

Pracoviště: Regionální inovační centrum elektrotechniky / Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky

Výzkumná zpráva č.: 22190 - 005 - 2015

ASYNCHRONNÍ POHON S LC FILTREM

Problematika rezonančních kmitů

Druh úkolu:	Vědecko- výzkumný
Řešitelé:	Karel Zeman, Jiří Cibulka
Vedoucí úkolu:	Prof. Ing. Zdeněk Peroutka, PhD
Počet stran:	69
Datum vydání:	Listopad 2015

Práce vznikla s podporou Ministerstva školství, mládeže a tělovýchovy ČR v rámci projektu RICE (CZ.1.05/2.1.00/03.0094)

2015

Anotace

Zpráva se zabývá problematikou asynchronního pohonu s LC filtrem, zapojeným mezi střídač a motor.

Ve zprávě je proveden rozbor činnosti pohonu s vektorovým řízením s tímto závěrem: Střídač s vektorovým řízením může z LC filtru odebírat výkon o rezonančním kmitočtu – pak střídač tlumí rezonanční kmity filtru, nebo může výkon dodávat – pak budí kmity filtru a celého pohonu. Tok výkonu je závislý na poloze vektoru výstupního signálu vektorového řízení vůči poloze vektoru proudu střídače.

Obsah

1	SIMULOV	ANÝ MOTOR	7
2	LC FILTR	V USTÁLENÉM A PŘECHODNÉM STAVU	8
	2.1 Fre	kvenční charakteristika nezatíženého filtru	8
	2.2 Nez	zatížený filtr napájený harmonickým napětím	9
3	Nezatíže	ENÝ FILTR NAPÁJENÝ STŘÍDAČEM	10
4	POHON S	S LC FILTREM - SKALÁRNÍ ŘÍZENÍ	11
5	Роном в	S VEKTOROVÝM ŘÍZENÍM – ROZBOR VLASTNOSTÍ POHONU S LC FILTREM	12
	5.1 Pro	udy při rezonančních kmitech	12
	5.2 Buz	zené a tlumené rezonanční kmity	13
	5.3 Roz	zbor algoritmů vektorového řízení při rezonančních kmitech	14
	5.3.1	Vzájemná poloha vektoru výstupního napětí U _w a vektoru měřeného	11
	5.3.2	Vektor výstupního signálu VŘ při měřeném proudu motoru a proudu střídače	14
	5.4 Ro	zhor činnosti matematickch modelů při rezonančních kmitech	13
	5.4.1	Vstup matematického modelu – proudy motoru	
	5.4.2	Vstup matematického modelu – proudy střídače	17
	5.4.3	Zhodnocení činnosti vektorového řízení při rezonančních kmitech	18
	5.5 "Do	ppravní zpoždění" v algoritmech vektorového řízení	19
	5.5.1 5.5.2	Zpozdení vyvolané "vzorkováním signalu … T _{d1} Zpoždění vyvolané konečně rychlými výpočty v reálném čase – T _{in}	19 19
	5.5.3	Celkové reálné dopravní zpoždění \dots T _{d1} + T _{d2}	20
	5.5.4	Dopravní zpoždění vkládané do algoritmů s cílem pootočit při	
		rezonančních kmitech vektor výstupního signálu T _{d3}	20
6	Tlumení	REZONANČNÍCH KMITŮ – REZONANČNÍ KMITOČET FILTRU 630 HZ	21
	6.1 Pol	non s vektorovým řízením – do modelu proudy motoru	21
	6.1.1	Modulačni kmitočet 2000 Hz.	21
	6.1.2	Modulační kmitočet 4000 Hz.	23
	6.2 Poł	non s vektorovým řízením – do modelu proudy střídače – TV = TVp	25
	6.2.1	Modulační kmitočet 2000 Hz	25
	6.2.2	Modulační kmitočet 3000 Hz.	27
	6.2.3 6.2.4	Nodujačni kmitočet 4000 Hz Zbodnocení výsledků – měřený proud střídače	30
	6.3 Pol	non s vektorovým řízením – do modelu proudy střídače – TV = TVp / n	
	6.3.1	Dopravní zpoždění při TV = TVp / n	30
	6.3.2	Běžný pracovní režim	31
	6.3.3	Režim tlumení rezonančních kmitů LC filtru – měřené proudy střídače	31
	6.3.4 6.3.5	Let m_{sd} , r_{sq} vyhodnocene matematickym modelem	34
	6.3.6	Buzené a tlumené rezonanční kmity	35
7	Tlumení	KMITŮ – REZONANČNÍ KMITOČET FILTRU 1260 HZ	36
	7.1 Mě	řené proudy motoru	36
	7.2 Mě	řené proudy střídače	39
8	PUSOBEN	NÍ L C FILTRU PŘI VYSOKÝCH OTÁČKÁCH	42
5	8.1 Re:	zonanční kmitočet filtru 629 Hz	
	8.2 Re:	zonanční kmitočet filtru 2*629 Hz (poloviční kondenzátor C _f)	
		u i i i i i i i i i i i i i i i i i i i	

	8.3 8.3 8.3 8.3	Problematický provoz pohonu s měřenými proudy střídače – f _{res} = 630 Hz 8.1 Nulový zátěžný moment 8.2 Konstantní zátěžný moment 8.3 Přechodové jevy při vysokých otáčkách	44 45 46 46
9	Zákl	ADNÍ PŘECHODOVÉ JEVY – REZONANČNÍ KMITOČET FILTRU 630 HZ	47
	9.1	Měřené proudy motoru	47
	9.1	1.1 Rozběh nabuzeného, nezatíženého motoru	47
	9.1	1.2 Skoková momentová zátěž	48
	9.2	Měřené proudy střídače	48
	9.2 9.2	 Rozben habuzeneno, nezalizeneno motoru Skoková momentová zátěž 	49 51
10	Zákl	ADNÍ PŘECHODOVÉ JEVY – REZONANČNÍ KMITOČET FILTRU 1260 HZ	52
	10.1	Měřené proudv motoru	
	10	.1.1 Rozběh	52
	10	.1.2 Skoková momentová zátěž	52
	10.2	Měřené proudy střídače	53
	10	2.2.1 Rozben	53 53
11	7405		
11	MOTO	DRU A STŘÍDAČE	53
	11.1	Rezonanční kmitočet LC filtru 630 Hz	54
	11.2	Rezonanční kmitočet LC filtru 1250 Hz	56
12	ZÁVĚ	RY	57
	12.1	Proudy pohonu s LC filtrem	57
	12.2	Působení vektorového řízení při rezonančních kmitech filtru	57
	12.3	Dopravní zpoždění v algoritmech výpočtů VŘ	58
	12.4	Zvětšování dopravního zpoždění	59
	12.5	Zmenšování dopravního zpoždění	59
	12.6	Vliv parametrů algoritmů VŘ na tlumení rezonančních kmitů	60
	12.7	Optimální parametry vektorového řízení	62
	12	.7.1 Měřený proud motoru	62
	12.	Problematika pohonu s LC filtrom s měženými proudu střídače v oblasti	03
	12.0	vysokých otáček	64
13	Doda	ATEK – MATEMATICKÝ MODEL POHONU S LC FILTREM	65
	13.1	Paralelní 3 fázový obvod	65
	13.2	Matematický model pohonu	66
	13.3	Stavové rovnice	69

Seznam značek

C_f, L_f, R_f	Parametry LC filtru	
T _{res}	Doba periody rezonančních kmitů LC filtru	
U _{ca,b,c}	Napětí kondenzátorů LC filtru	
Ūc	Prostorový vektor, vypočtený z $U_{ca, b, c}$	
I _{ca,b,c}	Proudy kondenzátorů LC filtru	
U _{A0, B0, C0}	Napětí střídače proti pomyslnému středu kondenzátoru ve ss obvodu	
Ūstr	Prostorový vektor, vypočtený z napětí $U_{A0, B0, C0}$	
U_{1a}, U_{1b}, U_{1c}	Napětí střídače proti středu kondenzátorů LC filtru	
\overline{U}_1	Prostorový vektor, vypočtený z U_{1a}, U_{1b}, U_{1c}	
I_{1a}, I_{1b}, I_{1c}	Proudy střídače	
Ī1	Prostorový vektor, vypočtený z I _{1a} , I _{1b} , I _{1c}	
U _{ra,b,c}	Řídící signály střídače	
f _s	Kmitočet střídače	
U_{sa} , U_{sb} , U_{sc}	Napětí ekvivalentního motoru	
\overline{U}_s Prostorový vektor, vypočtený z U_{sa}, U_{sb}, U_{sc}		
I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}	Proudy motoru	
Īs	Prostorový vektor, vypočtený z I_{sa} , I_{sb} , I_{sc}	
$f = -\frac{p_p \cdot \omega_m}{\omega_m}$	Přepočtené otáčky motoru [ot / sec]	
$^{1}m^{-}2\pi$	$p_p \dots$ počet polpárů, $\omega_m = \frac{\pi . n_m}{30}$ [1/sec], n [ot/min]	
М	Moment motoru	
Ψ	Magnetický tok motoru v grafech F	
$\overline{\mathbf{x}}$	Prostorový vektor 3fázové veličiny	
X _w	Požadovaná hodnota veličiny X	
(x, y)	Souřadný systém nerotující (často je označovaný (α,β) v grafech nepoužitelné označení)	
(d,q)	Souřadný systém rotující spolu s magnetickým tokem	
TV Perioda vzorkování výpočtů v reálném čase (matematický r torové řízení		
f _{PWM} , f _{pila} Kmitočet PWM modulace		

TVp	$TV_p = \frac{1}{2.f_{pila}}$
T _{d1}	Dopravní zpoždění ve výpočtech algoritmů VŘ vyvolané vzorkovanými výpočty algoritmů
T _{d2}	Dopravní zpoždění ve výpočtech algoritmů VŘ vyvolané konečně rych- lými výpočty algoritmů
T _{d3}	Dopravní zpoždění vkládané do výpočtu algoritmů řízení s cílem poo- točit vektor napětí střídače při vzniku rezonančních kmitů
α _{zp1,2,3}	Úhel pootočení vektoru napětí střídače při vzniku rezonančních kmitů, odpovídající zpožděním T _{d1,2,3}

1 Simulovaný motor

Parametry pro nulový skluz	
$Z_{N} = 0.38 \ \Omega$	
$R_{s} / Z_{N} = 0.007$	$R_s = 0.00266 \ \Omega$
$R_{r} / Z_{N} = 0.007$	$R_r = 0.00266 \ \Omega$
$X_{s\sigma} / Z_N = 0.113$	$L_{s\sigma} = 0.0001367 \text{ H}$
$X_{r\sigma} / Z_N = 0.157$	$L_{r\sigma} = 0.00019 \text{ H}$
$X_{h} / Z_{N} = 2.81$	$L_{h} = 0.0034 H$

 $690/\sqrt{3} = 398$ V ... fázové napětí

Amplituda fázového napětí ... $U_{sm} = 398.\sqrt{2} = 563 \text{ V}$ Počet půlpárů ... $p_p = 3$

Jmenovitý mg. tok ... $|\overline{\Psi}_n| = \frac{U_{sm}}{2\pi.50} \cong 1.8 \text{ Vs}$

Jmenovitý fázový proud \dots I_n \cong 1000 A

$$|I_{sn}| = I_n . \sqrt{2} \cong 1400 \text{ A}$$

Jmenovitá složka "magnetizačního" proudu … $(I_{sd})_n \cong \frac{|\Psi_n|}{L_h} \cong 530 \text{ A}$





$\begin{array}{c|c} & L_{f1}, R_{f1} & L_{f2}, R_{f2} \\ \hline & & \\ &$

2 LC filtr v ustáleném a přechodném stavu

2.1 Frekvenční charakteristika nezatíženého filtru

 $F(p) = \frac{U_{c}(p)}{U_{vst}(p)} = \frac{1}{p^{2}L_{f1}C_{f} + pR_{f1}C_{f} + 1}$ $p^{2}L_{f1}C_{f} + pR_{f1}C_{f} + 1 = 0 \quad \dots \quad p_{1,2} = -\frac{R_{f1}}{2.L_{f1}} \pm j \cdot \sqrt{\frac{1}{L_{f1}C_{f}} - \left(\frac{R_{f1}}{2.L_{f1}}\right)^{2}} = -\alpha \pm j\beta \quad (\alpha = 10, \ \beta = 2\pi.629)$ Odezva filtru na skok vstupního napětí: $U.e^{-\frac{t}{\tau}} \sin(\beta.t + \phi), \ \tau = \frac{1}{\alpha} = 0.1 \text{ s}$

Rezonanční kmitočet filtru $f_{res} = \frac{\beta}{2\pi} = 629 \text{ Hz}$





2.2 Nezatížený filtr napájený harmonickým napětím



3 Nezatížený filtr napájený střídačem



4 Pohon s LC filtrem - skalární řízení

V ustáleném stavu je proudu motoru cca harmonický Skalární řízení + LC filtr … bezproblémový provoz

5 Pohon s vektorovým řízením – rozbor vlastností pohonu s LC filtrem

Střídač s vektorovým řízením může při vzniku rezonančních kmitů z LC filtru buď odebírat výkon (střídač tlumí rezonanční kmity), nebo do LC filtru výkon dodávat (pak střídač budí rezonanční kmity). V kap. 5 je proveden rozbor této skutečnosti.



5.1 Proudy při rezonančních kmitech

5.2 Buzené a tlumené rezonanční kmity

Rezonanční kmity LC filtru způsobí vznik kmitů veličin pohonu o rezonančním kmitočtu filtru. Algoritmy vektorového řízení využívají tyto veličiny k výpočtu řídících signálu střídače, proto i napětí střídače (vyhodnocené vektorovým řízením) a ostatní veličiny pohonu mají rezonanční kmitočet filtru (1. harmonická).

Prostorové vektory veličin pohonu rotují při vzniku rezonančních kmitů rychlostí $2.\pi.f_{res}$. Dle polohy vektoru napětí střídače U_{str} vůči poloze vektoru proudu střídače I_1 střídač do obvodu filtru buď **dodává** výkon o rezonančním kmitočtu (střídač pak **budí** kmity filtru), nebo výkon z obvodu filtru **odebírá** (střídač pak **tlumí** kmitu filtru).

Úpravy algoritmů vektorového řízení, které zajistí odběr výkonu z LC filtru jsou popisovány v následujících kapitolách. V této kapitole realizace natáčení vektoru střídače popisována není.



5.3 Rozbor algoritmů vektorového řízení při rezonančních kmitech

5.3.1 Vzájemná poloha vektoru výstupního napětí U_w a vektoru měřeného proudu I

Na následujícím obrázku je znázorněna obvyklá struktura algoritmů vektorového řízení pohonu s napěťovým střídačem. Pro určení polohy vektoru napětí střídače \overline{U}_w je nutno rozlišovat varianty A, B.



V projektech RICE je většinou využívána varianta A z těchto důvodů:

- Algoritmy jsou přehlednější, při problematických jevech se snáze hledají příčiny nežádoucích jevů.
- Do algoritmů nejsou nepřímo zaváděny další zpětné vazby.
- "Odvazbovací" obvod pracuje pouze jako pomocník regulátorů (vektorové řízení dobře pracuje i bez odvazbovacího obvodu).

Při vzniku rezonančních kmitů lze algoritmy VŘ varianty A uvažovat ve tvaru



Vektorové řízení **varianty A** vyhodnocuje napětí střídače, jehož vektor je zpožděn o 180⁰ vůči vektoru proudu, vstupujícího do matematického modelu.

Vektorové řízení **varianty B** vyhodnocuje při rezonančních kmitech vektor napětí střídače, který je vůči vektoru proudu zpožděn o úhel větší (závisí na parametrech).





 $\omega_d\cong\omega_m$

Var A

d

Is

Vektor výstupního signálu VŘ při měřeném proudu motoru a proudu střídače 5.3.2

Dále uvedené vektorové diagramy platí pro idealizované vektorové řízení s nulovým zpožděním výpočtů (algoritmy uvedené v předchozí kapitole).



Měřené proudy střídače ... střídač dodává výkon (kmity se budí).

5.4 Rozbor činnosti matematických modelů při rezonančních kmitech

V této kapitole je hodnocena činnost matematických modelů při tlumených rezonančních kmitech LC filtru. Úpravy algoritmů vektorového řízení zajišťující tlumení rezonančních kmitů jsou popsány v kap. 6.



5.4.1 Vstup matematického modelu – proudy motoru



5.4.2 Vstup matematického modelu – proudy střídače

5.4.3 Zhodnocení činnosti vektorového řízení při rezonančních kmitech

Zhodnocení je provedeno pro tento pohon:

- Měřené proudy střídače, proudový model v (d, q) (varianta kdy model pracuje "nejhůře")
- $f_{PWM} = 4000 \text{ Hz}$
- Idealizované vektorové řízení s nulovým dopravním zpožděním (dle kap. 6.2 je malé dopravní zpoždění nutné z důvodu tlumení rezonančních kmitů).

Hodnocení modelu:

Model nepracuje správně ... vyhodnocený magnetický tok je odlišný od toku motoru.

Id_mod



Modely_1a,b.pas

- \Rightarrow Okamžitá poloha souřadného systému (d, q) vyhodnoceného modelem ϑ_{mod} je odlišná od skutečné v.
- "Chybně" pracující model se vstupními proudy střídače vyhodnocuje proudy střídače v souřadném systému (d, q), který není svázán s magnetickým tokem motoru. Systém (d, q) rotuje rychlostí $d\vartheta_{mod}/dt$.



 $\omega_{\rm m}$

Vektorové řízení s nesprávně pracujícím modelem vyhodnotí vektor řízení střídače $\overline{U}_{w} = U_{m} \cdot e^{j.\alpha}$ (v souřadném systému s polohou ϑ_{mod}).

Úhel α je i při nesprávně pracujícím modelu vyhodnocen správně (vektor řízení střídače je vůči vektoru proudu střídače pootočen o cca 180°)

K řízení střídače je využíván vektor řízení, přepočtený do stojícího systému. Při přepočtu je automaticky odstraňována chyba polohy souřadného systému vmod , vyhodnocovaného modelem



⇒ Vektorové řízení by při tlumení rezonančních kmitů teoreticky mohlo využívat libovolný pomalu rotující systém. Přechod do normální činnosti pohonu by byl ale komplikovaný.



5.5 "Dopravní zpoždění" v algoritmech vektorového řízení

5.5.2 Zpoždění vyvolané konečně rychlými výpočty v reálném čase ... T_{d2}



$T_{d} = T_{d1} + T_{d2} = \frac{0 \div 2}{4.f_{PWM}} + \frac{1}{2.f_{PWM}} = \frac{1 \div 2}{2.f_{PWM}}, \ \alpha_{zp1,2} = 2\pi \cdot \frac{(1 \div 2).f_{res}}{2.f_{PWM}}$			
f_{PWM}	T _d	$f_{res} = 630 \text{ Hz}$	$f_{res} = 1260 \text{ Hz}$
$f_{PWM} = 2000 \text{ Hz}$	$T_d = 250 \div 500 \ \mu s$	$\alpha_{zp} = 56^0 \div 112^0$	$\alpha_{zp} = 112^0 \div 224^0$
$f_{PWM} = 3000 \text{ Hz}$	$T_{d} = 166 \div 332 \ \mu s$	$\alpha_{zp} = 37^0 \div 74^0$	$\alpha_{zp} = 74^0 \div 148^0$
$f_{PWM} = 4000 \text{ Hz}$	$T_{d} = 125 \div 250 \ \mu s$	$\alpha_{zp} = 28^0 \div 56^0$	$\alpha_{zp} = 56^0 \div 112^0$

5.5.3 Celkové reálné dopravní zpoždění ... T_{d1} + T_{d2}

5.5.4 Dopravní zpoždění vkládané do algoritmů s cílem pootočit při rezonančních kmitech vektor výstupního signálu ... $T_{\rm d3}$



	Pootočení vektoru $\mathbf{\widetilde{U}}_{w}$	při vložení T _{d3} =1.TV :
f _{pila}	$\alpha_{zp3} = 2\pi . \frac{T_{d3}}{T_{res}} = 2\pi . \frac{f_r}{2f}$	es pila
	$f_{res} = 630 \text{ Hz}$	$f_{res} = 1260 \text{ Hz}$
$f_{pila} = 2000 \text{ Hz}$	$\alpha_{zp3} = 56^{\circ}$	$\alpha_{zp3} = 112^0$
$f_{pila} = 3000 \text{ Hz}$	$\alpha_{zp3} = 37^0$	$\alpha_{zp3} = 74^{0}$
$f_{pila} = 4000 \text{ Hz}$	$\alpha_{zp3} = 28^0$	$\alpha_{zp3} = 56^{\circ}$

6 Tlumení rezonančních kmitů – rezonanční kmitočet filtru 630 Hz

6.1 Pohon s vektorovým řízením – do modelu proudy motoru



6.1.1 Modulační kmitočet 2000 Hz





ho grafu horší.

6.1.2 Modulační kmitočet 3000 Hz







 L_{f1}, R_{f1} I_{1a} Isa Lf2,Rf2 Uc I_{ca} ∖ U_{ca} Proudov mod el (d,q) Uw

 $|\overline{\Psi_r}|, \vartheta, I_d, I_q$

Pohon s vektorovým řízením – do modelu proudy střídače – TV = TVp 6.2



ízení

Nadřazen

Idw

 \mathbf{I}_{qw}

Vektorow

řízení

W.M

ß





 \Rightarrow Při $\,{\rm f}_{pila}$ = 2000 Hz $\,$ nelze zaručit dobré vlastnosti pohonu

6.2.2 Modulační kmitočet 3000 Hz

6.2.2.1 Letmý start





⇒ Obecně nelze zaručit dobré vlastnosti pohonu

6.2.2.2 Tlumené rezonanční kmity

Dále simulovaný pracovní režim "tlumené rezonanční kmity" vznikne takto:

- Letmý start pohonu v čase $\tau = 0$ s vloženým zpožděním $T_{d3} = 2.TV$ ($\alpha_{zp} > 90^0$)
- V čase $\tau = 0.05 \text{ sec}$ je provedena změna … $T_{d3} = 0$ ($\alpha_{zp} < 90^{0}$)
- Následující tabulka ... $t = \tau 0.06$ sec



6.2.3 Modulační kmitočet 4000 Hz



6.2.4 Zhodnocení výsledků – měřený proud střídače

- Měřený proud střídače + idealizované vektorové řízení (nulová doba výpočtů)
 Vektorové řízení zajistí dokonalé tlumení rezonančních kmitů LC filtru.
- Měřený proud střídače + reálné vektorové řízení bez úprav
 - f_{pila} ≤ 3000 Hz … nelze zaručit dobré tlumení rezonančních kmitů
 - f_{pila} = 4000 Hz ... tlumení kmitů možno zaručit
- Měřený proud střídače + vektorové řízení s vloženým (velkým) dopravním zpožděním
 - Dle uvedené teorie o toku výkonu by vektorové řízení mělo zajistit dobré tlumení rezonančních kmitů
 - Velké dopravní zpoždění však zhoršuje dynamické vlastnosti regulačního systému, takže dobré tlumení rezonančních kmitů zaručit nelze.

6.3 Pohon s vektorovým řízením – do modelu proudy střídače – TV = TVp / n

6.3.1 Dopravní zpoždění při TV = TVp / n



6.3.2 Běžný pracovní režim

V běžném pracovním režimu (rezonanční kmity LC filtru utlumené) je kmitočet řídícího signálu střídače $U_{ra} \dots f_s \ll f_{pila}$. Zkrácení periody výpočtů proto nezpůsobí zrychlení přechodových jevů. Průběh napětí U_{A0} je u obou následujících průběhů takřka shodný.

Zkrácení periody výpočtů v běžném pracovním režimu vyvolává negativní jevy, popsané dále.



6.3.3 Režim tlumení rezonančních kmitů LC filtru – měřené proudy střídače Při vzniku rezonančních kmitů je kmitočet řídícího signálu střídače U_{ra} výrazně vyšší



Rychlá reakce pohonu na kmity LC filtru je nutnou podmínkou pro tlumení těchto kmitů (kap. 6.1.3). Z hlediska <u>tlumení rezonančních kmitů</u> je tedy <u>zkracování TV výhodné</u> (v příp. měřených proudů střídače).

6.3.4 Proudy Isd, Isq vyhodnocené matematickým modelem







Závěr:

Vzorkované výpočty ve vrcholcích "pily" … proudy I_{sd}, I_{sq} vyhodnocené matematickým modelem nemají střídavou složku. To má kladný vliv na činnost regulačních obvodů. Činnost střídače je pravidelná.



Následující grafy znázorňují činnost pohonu s utlumenými rezonančními kmity



- Proudy I_d, I_q generované matematickým modelem mají střídavou složku ⇒ Problematická činnost regulátorů proudů (při větším zesílení)
- Výstupy z regulátorů proudů vektorového řízení jsou deformované.
 - \Rightarrow Deformovaný řídící signál střídače
 - \Rightarrow Nepravidelný chod střídače
- Proud a moment motoru jsou zdeformovány málo (vliv LC filtru)
- ⇒ V režimu utlumených rezonančních kmitů je vzorkování výpočtů mimo vrcholky "pily" nevýhodné







6.3.6 Buzené a tlumené rezonanční kmity

7 Tlumení kmitů – rezonanční kmitočet filtru 1260 Hz

Pro určení parametrů regulačních algoritmů pohonu s polovičním kondenzátorem filtru lze využít závěrů kap. 6 . Při určování optimálních vložených dopravních zpoždění i při zkracování periody vzorkování výpočtů je nutno respektovat zmenšení periody rezonančních kmitů na polovinu.

7.1 Měřené proudy motoru







7.2 Měřené proudy střídače







8 Působení LC filtru při vysokých otáčkách

Při vysokých otáčkách je proud kondenzátoru srovnatelný s magnetizačním proudem motoru. To může být u některých variant pohonu problematické.

8.1 Rezonanční kmitočet filtru 629 Hz



Proud kondenzátoru (amplituda 1. harmonické) … $I_{cm} = U_{cm} . 2.\pi.f_s . C_f$

Proud nezatíženého motoru (magnetizační proud) … $I_{\mu m} \cong \frac{U_{cm}}{2.\pi.f_s.L_h}$

S růstem kmitočtu roste proud kondenzátoru a klesá magnetizační proud motoru. Při kmitočtu f_{sr} jsou tyto proudy stejné.



Důsledek diskutovaného jevu:

Střídač dodává při kmitočtu cca 90 Hz do obvodu LC filtru při nezatíženém motoru nulovou střední hodnotu proudu. Model motoru při vstupních proudech střídače nemůže dobře pracovat.







8.2 Rezonanční kmitočet filtru 2*629 Hz (poloviční kondenzátor C_f)

- Poznámka vliv dvojnásobného rezonančního kmitočtu filtru na tlumení rezonančních kmitů:
 Model s měřenými proudy motoru … dopravní zpožděné dodatečně vkládané do výpočtu algoritmů VŘ lze zmenšit (optimální vektor napětí střídače je prostřednictvím dopravního zpoždění pootáčen o 180⁰)
- Model s měřenými proudy střídače … reálné dopravní zpoždění musí být kratší (aby střídač tlumil rezonanční kmity, musí být působením dopravního zpoždění pootočen o méně než 90°).

8.3 Problematický provoz pohonu s měřenými proudy střídače – f_{res} = 630 Hz



- f_{PWM} (f_{pila}) = 4000 Hz
 (Malé reálné dopravní zpoždění ve výpočtech algoritmů VŘ)
- Perioda výpočtů modelu a vektorového řízení

$$TV = \frac{1}{2.f_{pila}}$$

- Vložené dodatečné dopravní zpoždění … $T_{d3}=0$

8.3.1 Nulový zátěžný moment

Dle výsledků kap. 8.1 by vektorové řízení dále definovaného pohonu nemělo vůbec pracovat

- Vstupní proudy matematického modelu proudy střídače
- Kmitočet $f_s = f_{sr} = 90 \text{ Hz}$
- Nulový zátěžný moment

Výsledky simulací však dokazují, že diskutovaný pohon může v ustáleném stavu uspokojivě pracovat.



- $U_{ra} = 1.sin(2.\pi.f_m.t), U_{rb} = ..., U_{rc} = ..., kde f_m jsou přepočtené otáčky motoru.$
- Při nulovém proudu střídače je napětí kondenzátoru LC filtru rovno

$$U_{ca} = U_{ra} \cdot \frac{U_c}{2}$$
, kde U_c je napětí ss meziobvodu střídače

• Nezatížený motor připojený na toto napětí pracuje bez problémů.



8.3.2 Konstantní zátěžný moment

Při konstantním zatěžovacím momentu pracuje pohon s měřeným proudem střídače uspokojivě i při vysokých otáčkách



8.3.3 Přechodové jevy při vysokých otáčkách

 Při režimu s nulovým momentem vzniknou chybné počáteční podmínky mat. modelu pro následující přechodový jev. To je pravděpodobně důvod, proč se pohon se zatíženým motorem nedostane do režimu ad 8.3.2.

Přechodové jevy vektorové řízení se vstupními proudy střídače úspěšně nezvládá.

9 Základní přechodové jevy – rezonanční kmitočet filtru 630 Hz

9.1 Měřené proudy motoru



- f_{PWM} (f_{pila}) = 2000 Hz
- Perioda výpočtů modelu a vektorového řízení

$$TV = \frac{1}{2.f_{pila}}$$

 Do výpočtu algoritmů vektorového řízení vloženo dopravní zpoždění

$$T_{d3} = TV = \frac{1}{2.f_{pila}}$$



9.1.1 Rozběh nabuzeného, nezatíženého motoru



9.1.2 Skoková momentová zátěž

- Momentovou zátěž zvládá pohon s voženým dopravním zpožděním výborně.
- Nutnou podmínkou tlumení rezonančních kmitů je fázový posun mezi proudem a napětím střídače větší než 90⁰ (lze snadno realizovat vloženým dopravním zpožděním).

9.2 Měřené proudy střídače



 $f_{PWM} (f_{pila}) = 2000 \text{ Hz}$

Perioda výpočtů modelu a vektorového řízení

$$TV = \frac{1}{3} \cdot \frac{1}{2 \cdot f_{\text{pila}}}$$

Zkrácená perioda vzorkování výpočtů zajistí fázový posun mezi proudem a napětím střídače větší než 90⁰ (nutná podmínka tlumení rezonančních kmitů)



9.2.1 Rozběh nabuzeného, nezatíženého motoru

Závěry:

- Rozběh nezatíženého motoru zvládá pohon s měřenými proudy střídače uspokojivě.
- Nutnou podmínkou tlumení rezonančních kmitů je fázový posun mezi proudem a napětím střídače větší než 90⁰. Při malém kmitočtu PWM modulace je proto nutno vzorkovat výpočty algoritmů vektorového řízení i mezi "vrcholky pily"





9.2.2 Skoková momentová zátěž



10 Základní přechodové jevy – rezonanční kmitočet filtru 1260 Hz

10.1 Měřené proudy motoru

10.1.1 Rozběh



10.1.2 Skoková momentová zátěž



10.2 Měřené proudy střídače

10.2.1 Rozběh



10.2.2 Skoková momentová zátěž



11 Zhodnocení činnosti matematických modelů při vstupních proudech motoru a střídače

Hodnocené matematické modely:

- m1 … model v souřadném systému (d, q) se vstupními proudy motoru (numerická integrace … Euler)
- m2 ...model v souřadném systému (x, y) se vstupními proudy motoru (Adams, 3. řád)

m3 ... model v souřadném systému (d, q) se vstupními proudy střídače (Euler)

m4 ... model v souřadném systému (x, y) se vstupními proudy střídače (Adams, 3.řád)

Aby byla při hodnocení modelů zajištěna přesná numerická integrace v algoritmech modelů,

byla při následujících simulacích nastavena krátká perioda TV výpočtů algoritmů modelů.

 $TV = \frac{1}{2.f_{pila}}, f_{pila} = 4000 \text{ Hz}$

11.1 Rezonanční kmitočet LC filtru 630 Hz





11.2 Rezonanční kmitočet LC filtru 1250 Hz



56

12 Závěry

12.1 Proudy pohonu s LC filtrem

Proudy pohonu v pracovním režimu



Proudy pohonu při rezonančních kmitech

Rezonanční kmity LC filtru způsobí vznik kmitů veličin pohonu o rezonančním kmitočtu filtru. Algoritmy vektorového řízení využívají tyto veličiny k výpočtu řídících signálu střídače, proto i napětí střídače (vyhodnocené vektorovým řízením) a ostatní veličiny pohonu (1. harmonické) mají rezonanční kmitočet filtru f_{res}.



12.2 Působení vektorového řízení při rezonančních kmitech filtru



<u>Idealizované vektorové řízení</u> (nulová doba výpočtů algoritmů VŘ) generuje vektor řídícího signálu střídače \overline{U}_w , který je pootočen **o 180**⁰ vůči vektoru **měřeného proudu** (vlivem záporné zpětné vazby od proudů I_d, I_g).



12.3 Dopravní zpoždění v algoritmech výpočtů VŘ

V následující tabulce je uvedeno dopravní zpoždění výpočtů VŘ při vzorkování výpočtů ve vrcholcích "pily".

Poznámka: Při vzorkování výpočtů ve vrcholcích "pily" nemají proudy I_{sd}, I_{sq} vyhodnocené matematickým modelem střídavou složku.

Reálné dopravní zpoždění při výpočtu algoritmů VŘ $T_{d} = T_{d1} + T_{d2} = \frac{0 \div 2}{4.f_{PWM}} + \frac{1}{2.f_{PWM}} = \frac{1 \div 2}{2.f_{PWM}}, \ \alpha_{zp1,2} = 2\pi \cdot \frac{(1 \div 2).f_{res}}{2.f_{PWM}}$			
f _{PWM}	f_{PWM} T_d $f_{res} = 630$ Hz $f_{res} = 1260$ Hz		
$f_{PWM} = 2000 \text{ Hz}$	$T_d = 250 \div 500 \ \mu s$	$\alpha_{zp} = 56^0 \div 112^0$	$\alpha_{zp} = 112^0 \div 224^0$
f _{PWM} = 3000 Hz	$T_{d} = 166 \div 332 \ \mu s$	$\alpha_{zp} = 37^0 \div 74^0$	$\alpha_{zp} = 74^0 \div 148^0$
$f_{PWM} = 4000 \text{ Hz}$	$f_{PWM} = 4000 \text{ Hz}$ $T_d = 125 \div 250 \mu \text{s}$ $\alpha_{zp} = 28^0 \div 56^0$ $\alpha_{zp} = 56^0 \div 112^0$		$\alpha_{zp} = 56^0 \div 112^0$
T _{d1} zpoždění vyvolané "vzorkováním" signálů			
T _{d2} … zpoždění vyvolané konečně rychlými výpočty v reálném čase			
f _{res} rezonanční kmitočet LC filtru			
$\alpha_{zp} \dots pootočení vel$	$lpha_{zp}\ldots$ pootočení vektoru napětí střídače vlivem dopravního zpoždění (při vzniku rezon. kmitů)		

12.4 Zvětšování dopravního zpoždění

U vektorového řízení <u>s měřenými proudy motoru</u> musí být při vzniku rezonančních kmitů vektor napětí střídače pootočen o cca 180⁰. Pootočení je možno zvětšit vkládáním zpoždění n.TV.

	Pootočení vektoru napětí střídače při vložení zpoždění	
f _{pila}	$T_{d3} = 1. \text{ TV}:$ $\alpha_{zp3} = 2\pi \cdot \frac{T_{d3}}{T_{res}} = 2\pi \cdot \frac{f_{res}}{2 \cdot f_{pila}}$	
	$f_{res} = 630 \text{ Hz}$	f _{res} =1260 Hz
$f_{pila} = 2000 \text{ Hz}$	$\alpha_{zp3} = 56^0$	$\alpha_{zp3} = 112^0$
f _{pila} = 3000 Hz	$\alpha_{zp3} = 37^0$	$\alpha_{zp3} = 74^{0}$
f _{pila} = 4000 Hz	$\alpha_{zp3} = 28^0$	$\alpha_{zp3} = 56^0$
TV perioda vzorkování výpočtů (ve vrcholcích "pily") $TV = \frac{1}{2.f_{pila}}$, $T_{res} = \frac{1}{f_{res}}$		

12.5 Zmenšování dopravního zpoždění

U vektorového řízení <u>s měřenými proudy střídače</u> je nutno realizovat výpočty VŘ s co nejmenším dopravním zpožděním. Dopravní zpoždění lze zmenšit vzorkováním výpočtů i mezi vrcholky "pily".

Poznámky:

- Vzorkování výpočtů ve vrcholcích "pily" je velmi výhodné, neboť proudy I_{sd}, I_{sq} vyhodnocené matematickým modelem nemají střídavou složku. To usnadňuje činnost regulačních algoritmů.
- V pracovním režimu vzorkování výpočtů mezi vrcholky "pily" činnost střídače příliš nezrychlí, neboť kmitočet střídače je mnohem menší než kmitočet modulační.
- Při vzniku rezonančních kmitů je kmitočet střídače rovný rezonančnímu kmitočtu filtru, tedy kmitočet řádově větší než kmitočet pracovní. Vzorkování mezi vrcholky "pily" proto skutečně zrychlí reakce střídače.
- Tlumení rezonančních kmitů musí být základní vlastností každých regulačních algoritmů pohonu s LC filtrem. Proto je nutno se smířit s negativními důsledky vzorkování výpočtů mezi vrcholky "pily".



12.6 Vliv parametrů algoritmů VŘ na tlumení rezonančních kmitů



12.7 Optimální parametry vektorového řízení

12.7.1 Měřený proud motoru

Při <u>rezonančních kmitech</u> generuje idealizované vektorové řízení (nulová doba výpočtů algoritmů) vektor řízení střídače \overline{U}_w , který je pootočen vůči vektoru měřeného proudu \overline{I}_s (proud motoru) o 180⁰. Vektor \overline{U}_w je tedy ve shodné poloze s vektorem střídače \overline{I}_1 .

<u>Reálné vektorové řízení</u> (dopravní zpoždění při výpočtu algoritmů $T_{d1,2}$) generuje vektor U_w pootočený o úhel $\alpha_{zp1,2}$.

<u>Dodatečně vložené dopravní zpoždění</u> T_{d3} pootočí vektor o úhel α_{zp3} .

Tlumení rezonančních kmitů je optimální při $\alpha_{zp1,2} + \alpha_{zp3} \cong 180^{0}$





Í1a ... proud střídače fáze "a"

Měřený proud motoru, rezonanční kmitočet filtru 1260 Hz			
Ī	f_{PWM} (f_{pila}) = 2000 Hz	f_{PWM} (f_{pila}) = 3000 Hz	f_{PWM} (f_{pila}) = 4000 Hz
α _{zp1,2}	$TV = \frac{1}{2.f_{pila}}$	$TV = \frac{1}{2.f_{pila}}$	$TV = \frac{1}{2.f_{pila}}$
	$T_{d3} = 0$	$T_{d3} = 1.TV$	$T_{d3} = 2.TV$
TV perioda vzorkování výpočtů matem. modelu a vektorové		vektorového řízení	
\mathbf{V}_{I_s} \mathbf{V}_{w} T_{d_3} dopravní zpoždění vložené do výpočtů algoritmů vektorového řízení			mů vektorového řízení
$lpha_{zpl,2}$ pootočení vektoru napětí střídače působením výpočtů v reálném čase			
$lpha_{zp3}$ pootočení vektoru napětí střídače působením vložení dopravního zpoždění do algoritmů VŘ			

Hodnocení pohonu: Při měřených proudech motoru matematický model pracuje ve všech pracovních režimech správně. Pohon s LC filtrem má obdobné vlastnosti jako pohon bez filtru.

12.7.2 Měřený proud střídače

Při <u>rezonančních kmitech</u> generuje idealizované vektorové řízení (nulová doba výpočtů algoritmů) vektor řízení střídače \overline{U}_w , který je pootočen vůči vektoru měřeného proudu \overline{I}_1 (proud střídače) o 180⁰. Rezonanční kmity jsou velmi dobře tlumené.

<u>Reálné vektorové řízení</u> (dopravní zpoždění při výpočtu algoritmů $T_{d1,2}$) generuje vektor U_w pootočený o úhel $\alpha_{zp1,2}$. Pokud je tento úhel větší než 90⁰, střídač budí kmity LC filtru.

<u>Dopravní zpoždění lze zmenšit</u> vzorkováním výpočtů mimo vrcholky "pily". Střídač pracuje při vzniku rezonančních kmitů s vysokým kmitočtem ($f_s = f_{res}$). Proto toto vzorkování vyvolá rychlejší reakce střídače na změny řídícího signálu, tedy zmenšení dopravního zpoždění v algoritmech VŘ. Vzorkování výpočtů mimo vrcholky "pily" však komplikuje činnost vektorového řízení v pracovním re-









Hodnocení pohonu: Při měřených proudech střídače je nutno zmenšovat dopravní zpoždění vzorkováním výpočtů mezi "vrcholky pily". To komplikuje činnost regulačních algoritmů.

12.8 Problematika pohonu s LC filtrem s měřenými proudy střídače v oblasti vysokých otáček







Závěr:

Matematický model se vstupními proudy střídače nemůže správně pracovat v okolí těchto pracovních kmitočtů :

- $f_{res} = 630 \text{ Hz} \dots f_s \cong 90 \text{ Hz}$
- $f_{res} = 1260 \text{ Hz} \dots f_s \cong 125 \text{ Hz}$

13 Dodatek – matematický model pohonu s LC filtrem

13.1 Paralelní 3 fázový obvod

		U_{Ia} U_{Ib} U_{Ib} U_{Ic} U_{Ic}
•	$U_{A} + U_{B} + U_{C} = 0$ $U_{1a} + U_{1b} + U_{1c} = 0$	$U_{1a} = U_A$ $U_{1b} = U_B$ $U_{1c} = U_C$
•	$U_A + U_B + U_C \neq 0$ $U_{1a} + U_{1b} + U_{1c} = 0$ (Při výpočtu je nutno platnost pod- mínky předem dokázat)	Sledovaný obvod je řešitelný bez znalosti parametrů "?" $U_{1a} = \frac{1}{3} \cdot (2 \cdot U_A - U_B - U_C)$ $U_{1b} = \frac{1}{3} \cdot (2 \cdot U_B - U_A - U_C)$ $U_{1c} = \frac{1}{3} \cdot (2 \cdot U_C - U_A - U_B)$
•	$U_{A} + U_{B} + U_{C} \neq 0$ $U_{1a} + U_{1b} + U_{1c} \neq 0$ (Nelze zaručit $U_{1a} + U_{1b} + U_{1c} = 0$)	Výpočet není bez znalosti parametrů "?" proveditelný $U_{1a,b,c} = f(parametrů obvodu)$
•	$\mathbf{U}_{\mathbf{A}} + \mathbf{U}_{\mathbf{B}} + \mathbf{U}_{\mathbf{C}} \neq 0$	• $U_{1a} + U_{1b} + U_{1c} = 0$
	$U_{A}, U_{B}, U_{C} \rightarrow U = U_{x} + j.U_{y}$ $U_{x} = \frac{2}{3}.U_{A} - \frac{1}{3}.(U_{B} + U_{C})$ $U_{y} = \frac{1}{\sqrt{3}}.(U_{B} - U_{C})$ $U_{0} = \frac{1}{3}.(U_{A} + U_{B} + U_{C})$ Zpětná transformace: $U_{A} = U_{x} + U_{0}$ $U_{B} = -\frac{1}{2}.U_{x} + \frac{\sqrt{3}}{2}.U_{y} + U_{0}$ $U_{C} = -\frac{1}{2}.U_{x} - \frac{\sqrt{3}}{2}.U_{y} + U_{0}$	$\begin{array}{c} U_{1a}, U_{1b}, U_{1c} \rightarrow \overline{U_{1}} = U_{1x} + j. U_{1y} \\ U_{1x} = \frac{2}{3}. U_{1a} - \frac{1}{3}. (U_{1b} + U_{1c}) \\ U_{1y} = \frac{1}{\sqrt{3}}. (U_{1b} - U_{1c}) \\ U_{10} = 0 \\ \text{Zpětná transformace:} \\ U_{1a} = U_{1x} \\ U_{1b} = -\frac{1}{2}. U_{1x} + \frac{\sqrt{3}}{2}. U_{1y} \\ U_{1c} = -\frac{1}{2}. U_{1x} - \frac{\sqrt{3}}{2}. U_{1y} \end{array}$
	$\overline{U} = \overline{U}_{1} *$ $U_{x} = U_{1x}$ $U_{y} = U_{1y}$ * Viz následující tabulka	Kontrola: $U_{1a} = U_{1x} = \frac{2}{3} \cdot U_A - \frac{1}{3} \cdot (U_B + U_C)$ $U_{1b} = -\frac{1}{2} \cdot U_{1x} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot U_{1y} = \frac{2}{3} \cdot U_B - \frac{1}{3} \cdot (U_A + U_C)$ $U_{1c} = -\frac{1}{2} \cdot U_{1x} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot U_{1y} = \frac{2}{3} \cdot U_C - \frac{1}{3} \cdot (U_A + U_B)$
	Závěr: $U_{1x} = U_x$ $U_{1y} = U_y$ Z hodnot U_{1x}, U_{1y} ize vypočítat U_1 $\Sigma U_1 = U_{1a} + U_{1b} + U_{1c}$ (nebo může	$_{1a}$, U_{1b} , U_{1c} pouze tehdy, známe-li součet eme dokázat že $\Sigma\mathrm{U}_{1}=0$)



13.2 Matematický model pohonu





 Výsledky simulací využívajících prostorové vektory veličin byly porovnávány se simulacemi, využívající skutečné veličiny (matematický model odvozen pomocí Kirchhofových zákonů).



$$\begin{aligned} & \text{Vstupní veličiny: } U_{A0}, U_{B0}, U_{C0}, \omega_{m} \\ & U_{x} = \frac{2}{3}, U_{A0} - \frac{1}{3}, (U_{B0} + U_{C0}) \\ & U_{y} = \frac{1}{\sqrt{3}}, (U_{B0} - U_{C0}) \\ & U_{1x} = U_{x} \\ & U_{1y} = U_{y} \end{aligned}$$

$$(1) \quad \frac{dI_{1x}}{dt} = \frac{1}{L_{f1}}, (U_{1x} - R_{f1}, I_{1x} - U_{cx}) \\ (2) \quad \frac{dI_{1y}}{dt} = \frac{1}{L_{f1}}, (U_{1y} - R_{f1}, I_{1y} - U_{cy}) \\ (3) \quad \frac{dU_{cx}}{dt} = \frac{1}{C_{f}}, (I_{1x} - I_{sx}) \\ (4) \quad \frac{dU_{cy}}{dt} = \frac{1}{C_{f}}, (I_{1y} - I_{sy}) \\ & U_{sx} = U_{cx} \\ & U_{sy} = U_{cy} \\ (5) \quad \frac{dI_{sx}}{dt} = f(U_{sx}, I_{sx}, \Psi_{rx}, \Psi_{ry}, \omega_{m}) \\ (6) \quad \frac{dI_{sy}}{dt} = f(U_{sy}, I_{sy}, \Psi_{rx}, \Psi_{ry}, \omega_{m}) \\ (7) \quad \frac{d\Psi_{rx}}{dt} = f(I_{sx}, \Psi_{rx}, \Psi_{ry}, \omega_{m}) \\ (8) \quad \frac{d\Psi_{ry}}{dt} = f(I_{sy}, \Psi_{rx}, \Psi_{ry}, \omega_{m}) \end{aligned}$$

