

Fakulta elektrotechnická Regionální inovační centrum elektrotechniky

Využití FCS-MPC pro potlačení elektromagnetického hluku pohonu 1

Pracoviště: RICE
Číslo dokumentu: 22190-028-2017
Typ zprávy: Výzkumná zpráva
Řešitelé: Ing. Michal Kroneisl
Hlavní řešitel: Ing. Michal Kroneisl
Počet stran: 17
Datum vydání: 20.09.2017
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

Tato práce vznikla s podporou projektů CIDAM TE02000103 a SGS-2015-038

Anotace

Tato výzkumná zpráva popisuje algoritmus pro řízení pohonu s asynchronním motorem a střídačem. Algoritmus je založen na FCS-MPC (Finite Control Set - Model Predictive Control). Ve zprávě jsou popsány způsoby, jak tento algoritmus využít pro snížení elektromagnetického hluku produkovaného pohonem.

Klíčová slova

Asynchronní motor, střídač, elektromagnetický hluk, FCS-MPC

Název zprávy v anglickém jazyce / Report title

Application of FCS-MPC for reducing of electric drive electromagnetic noise 1

Anotace v anglickém jazyce / Abstract

This research report describes a control algorithm for electric drive consisting of induction motor and inverter. The algorithm is based on FCS-MPC (Finite Control Set - Model Predictive Control). The report describes methods to reduce the electromagnetic noise produced by the electric drive.

Klíčová slova v anglickém jazyce / Keywords

Induction motor, inverter, electromagnetic noise, FCS-MPC

Seznam symbolů a zkratk

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_T	spínací frekvence
$\mathbf{f}_x, \mathbf{f}_y$	výstupy filtrů statorového proudu
$\mathbf{g}$	ztrátová funkce
i_{px1}, i_{py1}	predikovaný statorový proud pro kompenzaci dopravního zpoždění (ve stojícím souřadném systému)
$\mathbf{i}_{px2}, \mathbf{i}_{py2}$	vektor predikovaných statorových proudů (ve stojícím souřadném systému)
i_{sx}, i_{sy}	statorový proud (ve stojícím souřadném systému)
i_{sxw}, i_{syw}	požadovaný statorový proud (ve stojícím 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)
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)
Ψ_{rx}, Ψ_{ry}	rotorový tok (ve stojícím souřadném systému)
ϑ	vzájemné natočení stojící a rotující souřadné soustavy
ϑ_m	mechanický úhel
$\vartheta_{r\psi}$	úhel mezi rotorovým tokem a rotorem
ω_m	mechanická úhlová frekvence

$\omega_{r\psi}$	úhlová rychlost rotorového toku vůči rotoru
ω_s	úhlová statorová frekvence
$\omega_{s\psi}$	úhlová rychlost rotorového toku vůči statoru
ω_T	úhlová spínací frekvence

Obsah

1 ÚVOD.....	6
2 FCS-MPC A ŘÍZENÍ STŘÍDAČE.....	7
3 ALGORITMUS FCS-MPC VE STOJÍCÍM SOUŘADNÉM SYSTÉMU.....	8
4 IMPLEMENTACE ALGORITMU A MĚŘENÍ.....	11
5 VÝSLEDKY MĚŘENÍ.....	12
6 ZÁVĚR.....	14
7 LITERATURA.....	15

1 Úvod

Elektrický pohon při svém provozu ovlivňuje okolí různými způsoby. Jedním z nich je hluk, který se šíří z motoru. Tento hluk lze rozdělit na několik druhů podle způsobu vzniku:

- 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

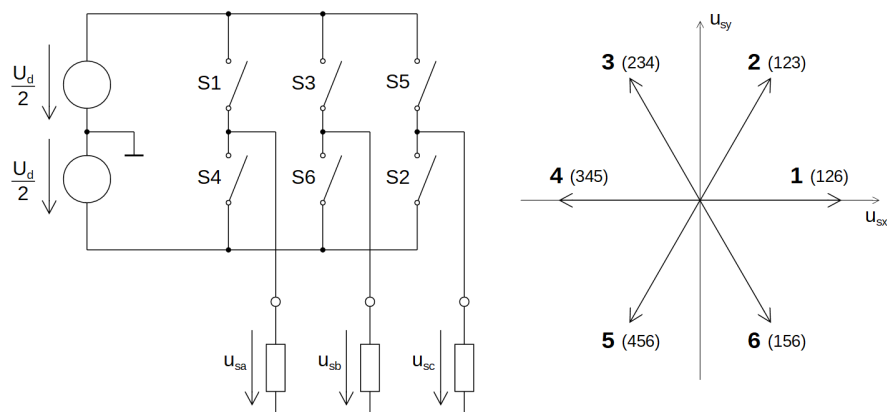
Elektromagnetický hluk vzniká v každém elektrickém stroji, ať už je napájen ze sítě nebo ze střídače. Napájení ze střídače však do frekvenčního spektra napětí, proudu i hluku přináší další nežádoucí frekvence. Hluk přidáný použitím střídače lze však podstatně ovlivnit způsobem jeho řízení.

Uvažujeme-li pohon s asynchronním motorem a napěťovým střídačem, který je řízen PWM, budou se ve spektru proudu objevovat frekvence odvozené ze spínací a statorové frekvence. To má za následek „pískavý“ zvuk, který může v některých případech působit velmi rušivě. Z pohledu psychoakustiky vykazuje zvuk pohonu při použití PWM vysokou tonalitu. To znamená, že energie je soustředěna do určitých frekvencí, které ve spektru tvoří „špičky“. Z hlediska vnímání hluku člověkem by naopak bylo méně rušivé ploché spektrum, v ideálním případě blížící se spektru bílého šumu, které vykazuje nízkou tonalitu.

Tato zpráva popisuje řídicí algoritmus pohonu, který má za úkol potlačovat elektromagnetický hluk, či alespoň zmenšovat jeho rušivý vliv. Algoritmus je založen na FCS-MPC s tvarováním spektra proudu. Tento algoritmus byl nasimulován a implementován na reálném pohonu. Výsledky měření jsou porovnány s obvyklým řízením s PWM.

2 FCS-MPC a řízení střídače

Řídicí algoritmus je založen na FCS-MPC (Finite Control Set - Model Predictive Control), tedy prediktivním řízení s matematickým modelem a konečným počtem akčních zásahů. Řízení funguje tak, že pro každý z možných akčních zásahů je matematickým modelem predikována odezva řízeného systému a pak je vybrán ten akční zásah, který poskytuje výsledek nejbližší požadovanému stavu. V případě řízení pohonu s napěťovým střídačem je množina akčních zásahů tvořena vektory napětí, které je střídač schopen na výstupu vytvořit.



Obr. 2.1: Spínací kombinace a odpovídající vektory napětí

Tab. 2.1: Spínací kombinace a vektory napětí

Číslo vektoru	Spínací kombinace	Vektor napětí	
		$\frac{u_{sx}}{U_d}$	$\frac{u_{sy}}{U_d}$
0	1,3,5	0	0
1	1,2,6	$\frac{2}{3}$	0
2	1,2,3	$\frac{1}{3}$	$\frac{\sqrt{3}}{3}$
3	2,3,4	$-\frac{1}{3}$	$\frac{\sqrt{3}}{3}$
4	3,4,5	$-\frac{2}{3}$	0
5	4,5,6	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{\sqrt{3}}{3}$
6	1,5,6	$\frac{1}{3}$	$-\frac{\sqrt{3}}{3}$
7	2,4,6	0	0

3 Algoritmus FCS-MPC ve stojícím souřadném systému

Chování asynchronního motoru lze popsat 5 stavovými rovnicemi. Výběr stavových veličin může být různý, v našem případě jsme zvolili statorový proud i_{sx} a i_{sy} , rotorový tok Ψ_{rx} a Ψ_{ry} a mechanické otáčky ω_m . Rovnice mají ve stojícím souřadném systému tento tvar:

$$\frac{di_{sx}}{dt} = -\alpha i_{sx} + \beta \Psi_{rx} + \gamma \omega_m \Psi_{ry} + \delta u_{sx} \quad (3.1)$$

$$\frac{di_{sy}}{dt} = -\alpha i_{sy} + \gamma \omega_m \Psi_{rx} + \beta \Psi_{ry} + \delta u_{sy} \quad (3.2)$$

$$\frac{d\Psi_{rx}}{dt} = R_r \frac{L_h}{L_r} i_{sx} - \frac{R_r}{L_r} \Psi_{rx} - p_p \omega_m \Psi_{ry} \quad (3.3)$$

$$\frac{d\Psi_{ry}}{dt} = R_r \frac{L_h}{L_r} i_{sy} - \frac{R_r}{L_r} \Psi_{ry} + p_p \omega_m \Psi_{rx} \quad (3.4)$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \epsilon \Psi_{rx} i_{sy} - \epsilon \Psi_{ry} i_{sx} - \frac{1}{J} M_z \quad (3.5)$$

Koeficienty v rovnicích jsou odvozené z parametrů stroje:

$\lambda = L_{s\sigma} + L_{r\sigma} \cdot \frac{L_h}{L_r}$				
$\alpha = \frac{R_s + R_r \cdot \frac{L_h^2}{L_r^2}}{\lambda}$	$\beta = \frac{R_r \cdot \frac{L_h}{L_r}}{\lambda}$	$\gamma = \frac{L_h \cdot p_p}{L_r \cdot \lambda}$	$\delta = \frac{1}{\lambda}$	$\epsilon = \frac{k_p \cdot p_p \cdot L_h}{J \cdot L_r}$

Řídící algoritmus využívá prvních dvou rovnic pro predikci statorového proudu a dalších dvou rovnic pro estimaci rotorového toku. Celý algoritmus funguje následujícím způsobem. V každém kroku je nejprve potřeba estimovat rotorový tok:

$$\Psi_{rx}(k) = \Psi_{rx}(k-1) + \left(R_r \frac{L_h}{L_r} i_{sx}(k) - \frac{R_r}{L_r} \Psi_{rx}(k-1) - p_p \omega_m \Psi_{ry}(k-1) \right) \cdot T_s \quad (3.6)$$

$$\Psi_{ry}(k) = \Psi_{ry}(k-1) + \left(R_r \frac{L_h}{L_r} i_{sy}(k) - \frac{R_r}{L_r} \Psi_{ry}(k-1) + p_p \omega_m \Psi_{rx}(k-1) \right) \cdot T_s \quad (3.7)$$

Dále proběhne predikce proudu v následujícím kroku (k+1) pro statorové napětí nastavené v minulém kroku algoritmu (k-1). Tím se vykompenzuje dopravní zpoždění mezi změřením proud a nastavením napětí, které je rovno T_s :

$$i_{px1}(k+1) = i_{sx}(k) + \left(-\alpha i_{sx}(k) + \beta \Psi_{rx}(k) + \gamma \omega_m \Psi_{ry}(k) + \delta u_{sx}(k-1) \right) \cdot T_s \quad (3.8)$$

$$i_{py1}(k+1) = i_{sy}(k) + (-\alpha i_{sy}(k) + \gamma \omega_m \Psi_{rx}(k) + \beta \Psi_{ry}(k) + \delta u_{sy}(k-1)) \cdot T_s \quad (3.9)$$

Následně lze provést predikci statorového proudu pro všechny realizovatelné vektory statorového napětí:

$$i_{px2}(k+2) = i_{px1}(k+1) + (-\alpha i_{px}(k+1) + \beta \Psi_{rx}(k) + \gamma \omega_m \Psi_{ry}(k) + \delta u_{sx}(k)) \cdot T_s \quad (3.10)$$

$$i_{py2}(k+2) = i_{py1}(k+1) + (-\alpha i_{py}(k+1) + \gamma \omega_m \Psi_{rx}(k) + \beta \Psi_{ry}(k) + \delta u_{sy}(k)) \cdot T_s \quad (3.11)$$

kde u_{sx} a u_{sy} jsou vektory obsahující všechny hodnoty uvedené v tabulce 2.1 a i_{px2} a i_{py2} jsou vektory predikovaných proudů. V případě rotorového toku počítáme s tím, že se během jednoho kroku změny nepatrně, takže platí:

$$\Psi_r(k+1) \approx \Psi_r(k) \quad (3.12)$$

Algoritmus FCS-MPC vybírá v každém kroku nejvhodnější vektor napětí. K tomu využívá ztrátovou funkci, která je funkcí odchylek regulovaných veličin od jejich požadovaného stavu. Ztrátovou funkci je potřeba v každém kroku vypočítat pro všechny možné vektory napětí (tedy 8x). Funkce může mít například tento tvar:

$$g = |i_{sxw} - i_{px2}|^2 + |i_{syw} - i_{py2}|^2 \quad (3.13)$$

kde i_{sxw} a i_{syw} jsou požadované hodnoty proudu ve stojícím souřadném systému. Pokud za ně dosadíme harmonické průběhy se vzájemným fázovým posunem $\pi/2$, získáme náhradu skalárního řízení asynchronního motoru s PWM. Díky regulaci se však měnič nechová jako zdroj napětí, ale jako zdroj proudu.

Výhodou prediktivního řízení je, že do ztrátové funkce můžeme zahrnout další veličiny, které chceme minimalizovat. Toho lze využít například k tvarování frekvenčního spektra. Pokud chceme ve spektru potlačit určité frekvence, použijeme filtr, který tyto frekvence propouští a jeho výstup zahrneme do ztrátové funkce. Prediktivní řízení se pak bude snažit minimalizovat výstup filtru a tím bude dané frekvence potlačovat.

V případě potlačování elektromagnetického hluku je problém s mechanickými rezonancemi motoru. Pokud se ve spektru proudu objeví frekvence blízké vlastním frekvencím částí motoru, bude hluková odezva motoru mnohem větší. Proto je vhodné tyto frekvence v proudu potlačit a tím snížit i jejich výskyt v hluku. Dosáhnout toho lze použitím filtru typu pásmová propust, jehož vstupem je statorový proud. Ztrátová funkce pak bude mít tvar:

$$g = |i_{sxw} - i_{px2}|^2 + |i_{syw} - i_{py2}|^2 + c_f (|\mathbf{f}_x|^2 + |\mathbf{f}_y|^2) \quad (3.14)$$

kde $\mathbf{f}_x$ a $\mathbf{f}_y$ jsou výstupy filtrů pro proudy i_{sx} a i_{sy} a c_f je koeficient udávající váhu filtrů. Uvažujeme-li diskrétní filtry 4. řádu s přenosem

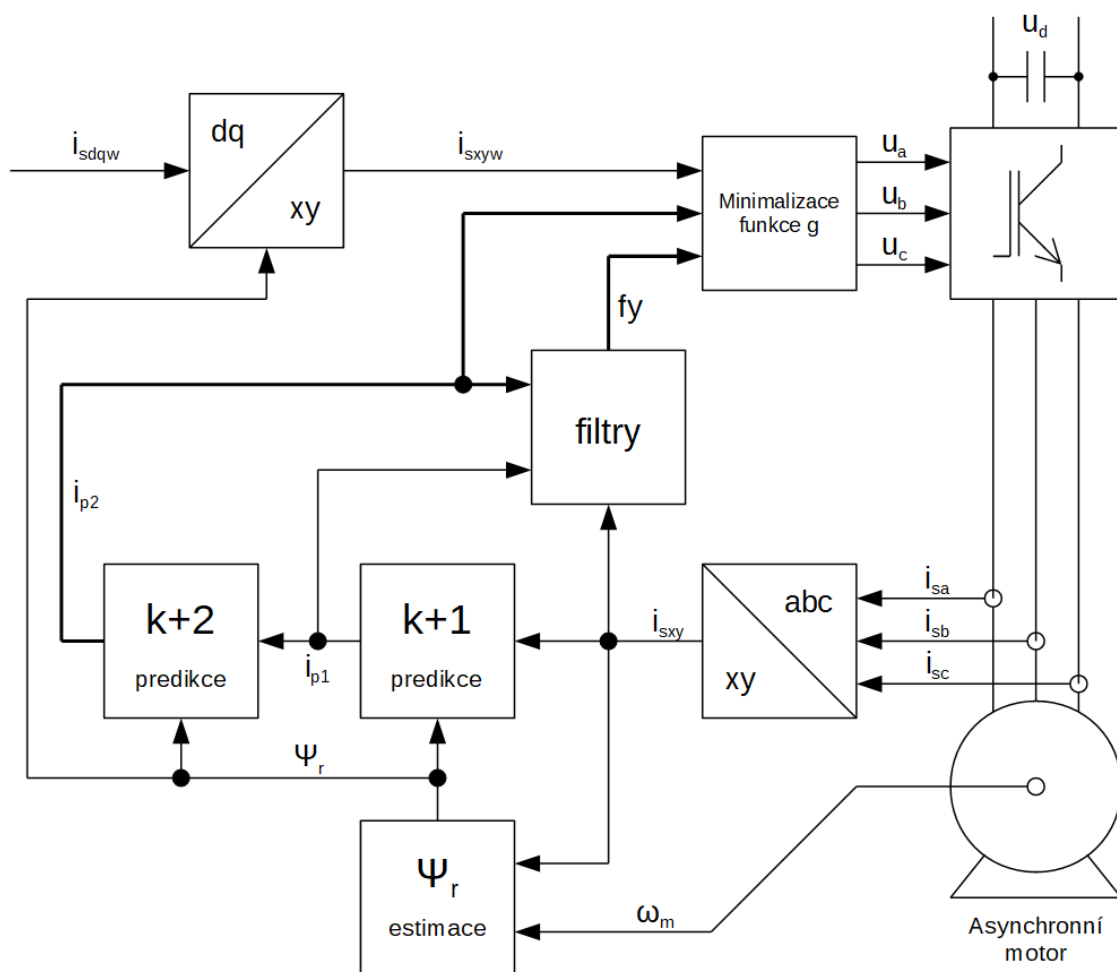
$$F(z) = \frac{b_4 z^4 + b_3 z^3 + b_2 z^2 + b_1 z + b_0}{a_4 z^4 + a_3 z^3 + a_2 z^2 + a_1 z + a_0} \quad ; \quad a_0 = 1 \quad (3.15)$$

bude pro výstupy filtrů platit:

$$\begin{aligned} f y_x(k) = & b_0 i_{px2}(k+2) + b_1 i_{px1}(k+1) + b_2 i_{sx}(k) + b_3 i_{sx}(k-1) + b_3 i_{sx}(k-2) \\ & - a_1 f y_x(k-1) - a_2 f y_x(k-2) - a_3 f y_x(k-3) - a_4 f y_x(k-4) \end{aligned} \quad (3.16)$$

$$\begin{aligned} f y_y(k) = & b_0 i_{py2}(k+2) + b_1 i_{py1}(k+1) + b_2 i_{sy}(k) + b_3 i_{sy}(k-1) + b_3 i_{sy}(k-2) \\ & - a_1 f y_y(k-1) - a_2 f y_y(k-2) - a_3 f y_y(k-3) - a_4 f y_y(k-4) \end{aligned} \quad (3.17)$$

Každý z filtrů se počítá pro všech 8 predikovaných proudů, čili výstupem z filtru je opět vektor o 8 prvcích.



Obr. 3.1: Blokové schéma FCS-MPC ve stojícím souřadném systému

4 Implementace algoritmu a měření

Řídicí algoritmus byl implementován v procesoru Texas Instruments TMS320F28335. Pohon se skládal z třífázového napěťového střídače a asynchronního motoru. Jeho parametry jsou uvedeny v tabulkách 4.1 a 4.2.

Tab. 4.1: Štítkové hodnoty použitého asynchronního motoru

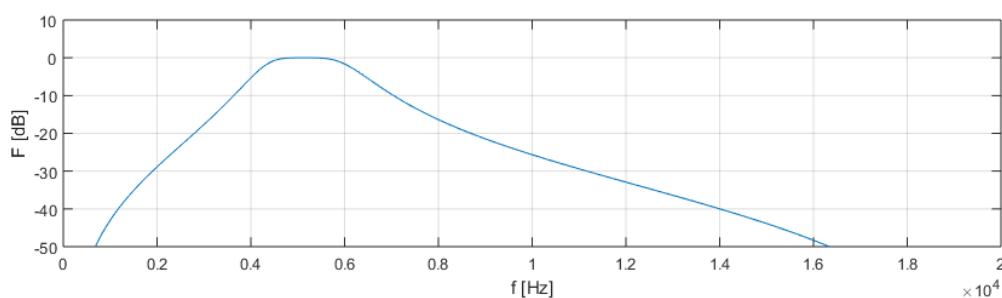
Výrobce:	Siemens	Typ:	1LA7163-4AA60-Z
Frekvence:	50 Hz	Napětí:	400 / 690 V (D/Y)
Výkon:	11 kW	Proud:	21,5 / 12,4 A (D/Y)
Účinník:	0,84	Otáčky:	1460 ot./min.

Tab. 4.2: Parametry náhradního schématu motoru

R_s	1,15 Ω	R_r	1,456334 Ω
$L_{s\sigma}$	0,008921 H	$L_{r\sigma}$	0,011297 H
L_h	0,219073 H		

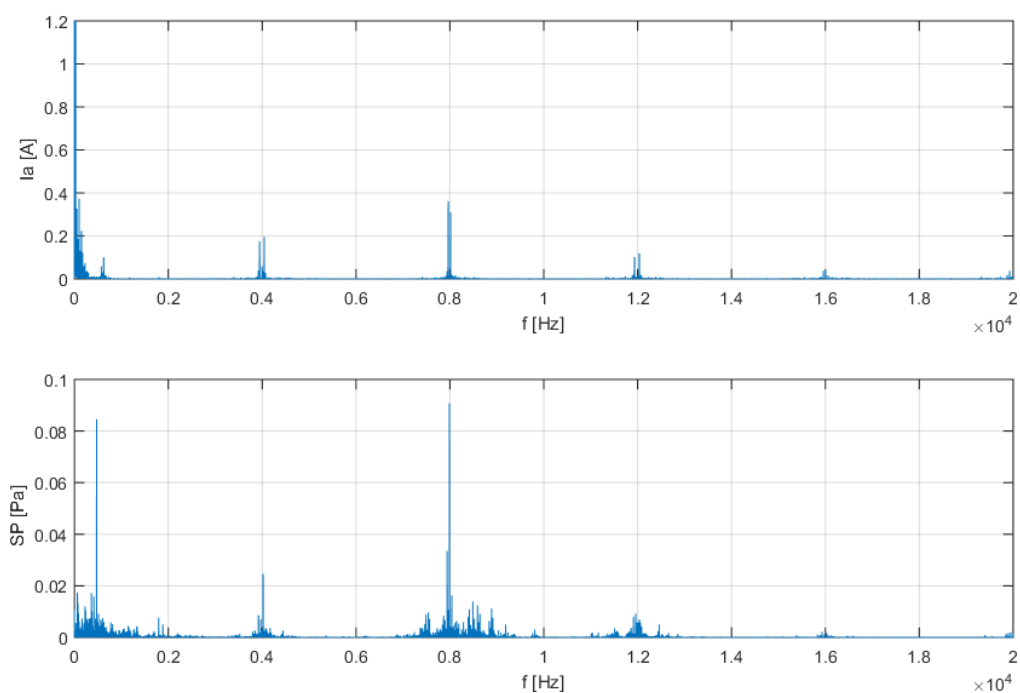
Měření byla zaznamenána DAQ přístrojem USB-6356 (M32 MS) BNC od firmy National Instruments. Proud byl měřen sondou Tektronix A622. Hluk snímal kapacitní mikrofón Behringer ECM 8000 a signál byl následně zesílen předzesilovačem se zesílením 60 dB a anti-aliasingovým filtrem 4. řádu s mezní frekvencí 22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

K potlačení frekvencí okolo mechanické rezonanční frekvence motoru byl použit filtr s frekvenční charakteristikou na obr. 4.1. Vliv tohoto filtru na řízení a tím i potlačení daného pásma určuje ve ztrátové funkci koeficient c_f .

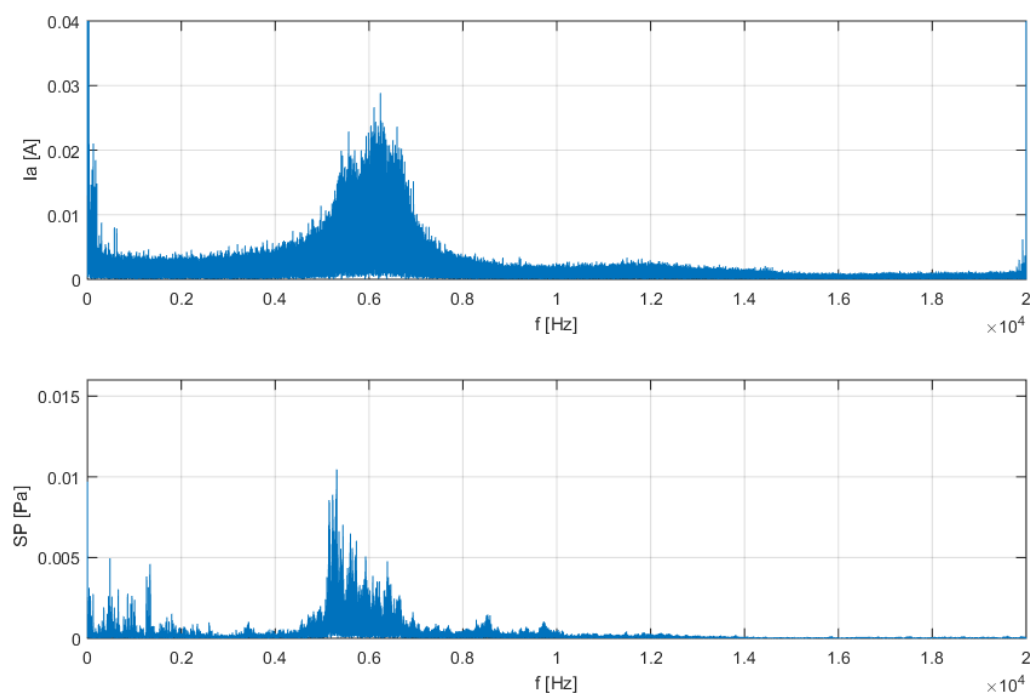


Obr. 4.1: Frekvenční charakteristika filtru proudu, pásmová propust 4. řádu 4200 - 6200 Hz

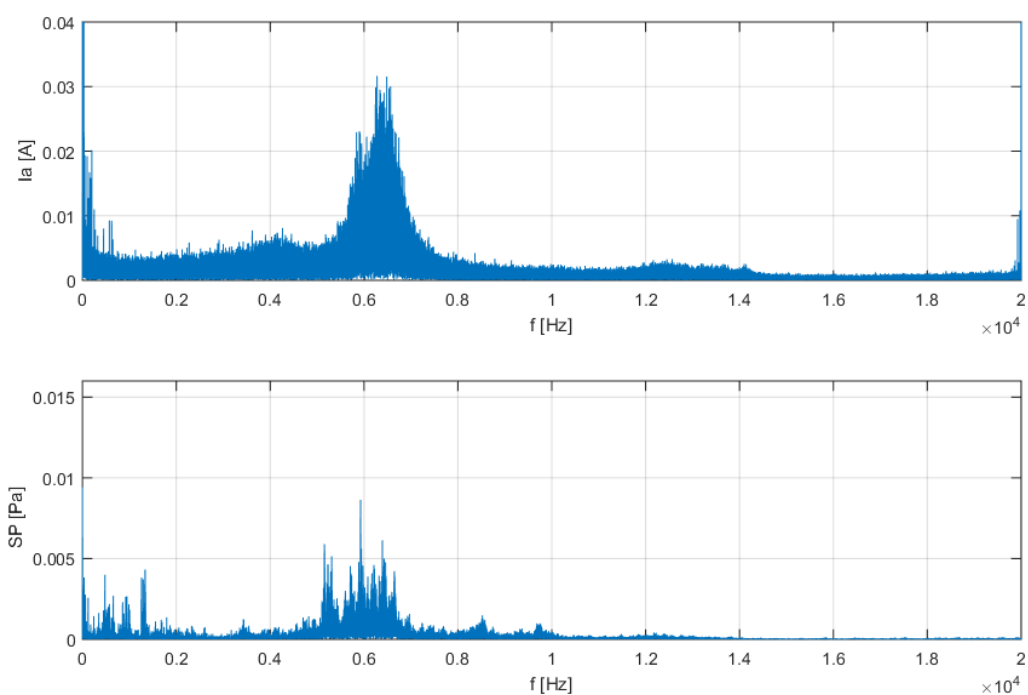
5 Výsledky měření



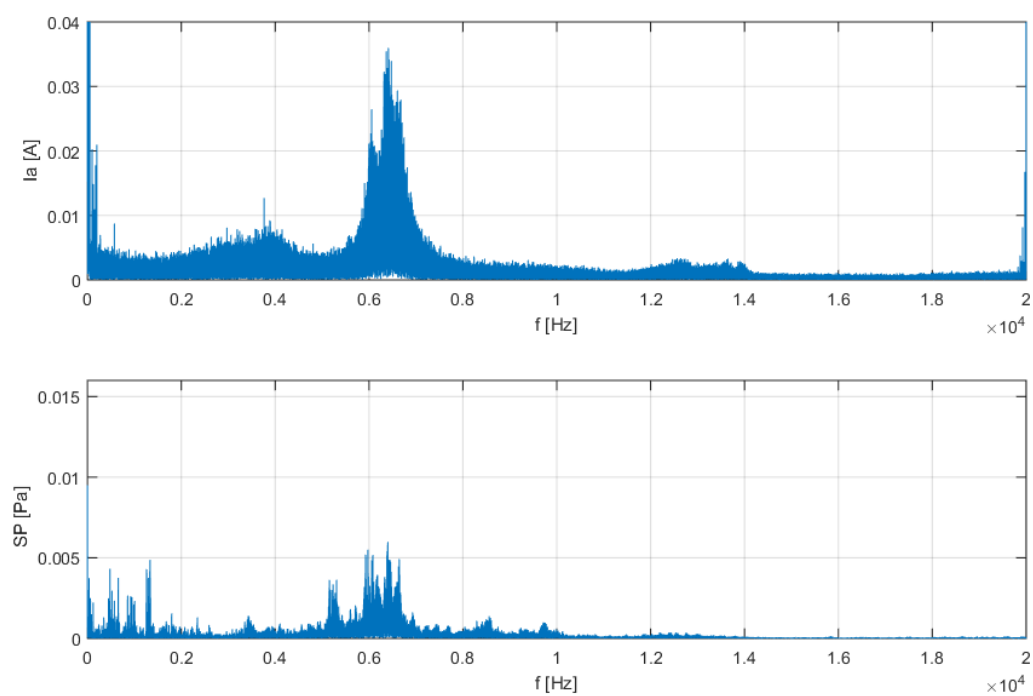
Obr. 5.1: Spektrum proudu a hluku při použití PWM, $f_T = 4$ kHz, $f_s = 25$ Hz, $U_d = 560$ V (uvedeno pro porovnání)



Obr. 5.2: Spektrum proudu a hluku FCS-MPC, $f_s = 25$ Hz, $U_d = 560$ V, $c_f = 0$



Obr. 5.3: Spektrum proudu a hluku FCS-MPC, $f_s = 25$ Hz, $U_d = 560$ V, $c_f = 10$



Obr. 5.4: Spektrum proudu a hluku FCS-MPC, $f_s = 25$ Hz, $U_d = 560$ V, $c_f = 20$

6 Závěr

Uvedený algoritmus byl nasimulován, implementován v procesoru a použit k řízení reálného pohonu. Následně bylo provedeno měření proudu a hluku a vyhodnocena jejich frekvenční spektra.

Měřením bylo zjištěno, že samotné použití FCS-MPC pro řízení střídače vede ve srovnání s PWM na plošší a rozprostřenější frekvenční spektrum proudu i hluku. Pokud se do ztrátové funkce navíc zahrnou filtry pro proud, lze potlačit v proudu frekvence blízké mechanickým rezonancím motoru a tím dále potlačit hluk a tonalitu hluku.

Řídicí algoritmus využívá matematický model ve stojící souřadné soustavě, což je jednodušší na implementaci. Nevýhodou je, že elektrické stavové veličiny (toky, proudy) vůči tomuto systému rotují a to i v ustáleném stavu. Dalším krokem ve vývoji tedy bude vytvoření řízení v rotujícím souřadném systému.

7 Literatura

- [1] Vondrášek, F.: Výkonová elektronika: Měníče s vlastní komutací a bez komutace. Západočeská univerzita v Plzni, 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

Seznam obrázků

Obr. 2.1: Spínací kombinace a odpovídající vektory napětí.....	7
Obr. 3.1: Blokové schéma FCS-MPC ve stojícím souřadném systému.....	10
Obr. 4.1: Frekvenční charakteristika filtru proudu, pásmová propust 4. řádu 4200 - 6200 Hz.....	11
Obr. 5.1: Spektrum proudu a hluku při použití PWM, $f_T = 4$ kHz, $f_S = 25$ Hz, $U_d = 560$ V (uvedeno pro porovnání).....	12
Obr. 5.2: Spektrum proudu a hluku FCS-MPC, $f_S = 25$ Hz, $U_d = 560$ V, $c_f = 0$	12
Obr. 5.3: Spektrum proudu a hluku FCS-MPC, $f_S = 25$ Hz, $U_d = 560$ V, $c_f = 10$	13
Obr. 5.4: Spektrum proudu a hluku FCS-MPC, $f_S = 25$ Hz, $U_d = 560$ V, $c_f = 20$	13

Historie revizí

Rev.	Kapitola	Popis změny	Datum	Jméno
0	Všechny	Publikování dokumentu	20.9.2017	M. Kroneisl