
...		...		...		...	



Obr. 4.3: Spektrum napětí u_{a0} a u_{sa} odvozené analyticky, $f_T = 2 \text{ kHz}$, $f_s = 25 \text{ Hz}$, $U_d = 560 \text{ V}$, $M = 0,5$

Frekvenční spektru proudu lze odvodit ze spektra fázového napětí motoru. Pokud uvažujeme ideální asynchronní motor (tj. s lineární magnetizační charakteristikou), bude spektru proudu obsahovat stejné frekvence jako spektrum napětí. Spektrum proudu získáme pomocí impedance motoru, kterou vypočítáme podle náhradního schématu pro vyšší harmonické.



Obr. 4.4: Náhradní schéma asynchronního motoru pro obecnou frekvenci ω

Pro impedanci motoru pro obecnou frekvenci ω platí:

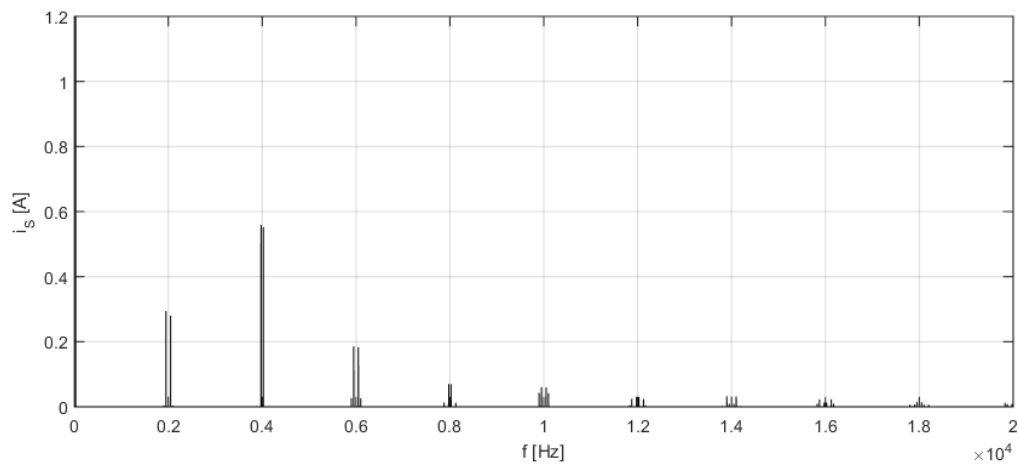
$$Z_m(\omega) = R_s + j\omega L_{s\sigma} + \frac{j\omega L_h \cdot Z_{rotor}}{j\omega L_h + Z_{rotor}} \quad (4.1)$$

$$Z_{rotor}(\omega) = j\omega L_{r\sigma} + R_r + R_r \frac{p_p \omega_m}{\omega - p_p \omega_m} \quad (4.2)$$

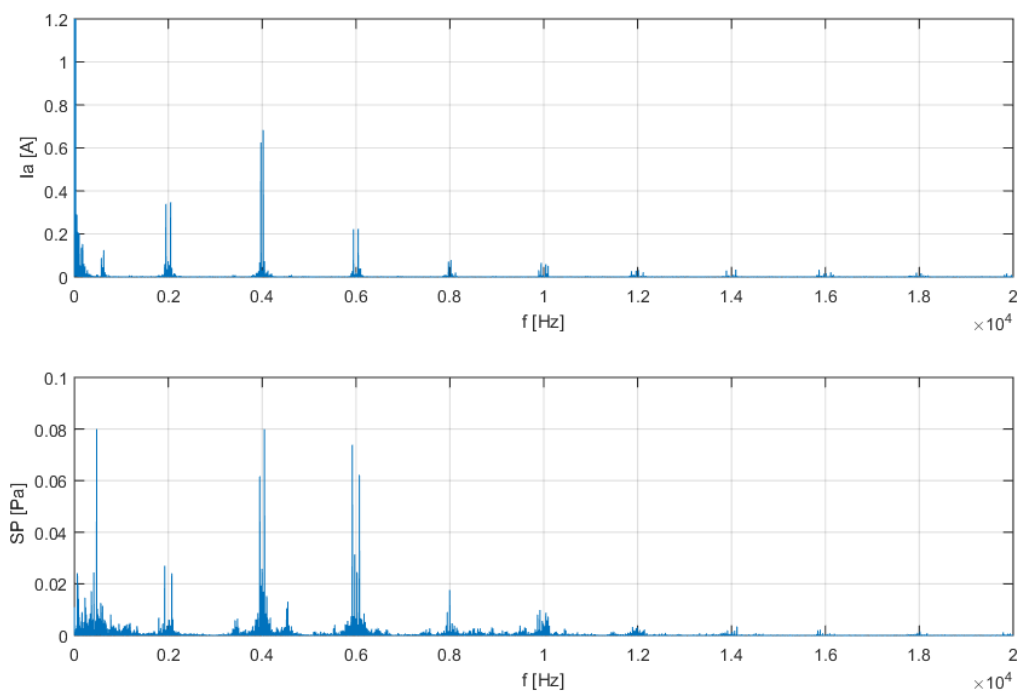
Pro frekvence ω výrazně vyšší než je statorová frekvence se hodnota rotorového odporu blíží stavu nakrátko:

$$\omega \gg p_p \omega_m \quad (4.3) \quad R_r \frac{p_p \omega_m}{\omega - p_p \omega_m} \rightarrow 0 \quad (4.4)$$

$$Z_m(\omega) \approx R_s + R_r + j\omega(L_{s\sigma} + L_{r\sigma}) \quad (4.5)$$



Obr. 4.5: Spektrum proudu odvozené analyticky, $f_T = 2$ kHz, $f_s = 25$ Hz, $U_d = 560$ V, $M = 0,5$



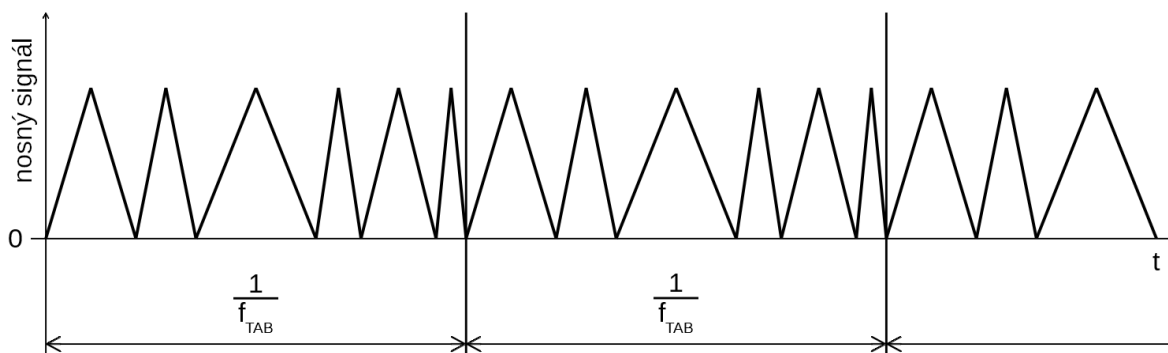
Obr. 4.6: Spektrum proudu a hluku z měření, $f_T = 2$ kHz, $f_s = 25$ Hz, $U_d = 560$ V

5 Náhodná PWM (RPWM)

Problémem použití PWM je soustředění frekvenčních složek do okolí násobků spínací frekvence (tj. nosné frekvence modulace). Existuje řada modifikací PWM, které mají tento nedostatek odstranit. Obvykle tyto metody spočívají ve změně parametrů nosného signálu modulace. Pokud jsou tyto parametry proměnné v čase, lze v některých případech dosáhnout příznivějšího (tj. více plochého) spektra napětí, proudu i hluku. Zvláště pak, pokud se parametry mění v čase náhodně. Tyto modulační algoritmy se označují jako RPWM (Random Pulse Width Modulation). Podle toho, který parametr se mění, lze rozlišit například RPWM s náhodnou spínací frekvencí, RPWM s náhodnou pozicí pulsu, RPWM s náhodným směrem pily. Přehled těchto metod lze nalézt [4]. Různé způsoby implementace uvádí zdroj [5].

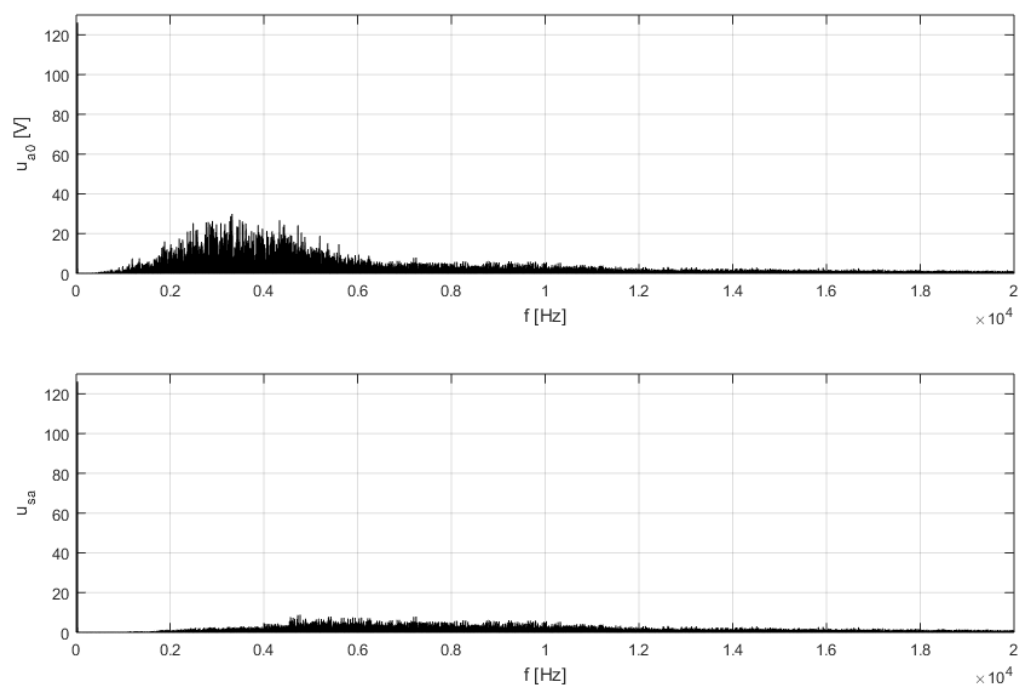
5.1 RPWM s náhodnou spínací frekvencí

V případě této verze RPWM se v čase náhodně mění spínací frekvence, obvykle každou spínací periodu. To znamená, že každá spínací perioda je jinak dlouhá. Pro určení délky spínací periody je v řídicím procesoru uložena tabulka náhodných čísel, která jsou předem vygenerována na počítači. Počet čísel je konečný, což má vliv na spektrum. Obecně platí, že čím delší tabulka, tím příznivější spektrum. Frekvence, se kterou se tabulka opakuje, je potom 1. harmonickou nosného signálu PWM.

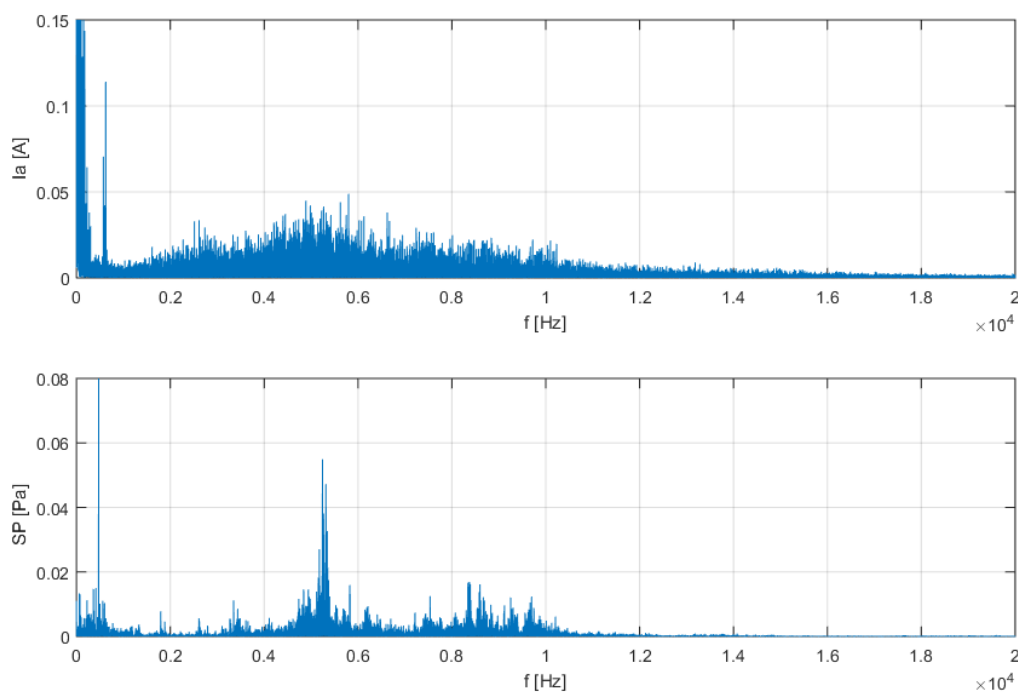


Obr. 5.1: Nosný signál RPWM s náhodnou spínací frekvencí

Dalším parametrem je rozsah, v jakém se spínací frekvence mění. Bohužel výsledné spektrum nekopíruje přesně rozsah spínacích frekvencí. Pokud jde o spektrum proudu, lze dosáhnout poměrně plochého spektra. U spektra hluku to však platit nemusí. V našem případě se objevily mechanické rezonance v okolí 5200 Hz, které zvyšují tonalitu výsledného hluku. Příklady simulovaných spekter napětí je na obrázku 5.2, změřená spektra proudu a hluku pak na obrázku 5.3.



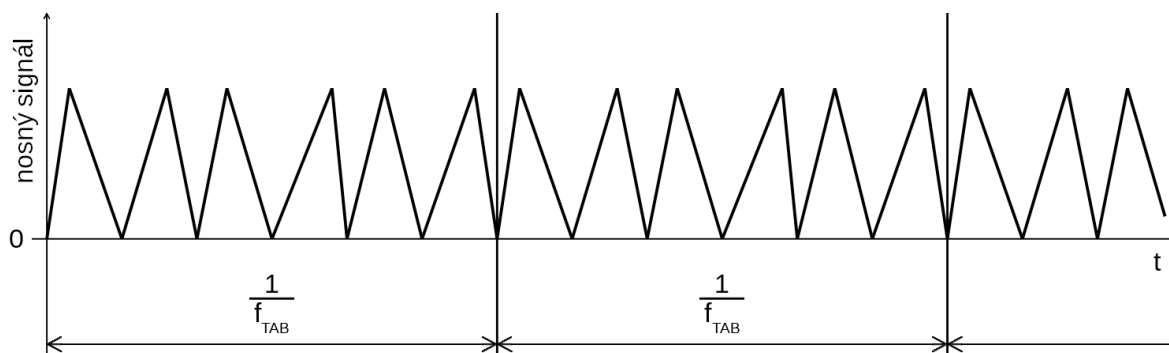
Obr. 5.2: Spektrum napětí ze simulace, RPWM s náhodnou spínací frekvencí, $f_T = 2$ až 6 kHz, $f_s = 25$ Hz, $M = 0,5$, $U_d = 560$ V



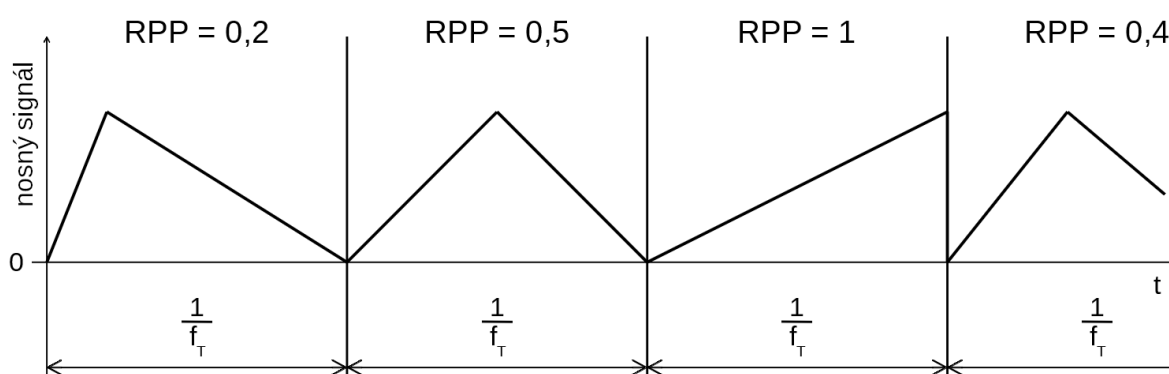
Obr. 5.3: Spektrum proudu a hluku, RPWM s náhodnou spínací frekvencí, $f_T = 2$ až 6 kHz, $f_s = 25$ Hz, $M = 0,5$, $U_d = 560$ V

5.2 RPWM s náhodnou pozicí pulsu

U tohoto algoritmu zůstává spínací frekvence konstantní a mění se pozice pulsu v rámci spínací periody. Toho je dosaženo různou strmostí náběžné a sestupné hrany nosného signálu. Tím se mění pozice horního vrcholu pily uvnitř spínací periody a pozice pulsu ve výstupním signálu modulátoru. Tato pozice je označena jako RPP (relativní pozice pulsu) a teoreticky se může měnit v rozsahu 0 až 1.



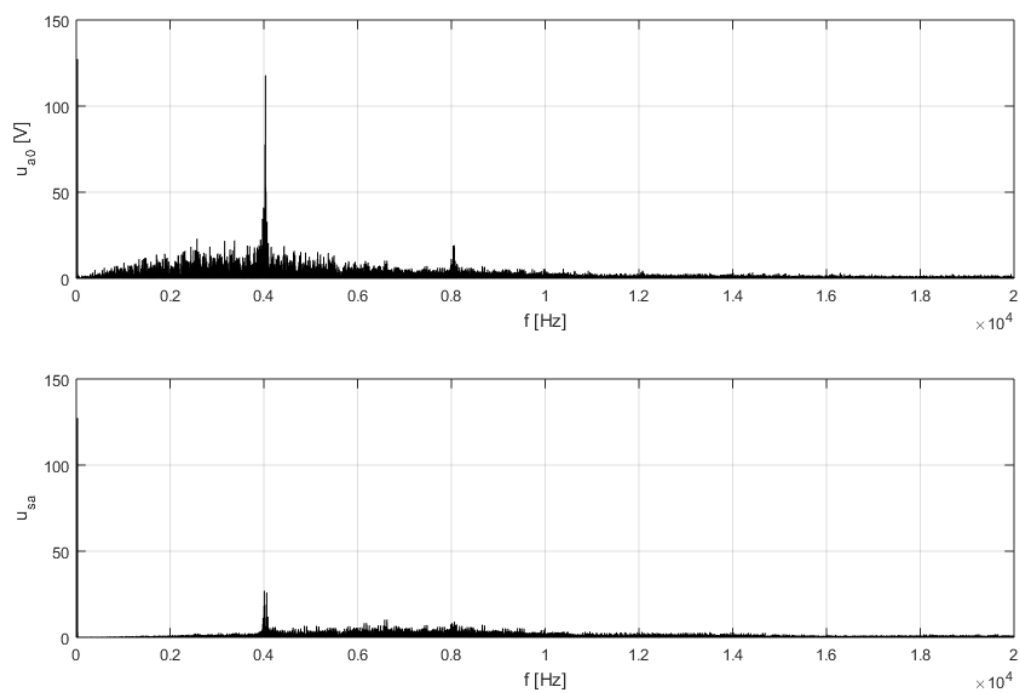
Obr. 5.4: Nosný signál RPWM s náhodnou pozicí pulsu



Obr. 5.5: Detail RPWM s náhodnou pozicí pulsu

Speciálním případem je modulace, kde RPP nabývá pouze dvou hodnot - 0 a 1. V tomto případě se jedná o RPWM s náhodným směrem pily.

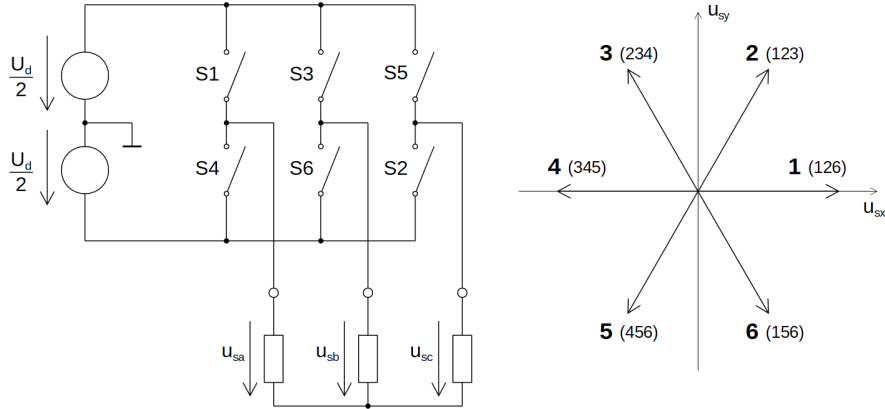
Spektrum napětí RPWM s náhodnou pozicí pulsu bohužel není tak příznivé, jako v případě RPWM s náhodnou spínací frekvencí. Dojde sice k mírnému rozprostření spektra, nicméně ve spektru stále zůstávají výrazné špičky v okolí násobků spínací frekvence (viz obrázek 5.6). Z tohoto důvodu se tento algoritmus nejeví jako perspektivní.



Obr. 5.6: Spektrum napětí ze simulace, RPWM s náhodnou pozicí pulsu, $f_T = 4$ kHz, $RPP = 0,01$ až $0,99$, $f_s = 25$ Hz, $M = 0,5$, $U_d = 560$ V

6 Prediktivní řízení

Prediktivní řízení se v oblasti elektrických pohonů objevuje v posledních letech. Dříve jeho využití bránila velká výpočetní náročnost. Námí zkoumaný algoritmus je založen na FCS-MPC (Finite Control Set - Model Predictive Control). Tento algoritmus využívá matematického modelu pohonu k výběru optimálního akčního zásahu z konečné množiny. Regulovanou veličinu představuje statorový proud, konkrétně jeho tokotvorná složka (i_d) a momentotvorná složka (i_q). Akčními zásahy jsou vektory napětí realizovatelné střídačem.



Obr. 6.1: Vektory napětí realizovatelné střídačem ve stojícím souřadném systému

Námí realizovaný algoritmus pracuje v rotujícím souřadném systému (dq). Predikce probíhají v horizontu $k+1$. Jako stavové veličiny pro matematický model byly vybrány statorový proud a rotorový tok. Rovnice popisující asynchronní motor vypadají následovně:

$$\frac{di_{sd}}{dt} = -\alpha i_{sd} + \omega_s \psi i_{sq} + \beta \Psi_{rd} + \delta u_{sd} \quad (6.1)$$

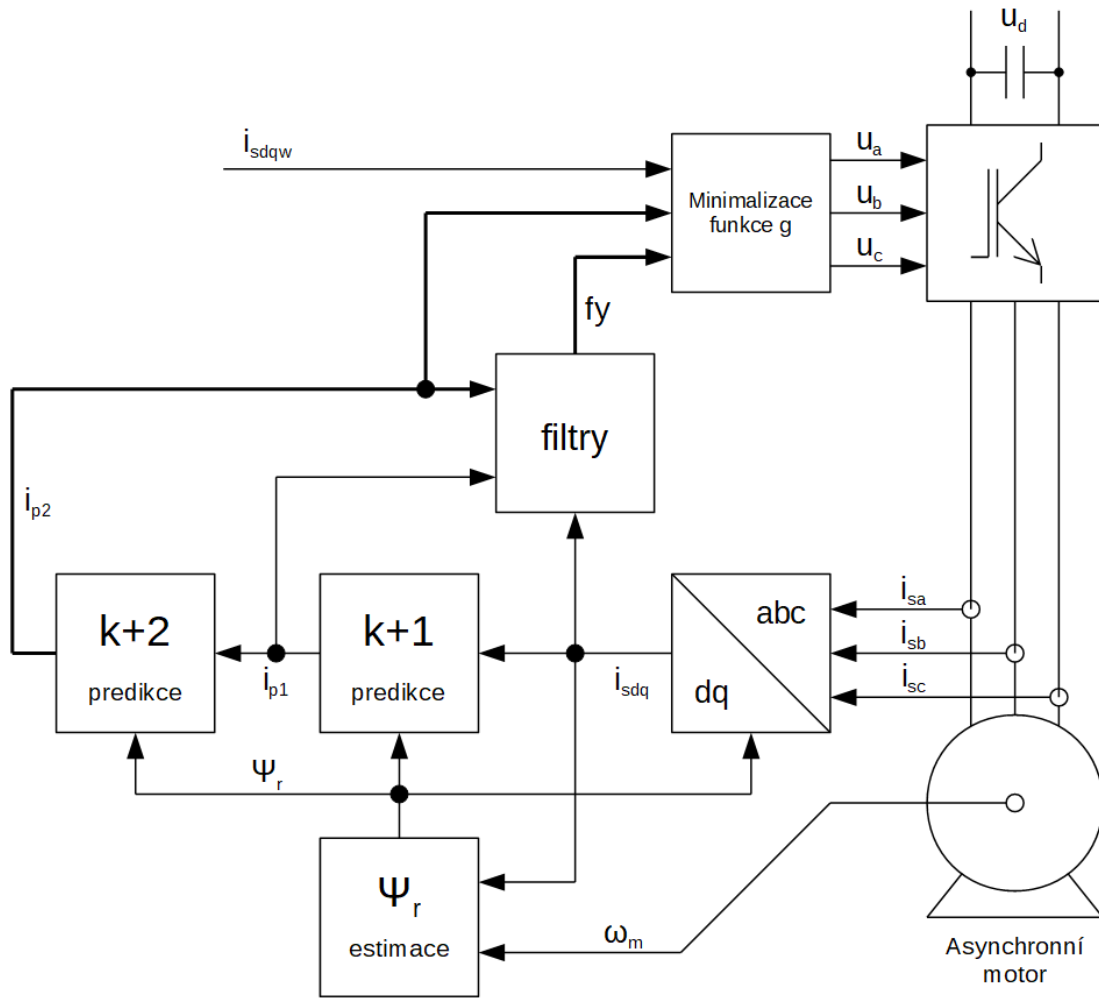
$$\frac{di_{sq}}{dt} = -\omega_s \psi i_{sd} - \mu i_{sq} - \eta \omega_s \Psi_{rd} + \delta u_{sq} \quad (6.2)$$

$$\frac{d\Psi_{rd}}{dt} = R_r \frac{L_h}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \Psi_{rd} \quad (6.3)$$

$$\frac{d\Psi_{rq}}{dt} = 0 \quad (6.4)$$

Koeficienty v rovnicích jsou odvozeny z parametrů stroje.

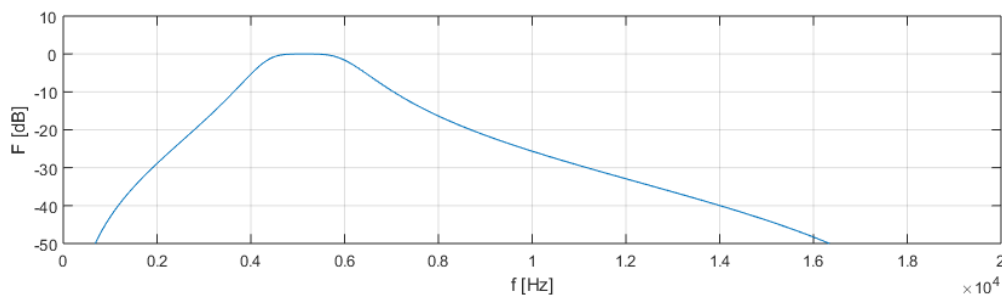
$\lambda = L_{s\sigma} + L_{r\sigma} \cdot \frac{L_h}{L_r}$				
$\alpha = \frac{R_s + R_r \cdot \frac{L_h^2}{L_r^2}}{\lambda}$	$\beta = \frac{R_r \cdot \frac{L_h}{L_r^2}}{\lambda}$	$\delta = \frac{1}{\lambda}$	$\mu = \frac{R_s}{\lambda}$	$\eta = \frac{L_h}{\lambda}$



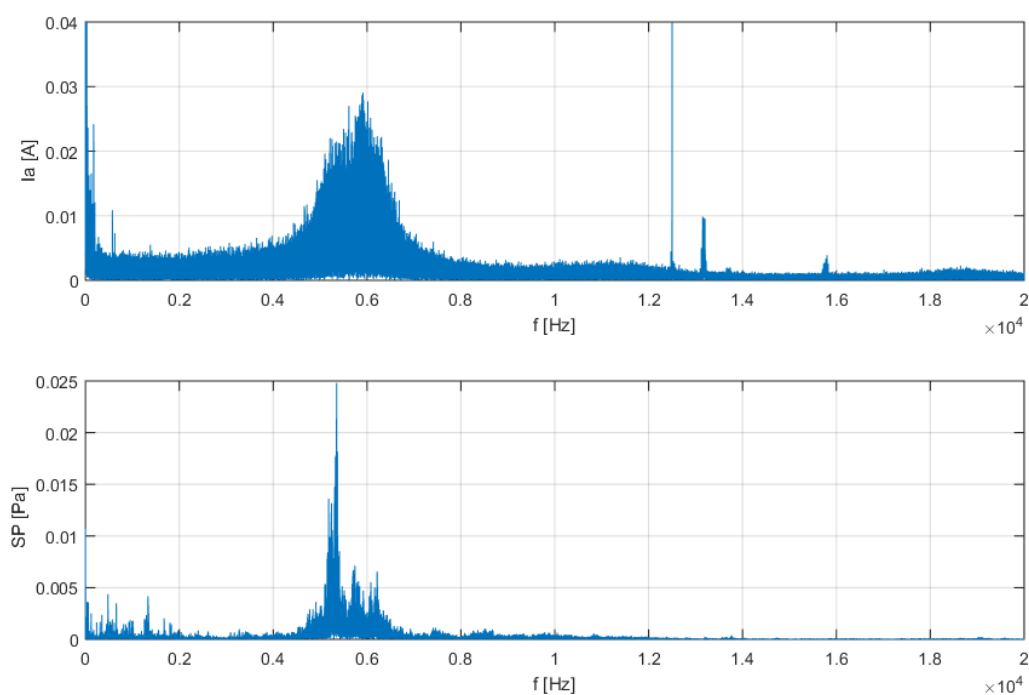
Obr. 6.2: Blokové regulační schéma FCS-MPC v rotující souřadném systému

Řídicí algoritmus pracuje se vzorkovací frekvencí 37,5 kHz. Vstupem algoritmu je změřený proud a otáčky (poloha) rotoru. Z těchto veličin se estimuje rotorový tok. Následně probíhá kompenzace dopravního zpoždění (predikce k+1) a predikce proudu pro všechny vektory napětí (predikce k+2). Kromě toho řízení obsahuje filtry, které umožňují tvarovat spektrum proudu a tím se vyhnout mechanickým rezonancím. Ztrátová funkce, kterou se řízení snaží minimalizovat má následující tvar:

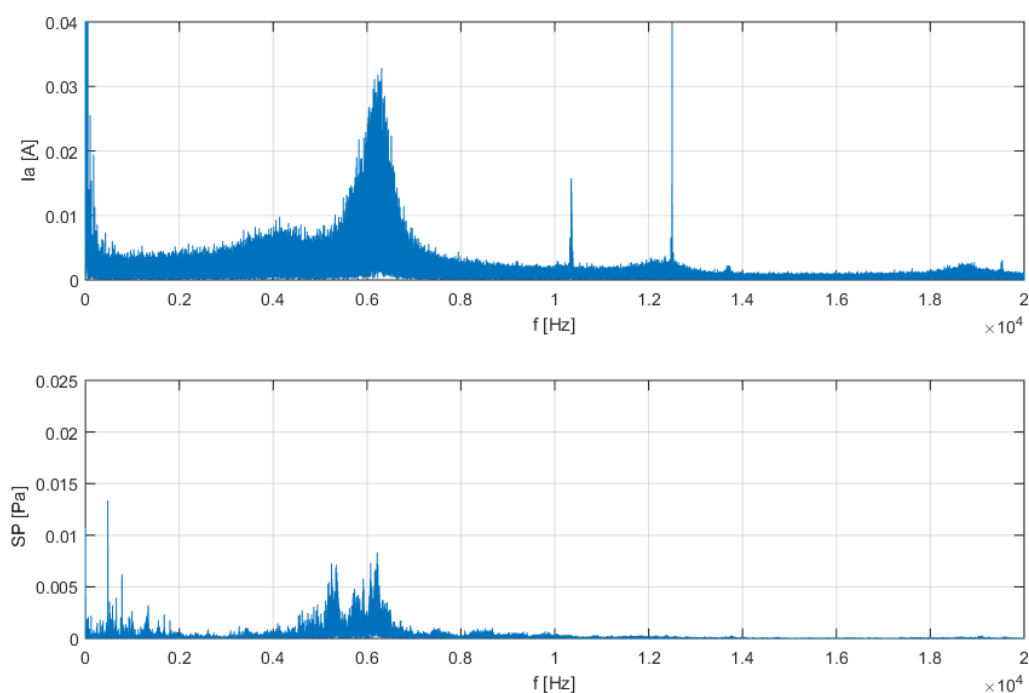
$$g = |i_{sdw} - i_{ipd2}|^2 + |i_{sqw} - i_{ipq2}|^2 + c_f (|fy_d|^2 + |fy_q|^2) \quad (6.5)$$



Obr. 6.3: Filtr - pásmová propust 4. řádu, 4,2 - 6,2 kHz



Obr. 6.4: Spektrum proudu a hluku FCS-MPC, $U_d = 560$ V, $n = 750$ ot./min., $c_f = 0$



Obr. 6.5: Spektrum proudu a hluku FCS-MPC, $U_d = 560$ V, $n = 750$ ot./min., $c_f = 10$

Na obrázku 6.4 jsou změřené spektra proudu a hluku bez použití filtrů ($c_f = 0$), kde lze vidět mechanickou rezonanci na 5200 Hz. Na obrázku 6.5 jsou spektra při použití filtrů, které umožňují potlačit v proudu frekvence v okolí mechanické rezonance.

7 Závěr

V této zprávě jsou porovnány 3 různé řídicí algoritmy elektrického pohonu z hlediska produkce elektromagnetického hluku. Při posuzování jednotlivých algoritmů byl brán zřetel na lidské vnímání zvuku. Naším cílem bylo dosáhnout co nejvíce plochého spektra hluku, čili zvuk s nízkou tonalitou.

Prvním algoritmem, který jsme zkoumali, bylo řízení s PWM. Tento způsob je v praxi nejpoužívanější, takže jsme ho brali jako výchozí algoritmus pro porovnání zbylých dvou. Dále jsme se zabývali modifikacemi PWM, konkrétně náhodnou pulsně šířkovou modulací (RPWM). Ta je zde představena ve dvou verzích, z nichž jedna byla implementována na pohonu. Konkrétně se jedná o RPWM s náhodnou spínací frekvencí. Tento algoritmus umožňuje dosáhnout příznivého spektra proudu (tj. bez špiček), nicméně vlivem mechanických rezonancí se objevují špičky ve spektru napětí. Tento způsob řízení bohužel neumožňuje příliš tvarovat spektrum proudu, aby bylo možné se mechanickým rezonancím vyhnout.

Jako třetí algoritmus bylo testováno prediktivní řízení, konkrétně FCS-MPC. Tento algoritmus má již sám o sobě příznivý vliv na spektrum proudu. Navíc přidáním filtrů umožňuje spektrum proudu tvarovat a tím potlačit vliv mechanických rezonancí. Tento algoritmus se jeví jako velmi perspektivní a v současnosti pracujeme na dalším vývoji. Dalším krokem ve vývoji bude použití FCS-MPC s kombinací s LQ regulátorem.

8 Literatura

- [1] Norma ISO 226:2003
- [2] Zeman, K., Peroutka, Z., Janda, M.: Automatická regulace pohonů s asynchronními motory. Západočeská univerzita v Plzni, 2007
- [3] Rodríguez, J., Cortés, P.: Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives. Wiley 2012
- [4] Trzynadlowski, A.M., Blaabjerg, F., Pedersen, J.K., Kirlin, R.L., Legowski, S.: Random pulse width modulation techniques for converter-fed drive systems-a review. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 30, no. 5, 1994
- [5] Liaw, C. M., Lin, Y. M., Wu, C. H., Hwu, K. I.: Analysis, Design, and Implementation of a Random Frequency PWM Inverter. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 15, No. 5, September 2000

Seznam obrázků

Obr. 2.1: Křivky stejné hlasitosti podle normy ISO 226:2003 [1].....	7
Obr. 3.1: Měřené soustrojí asynchronní motor + stejnosměrný stroj.....	8
Obr. 4.1: Schéma jedné fáze třífázového střídače.....	9
Obr. 4.2: PWM modulátor.....	9
Obr. 4.3: Spektrum napětí u_{a0} a u_{sa} odvozené analyticky, $f_T = 2$ kHz, $f_S = 25$ Hz, $U_d = 560$ V, $M = 0,5$	10
Obr. 4.4: Náhradní schéma asynchronního motoru pro obecnou frekvenci ω	10
Obr. 4.5: Spektrum proudu odvozené analyticky, $f_T = 2$ kHz, $f_S = 25$ Hz, $U_d = 560$ V, $M = 0,5$	11
Obr. 4.6: Spektrum proudu a hluku z měření, $f_T = 2$ kHz, $f_S = 25$ Hz, $U_d = 560$ V.....	11
Obr. 5.1: Nosný signál RPWM s náhodnou spínací frekvencí.....	12
Obr. 5.2: Spektrum napětí ze simulace, RPWM s náhodnou spínací frekvencí, $f_T = 2$ až 6 kHz, $f_S = 25$ Hz, $M = 0,5$, $U_d = 560$ V.....	13
Obr. 5.3: Spektrum proudu a hluku, RPWM s náhodnou spínací frekvencí, $f_T = 2$ až 6 kHz, $f_S = 25$ Hz, $M = 0,5$, $U_d = 560$ V.....	13
Obr. 5.4: Nosný signál RPWM s náhodnou pozicí pulsu.....	14
Obr. 5.5: Detail RPWM s náhodnou pozicí pulsu.....	14
Obr. 5.6: Spektrum napětí ze simulace, RPWM s náhodnou pozicí pulsu, $f_T = 4$ kHz, $RPP = 0,01$ až $0,99$, $f_S = 25$ Hz, $M = 0,5$, $U_d = 560$ V.....	15
Obr. 6.1: Vektory napětí realizovatelné střídačem ve stojícím souřadném systému.....	16
Obr. 6.2: Blokové regulační schéma FCS-MPC v rotující souřadném systému.....	17
Obr. 6.3: Filtr - pásmová propust 4. řádu, 4,2 - 6,2 kHz.....	17
Obr. 6.4: Spektrum proudu a hluku FCS-MPC, $U_d = 560$ V, $n = 750$ ot./min., $c_f = 0$	18
Obr. 6.5: Spektrum proudu a hluku FCS-MPC, $U_d = 560$ V, $n = 750$ ot./min., $c_f = 10$	18

Historie revizí

Rev.	Kapitola	Popis změny	Datum	Jméno
0	Všechny	Publikování dokumentu	15.12.2017	M. Kroneisl