

# ADAPTIVNÍ METODY PRO BEZSENZOROVÉ VEKTOROVÉ ŘÍZENÍ VYSOKORYCHLOSTNÍHO SYNCHRONNÍHO MOTORU S PERMANENTNÍMI MAGNETY

Zdeněk Novák

Ústav přístrojové a řídicí techniky, Fakulta strojní, ČVUT v Praze, z.novak@fs.cvut.cz

*Abstrakt:* Adaptivní metody slouží ke zlepšení vlastností řízení v aplikacích, kde nelze dosáhnout požadované kvality řízení klasickými metodami. V tomto článku jsou představeny dvě nové techniky adaptace pro zlepšení zpětnovazebného bezsenzorového řízení otáček vysokorychlostního motoru s permanentními magnety (PMSM). První metoda se zabývá návrhem a aplikací Volterrova adaptivního filtru pro odstranění harmonických složek estimovaného napětí, které mají jinak negativní vliv na estimaci otáček motoru a tak i na kvalitu jejich řízení. Druhá technika se věnuje návrhu adaptivního sledovače frekvence, tzv. ortogonálního fázového závěsu (běžně označovaného jako QPLL nebo jednoduše PLL). Ten se běžně vyskytuje s pevnými parametry, a protože rozsah otáček vysokorychlostního PMSM je široký, pevné nastavení nemusí být ideální pro celé spektrum otáček. Průběžnou adaptací lze však tento nedostatek odstranit. Navržené metody je ověřena za pomoci simulace.

*Klíčová slova:* Vysokorychlostní PMSM, adaptivní Volterrovův filtr, FPGA, QPLL, vektorové řízení

## 1 Úvod

Vysokorychlostní synchronní motory s permanentními magnety (HS PMSM) se používají v aplikacích, kde je vyžadován dobrý poměr mezi fyzickým objemem motoru a dosažitelným momentem [1, 2]. Jsou tak nasazeny jako kompresory, turbo-molekulární pumpy, obráběcí stroje, kombinované jednotky tepla a elektřiny a tak dále. Kompaktnost provedení motoru lze dále vylepšit použitím bezsenzorových metod, které odstraní nutný prostor pro umístění senzoru polohy rotoru a přídatnou kabeláž [3–5].

Během posledních třech desetiletí bylo představeno velké množství metod pro bezsenzorové řízení PMSM. Jedna z často používaných technik je estimace indukovaných napětí (back-EMF), ze kterých lze dopočítat polohu rotoru [6–16]. Samotná estimace může být založena na použití pozorovatele, a to např. Luenbergerova pozorovatele nebo pozorovatele klouzavého typu (tzv. Sliding mode observer), popř. aplikací rozšířeného Kalmanova filtru. Protože jsou estimovaná napětí dvě a jsou vůči sobě posunuta o  $\pi/2$ , lze pak polohu rotoru možné dopočítat za pomoci funkce tangens (resp. jeho inverze) a poměru indukovaných napětí. Tento přístup však často bývá doprovázen velkou citlivostí na šum v datech, a tak se častěji používá tzv. fázový závěs (PLL), který dokáže sledovat vstupní frekvenci signálu, z čehož lze dopočítat hledanou polohu rotoru.

Problém nastává, jestliže jsou estimovaná napětí zatížena další chybou, a to přítomností harmonických složek. Ty jsou v signálu přítomny z důvodu nelinearity při generování napájení motoru za pomoci střídače, a dále pak z důvodů konstrukce motoru, kde jednotlivé přechody mezi pólovými nastavci způsobují krátkodobé zeslabení magnetického pole. Z harmonických složek se nejčastěji vyskytuje 5 a 7 harmonická složka, a protože je tato frekvence blízká nominální (fundamentální) frekvenci motoru, není možné ji jednoduše odstranit. Přítomné harmonické frekvence pak negativně ovlivňují sledování polohy rotoru a promítají se přímo do ní. Z těchto důvodů bylo vyvinuto několik metod, které aplikují adaptivní odstranění harmonických složek [17–21]. Aplikuje se tak přístup, kdy estimované napětí z výstupu pozorovatele je za pomoci zpětné vazby z PLL filtrováno, a tím tak PLL sleduje pouze fundamentální frekvenci. Metody [18, 19] k tomu používají jednovrstvou neuronovou síť, tzv. síť Adaline (adaptive linear neuron), zatímco metody [17, 21] využívají adaptivního úzkopásmového filtru a adaptivního vektorového filtru.

Vysokorychlostní motory se pohybují ve relativně širokém rozsahu fundamentální frekvence. PLL jsou však navrhovány s konstantními parametry, a tak nemusejí dosahovat dobrých sledovacích výsledků. Jakmile je PLL

konfigurován na vysokou rychlost sledování vstupního signálu, znamená to, že při nižších frekvencích bude i citlivý na případný šum v signálu, což ovlivní kvalitu řízení motoru při nižších otáčkách.

Pro zlepšení kvality řízení vysokorychlostního motoru se tento článek zabývá dvěma přístupy. Prvním je návrh adaptivního Volterrova filtru pro filtraci estimovaných napětí a druhým je adaptivní PLL, které má za úkol zlepšit jeho sledovací schopnosti, a to převážně při změně rychlosti motoru a ustálení v novém stavu.

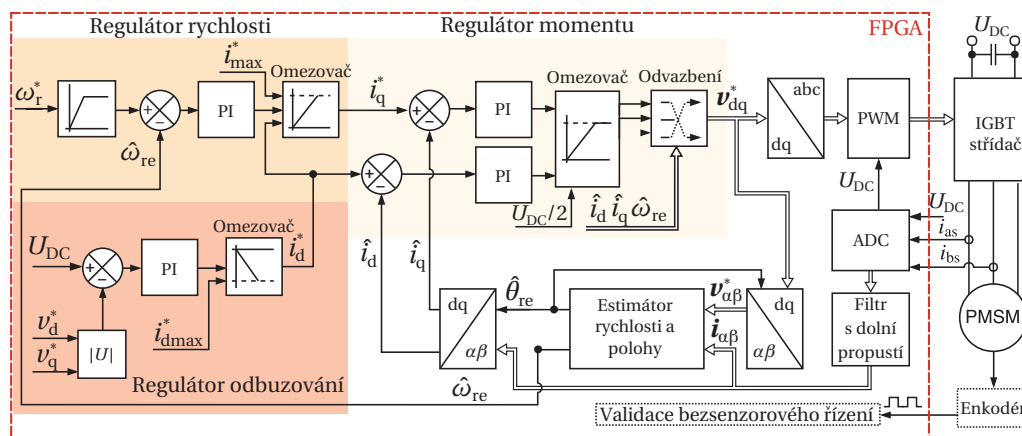
U standardních pohonů je dostačující nasazení digitálních procesorů, tzv. DSP (Digital Signal Processor). Ty však mohou dosahovat delších výpočetních časů v řádu desítek mikrosekund. HS PMSM však potřebují pro rychlou a kvalitní regulaci výpočetní časy mnohem nižší, a to v jednotkách mikrosekund. Pro tak náročné aplikace, které navíc využívají vektorového řízení (tzv. Field oriented control, FOC), se tak často používají Programovatelná logická pole (FPGA) [22–24]. Z tohoto důvodu je plánováno použití této aplikace za pomoci implementace na FPGA včetně časové optimalizace pro dosažení rychlé řídicí frekvence.

Struktura článku je následující. V Sekci 2 je představeno celkové schéma vektorového bezsenzorového řízení motoru s hlavním důrazem na estimátor polohy, popisem funkce pozorovatele a PLL. Poté je v Sekci 3 představen návrh adaptivního Volterrova filtru a v Sekci 4 pak návrh adaptivního PLL. Dosažené výsledky jsou k dispozici v Sekci 5, a to prozatím jen na základě simulací z důvodů časové náročnosti implementace na FPGA. Přínos tohoto článku je shrnut v závěru v Sekci 6.

## 2 Vektorové řízení motoru a estimátor polohy a rychlosti rotoru

Celkové schéma vektorového bezsenzorového řízení HS PMSM je zobrazeno na Obr. 1. Jedná se o kaskádovou regulaci, která je tvořena vnější smyčkou, jenž zajišťuje řízení rychlosti a jejíž výstupem je žádaný moment, a dále pak vnitřní smyčkou, která udává velikost modulovaného napětí a tím i velikost proudu ve fázi. Toto schéma je v praxi běžné a bylo již popsáno v předchozích publikacích [25, 26], nebude mu tedy věnován větší prostor.

Detail estimátoru rychlosti a polohy je zobrazen na Obr. 2. Jeho hlavními částmi jsou Luenbergerův pozorovatel proudů a indukovaných napětí, navržený adaptivní Volterrovův filtr a adaptivní PLL. Zároveň je použit blok pro normalizaci indukovaných napětí, jehož funkce bude popsána později.

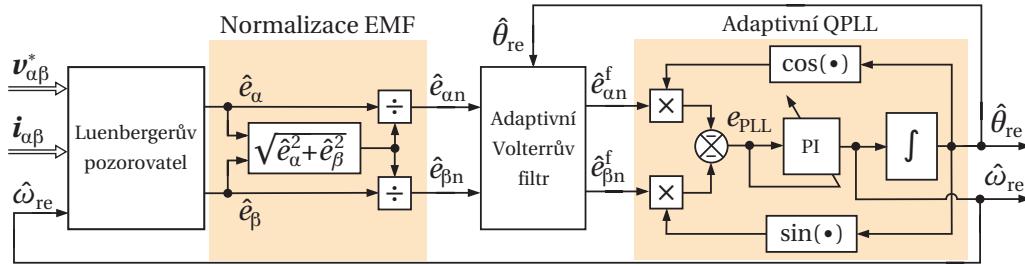


Obr. 1: Vektorové bezsenzorové řízení vysokorychlostního PMSM

Luenbergerův pozorovatel je navržen na základě modelu PMSM. Tento model motoru lze vyjádřit ve stacionární souřadné soustavě  $\alpha\beta$  jako [27]:

$$\begin{aligned}
 p i_{\alpha} &= \frac{1}{L_s} (v_{\alpha} - e_{\alpha} - R_s i_{\alpha}) \\
 p i_{\beta} &= \frac{1}{L_s} (v_{\beta} - e_{\beta} - R_s i_{\beta}) \\
 p e_{\alpha} &= -\omega_{re} e_{\beta} \\
 p e_{\beta} &= \omega_{re} e_{\alpha}
 \end{aligned} \tag{1}$$

kde  $i_{\alpha}$  a  $i_{\beta}$  jsou výsledné měřené proudy ve fázích motoru,  $v_{\alpha}$  a  $v_{\beta}$  jsou výsledná vstupní napětí motoru,  $e_{\alpha}$  a  $e_{\beta}$  jsou výsledná indukovaná napětí ve fázích motoru,  $R_s$  je odpor ve fázi motoru,  $L_s$  je synchronní indukčnost,  $\omega_{re}$  je elektrická úhlová rychlost rotoru a operátor  $p$  je náhrada za  $d/dt$ .



Obr. 2: Detail estimátoru rychlosti a polohy rotoru s adaptivními členy

Protože platí závislost mezi úhlovou rychlostí rotoru a indukovaným napětím, lze pro souměrné statorové vinutí vyjádřit indukované napětí jako:

$$\mathbf{e}_{\alpha\beta} = \omega_{re} \lambda_m \begin{bmatrix} -\sin \theta_{re} \\ \cos \theta_{re} \end{bmatrix} = E_{\alpha\beta} \begin{bmatrix} -\sin \theta_{re} \\ \cos \theta_{re} \end{bmatrix} \quad (2)$$

kde vektor indukovaných napětí je vyjádřen jako  $\mathbf{e}_{\alpha\beta} = [e_\alpha, e_\beta]^T$ ,  $\lambda_m$  je napěťová konstanta motoru,  $\theta_{re}$  je aktuální elektrická poloha rotoru.

Na základě výše uvedených vztahů a postupu uvedeného v [27], lze navrhnout Luenbergerova pozorovatele, který estimuje statorové proudy a indukovaná napětí, a který je zapsán ve formě:

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}}_{\alpha\beta} = \mathbf{A} \hat{\mathbf{x}}_{\alpha\beta} + \mathbf{B} \mathbf{v}_{\alpha\beta}^* + \mathbf{K} \tilde{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} \quad (3)$$

kde vektor estimovaných stavů je zapsán jako  $\hat{\mathbf{x}}_{\alpha\beta} = [\hat{i}_\alpha, \hat{i}_\beta, \hat{e}_\alpha, \hat{e}_\beta]^T$ , vektor žádaného vstupního napětí jako  $\mathbf{v}_{\alpha\beta}^* = [v_\alpha^*, v_\beta^*]^T$ , a vyjadřuje teoretická vstupní napětí, která slouží jako referenční hodnoty pro modulaci napětí střídačem (nejsou tedy aktuální vstupní napětí motoru); a vektor odchylky estimovaného a skutečného proudu jako  $\tilde{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} = [i_\alpha - \hat{i}_\alpha, i_\beta - \hat{i}_\beta]^T$ . Systémové matice pak mají tvar:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 & -\frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} & 0 & -\frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 & 0 & -\hat{\omega}_{re} \\ 0 & 0 & \hat{\omega}_{re} & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{K} = \begin{bmatrix} -k_1 & 0 \\ 0 & -k_1 \\ k_2 & 0 \\ 0 & k_2 \end{bmatrix} \quad (4)$$

kde matice zesílení  $\mathbf{K}$  zaručuje, že při volbě konstant  $k_1 > 0$  and  $k_2 = 1/L_s$ , je pozorovatel asymptoticky stabilní. Volba  $k_1$  však ovlivňuje rychlost konvergence nepřímo, a musí být vhodně zvolena s kompromisem vůči rychlosti konvergence a náchylností na šum v signálu.

Úloha normalizace estimovaných napětí se používá z nutnosti úpravy rozsahu vstupního signálu do PLL tak, aby funkce PLL nebyla ovlivněna amplitudou vstupního estimovaného napětí. PLL přenos lze pak vyjádřit jako:

$$G_{PLL}(s) = \frac{\hat{\theta}_{re}}{\tilde{\theta}_{re}} = \frac{K_p s + K_i}{s^2 + K_p s + K_i} \quad (5)$$

kde  $\tilde{\theta}_{re}$  je elektrický úhel vstupního estimovaného napětí a konstanty  $K_p$  a  $K_i$  jsou parametry PI regulátoru klasického PLL. Protože je v tomto článku navržen adaptivní PLL, bude jeho funkci věnována další pozornost v Sekci 4.

### 3 Filtrace estimovaných napětí

Fundamentální a harmonické složky indukovaného napětí lze vyjádřit jako součást modelu stroje:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} pL_s + R_s & 0 \\ 0 & pL_s + R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \mathbf{e}_{f\alpha\beta} + \mathbf{e}_{h\alpha\beta} \quad (6)$$

kde je vektor indukovaných složek fundamentálního napětí vyjádřen jako  $\mathbf{e}_{f\alpha\beta} = [e_{f\alpha}, e_{f\beta}]^T$  a vektor harmonických složek napětí jako  $\mathbf{e}_{h\alpha\beta} = [e_{h\alpha}, e_{h\beta}]^T$ . Protože se harmonické složky vyskytují jako liché  $k$ -té násobky základní

elektrické frekvence rotoru, lze je dále rozepsat jako:

$$\begin{aligned}
 e_{h\alpha} &= \sum_{k=1}^n E_{k\alpha} \sin((2k+1)\omega_{re}t + \theta_{(2k+1)\alpha}) \\
 &\quad + \sum_{k=1}^n E'_{k\alpha} \cos((2k+1)\omega_{re}t + \theta_{(2k+1)\alpha}) \\
 e_{h\beta} &= \sum_{k=1}^n E_{k\beta} \sin((2k+1)\omega_{re}t + \theta_{(2k+1)\beta}) \\
 &\quad + \sum_{k=1}^n E'_{k\beta} \cos((2k+1)\omega_{re}t + \theta_{(2k+1)\beta})
 \end{aligned} \tag{7}$$

kde  $E_{k\alpha}, E'_{k\alpha}, E_{k\beta}$  a  $E'_{k\beta}$  jsou amplitudy jednotlivých harmonických komponent a  $\theta$  je příslušný počáteční elektrický úhel indukovaného napětí; vše v příslušné soustavě  $\alpha\beta$ .

Tyto složky se promítanou až do určité míry i do estimované napětí. Častá tak bývá přítomnost 5. a 7. harmonické složky, ikdyž jejich velikost a počet závisí na mnoha faktorech, např. použité technice modulace napětí, nelinearitami střídače a konstrukcí motoru. Vzhledem k tomu, že se frekvence signálu mění s rychlostí motoru, není možné pro jejich odstranění použít filtry s konstantními koeficienty, a je nutné zvolit filtr adaptivní. Pro tento účel je navrhnout Volterrův filtr, který byl v nedávné době použit např. jako adaptivní filtr pro zlepšení parametrů napětí v distribuční síti [28].

### 3.1 Adaptivní Volterrův filtr

Volterrův filtr je polynomiální typ filtru, který lze zapsat jako rozvoj řady dané jako [29]:

$$y(t) = w_0 + \sum_{i=1}^S w_i X_i + \sum_{i=1, j=i}^S w_{ij} X_i X_j + \dots \tag{8}$$

kde  $w_0$  je ofset,  $w_i$  jsou koeficienty jednotlivých polynomů, které mají funkci tzv. Volterrových kernelů, a  $X_i$  jsou vstupní veličiny, které reprezentují charakteristiku vstupních dat. Výstupem filtru je  $y(t)$ , který je dán jako součet celého rozvoje řady. Protože lze výše uvedený rozvoj nekonečně rozepisovat, je pak jen důležité, do jaké míry je zapotřebí zachytit komplexnost modelovaného (aproximovaného) systému. Pro modelování jednotlivých harmonických složek bude postačovat modelování rozvoje sinu a cosinu a jejich amplitudy pak budou udávat koeficienty polynomů.

Rozvoj sinu a cosinu pro vícenásobný úhel lze získat více způsoby. V [28] byla použita Moivreova věta. V této aplikaci se jako praktičtější jeví použití vzorce pro výpočet tzv. Čebyševova polynomu prvního druhu, který slouží pro vyjádření identity kosinu vícenásobného úhlu, a jehož  $k$ -tý člen je dán jako [30]:

$$X_k(m) = \frac{1}{2} \left( \frac{1}{m + \sqrt{m^2 - 1}} \right)^k + \frac{1}{2} \left( \frac{1}{m - \sqrt{m^2 - 1}} \right)^k \tag{9}$$

kde  $X_k$  je hledaný polynom závislý na vstupní funkci  $m$ , kterou lze vyjádřit jako:

$$m = \hat{x}_{\cos} = \cos \hat{\theta}_{re} \tag{10}$$

Obdobným způsobem bychom mohli definovat Čebyševův polynom druhého druhu pro identitu funkce sinus vícenásobného úhlu, který ve výsledku jen změní znaménka členů pro vybraná  $k=(3,7,\dots)$ . Pokud následně definujeme:

$$\hat{x}_{\sin} = \sin \hat{\theta}_{re} \tag{11}$$

můžeme vstupní parametry Volterrova filtru pro odstranění harmonických složek definovat jako:

$$p_1 = 3\hat{x}_{\sin} - 4\hat{x}_{\sin}^3 = c_1\hat{x}_{\sin} - c_2\hat{x}_{\sin}^3 \tag{12}$$

$$p_2 = -3\hat{x}_{\cos} + 4\hat{x}_{\cos}^3 = -c_1\hat{x}_{\cos} + c_2\hat{x}_{\cos}^3 \tag{13}$$

$$p_3 = 5\hat{x}_{\sin} - 20\hat{x}_{\sin}^3 + 16\hat{x}_{\sin}^5 = c_3\hat{x}_{\sin} - c_4\hat{x}_{\sin}^3 + c_5\hat{x}_{\sin}^5 \tag{14}$$

$$p_4 = 5\hat{x}_{\cos} - 20\hat{x}_{\cos}^3 + 16\hat{x}_{\cos}^5 = c_3\hat{x}_{\cos} - c_4\hat{x}_{\cos}^3 + c_5\hat{x}_{\cos}^5 \tag{15}$$

a tak dále, až do potřebného počtu rozvoje harmonických složek.

Pro další popis funkce filtru, je vhodné použít jeho schéma, které lze vidět na Obr. 3. Vstupem filtru jsou základní hodnoty dané rovnicí (10) a (11). Ty jsou nejdříve rozvinuty v potřebné mocniny, a poté jsou vynásobeny koeficienty jednotlivých složek ( $C_{i,j} = [c_1 c_2 \dots]$ ), které jsou uloženy v paměti ve formě tabulky. Výsledkem jsou jednotlivé polynomy ( $p_1, p_2, \dots$ ), které jsou vynásobeny příslušnými váhami ( $w_1, w_2, \dots$ ) a sečteny dohromady pro získání  $y_\alpha$ . Je nutné podotknout, že každý výsledný výstup se skládá z kombinací sinů i kosinů, a tak pro odstranění např. 5. a 7. harmonické složky je zapotřebí 4 polynomů pro filtraci jednoho estimovaného napětí. Nakonec, při uvažování v diskrétním čase, je pak výsledné filtrované estimované napětí v ose  $\alpha$  a v kroku  $h$ , dáno jako:

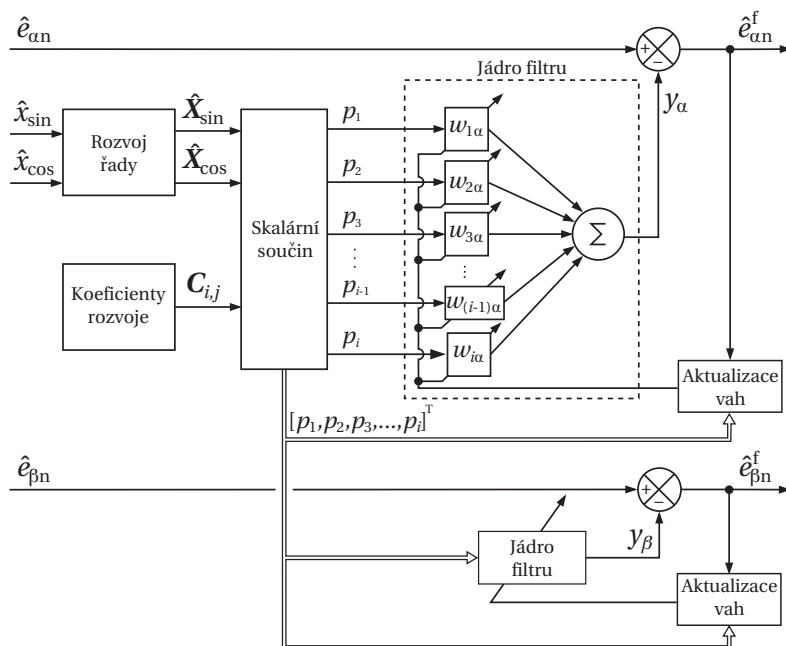
$$\hat{e}_{an}^f[h] = \hat{e}_{an}[h] - y_\alpha[h] \quad (16)$$

V procesu aktualizace vah pro  $\hat{e}_{an}^f$  lze následně použít standardní metodu LMS (Least mean squares), která je dána předpisem:

$$w_i[h+1] = w_i[h] + \mu \hat{e}_{an}^f[h] p_i[h] \quad (17)$$

kde parametr  $\mu$  určuje korekci chyby váhy  $w_i$  polynomu  $p_i$

Pro rychlejší adaptaci vah je také možné zvolit metodu RLS, jejíž princip lze najít např. v [31]. Při správné funkci filtru je výstup ze sumačního členu filtru roven rozvoji harmonických složek rovnice (7), který odečte všechny harmonické složky od estimovaného napětí, a tak zůstane pouze jeho fundamentální složka. Simulaci takového procesu lze najít v Sekci 5.



Obr. 3: Detail architektury Volterrova filtru pro kompenzaci harmonických složek

## 4 Adaptivní PLL

Sledovače frekvence jsou častým prvkem používaným v elektronice a elektrotechnice. Vyskytují se v různém provedení a to jak v "softwarové" verzi jako algoritmy, tak i realizované hardwarově. Jeden z prvních článků, který se zabývá jejich použitím v takovém tvaru, v jakém se používá pro aplikace s elektrickými motory, je pak článek [32]. Existují i jeho variace, které jsou založeny na minimalizaci odchylky chyby jako v [33], autor článku se však s nimi u aplikací s elektromotory nesetkal. Je to z toho důvodu, že běžné elektromotory fungují v relativně malém frekvenčním pásmu (ve srovnání s vysokorychlostními nebo vysokofrekvenčními), a z tohoto důvodu je pro ně postačující, pokud má PI regulátor v rámci PLL konstantní parametry.

PI regulátor a jeho konstanty se pro běžné PLL se navrhuje tak, aby PLL fungovalo v oblasti nominálních otáček motoru. Ty jsou specifikovány jednak maximální rychlostí a jednak dynamikou stroje. PLL, jehož přenosová funkce je uvedena v rovnici (5), má pak za úkol včas na změnu otáček zareagovat úpravou svého

výstupu a dorovnat odchylku vstupního signálu  $e_{PLL}$  (viz. Obr. 2). Pokud by však bylo nastaveno příliš citlivé, to jest PLL by mělo široké pásmo přenosu, reagovalo by i citlivě na jakýkoliv šum, který by byl zesílen, a tak zhoršil by parametry estimace. V tomto článku je proto navržen adaptivní regulátor tak, aby zmenšil chybu odchylky pozorovatele v rámci přechodových dějů (např. zrychlení a zpomalení motoru).

Protože je regulátor tvořen dvěma hlavními koeficienty  $K_p$  a  $K_i$ , optimalizace dvou parametrů na jednu může být nevýhodná. Proto je vhodné napsat charakteristickou rovnici pro přenosovou funkci rovnice (5) jako:

$$s^2 + 2\sigma\rho s + \rho^2 = 0 \quad (18)$$

kde  $\sigma$  vyjadřuje tlumení a  $\rho$  je ladící parametr. Tak jsou konstanty regulátoru vyjádřeny jako:

$$\begin{aligned} K_p &= 2\sigma\rho \\ K_i &= \rho^2 \end{aligned} \quad (19)$$

Pokud budeme tlumení uvažovat jako konstantní a předem zvolené, je pak možné měnit pouze ladící parametr. Adaptaci lze založit na minimalizaci druhé mocniny vstupní chyby regulátoru, která je dána jako:

$$e_{PLL}^2 = \left( -\hat{e}_{\alpha n}^f \cos \hat{\theta}_{re} - \hat{e}_{\beta n}^f \sin \hat{\theta}_{re} \right)^2 \quad (20)$$

a aktualizace parametru  $\rho$  v kroku  $h$  je tak dána použitím LMS algoritmu:

$$\rho[h+1] = \rho[h] - \eta \frac{1}{2} \left( \frac{\partial e_{PLL}^2[h]}{\partial \rho[h]} \right) \quad (21)$$

kde  $\eta$  je parametr aktualizace vah, který musí být zvolen dostatečně nízký vzhledem k vzorkovací periodě PLL. Derivací (21) podle  $\rho$ , kde je estimovaný úhel vyjádřen jako výstup PI regulátoru PLL, lze postupnými úpravami získat:

$$\frac{1}{2} \left( \frac{\partial e_{PLL}^2[h]}{\partial \rho[h]} \right) = 2T_s e_{PLL}[h-1] (\rho[h] + \sigma) \left( \hat{e}_{\alpha n}^f[h] \sin(\hat{\theta}_{re}[h-1]) - \hat{e}_{\beta n}^f[h] \cos(\hat{\theta}_{re}[h-1]) \right) \quad (22)$$

kde  $T_s$  je perioda vzorkování a kterou lze společně s koeficientem 2 dále zahrnout do  $\eta$  pro další zjednodušení. Nové koeficienty regulátoru se získají následným dosazením parametru  $\rho$  do rovnice (19).

Uvedený výsledek je platný, pokud se rychlost v rámci dvou následujících iterací příliš neliší, což je zajištěno dostatečnou vzorkovací frekvencí.

## 5 Simulace a dosažené výsledky

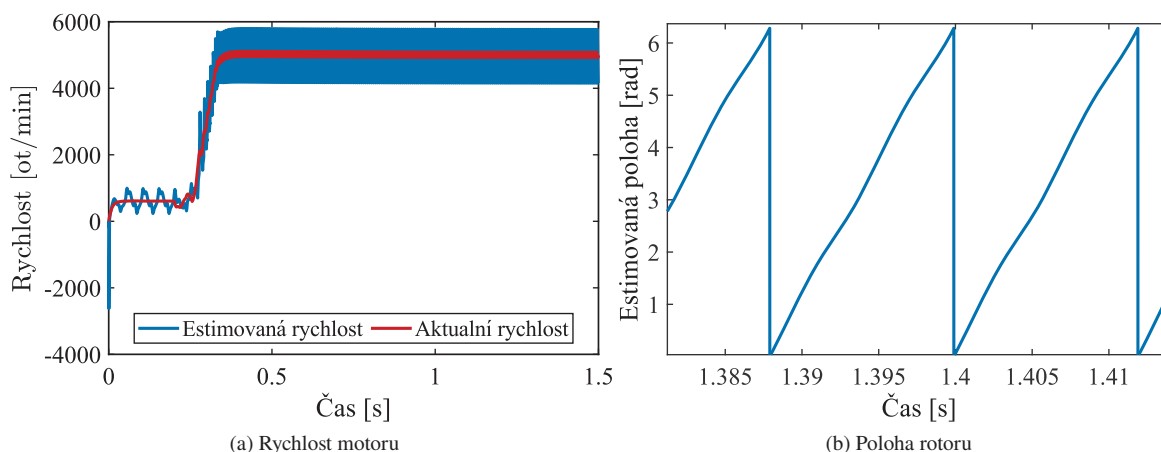
Model motoru, řídicí algoritmus a adaptivní PI regulátor pro PLL byl převeden pro simulaci do diskretního tvaru za pomoci Tustinovo aproximace, a to při uvažování vzorkovací frekvence 250 kHz, která je stejná jako u současné hardwarové implementace bezsenzorového vektorového řízení. Adaptivní Volterrův filtr byl zpracován dle výše uvedených diskretních rovnic a pozorovatel byl nahrazen aproximací zoh (zero-order hold).

Tab. 1: Parametry vysokorychlostního PMSM

<i>Parametr motoru</i>	<i>Symbol</i>	<i>Hodnota</i>
Napěťová konstanta	$\lambda_m$ [V s rad <sup>-1</sup> ]	0.0088
Odpor ve fázi	$R_s$ [ $\Omega$ ]	0.2
Indukčnost v ose $q$	$L_q$ [mH]	0.13
Indukčnost v ose $d$	$L_d$ [mH]	0.13
Jmenovitý proud	$I_n$ [A]	10
Indukované napětí na 1000 ot/min	$U_{emf}$ [V]	0.9215
Jmenovitá rychlost	$n_r$ [ot/min]	100 000
Maximální rychlost	$n_{max}$ [ot/min]	130 000
Jmenovitý moment	$T_e$ [Nm]	0.162
Moment setrvačnosti rotoru	$J$ [kg m <sup>2</sup> ]	$12 \cdot 10^{-6}$
Koeficient tření rotoru	$B_{ms}$ [Nm s rad <sup>-1</sup> ]	$29 \cdot 10^{-7}$

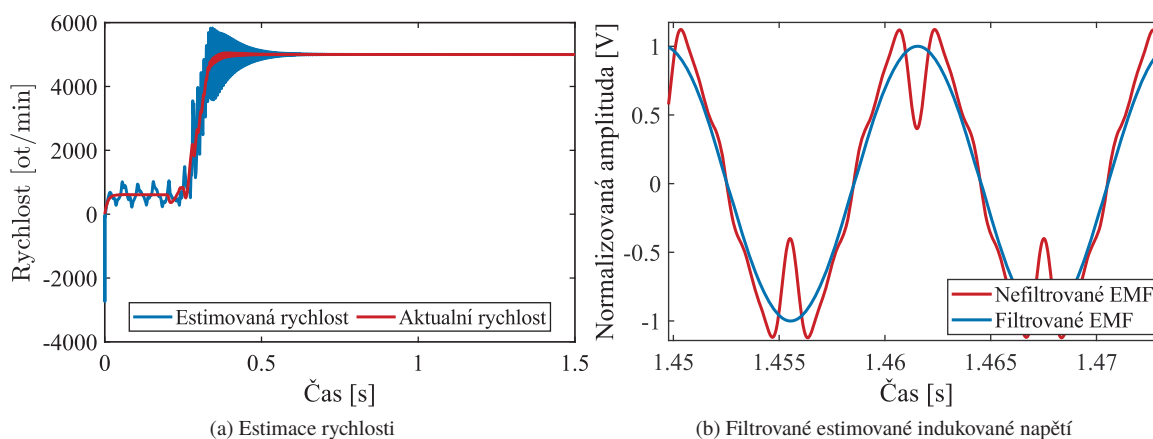


Nejdříve budou představeny výsledky simulace se samotným adaptivním Volterrovo filtrem s PLL s konstantními parametry, poté bude následovat simulace s doplněním adaptivního PLL. Motor je vždy rozeběhnut pomocí zpětné vazby od senzoru a v čase 0.2 se přepne na řízení bezsenzorové. To je nutné z toho důvodu, že estimátor funguje pouze pokud je přítomné minimální indukované napětí. Jiná možnost je motor rozeběhnout metodou U/f, pro kterou už senzor polohy není nutný, a poté se opět přepnout do bezsenzorového řízení. Protože se harmonické složky projevují převážně v nízkých otáčkách, kde je není možné odstranit dolnoproustním filtrem společně se spínacími složkami střídače, budou i testy provedeny v relativně nízkých otáčkách. Na Obr. 4 je ukázka vektorového řízení rychlosti HS PMSM, u kterého byly motorové proudy doplněny o harmonické složky (3,5,7,9,11) v sestupném poměru. Je znatelný vliv harmonických složek, které zhoršují přesnost estimace polohy a rychlosti motoru, což má negativní důsledek na regulaci jeho otáček.



Obr. 4: Estimace rychlosti a polohy rotoru při přítomnosti harmonických složek v estimovaném napětí.

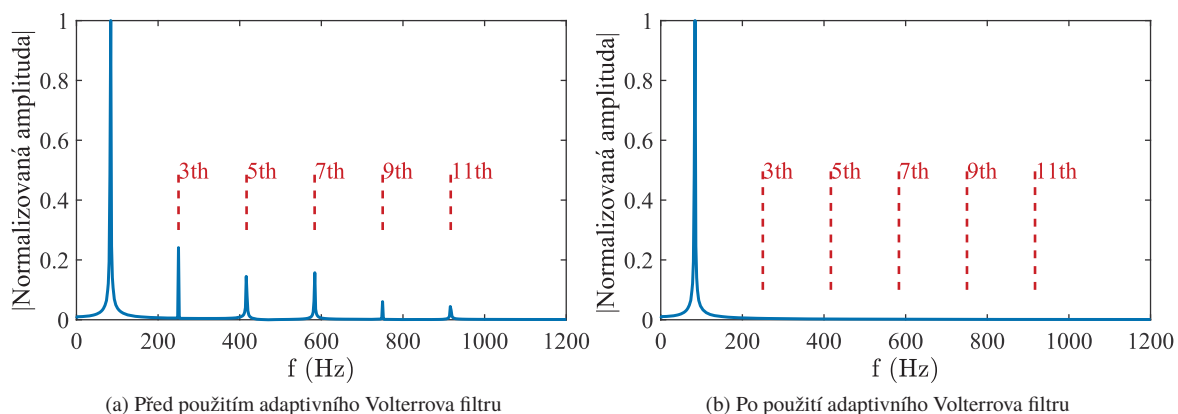
Na Obr. 5 je pak stejná situace při použití adaptivního Volterrova filtru, který je po dosažení nových otáček odfiltruje harmonické složky estimovaného napětí a tak zlepšit regulaci motoru. Rychlost filtrace závisí na nastavení rychlosti adaptace vah filtru. Pokud by byla použita metoda RLS, byl by tento průběh mnohem rychlejší. Obr. 6 zobrazuje přítomnost harmonických složek před a po filtraci.



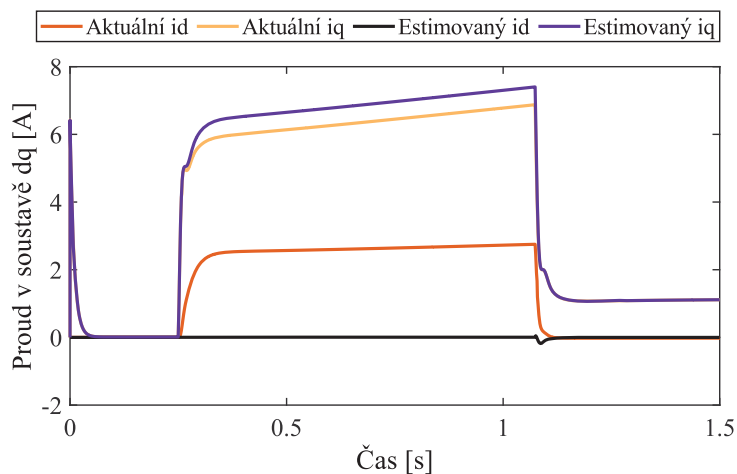
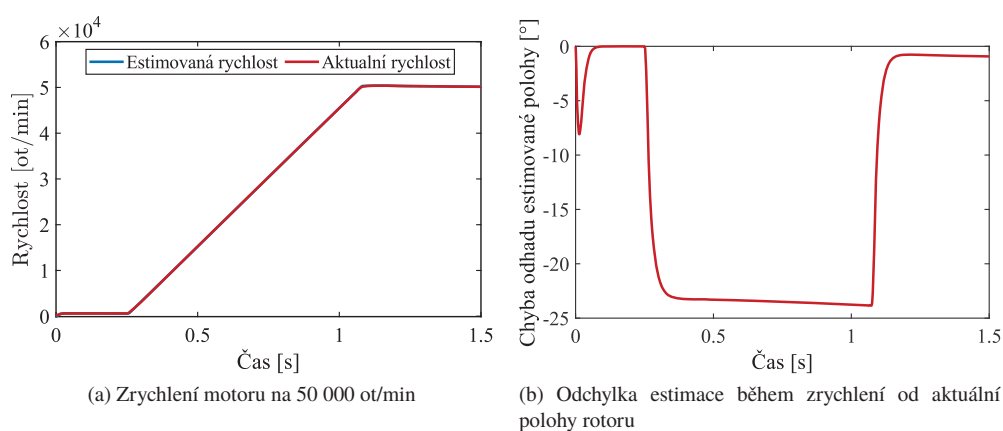
Obr. 5: Estimace rychlosti rotoru po filtraci harmonických složek.

Pro lepší názornost bude simulace adaptivního PLL představena bez zahrnutí harmonických složek do estimovaných napětí. Průběh zrychlení motoru na 50 000 ot/min lze sledovat na Obr. 7. Lze sledovat opožděnou reakci sledovače frekvence, což způsobí zpoždění estimované polohy, a tak nedokonalé odstavzení momentotvorné a tokotvorné složky proudu  $i_q$  a  $i_d$ .

Při změně regulátoru PLL na adaptivní lze pak sledovat podstatné zlepšení na Obr. 8.



Obr. 6: FFT pro estimované indukované napětí.

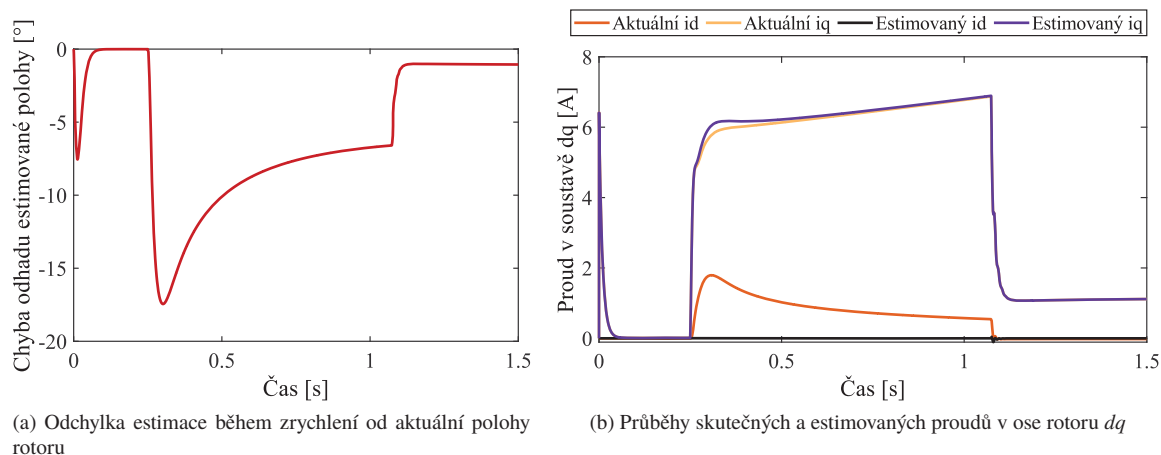


Obr. 7: Zrychlení motoru s použitím PLL s konstantními parametry.

## 6 Závěr

V tomto článku byl představen adaptivní Volterraův filtr pro filtraci estimovaných napětí a adaptivní PLL. Výsledky simulací dokazují jejich schopnosti zlepšit vlastnosti řízení vysokorychlostního PMSM. Jejich schopnosti lze dále rozšířit za pomoci jiných nástrojů adaptace vah tak, aby vykazovali ještě rychlejší odezvu na změny v estimovaném signálu. Pro budoucí aplikaci bude použita implementace na FPGA a vlastní experimentální vysokorychlostní PMSM, který byl navržen speciálně pro testování bezsenzorových metod.





Obr. 8: Zrychlení motoru s použitím PLL s adaptací parametrů.

## Acknowledgement

Tato práce byla podpořena grantem Studentské grantové soutěže ČVUT č. SGS18/176/OHK2/3T/12 "Vysokorychlostní elektrické stroje pro automobilové aplikace - řízení, výkonová elektronika". Za tuto podporu autor vřele děkuje.

## Literatura

- [1] D. Krahenbuhl, C. Zwyssig, H. Weser, and J. W. Kolar. A miniature 500 000-r/min electrically driven turbocompressor. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 46(6):2459–2466, Nov 2010.
- [2] L. Zhao, C. Ham, L. Zheng, T. Wu, K. Sundaram, J. Kapat, and L. Chow. A highly efficient 200 000 RPM permanent magnet motor system. *IEEE Trans. Magn.*, 43(6):2528–2530, June 2007.
- [3] N. Bianchi, S. Bolognani, and F. Luise. Potentials and limits of high-speed PM motors. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 40(6):1570–1578, Nov 2004.
- [4] D. Gerada, A. Mebarki, N. L. Brown, C. Gerada, A. Cavagnino, and A. Boglietti. High-speed electrical machines: Technologies, trends, and developments. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 61(6):2946–2959, June 2014.
- [5] A. Tenconi, S. Vaschetto, and A. Vigliani. Electrical machines for high-speed applications: Design considerations and tradeoffs. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 61(6):3022–3029, June 2014.
- [6] S. Morimoto, K. Kawamoto, M. Sanada, and Y. Takeda. Sensorless control strategy for salient-pole PMSM based on extended EMF in rotating reference frame. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 38(4):1054–1061, Jul 2002.
- [7] F. Genduso, R. Miceli, C. Rando, and G. R. Galluzzo. Back EMF sensorless-control algorithm for high-dynamic performance PMSM. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 57(6):2092–2100, June 2010.
- [8] J. M. Liu and Z. Q. Zhu. Improved sensorless control of permanent-magnet synchronous machine based on third-harmonic back EMF. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 50(3):1861–1870, May 2014.
- [9] S. Po-ngam and S. Sangwongwanich. Stability and dynamic performance improvement of adaptive full-order observers for sensorless PMSM drive. *IEEE Trans. Power Electron.*, 27(2):588–600, Feb 2012.
- [10] Z. Qiao, T. Shi, Y. Wang, Y. Yan, C. Xia, and X. He. New sliding-mode observer for position sensorless control of permanent-magnet synchronous motor. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 60(2):710–719, Feb 2013.
- [11] S. C. Yang and G. R. Chen. High-speed position-sensorless drive of permanent-magnet machine using discrete-time EMF estimation. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 64(6):4444–4453, June 2017.
- [12] T. Bernardes, V. F. Montagner, H. A. Gründling, and H. Pinheiro. Discrete-time sliding mode observer for sensorless vector control of permanent magnet synchronous machine. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 61(4):1679–1691, April 2014.

- [13] T. Tuovinen, M. Hinkkanen, L. Harnefors, and J. Luomi. Comparison of a reduced-order observer and a full-order observer for sensorless synchronous motor drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 48(6):1959–1967, Nov 2012.
- [14] M. Comanescu and T. D. Batzel. Full order EMF observer for PMSM — design, analysis and performance under improper speed signal. In *2010 IEEE International Systems Conference*, pages 86–90, April 2010.
- [15] C. Olivieri, F. Parasiliti, and M. Tursini. A full-sensorless permanent magnet synchronous motor drive with an enhanced phase-locked loop scheme. In *2012 XXth International Conference on Electrical Machines*, pages 2202–2208, Sept 2012.
- [16] S. Bolognani, S. Calligaro, and R. Petrella. Design issues and estimation errors analysis of back-EMF-based position and speed observer for spm synchronous motors. *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, 2(2):159–170, June 2014.
- [17] S. Y. Jung and K. Nam. PMSM control based on edge-field hall sensor signals through ANF-PLL processing. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 58(11):5121–5129, Nov 2011.
- [18] G. Wang, H. Zhan, G. Zhang, X. Gui, and D. Xu. Adaptive compensation method of position estimation harmonic error for EMF-based observer in sensorless IPMSM drives. *IEEE Trans. Power Electron.*, 29(6):3055–3064, June 2014.
- [19] G. Wang, T. Li, G. Zhang, X. Gui, and D. Xu. Position estimation error reduction using recursive-least-square adaptive filter for model-based sensorless interior permanent-magnet synchronous motor drives. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 61(9):5115–5125, Sept 2014.
- [20] G. Zhang, G. Wang, D. Xu, and N. Zhao. Adaline-network-based PLL for position sensorless interior permanent magnet synchronous motor drives. *IEEE Trans. Power Electron.*, 31(2):1450–1460, Feb 2016.
- [21] G. Zhang, G. Wang, D. Xu, R. Ni, and C. Jia. Multiple-AVf cross-feedback-network-based position error harmonic fluctuation elimination for sensorless IPMSM drives. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 63(2):821–831, Feb 2016.
- [22] E. Monmasson, L. Idkhajine, M. N. Cirstea, I. Bahri, A. Tisan, and M. W. Naouar. FPGAs in industrial control applications. *IEEE Trans. Ind. Informat.*, 7(2):224–243, May 2011.
- [23] N. K. Quang, N. T. Hieu, and Q. P. Ha. FPGA-based sensorless PMSM speed control using reduced-order extended kalman filters. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 61(12):6574–6582, Dec 2014.
- [24] L. Idkhajine, E. Monmasson, M. W. Naouar, A. Prata, and K. Bouallaga. Fully integrated FPGA-based controller for synchronous motor drive. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 56(10):4006–4017, Oct 2009.
- [25] Z. Novak and M. Novak. Design of high-speed permanent magnet synchronous motor for advanced and sensorless control techniques validation. In *2018 18th International Conference on Mechatronics - Mechatronika (ME)*, pages 1–8, Dec 2018.
- [26] Z. Novak and M. Novak. Implementation of a novel angular hall encoder for field oriented control of high speed and experimental motors. In *2016 17th International Conference on Mechatronics - Mechatronika (ME)*, pages 1–7, Dec 2016.
- [27] M. Comanescu and T. D. Batzel. Full order EMF observer for PMSM — design, analysis and performance under improper speed signal. In *2010 IEEE International Systems Conference*, pages 86–90, April 2010.
- [28] S. K. Patel, S. R. Arya, and R. Maurya. Nonlinear adaptive volterra filter for control of distribution static compensator. *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, 5(1):559–567, March 2017.
- [29] Nikolay Y. Nikolaev and Hitoshi Iba. *Adaptive learning of polynomial networks: genetic programming, backpropagation and Bayesian methods*. Springer, 2011.
- [30] Benjamin Sinwell. Chebyshev polynomials: Patterns and derivation. *Mathematics Teacher*, 98(1):20–25, 2004.
- [31] Anthony Zaknich. *Principles of adaptive filters and self-learning systems*. Springer, 2005.

- [32] L. Harnefors and H. P. Nee. A general algorithm for speed and position estimation of AC motors. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 47(1):77–83, Feb 2000.
- [33] H. Karimi, M. Karimi-Ghartemani, and M. R. Iravani. Estimation of frequency and its rate of change for applications in power systems. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 19(2):472–480, April 2004.



**Selected article from**

**Tento dokument byl publikován ve sborníku**

**Nové metody a postupy v oblasti přístrojové  
techniky, automatického řízení a informatiky 2019  
New Methods and Practices in the Instrumentation,  
Automatic Control and Informatics 2019  
27. 5. – 29. 5. 2019, Zvíkovské Podhradí**

**ISBN 978-80-01-06617-1**

Web page of the original document:

<http://iat.fs.cvut.cz/nmp/2019.pdf>

Obsah čísla/individual articles:

<http://iat.fs.cvut.cz/nmp/2019/>

Ústav přístrojové a řídicí techniky, FS ČVUT v Praze, Technická 4, Praha 6