VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY
A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV AUTOMATIZACE A MĚŘICÍ TECHNIKY
DEPARTMENT OF CONTROL AND INSTRUMENTATION

KOMPENZACE NELINEARIT PŘI ŘÍZENÍ STŘÍDAVÝCH POHONŮ

COMPENSATION OF NONLINEARITIES IN AC MOTOR CONTROL ALGORITHMS

TEZE - ZKRÁCENÁ VERZE DIZERTAČNÍ PRÁCE
DOCTORAL THESIS - SHORTENED VERSION

AUTOR PRÁCE Ing. Luděk Buchta
AUTHOR

ŠKOLITEL doc. Ing. Petr Blaha, Ph.D.
SUPERVISOR

BRNO 2019

ABSTRAKT

V úvodu dizertační práce je provedena analýza vlivu mrtvého času a dalších nelinearit napěťového měniče. Na základě provedené analýzy byly navrženy tři kompenzační strategie pro vektorově řízený PMSM. Pozorovatel napěťového rušení s váhovanými odchylkami proudů je založen na modelu PMSM, známých parametrech a snadno měřitelných veličinách. Druhý pozorovatel, který odhaduje proud v dq- souřadnicích a hodnotu napěťové chyby pomocí pouze jednoho parametru, je navržen na základě provedené harmonické analýzy a algoritmu Kalmanova filtru. Třetí metoda kombinuje adaptivní přístup se zpětnou vazbou a pozorovatele rušivých napětí, který je založen na modelu PMSM. Dále byly navrženy dvě metody kompenzace pro vektorově řízený asynchronní motor. V prvním případě je standardní kompenzační strategie rozšířena o harmonický kompenzátor, který potlačuje přetrvávající 6. harmonickou složku v dq- souřadnicích. Poslední strategie provádí detekci polarity z odhadovaných fázových proudů, které jsou získány pomocí Kalmanova filtru. Všechny kompenzační strategie byly ověřeny pomocí simulací v prostředí MATLAB/Simulink a experimentů na reálných pohonech.

KLÍČOVÁ SLOVA

Kompenzace mrtvých časů, napěťový měnič, PMSM, asynchronní motor, Kalmanův filtr, pozorovatel rušivého napětí, harmonická analýza

ABSTRACT

Analysis of the dead-time effect and other nonlinearities of the voltage source inverter was carried out in the introduction of the doctoral thesis. Three compensation strategies for vector controlled PMSM were proposed based on the analysis. The voltage disturbance observer with cost function of current errors is based on the model of PMSM, known machine parameters and easily measurable quantities. The second observer which estimates the dq- axes currents and the value of the voltage error with one parameter only is designed based on the harmonic analysis and Kalman filter algorithm. The third method combines an adaptive approach with feedback and voltage disturbance observer that is based on the PMSM model. Furthermore, the two compensation methods for vector controlled induction motor were proposed. In the first case, the standard compensation strategy is extended by a harmonic compensator that suppresses the residual 6th harmonic component in dq- axes currents. The last strategy detects the polarity of the estimated phase currents that are obtained by the Kalman filter. All compensation strategies have been verified by MATLAB/Simulink simulations and by experiments on real drives.

KEYWORDS

Dead-time compensation, voltage source inverter, PMSM, induction motor, Kalman filter, voltage disturbance observer, harmonic analysis

OBSAH

Úvod **5**

1 Současný stav řešení **6**

2 Cíle práce **7**

3 Vlastní řešení **8**

3.1 Standardní metoda kompenzace 8

3.2 Pozorovatel rušivého napětí s váhováním odchylek proudů 8

3.2.1 Odvození pozorovatele rušivého napětí 9

3.3 Pozorovatel napěťového rušení založený na algoritmu Kalmanova filtru 10

3.3.1 Rozšíření modelu PMSM 11

3.4 Adaptivní kompenzační strategie s pozorovatelem rušivých napětí . . 13

3.4.1 Adaptivní část kompenzace 13

3.4.2 Pozorovatel napěťového rušení (model PMSM s indukčností L_s) 14

3.4.3 Pozorovatel napěťového rušení (model PMSM s indukčnostmi L_d a L_q) 15

3.4.4 Kombinace adaptivní části a pozorovatele napěťového rušení . 15

3.5 Výsledky simulací 15

3.6 Výsledky experimentů 19

Závěr **23**

Literatura **25**

Vlastní publikační činnost **28**

ÚVOD

V dnešní době jsou v průmyslových aplikacích kladeny vysoké požadavky na řídicí algoritmy pohonných systémů. Aplikace konvenčních a inovativních způsobů řízení nevyžaduje pouze přesné měření fázových proudů popřípadě otáček, ale i precizní aplikaci vypočítaných napětí. Za tímto účelem jsou používány napěťové měniče řízené PWM (Pulse-Width Modulation) signály. Největší předností PWM měničů je využití spínacích prvků s vysokými spínacími frekvencemi, jako jsou IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) a MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) tranzistory. Používají se k vytvoření požadovaných průběhů napětí nezávisle na frekvenci zdroje, kterým je napěťový měnič napájen.

Bohužel, napěťové měniče mají také své nevýhody a omezení, které se projeví během konverze vypočítaného napětí na výsledné výstupní napětí měniče. Proces konverze je velice komplexní, výstupní napětí je ovlivněno celou strukturou měniče a speciálně chováním neideálních spínacích prvků. Mezi nelinearity, které se při konverzi napětí uplatní, patří mrtvá doba, zpoždění při spínání a rozepínání spínacích prvků, parazitní kapacity a úbytky napětí na polovodičových spínacích prvcích. Nejvýznamnější nelinearitou je všeobecně známá mrtvá doba, která se vkládá do řídících signálů výkonových prvků. Tato velmi krátká ochranná prodleva brání současnému sepnutí komplementárních spínacích prvků v jedné větvi napěťového měniče a tak předchází zkratu ve stejnosměrném meziobvodu. Z toho plyne, že její použití je nezbytné. Bohužel, její zavedení způsobí napěťovou deformaci, jejímž následkem je odlišnost mezi skutečným výstupním napětím měniče a požadovaným napětím vypočítaným řídícím algoritmem. Proto není žádoucí deformaci výstupního napětí měniče zanedbávat, ale vhodným způsobem ji kompenzovat.

1 SOUČASNÝ STAV ŘEŠENÍ

Problematika mrtvé doby a ostatních nelinearit měniče již byla rozebrána v mnoha publikacích a také bylo navrhnuto mnoho přístupů ke kompenzaci vyvolané deformace výstupních napětí měniče. Mezi nejrozšířenější patří tzv. standardní kompenzační metoda [6, 9, 10, 11, 14], která spočívá v zavedení dopředné vazby a kompenzaci předpokládané průměrné ztráty fázového napětí během jednoho PWM cyklu v závislosti na aktuální polaritě fázových proudů. Přesnost kompenzace je závislá na přesné detekci polarity fázových proudů, klíčová je obzvláště oblast kolem průchodu proudů nulovou hodnotou [16]. V práci [4] je prezentována kompenzační strategie využívající k detekci polarity rekonstruované fázové proudy, které jsou odhadovány stavovým pozorovatelem.

Odlišná skupina přístupů se snaží kompenzační napětí odhadovat pomocí pozorovatelů, které jsou obvykle založeny na modelech motoru [8, 23]. Jednoduchý pozorovatel založený na napěťovém modelu PMSM (Permanent Magnet Synchronous Motor) je prezentován v [17]. Nevýhodou tohoto přístupu je absence zpětné vazby.

Další možností je monitorování nežádoucích projevů, které jsou způsobeny deformacemi výstupního napětí měniče a jejich následné potlačení. Nežádoucí projevy lze popsat pomocí harmonické analýzy napěťových deformací a harmonického zkreslení fázových proudů [3, 7, 11, 26]. Nejčastěji je využíváno harmonického zvlnění proudu v *dq*- souřadnicích, jenž je způsobeno dominantní 6. harmonickou a jejími násobky. Například kompenzační strategie v práci [11] zavádí zpětnou vazbu od přetrvávajícího zvlnění proudu v *dq*- souřadnicích. Také strategie v [7] využívá 6. harmonické složky proudu k potlačení napěťového zkreslení.

Jiné kompenzační strategie využívají vztahu mezi amplitudou nežádoucího zvlnění napětí v *dq*- souřadnicích a velikostí kompenzačních napětí v souřadnicích spjatých se statorem [18, 21]. Velikost žádaného parametru je postupně identifikována z odhadů napěťového zvlnění, které je získano pomocí jednoduchého pozorovatele vycházejícího z napěťových rovnic PMSM.

Vytvoření přesného matematického modelu napěťového měniče [4, 5, 12], který bude zahrnovat velké množství nelinearit je poměrně obtížné. Nejproblematičtější je, že rovnice kompenzačních napětí vycházející z modelu měniče jsou závislé na přesné znalosti jeho parametrů. Situace kolem parazitních kapacit je ještě komplikovanější a závislá nejen na typu použitého spínacího prvku, ale i na zapojení celého střídače [25]. Detailní analýza vlivu nabíjení a vybíjení parazitních a tlumících kapacit spínacích prvků je provedena v práci [2]. V publikaci [15] je prezentována další metoda kompenzace uvažující tlumící kapacitu spínacích prvků. Zcela jiný přístup ke kompenzaci mají práce [13, 24], které se snaží minimalizovat vliv mrtvé doby pomocí úpravy konstrukce měniče.

2 CÍLE PRÁCE

Cílem této práce je návrh kompenzačních strategií potlačujících nepříznivý vliv deformací výstupního napětí měniče na výkonnost algoritmu vektorového řízení PMSM a asynchronního motoru. Práce se zaměřuje pouze na metody kompenzace, které mohou být aplikovány bez fyzické změny napěťového meniče. Při návrhu jsou upřednostňovány metody kompenzace, které jsou nezávislé na typu použitého spínacího prvku a parametrech měniče.

Cíle práce lze shrnout do následujících bodů:

- Seznámit se s vlivem mrtvé doby a dalších nelinearit napěťového měniče na řízený pohon.
- Provést harmonickou analýzu napěťových deformací.
- Vytvořit kompenzační metodu, která využívá k zavedení zpětné vazby negativní projevy deformace výstupního napětí měniče.
- Navrhnout adaptivní kompenzační strategie nezávislé na parametrech měniče.
- Sestavit pozorovatele pro odhad kompenzačních napětí, který je založen na modelu motoru.
- Implementovat navržené kompenzační metody do řídicího algoritmu PMSM nebo asynchronního motoru a následně je ověřit pomocí simulací.
- Ověřit kompenzační strategie na reálných pohonech.

3 VLASTNÍ ŘEŠENÍ

3.1 Standardní metoda kompenzace

Průměrná napěťová chyba během spínacího cyklu bývá v literatuře [5, 11] často udávána dle zjednodušeného vztahu 3.1.

$$v_{dead} = \frac{T_d + t_{on} - t_{off}}{T_{PWM}} \cdot (V_{DC} - V_{sat} + V_d) + \frac{V_{sat} + V_d}{2} \tag{3.1}$$

kde T_d udává mrtvou dobu, t_{on} a t_{off} velikost zpoždění při spínaní a rozpínání spínacích prvků, V_{sat} a V_d vyjadřujících úbytky napětí na spínacím prvku. V_{DC} udává napětí na stejnosměrném meziobvodu a T_{PWM} dobu trvání jednoho spínacího cyklu. Průměrná napěťová chyba jednotlivých fází během PWM periody je závislá na polaritě fázového proudu, napěťovou chybu a- fáze lze vyjádřit následovně

$$\Delta v_{erra} = v_{dead} \cdot \mathrm{sign}(i_{sa}) \tag{3.2}$$

Napěťová chyba v_{dead} je závislá na parametrech, které jsou prakticky neměřitelné a navíc se mění v závislosti na pracovních podmínkách. Také precizní detekce polarity je velice důležitá, protože při změně znaménka jednoho z fázových proudů dochází k výrazné změně hodnoty kompenzačního napětí. Detekce polarity je kritická pouze oblasti kolem průchodu fázového proudu nulovou hodnotou [27]. Situaci v této oblasti navíc komplikuje vysokofrekvenční šum obsažený v $\boldsymbol{i}_{sabc}$ a zero-current clamping fenoménu [1, 19, 22]. Chybné detekci polarity lze částečně zabránit zavedením pásma necitlivosti.

3.2 Pozorovatel rušivého napětí s váhováním odchylek proudů

Autoři v praci [17] se snaží kompenzační napětí odhadovat pomocí jednoduchých pozorovatelů založených na modelu PMSM, které pracují v dopředné vazbě. Nedostatek tohoto přístupu spočívá v absenci zpětné vazby a možnosti jakkoliv ovlivnit dynamiku pozorovatele. Kompenzační napětí jsou přímo závislá na parametrech modelu PMSM. Snahou navrhovaného přístupu je tyto nedostatky omezit. Za tímto účelem byl sestaven pozorovatel, který na základě modelu PMSM, generovaných řídících napětí a váhované odchylky mezi měřenými a odhadovanými proudy dokáže rušivá napětí odhadovat. Ověření navrhovaného přístupu na reálném pohonu byla publikována ve článku [40].

3.2.1 Odvození pozorovatele rušivého napětí

Při odvození matematického popisu pozorovatele se vychází z napěťových rovnic elektrické části PMSM ve statorových $\alpha\beta$- souřadnicích. Byla použita zjednodušená varianta modelu, která předpokládá, že indukčnosti L_d a L_q jsou v d- a q- ose stejné a formálně mohou být obě nahrazeny indukčností L_s. Dále je model rozšířen o rušivá napětí $\Delta v_{s\alpha}$ a $\Delta v_{s\beta}$, která reprezentují předpokládané projevy nelinearit měniče následovně:

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} - \Delta v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} - \Delta v_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & 0 \\ 0 & R_s + L_s p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{emf\alpha} \\ v_{emf\beta} \end{bmatrix} \tag{3.3}$$

kde L_s a R_s jsou statorová indukčnost a odpor, p je operátor derivace. $v_{s\alpha}$ a $v_{s\beta}$ značí referenční napětí generovaná proudovými regulátory po transformaci do $\alpha\beta$-souřadnic.

$$\begin{bmatrix} v_{emf\alpha} \\ v_{emf\beta} \end{bmatrix} = \omega_e \lambda_m \begin{bmatrix} -\sin(\theta_e) \\ \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \tag{3.4}$$

Napětí $v_{emf\alpha}$ a $v_{emf\beta}$ reprezentují zpětně indukované elektromotorické napětí, jenž je funkcí elektrické pozice rotoru θ_e a jeho konstanta je reprezentována symbolem λ_m.

Následně je z napěťových rovnic (3.3) sestaven stavový popis a rovnice výstupů (3.5)-(3.8). Stavové rovnice jsou rozšířeny o dva stavy reprezentující rušivé napětí a o váhovaný rozdíl mezi odhadovanými ($\hat{i}_{s\alpha}$, $\hat{i}_{s\beta}$) a měřenými ($i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$) proudy [20]. Při rozšíření se vychází z předpokladu, že rozdíl mezi odhadovanými a měřenými proudy by měl být v ideálním případě nulový.

$$w_{11}\left(\hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha}\right); \quad w_{12}\left(\hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta}\right); \quad w_{21}\left(\hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha}\right); \quad w_{22}\left(\hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta}\right); \tag{3.5}$$

$$W_{11} = -\left(\frac{R_s}{L_s} + w_{11}\right);\ W_{12} = -\left(\frac{R_s}{L_s} + w_{12}\right);\ W_{21} = -L_s w_{21};\ W_{22} = -L_s w_{22}; \tag{3.6}$$

$$\begin{bmatrix} p\hat{i}_{s\alpha} \\ p\hat{i}_{s\beta} \\ p\Delta\hat{v}_{s\alpha} \\ p\Delta\hat{v}_{s\beta} \end{bmatrix} = \boldsymbol{A}_s \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \\ \Delta\hat{v}_{s\alpha} \\ \Delta\hat{v}_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} W_{11} & 0 \\ 0 & W_{12} \\ W_{21} & 0 \\ 0 & W_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} - v_{emf\alpha} \\ v_{s\beta} - v_{emf\beta} \end{bmatrix} \tag{3.7}$$

Horní index "$\hat{}$" značí odhad dané veličiny. Koeficienty $W_{11} - W_{22}$ obsahují váhové konstanty $w_{11} - w_{22}$, které ovlivňují póly pozorovatele a tím i jeho vlastnosti, jako rychlost konvergence odhadu, filtraci odhadovaných veličin a stabilitu celého systému. Jejich vhodným nastavením lze dosáhnout požadovaného chování pozorovatele

a odhadu rušivých napětí $\Delta\hat{v}_{s\alpha}$ a $\Delta\hat{v}_{s\beta}$.

$$\boldsymbol{A}_s = \begin{bmatrix} -W_{11} - \dfrac{R_s}{L_s} & 0 & -\dfrac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & -W_{12} - \dfrac{R_s}{L_s} & 0 & -\dfrac{1}{L_s} \\ -W_{21} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -W_{22} & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} \Delta v_{s\alpha} \\ \Delta v_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \Delta v_{s\alpha} \\ \Delta v_{s\beta} \end{bmatrix} \tag{3.8}$$

Rovnice spojitého pozorovatele je nutné převést do diskrétní podoby pomocí Eulerovy aproximace. Předpokládá se použití dostatečně krátké periody vzorkování T_s. Dále je pro přehlednost diskrétní popis pozorovatele (3.9) rozdělen do dvou rovnic a upraven do tvaru, ve kterém na levé straně vystupují odhady stavů proudů $\hat{\boldsymbol{i}}_{s\alpha\beta}(k+1)$ a rušivého napětí $\Delta\hat{\boldsymbol{v}}_{s\alpha\beta}(k+1)$ v následujícím kroku.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha}(k+1) \\ \hat{i}_{s\beta}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha}(k) \\ \hat{i}_{s\beta}(k) \end{bmatrix} - \frac{R_s T_s}{L_s} \begin{bmatrix} i_{s\alpha}(k) \\ i_{s\beta}(k) \end{bmatrix} + T_s \begin{bmatrix} w_{11} & 0 \\ 0 & w_{12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha}(k) - i_{s\alpha}(k) \\ \hat{i}_{s\beta}(k) - i_{s\beta}(k) \end{bmatrix} \\ + \frac{T_s}{L_s} \begin{bmatrix} v_{s\alpha}(k) - v_{emf\alpha}(k) - \Delta\hat{v}_{s\alpha}(k) \\ v_{s\beta}(k) - v_{emf\beta}(k) - \Delta\hat{v}_{s\beta}(k) \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{3.9}$$

$$\begin{bmatrix} \Delta\hat{v}_{s\alpha}(k+1) \\ \Delta\hat{v}_{s\beta}(k+1) \end{bmatrix} = L_s T_s \begin{bmatrix} w_{21} & 0 \\ 0 & w_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha}(k) - i_{s\alpha}(k) \\ \hat{i}_{s\beta}(k) - i_{s\beta}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta\hat{v}_{s\alpha}(k) \\ \Delta\hat{v}_{s\beta}(k) \end{bmatrix} \tag{3.10}$$

Po předešlé úpravě je opět patrné, že váhové konstanty w_{11-22} udávají zesílení odchylky mezi měřenými ($i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$) a odhadovanými ($\hat{i}_{s\alpha}$, $\hat{i}_{s\beta}$) proudy. Výsledné vypočtené napětí $\boldsymbol{v}^*_{s\alpha\beta}$ je dáno součtem kompenzačních napětí (odhad rušivého napětí $\Delta\hat{\boldsymbol{v}}_{s\alpha\beta}$) a napětí $\boldsymbol{v}_{s\alpha\beta}$ generovaných proudovými regulátory.

$$\boldsymbol{v}^*_{s\alpha\beta}(k) = \boldsymbol{v}_{s\alpha\beta}(k) + \Delta\hat{\boldsymbol{v}}_{s\alpha\beta}(k) \tag{3.11}$$

3.3 Pozorovatel napěťového rušení založený na algoritmu Kalmanova filtru

Některé práce [17] se snaží odhadovat rušivé napětí v $\alpha\beta$- nebo dq- souřadnicovém systému prostřednictvím on-line přístupu. Avšak přesný odhad trajektorie periodicky se měnícího signálu v čase je pro pozorovatel velice obtížné. Proto bylo cílem při návrhu popisované kompenzační strategie navrhnout pozorovatel tak, aby bylo možné určit kompenzační napětí jen z jednoho odhadovaného parametru v_{dead}. Za tímto účelem bude použita Kalmanova filtrace. Ověření navrhovaného přístupu na reálném pohonu byla publikována ve článku [36].

3.3.1 Rozšíření modelu PMSM

K použití Kalmanova filtru jako stavového pozorovatele musí být sestaven stavový model PMSM. Za tímto účelem je využit dynamický model PMSM v souřadnicích spjatých s rotorem [19]. Tento model je následně rozšířen o rušivá napětí Δv_d a Δv_q, jež jsou přepočtena do dq- souřadnicového systému.

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} i_d \\ \frac{d}{dt} i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{L_q}{L_d}\omega_e \\ -\frac{L_d}{L_q}\omega_e & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d^* \\ v_q^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d}\Delta v_d \\ -\frac{1}{L_q}\omega_e\lambda_m + \frac{1}{L_q}\Delta v_q \end{bmatrix} \tag{3.12}$$

$$\begin{bmatrix} \Delta v_d \\ \Delta v_d \end{bmatrix} \doteq \begin{bmatrix} \Delta v_{d6h} \\ \Delta v_{d6h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{4}{\pi} v_{dead} \left(\frac{12}{35} \sin\left(6\theta_e\right) \right) \\ \frac{4}{\pi} v_{dead} \left(\frac{2}{35} \cos\left(6\theta_e\right) \right) \end{bmatrix} \tag{3.13}$$

V následném odvození stavového popisu PMSM budou rušivá napětí Δv_d a Δv_q reprezentována pouze jejich dominantní 6. harmonickou složkou, kterou lze vyjádřit jako funkce elektrické polohy rotoru θ_e jak bylo odvozeno v kapitole zabývající se harmonickou analýzou. Ve vztahu (3.13) stojí za povšimnutí parametr v_{dead}, který nejen ovlivňuje amplitudu obou rušivých napětí Δv_{d6h} a Δv_{q6h}, ale také určuje velikost napěťové chyby v abc- souřadnicích. Této znalosti lze využít a stavový model rozšířit o třetí stav. Nyní budou mezi stavovými proměnnými vystupovat nejen proudy i_d, i_q, ale také napětí v_{dead} jako nová stavová proměnná.

Pokud zvolíme dostatečně krátkou periodu vzorkování T_s, lze spojitý stavový model PMSM převést na diskrétní pomoci Eulerovy aproximace.

$$\begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \\ v_{dead}(k) \end{bmatrix} = \boldsymbol{A_z}(k) \begin{bmatrix} i_d(k-1) \\ i_q(k-1) \\ v_{dead}(k-1) \end{bmatrix} + \boldsymbol{B_z}(k) \begin{bmatrix} v_d^*(k-1) \\ v_q^*(k-1) \\ \lambda_m(k-1) \end{bmatrix} \tag{3.14}$$

$$\begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \\ v_{dead}(k) \end{bmatrix} \tag{3.15}$$

kde

$$\boldsymbol{A_z}(k) = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_s}{L_d}T_s & \frac{L_q}{L_d}\omega_e T_s & \frac{T_s}{L_d}v_{d6h} \\ -\frac{L_d}{L_q}\omega_e T_s & 1 - \frac{R_s}{L_d}T_s & \frac{T_s}{L_q}v_{q6h} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad \boldsymbol{B_z}(k) = \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L_q}T_s & -\frac{T_s}{L_q}\omega_e \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{3.16}$$

$$v_{d6h} = \frac{4}{\pi}\left(\frac{12}{35}\sin(6\theta_e)\right); \qquad v_{q6h} = \frac{4}{\pi}\left(\frac{2}{35}\cos(6\theta_e)\right) \tag{3.17}$$

R_s reprezentuje statorový odpor, λ_m konstantu zpětného elektromotorického napětí a L_d a L_q příčnou a podélnou indukčnost. Elektrická úhlová rychlost rotoru a elektrická pozice vystupují pod symboly ω_e respektive θ_e. T_s představuje periodu vzorkování. Uvedené stavové rovnice jsou následně použity KF algoritmem pro odhad proudů v dq- souřadnicovém systému a k odhadu napětí $\hat{v}_{dead}$, které je klíčové k určení výsledných kompenzačních napětí.

Za předpokladu, že jsou šum měření $\boldsymbol{v}(k)$ a šum procesu $\boldsymbol{w}(k)$ vstupující do systému nekorelované, lze kovarianční matice $\boldsymbol{R}$ a $\boldsymbol{Q}$ zvolit jako diagonální a konstantní, díky tomu je snížen počet nastavovaných parametrů. Navíc, pokud jsou šumy proudů v $\alpha\beta$- souřadnicích stejné, lze dosáhnout dalšího zjednodušení. Poté k nastavení kovariančních matic $\boldsymbol{Q}$ a $\boldsymbol{R}$ postačí pouze znalost tří parametrů.

$$\boldsymbol{Q} = \begin{bmatrix} q_{11} & 0 & 0 \\ 0 & q_{11} & 0 \\ 0 & 0 & q_{33} \end{bmatrix} \qquad \boldsymbol{R} = \begin{bmatrix} r_{11} & 0 \\ 0 & r_{11} \end{bmatrix} \tag{3.18}$$

Výstupem z KF algoritmu je odhadované napětí $\hat{v}_{dead}$, které vstupuje do rovnice (3.19), kde je na základě jeho velikosti a polarity naměřených fázových proudů $\boldsymbol{i}_{sabc}$ určeno výsledné kompenzační napětí v $\alpha\beta$- souřadnicích.

$$\begin{bmatrix} \Delta\hat{v}_{s\alpha} \\ \Delta\hat{v}_{s\beta} \end{bmatrix} = \hat{v}_{dead} \begin{bmatrix} \dfrac{2\mathrm{sign}(i_{sa}) - \mathrm{sign}(i_{sb}) - \mathrm{sign}(i_{sc})}{3} \\ \dfrac{\sqrt{3}\mathrm{sign}(i_{sb}) - \sqrt{3}\mathrm{sign}(i_{sc})}{3} \end{bmatrix} \tag{3.19}$$

Navrhovaný přístup kompenzace v $\alpha\beta$- souřadnicích je výhodnější než přímá kompenzace v dq- souřadnicích dle vztahu (3.13), protože napětí $\Delta\hat{v}_{s\alpha}$ a $\Delta\hat{v}_{s\beta}$ obsahují všechny požadované harmonické složky, nejen šestou harmonickou složku.

Detekce polarity z odhadovaných proudů

Další možností, jak zvýšit kvalitu kompenzace, je nahradit měřené proudy $\boldsymbol{i}_{sabc}$ ve vztahu (3.19) jejich odhady $\hat{\boldsymbol{i}}_{sabc}$. K tomu je využito odhadovaných proudů $\hat{i}_d$ a $\hat{i}_q$, které se převedou pomocí zpětné transformace do abc- souřadného systému. Odhadované proudy $\hat{\boldsymbol{i}}_{sabc}$ by měly být méně zatíženy šumem. Upravený vztah pro výpočet kompenzačních napětí $\Delta\hat{v}_{s\alpha}$ a $\Delta\hat{v}_{s\beta}$ s využitím odhadovaných proudů $\hat{i}_d$ a $\hat{i}_q$ je dán následovně.

$$\begin{bmatrix} \Delta\hat{v}_{s\alpha} \\ \Delta\hat{v}_{s\beta} \end{bmatrix} = \hat{v}_{dead} \begin{bmatrix} \dfrac{2\mathrm{sign}(\hat{i}_{sa}) - \mathrm{sign}(\hat{i}_{sb}) - \mathrm{sign}(\hat{i}_{sc})}{3} \\ \dfrac{\sqrt{3}\mathrm{sign}(\hat{i}_{sb}) - \sqrt{3}\mathrm{sign}(\hat{i}_{sc})}{3} \end{bmatrix} \tag{3.20}$$

3.4 Adaptivní kompenzační strategie s pozorovatelem rušivých napětí

Prezentovaný přístup kompenzace je rozdělen do dvou částí. V první adaptivní části je zavedena zpětná vazba v závislosti na velikosti harmonické deformace d- složky proudu. V druhé části je popsán jednoduchý pozorovatel založený na modelu PMSM motoru. Z uvedeného je zřejmé, že se opět jedná o kompenzační strategii vhodnou pro vektorově řízený PMSM. Uvedený přístup by měl zajistit výrazně lepší výsledky než standardní off-line kompenzace. Ověření navrhovaného přístupu na reálném pohonu bylo publikováno ve článcích [32, 35].

3.4.1 Adaptivní část kompenzace

Harmonická analýza dokazuje, že rušivá napětí $\boldsymbol{v}_{dq}$ jsou funkcí elektrické polohy rotoru θ_e a jejich amplitudu lze ovlivnit jedním parametrem v_{dead}. Tento parametr také udává velikost kompenzačních napětí v abc- souřadnicovém systému. Proto bude parametr v_{dead} odhadován za předpokladu ustáleného stavu systému.

Nejprve je nutné vypočítat velikost kritéria C_{id}. Předpokládá se, že d- složka proudu by měla být v ideálním případě v ustáleném stavu nulová. (Navrhovaný algoritmus kompenzace je vytvořen pro vektorové řízení, v němž je d- složka proudu obvykle řízena do nuly.) V reálném případě nulová nebude, projeví se v ní zvlnění způsobené přítomností parazitních harmonických složek fázových proudů. Proto je použito kritérium C_{id}, které je definováno jako součet kvadrátů odchylek proudu i_d od žádané hodnoty mezi dvěma průchody fázových proudů $\boldsymbol{i}_{sabc}$ nulovou hodnotou.

$$C_{id} = \sum_{k=1}^{N} i_d^2(k) w_3 \tag{3.21}$$

Při výpočtu kritéria není potřeba řešit záporné odchylky, jelikož jejich kvadrát je kladné číslo, také výsledná velikost kritéria C_{id} je vždy kladná. Polarita výsledného kritéria $C_{id,sign}$ je určena ze znaménka směrnice k_{slope}.

$$k_{slope} = \frac{i_{dmin} - i_{dmax}}{index_{min} - index_{max}}; \qquad C_{id,sign} = \mathrm{sign}(k_{slope}) \cdot C_{id} \tag{3.22}$$

kde funkce sign udává znaménkovou funkci. Následně je nutné kritérium minimalizovat pomocí PI regulátoru, do nějž vstupuje záporně vzaté kritérium $C_{id,sign}$ jako odchylka. Výstupní akční zásah regulátoru odpovídá kompenzačnímu napětí $\hat{v}_{dead}$.

$$\hat{v}_{dead} = k_p \left(1 + k_i \frac{1}{1 - z^{-1}}\right) \cdot (-C_{id,sign}) \tag{3.23}$$

Výsledná kompenzační napětí v $\alpha\beta$- souřadnicovém systému jsou získána dosazením odhadovaného napětí $\hat{v}_{dead}$ do rovnice (3.24).

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_{d,s\alpha} \\ \hat{v}_{d,s\beta} \end{bmatrix} = \hat{v}_{dead} \begin{bmatrix} \dfrac{2\text{sign}(i_{sa}) - \text{sign}(i_{sb}) - \text{sign}(i_{sc})}{3} \\ \dfrac{\sqrt{3}\text{sign}(i_{sb}) - \sqrt{3}\text{sign}(i_{ss})}{3} \end{bmatrix} \tag{3.24}$$

Výhodou této metody je zavedení zpětné vazby přes harmonické zvlnění v d- složce proudu, které dává informaci o velikosti napěťového zkreslení efektem mrtvých časů a ostatními nelinearitami měniče.

3.4.2 Pozorovatel napěťového rušení (model PMSM s indukčností L_s)

Pozorovatel napěťového rušení je založen na dynamickém modelu PMSM v $\alpha\beta$-souřadnicovém systému za předpokladu, že se velikosti příčné a podélné indukčnosti rovnají ($L_d = L_q = L_s$) [17]. Model zahrnuje předpokládaná chybová napětí $v_{dis,s\alpha}$ a $v_{dis,s\beta}$, a může být definován následovně.

$$\begin{bmatrix} v^*_{s\alpha} \\ v^*_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & 0 \\ 0 & R_s + L_s p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{emf\alpha} \\ v_{emf\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{dis,s\alpha} \\ v_{dis,s\beta} \end{bmatrix} \tag{3.25}$$

kde $v^*_{\alpha s}$ a $v^*_{\beta s}$ reprezentují referenční napětí, ostatní symboly se shodují se symboly, které byly použity v předešlé kapitole 3.3. Model z rovnice (3.25) může být převeden do diskrétní podoby pomocí Eulerovy metody.

$$\begin{bmatrix} v^*_{s\alpha} \\ v^*_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s i_{s\alpha} + L_s \dfrac{\Delta i_{s\alpha}}{T_s} \\ R_s i_{s\beta} + L_s \dfrac{\Delta i_{s\beta}}{T_s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{emf\alpha} \\ v_{emf\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{dis,s\alpha} \\ v_{dis,s\beta} \end{bmatrix} \tag{3.26}$$

Operátor Δ představuje přírůstek proměnné za jednu vzorkovací periodu T_s. Následně lze z rovnice (3.26) pomocí substituce vyjádřit přírůstky napětí $\Delta v_{\lambda,s\alpha}$ a $\Delta v_{\lambda,s\beta}$, které vznikají od statorových proměnných.

$$\begin{bmatrix} \Delta v_{\lambda,s\alpha} \\ \Delta v_{\lambda,s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (v^*_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha})T_s - L_s \Delta i_{s\alpha} \\ (v^*_{s\beta} - R_s i_{s\beta})T_s - L_s \Delta i_{s\beta} \end{bmatrix} \tag{3.27}$$

Zpětným dosazením přírůstků $\Delta v_{\lambda,s\alpha}$ a $\Delta v_{\lambda,s\beta}$ do diferenční rovnice (3.26) lze získat rovnici, ze které jsou vyjádřeny celková rušivá napětí $v_{dis,s\alpha}$ a $v_{dis,s\beta}$, která přímo odpovídají odhadovaným kompenzačním napětím $\hat{f}_{s\alpha}$ a $\hat{f}_{s\beta}$ pozorovatele.

$$\begin{bmatrix} \hat{f}_{s\alpha} \\ \hat{f}_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{dis,s\alpha} \\ v_{dis,s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{emf\alpha} \\ v_{emf\beta} \end{bmatrix} + \frac{1}{T_s} \begin{bmatrix} \Delta v_{\lambda,s\alpha} \\ \Delta v_{\lambda,s\beta} \end{bmatrix} \tag{3.28}$$

V ideálním případě by byla odhadovaná napětí $\hat{f}_{s\alpha}$ a $\hat{f}_{s\beta}$ rovna nule. Ale v reálném případě jsou měřené proudy i_{sabc} ovlivněny nelinearitami měniče a nesou v sobě informaci o velikosti napěťové chyby, která se projeví při porovnání velikostí zpětně indukovaného napětí a napětí od statorové části v rovnici (3.28). Tato napěťová chyba je potlačena, když jsou odhadovaná napětí $\hat{f}_{s\alpha}$ a $\hat{f}_{s\beta}$ pomocí dopředné vazby přičtena k výstupním napětím z proudových regulátorů v $\alpha\beta$- souřadnicích.

3.4.3 Pozorovatel napěťového rušení (model PMSM s indukčnostmi L_d a L_q)

S předpokladem získání lepších výsledků bude v následující kapitole použit při odvození pozorovatele napěťového rušení podrobnější model PMSM, který uvažuje různé velikosti podélné L_d a příčné L_q indukčnosti. Výsledná rovnice pozorovatele byla upravena do stejného tvaru jako rovnice pozorovatele (3.28) z předešlé podkapitoly, liší se jen výpočtem přírůstků napětí $\Delta v_{\lambda,s\alpha}$ a $\Delta v_{\lambda,s\beta}$.

$$\begin{bmatrix} \Delta v_{\lambda,s\alpha} \\ \Delta v_{\lambda,s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (v^*_{s\alpha} - \delta_1 i_{s\alpha} + \delta_2 i_{s\beta})T_s - L_\alpha \Delta i_{s\alpha} - L_{\alpha\beta}\Delta i_{s\beta} \\ (v^*_{s\beta} - \delta_2 i_{s\alpha} + \delta_1 i_{s\beta})T_s - L_\beta \Delta i_{s\beta} - L_{\alpha\beta}\Delta i_{s\alpha} \end{bmatrix} \tag{3.29}$$

3.4.4 Kombinace adaptivní části a pozorovatele napěťového rušení

Výsledný koncept kompenzační strategie kombinuje adaptivní přístup se zpětnou vazbou s dopřednou vazbou od pozorovatele rušivých napětí a tím kombinuje i výhody obou přístupů. Nyní je upraven popis výsledného napěťového rušení (3.30), které bude složeno z napěťových příspěvků od obou částí kompenzace.

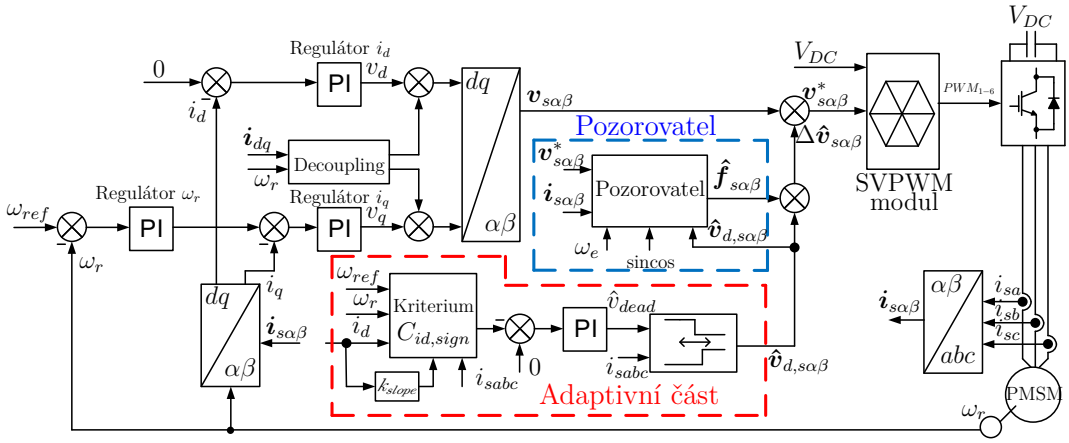
$$\begin{bmatrix} \hat{v}_{dis,s\alpha} \\ \hat{v}_{dis,s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{v}_{d,s\alpha} \\ \hat{v}_{d,s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{f}_{s\alpha} \\ \hat{f}_{s\beta} \end{bmatrix} \tag{3.30}$$

Nyní do algoritmu pozorovatele vstupují i odhady kompenzačních napětí $\hat{v}_{d,s\alpha}$ a $\hat{v}_{d,s\beta}$ stanovených adaptivní metodou, které jsou odečteny od celkového rušivého napětí. Výsledný tvar rovnice pro oba pozorovatele bude vypadat následovně.

$$\begin{bmatrix} \hat{f}_{s\alpha} \\ \hat{f}_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{emf\alpha} \\ v_{emf\beta} \end{bmatrix} + \frac{1}{T_s} \begin{bmatrix} \Delta v_{\lambda,s\alpha} \\ \Delta v_{\lambda,s\beta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \hat{v}_{d,s\alpha} \\ \hat{v}_{d,s\beta} \end{bmatrix} \tag{3.31}$$

3.5 Výsledky simulací

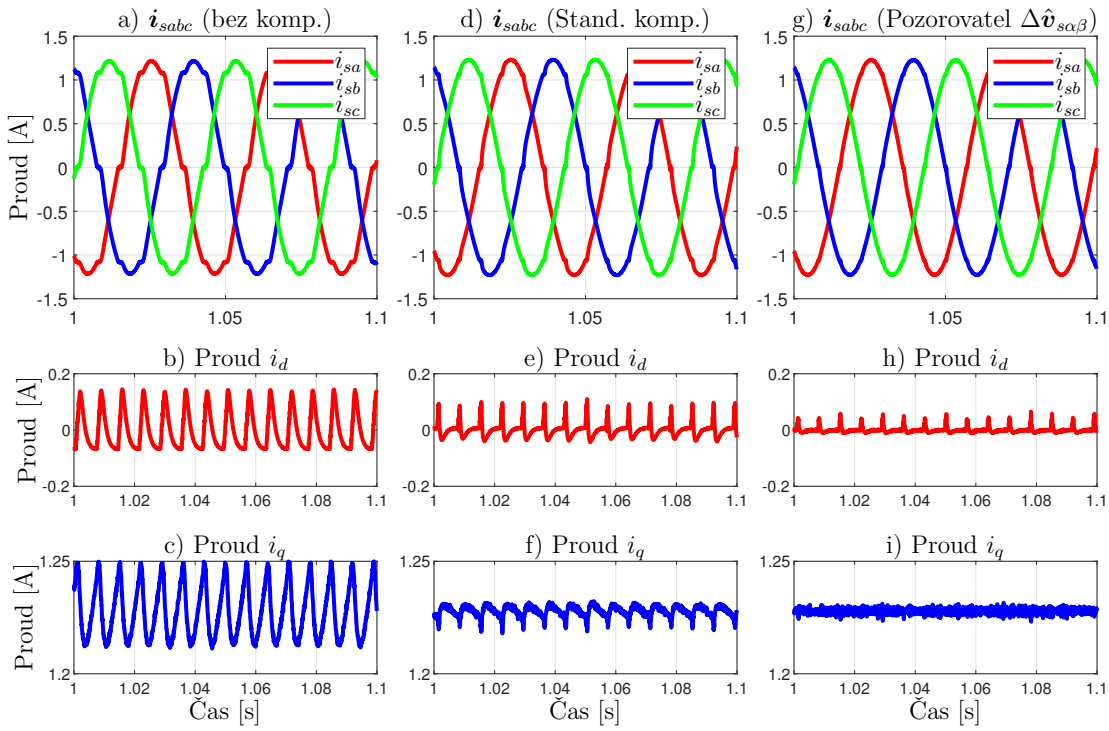
Než dojde k reálnému nasazení navržených kompenzačních strategií, je nutné funkčnost celého konceptu ověřit prostřednictvým simulací. Kompenzační strategie byly



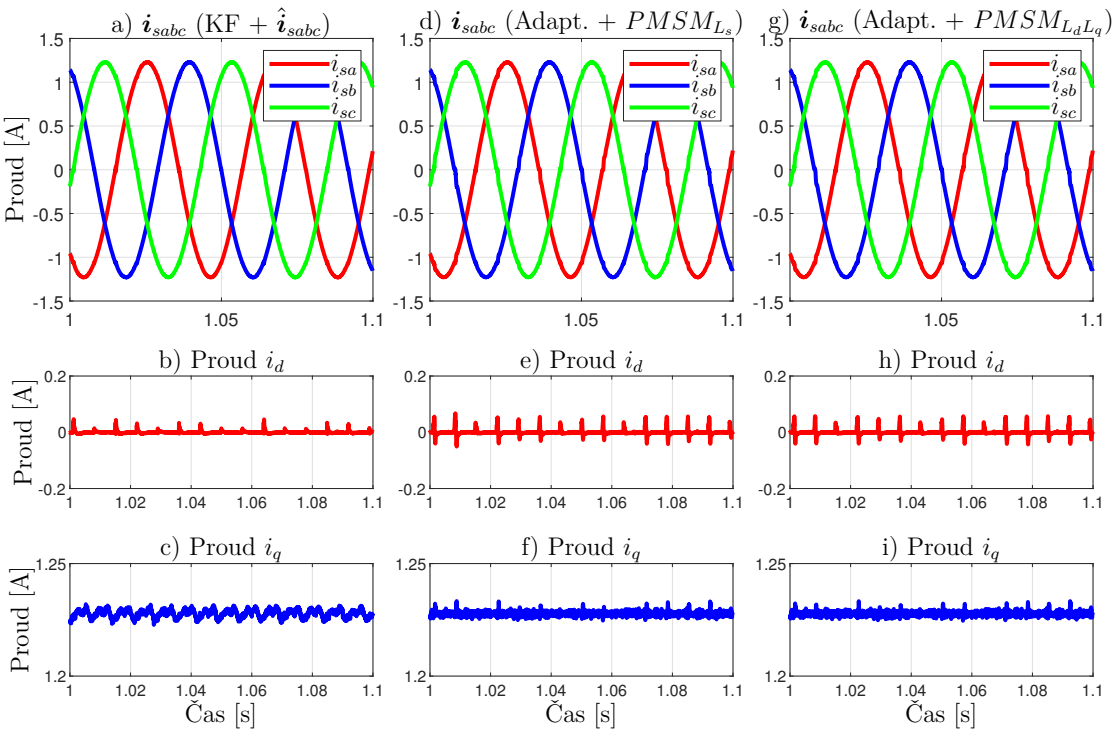
Obr. 3.1: Principiální blokové schéma PMSM s kombinací adaptivní části a pozorovatelem napěťového rušení.

realizovány formou blokového diagramu v prostředí MATLAB/Simulink a začleněny do algoritmu vektorového řízení pro PMSM. Na Obr. 3.1 je uvedeno principiální blokové schéma modelovaného systému. V tomto případě je implementována kompenzační strategie s pozorovatelem rušivého napětí, při implementaci ostatních kompenzačních strategií se postupovalo stejným způsobem.

Prezentované grafy uvádějí výsledné srovnání průběhů proudů před a po kompen-



Obr. 3.2: Srovnání průběhů fázových proudů $\boldsymbol{i}_{sabc}$ a proudů v dq- osách (otáčky 50 rad/s, bez zátěže). a)-c) Bez kompenzace. d)-f) Standardní kompenzace. g)-i) Pozorovatel rušivých napětí $\Delta\hat{\boldsymbol{v}}_{s\alpha\beta}$.

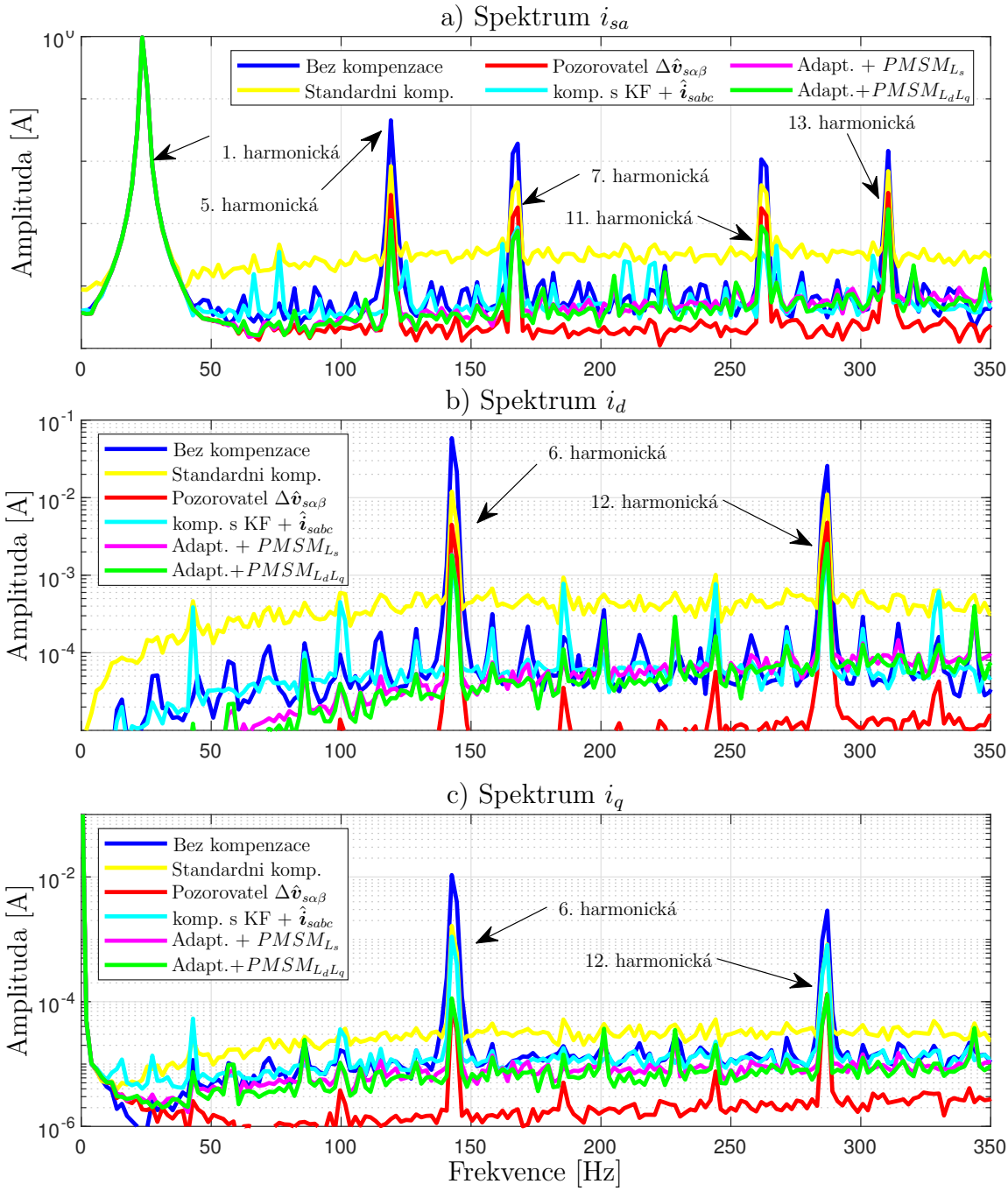


Obr. 3.3: Srovnání průběhů fázových proudů $\boldsymbol{i}_{sabc}$ a proudů v dq- osách (otáčky 50 rad/s, bez zátěže). a)-c) Pozorovatel s KF a detekce polarity z odhadovaných proudů. d)-f) Kombinace adaptivní části a pozorovatele napěťového rušení s modelem $PMSM_{L_s}$. g)-i) Adaptivní část + pozorovatel s modelem $PMSM_{L_dL_q}$.

zaci deformací výstupního napětí měniče pomocí popsaných strategií. Výsledky jsou prezentovány během ustáleného stavu při rychlosti rotoru 50 rad/s a bez zatížení. Z detailu průběhu fázových proudů $\boldsymbol{i}_{sabc}$ a proudů v dq- osách na Obr. 3.2 a)-c) je zřejmé, že bez kompenzace jsou průběhy výrazně narušeny deformací výstupního napětí měniče. Tato deformace se projevuje výskytem vyšších harmonických složek ve fázových proudech $\boldsymbol{i}_{sabc}$, které díky tomu nemají čistě sinusový průběh. Navíc se u fázových proudů $\boldsymbol{i}_{sabc}$ projevuje tendence se přiklánět k nulové hodnotě v oblasti jejich průchodu přes tuto hodnotu. Tyto deformace se následně prostřednictvím transformací (Parkovy, Clárkové) projeví v podobě zvlnění i v dq- proudech.

Harmonické zkreslení je evidentní ze zobrazeného spektra a-fázového proudu a spekter proudů v dq- osách na Obr. 3.4. Spektra byla získána aplikací Fourierovy transformace (FFT) v prostředí MATLAB. Z ní vyplývá, že ve spektru proudu a-fáze je dominantní pátá, sedmá, jedenáctá a třináctá harmonická složka (pro b-, c-fáze lze získat obdobné výsledky), což odpovídá teoretickým předpokladům. Tyto parazitní harmonické složky se transformují do podoby 6. a 12. harmonické složky ve spektrech proudů d- a q- složky (frekvence 6. a 12. harmonické jsou odvozeny od frekvence 1. harmonické složky fázového proudu i_{sa}).

Aplikací kompenzačních straregií bylo ve všech případech dosaženo potlačení



Obr. 3.4: Porovnání frekvenčních spekter proudů jednotlivých částí kompenzace (otáčky50 rad/s). a) Spektrum proudu a- fáze. b) Spektrum d- složky proudu. c) Spektrum q- složky proudu.

projevů nežádoucích deformací výstupních napětí měniče. Významě pokleslo harmonické zkreslení proudu v a- fázi a zvlnění d- a q- složky proudu, což dokazují průběhy proudů z Obr. 3.2 a Obr. 3.3 a také srovnání spekter proudů z Obr. 3.4. Číselné vyjádření poklesů dominantních parazitních harmonických složek a výsledné indexy harmonického zkreslení proudů pro prezentované kompenzační metody i jejich dílčí části jsou uvedeny v souhrné Tab. 3.1. Z těchto výsledků vyplývá, že

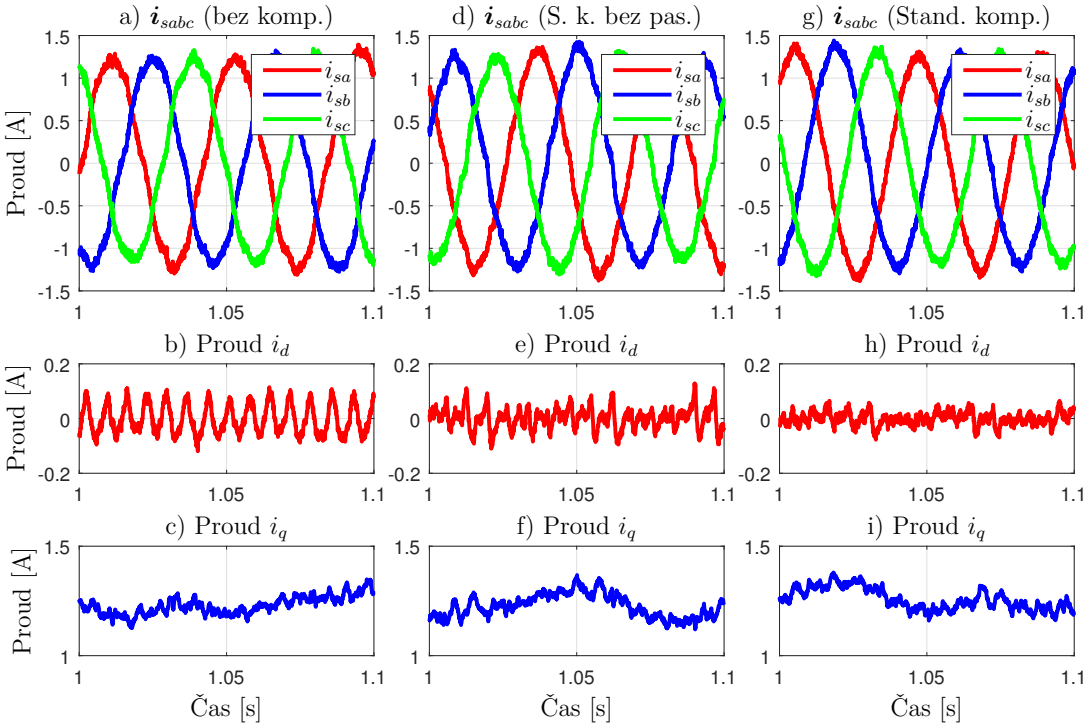
Tab. 3.1: Harmonické zkreslení proudů - Simulace ($\omega_r = 50$ rad/s, bez zátěže)

Metoda	**5. harm.** $f_5 = 119,1$ Hz HRI_5 [%]	**7. harm.** $f_7 = 167$ Hz HRI_7 [%]	**11. harm.** $f_{11} = 262,7$ Hz HRI_{11} [%]	**13. harm.** $f_{13} = 310,5$ Hz HRI_{13} [%]	HD [%]
Bez kompenzace	4,67	3,30	1,94	1,51	6,22
Standardní komp. bez pásma necitlivosti	0,86	0,79	0,75	0,72	1,56
Pozorovatel $\Delta\hat{\boldsymbol{v}}_{s\alpha\beta}$	0,29	0,31	0,32	0,32	0,62
Adapt. metoda s KF	0,53	0,59	0,54	0,59	1,12
Adaptivní metoda s KF + $\hat{\boldsymbol{i}}_{sabc}$	0,09	0,15	0,06	0,16	0,24
Adaptivní metoda	0,87	0,71	0,57	0,53	1,36
Pozor. s $PMSM_{L_s}$	0,69	0,71	0,71	0,69	1,40
Pozor. s $PMSM_{L_dL_q}$	0,69	0,71	0,69	0,67	1,39
Adapt. + $PMSM_{L_s}$	0,12	0,13	0,16	0,18	0,3
Adap. + $PMSM_{L_dL_q}$	0,11	0,13	0,16	0,17	0,29

všechny prezentované kompenzační strategie dosahují výraznějšího potlačení nežádoucích projevů deformací výstupního napětí měniče než standardní kompenzační strategie. Nejnižšího indexu harmonického zkreslení je dosaženo pomocí adaptivní kompenzační strategie využívající Kalmanuv filtr a detekující polaritu kompenzačních napětí z odhadovaných proudů.

3.6 Výsledky experimentů

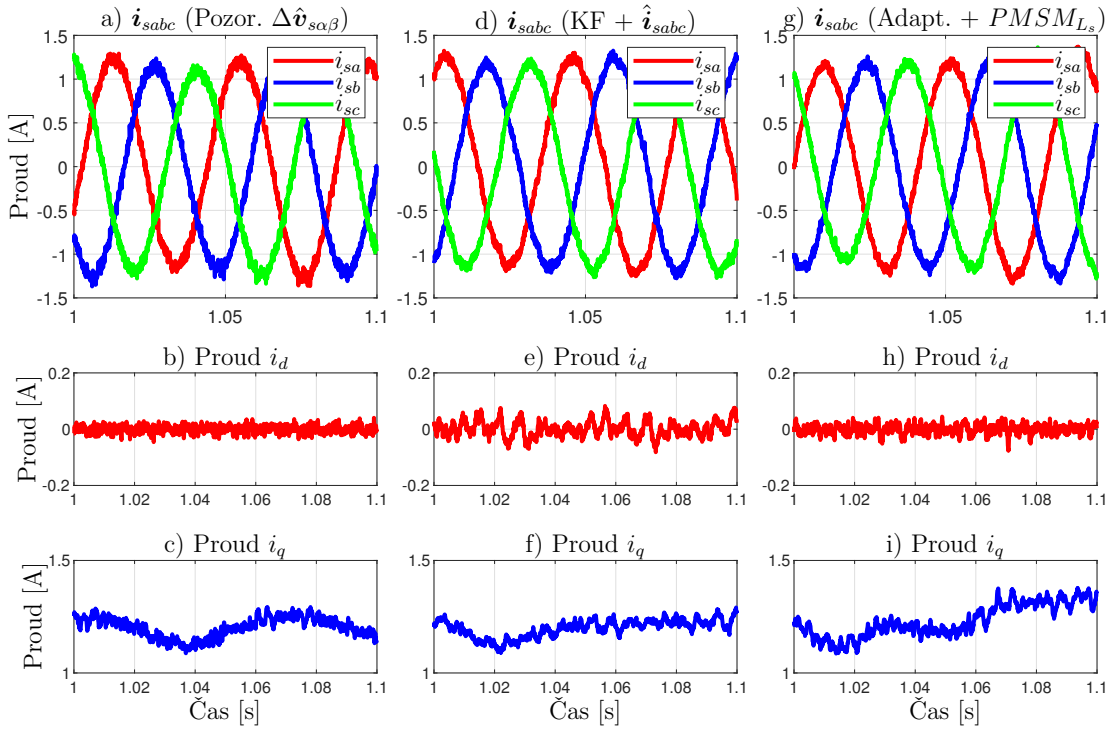
Navržené kompenzační strategie byly ověřeny na reálném systému, který tvoří PMSM spřažený s stejnosměrným motorem sloužícím jako zátěž. Systém je řízen real-time platformou dSPACE DS1103, do které je implementován algoritmus vektorového řízení PMSM s kompenzačními strategiemi. V případě metody, která kombinuje adaptivní přístup s pozorovatelem založeným na modelu PMSM byla implementována pouze jednodušší varianta pozorovatele s modelem $PMSM_{L_s}$. Přínos složitější varianty s modelem $PMSM_{L_dL_q}$ byl pro daný typ PMSM, který má téměř stejnou příčnou a podélnou indukčnost, minimální, jak naznačují provedené simulace. Byly provedeny dva typy experimentů pro nezatížení PMSM a pro zatížený momentem stejnosměrného motoru. Zde jsou prezentovány pouze výsledky, které byly naměřeny během ustáleného stavu při otáčkách rotoru 50 rad/s a pouze pro případ bez zátěže.



Obr. 3.5: Srovnání průběhů fázových proudů $\boldsymbol{i}_{sabc}$ a proudů v dq- osách (otáčky 50 rad/s, bez zátěže). a)-c) Bez kompenzace. d)-f) Standardní kompenzace bez pásma necitlivosti. g)-i) Standardní kompenzace s pásmem necitlivosti.

Průběhy fázových proudů $\boldsymbol{i}_{sabc}$ a proudů v dq- osách bez kompenzace jsou zobrazeny na Obr. 3.5 a)-c). Deformace výstupního napětí měniče způsobuje harmonické zkreslení proudů, které koresponduje s průběhy ze simulací. Standardní kompenzační strategie bez i s pásmem necitlivosti potlačí zkreslení proudů pouze částečně, jak je patrné z poklesu dominantních parazitních harmonických složek ve srovnání spekter proudů na Obr. 3.7 a průběhu proudů na Obr. 3.5 d)-i). Navržené kompenzační strategie si vedou lépe.

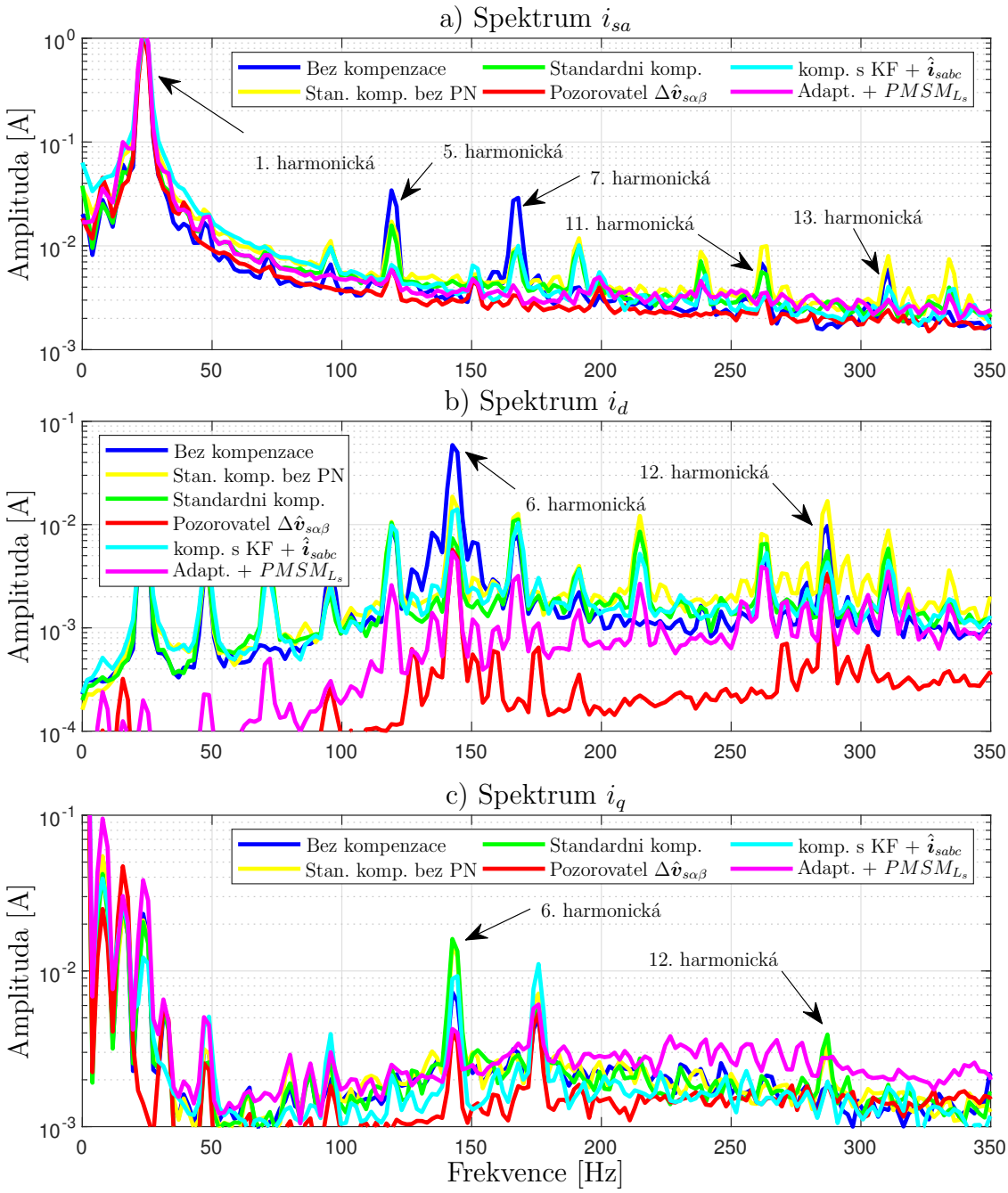
Jejich aplikací dojde ve všech případech k výraznému potlačení dominantních parazitních harmonických složek (5., 7., 11. a 13. harmonická), které jsou příčinou harmonické deformace fázových proudů. Díky tomu dojde k potlační amplitudy 6. a 12. harmonické a tím i k redukci zvlnění proudů $\boldsymbol{i}_{dq}$, jak je zřetelné z detailu průběhů na Obr. 3.6 a porovnání spekter proudů na Obr. 3.7. Číselné vyjádření poklesů parazitních harmonických složek a výsledné indexy harmonického zkreslení proudů jsou uvedeny v souhrnné Tab. 3.2. Z ní vyplývá, že pomocí metody kombinující adaptivní přístup a pozorovatel s modelem $PMSM_{L_s}$ bylo dosaženo nejlepších výsledků. Úrovň indexu harmonického zkreslení byla nejnižší (HD = 0,68 %) ze všech prezentovaných metod.



Obr. 3.6: Srovnání průběhů fázových proudů $\boldsymbol{i}_{sabc}$ a proudů v dq- osách (otáčky 50 rad/s, bez zátěže). a)-c) Pozorovatel rušivých napětí $\Delta\hat{\boldsymbol{v}}_{s\alpha\beta}$. d)-f) Pozorovatel s KF a detekce polarity z odhadovaných proudů. g)-i) Kombinace adaptivní části a pozorovatele napěťového rušení s modelem $PMSM_{L_s}$.

Tab. 3.2: Harmonické zkreslení proudů - Experiment na reálném PMSM ($\omega_r = 50$ rad/s, bez zátěže)

Metoda	**5. harm.** $f_5 = 119,1$ Hz HRI_5 [%]	**7. harm.** $f_7 = 168$ Hz HRI_7 [%]	**11. harm.** $f_{11} = 261,7$ Hz HRI_{11} [%]	**13. harm.** $f_{13} = 310,5$ Hz HRI_{13} [%]	HD [%]
Bez kompenzace	2,89	2,44	0,57	0,49	3,86
Standardní komp. bez pásma necitlivosti	1,60	0,91	0,92	0,74	2,20
Standardní komp.	1,33	0,77	0,47	0,25	1,63
Pozorovatel $\Delta\hat{\boldsymbol{v}}_{s\alpha\beta}$	0,69	0,37	0,34	0,27	0,89
KF + $\hat{\boldsymbol{i}}_{sabc}$	0,55	0,83	0,29	0,34	1,09
Adapt. + $PMSM_{L_s}$	0,47	0,33	0,28	0,24	0,68



Obr. 3.7: Porovnání frekvenčních spekter proudů (otáčky 50 rad/s, bez zátěže). a) Spektrum proudu a- fáze. b) Spektrum d- složky proudu. c) Spektrum q- složky proudu.

ZÁVĚR

Shrnutí: Hlavním cílem práce bylo provedení analýzy nelinearit napěťového měniče a následný návrh kompenzačních algoritmů, které potlačí negativní projevy nelinearit při řízení střídavých elektrických pohonů. V rámci práce byl podrobně prostudován vliv dominantní nelinearity mrtvé doby a dalších nelinearit na deformaci výstupního napětí měniče. Na základě provedené analýzy a rozboru současného stavu problematiky bylo navrženo několik kompenzačních strategií, které rozšiřují stávající metody, nebo přicházejí s novým přístupem. Práce se zaměřuje pouze na metody, které lze aplikovat bez zásahu do konstrukce měniče. Cílem při jejich návrhu bylo dosažení kompromisu mezi maximálním potlačením negativních projevů nelinearit a celkovou jednoduchostí kompenzačního algoritmu. Při návrhu byly upřednostňovány metody, které jsou nezávislé na parametrech měniče a typu použitého spínacího prvku. Výsledkem práce je návrh tří pokročilých algoritmů pro kompenzaci nelinearit měniče při řízení PMSM a návrh dvou algoritmů pro asynchronní motory, které nejsou v tomto shrnutí prezentovány. Práce se dále zabývá jejich ověřením pomocí simulací a pomocí experimentů na reálném PMSM a asynchronním motoru.

Dosažené cíle: Za účelem odhadu rušivých napětí byl sestaven pozorovatel v přírůstkovém tvaru, který je založen na modelu PMSM. Mezi jeho přínosy patří zavedení váhování odchylek mezi měřenými a odhadovanými proudy. Většina standardně používaných pozorovatelů při odhadu kompenzačních napětí pracuje pouze s modelem PMSM v dopředné vazbě bez možnosti jakkoliv ovlivnit jeho dynamiku. Dále jeho aplikovatelnost na různé typy měničů bez závislosti na typu použitých spínacích prvků a znalosti dalších parametrů. Naopak, pozorovatel je závislý na relativně přesné znalosti parametrů PMSM, bez kterých nelze dosáhnout uspokojivých výsledků.

Další zcela nový přístup je založen na pozorovateli, který využívá Kalmanovu filtraci. Díky tomu je získán odhad velikosti průměrného ztrátového napětí během jedné periody PWM, které se běžně určuje na základě parametrů měniče. Kvalita kompenzace byla v dalším kroku ještě zvýšena, v rámci detekce polarity fázových proudů byly měřené proudy nahrazeny jejich odhady. Největším problémem při aplikaci pozorovatele je vysoká výpočetní náročnost algoritmu Kalmanova filtru a nutnost nastavit kovarianční matice, což může být obtížnější ve srovnání s nastavením ostatních prezentovaných kompenzačních strategií. Tento pozorovatel byl v rámci nové publikace [37] modifikován k přímému odhadu kompenzačních napětí v *dq*-souřadnicovém systému. Díky tomu odpadá nutnost detekce polarity proudu k určení kompenzačních napětí, za cenu rozšíření modelu PMSM o čtvrtý stav.

Poslední metoda kompenzace navržená pro PMSM kombinuje adaptivní přístup

s pozorovatelem rušivých napětí a díky tomu kombinuje i výhody obou přístupů. Předností adaptivní části je zavedení zpětné vazby od velikosti harmonického zvlnění d- složky proudu, na jehož základě je adaptována velikost průměrného ztrátového napětí během jedné periody PWM. Slabinou této části je poměrně pomalý postup adaptace (šest kroků za jednu elektrickou otáčku) a závislost na přesné detekci polarity fázových proudů. Úkolem pozorovatele zařazeného v dopředné vazbě je potlačit zbytková rušivá napětí. Přesnost odhadu kompenzačních napětí je závislá na parametrech a věrohodnosti samotného modelu PMSM.

Všechny prezentované kompenzační strategie dokázaly výrazným způsobem potlačit negativní projevy deformací výstupních napětí, které jsou způsobeny nelinearitami měniče. Ve všech případech si vedly lépe než standardní kompenzace, která je uváděna pro základní srovnání. Nejlepších výsledků z navržených metod, které byly ověřeny na reálném PMSM, dosahuje metoda kombinující adaptivní přístup s pozorovatelem rušivých napětí.

LITERATURA

[1] Attaianese, C.; Tomasso, G.: Optimized modulation for PWM rectifiers. In *2002 IEEE Power Engineering Society Winter Meeting. Conference Proceedings*, IEEE, 2002, ISBN 0-7803-7322-7, s. 1264–1269, doi:10.1109/PESW.2002.985219.

[2] Bedetti, N.; Calligaro, S.; Petrella, R.: Accurate modeling, compensation and self-commissioning of inverter voltage distortion for high-performance motor drives. In *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*, IEEE, mar 2014, ISBN 978-1-4799-2325-0, s. 1550–1557, doi:10.1109/APEC.2014.6803513.

[3] Bolognani, S.; Peretti, L.; Zigliotto, M.: Repetitive-Control-Based Self-Commissioning Procedure for Inverter Nonidealities Compensation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, sep 2008: s. 1587–1596, ISSN 0093-9994, doi:10.1109/TIA.2008.2002280.

[4] Dafang, W.; Bowen, Y.; Cheng, Z.; aj.: A Feedback-Type Phase Voltage Compensation Strategy Based on Phase Current Reconstruction for ACIM Drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, sep 2014: s. 5031–5043, ISSN 0885-8993, doi:10.1109/TPEL.2013.2285399.

[5] Hag-Wone Kim; Myung-Joong Youn; Kwan-Yuhl Cho; aj.: Nonlinearity estimation and compensation of PWM VSI for PMSM under resistance and flux linkage uncertainty. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, rok 14, 4, jul 2006: s. 589–601, ISSN 1063-6536, doi:10.1109/TCST.2006.876622.

[6] Haruna, J.; Ikegami, S.; Hoshi, N.: A dead-time compensation method on A PWM control scheme for a 6 switches two PMSMs drive inverter. In *2013 1st International Future Energy Electronics Conference (IFEEC)*, IEEE, nov 2013, ISBN 978-1-4799-0073-2, s. 143–148, doi:10.1109/IFEEC.2013.6687494.

[7] Hwang, Seon-Hwan, J.-M. K.: Dead Time Compensation Method for Voltage-Fed PWM Inverter. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, mar 2010: s. 1–10, ISSN 0885-8969, doi:10.1109/TEC.2009.2031811.

[8] Hyun-Soo Kim; Kyeong-Hwa Kim; Myung-Joong Youn: On-line dead-time compensation method based on time delay control. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, mar 2003: s. 279–285, ISSN 1063-6536, doi:10.1109/TCST.2003.809251.

[9] Jong-Woo Choi; Seung-Ki Sul: A new compensation strategy reducing voltage/current distortion in PWM VSI systems operating with low output voltages. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1995: s. 1001–1008, ISSN 00939994, doi:10.1109/28.464512.

[10] Jong-Woo Choi, J.-W.; Seung-Ki Sul, S.-K.: Inverter output voltage synthesis using novel dead time compensation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, mar 1996: s. 221–227, ISSN 08858993, doi:10.1109/63.486169.

[11] Kim, S.-Y.; Park, S.-Y.: Compensation of Dead-Time Effects Based on Adaptive Harmonic Filtering in the Vector-Controlled AC Motor Drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, jun 2007: s. 1768–1777, ISSN 0278-0046, doi: 10.1109/TIE.2007.895132.

[12] Lee, D. H.; Ahn, J.-W.: A Simple and Direct Dead-Time Effect Compensation Scheme in PWM-VSI. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2014: s. 1–1, ISSN 0093-9994, doi:10.1109/TIA.2014.2303932.

[13] Lihua Chen; Fang Zheng Peng: Dead-Time Elimination for Voltage Source Inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, mar 2008: s. 574–580, ISSN 0885-8993, doi:10.1109/TPEL.2007.915766.

[14] Lin, J.-L.: A new approach of dead-time compensation for PWM voltage inverters. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, apr 2002: s. 476–483, ISSN 10577122, doi:10.1109/81.995662.

[15] Morohoshi, T.; Hoshi, N.; Haruna, J.: Dead-time compensation scheme for adjustable dead-time controlled three-phase resonant snubber inverter. In *2013 IEEE ECCE Asia Downunder*, IEEE, jun 2013, ISBN 978-1-4799-0482-2, s. 836–841, doi:10.1109/ECCE-Asia.2013.6579201.

[16] Munoz, A.; Lipo, T.: On-line dead-time compensation technique for open-loop PWM-VSI drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1999: s. 683–689, ISSN 08858993, doi:10.1109/63.774205.

[17] Sam-Young Kim; Wootaik Lee; Min-Sik Rho; aj.: Effective Dead-Time Compensation Using a Simple Vectorial Disturbance Estimator in PMSM Drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, may 2010: s. 1609–1614, ISSN 0278-0046, doi:10.1109/TIE.2009.2033098.

[18] Sang-Hoon Kim; In-Bum Seo; Nae-Chun Park: Flux-weakening control of PMSM considering inverter nonlinearity. In *Proceedings of The 7th International Power Electronics and Motion Control Conference*, IEEE, jun 2012, ISBN 978-1-4577-2085-7, s. 2377–2383, doi:10.1109/IPEMC.2012.6259227.

[19] Sul, S.-K.: Control of Electric Machine Drive Systems (IEEE Press Series on Power Engineering). Wiley-IEEE Press, 2011, ISBN 978-0470590799, str. 424.

[20] Urasaki, N.; Senjyu, T.; Uezato, K.; aj.: On-line dead-time compensation method for permanent magnet synchronous motor drive. In *2002 IEEE International Conference on Industrial Technology, 2002. IEEE ICIT '02.*, IEEE, 2002, ISBN 0-7803-7657-9, s. 268–273, doi:10.1109/ICIT.2002.1189905.

[21] Urasaki, N.; Senjyu, T.; Uezato, K.; aj.: Adaptive Dead-Time Compensation Strategy for Permanent Magnet Synchronous Motor Drive. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, jun 2007: s. 271–280, ISSN 0885-8969, doi:10.1109/TEC.2006.875469.

[22] Wang, G. L.; Xu, D. G.; Yu, Y.: A novel strategy of dead-time compensation for PWM voltage-source inverter. In *2008 Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, IEEE, feb 2008, ISBN 978-1-4244-1873-2, ISSN 1048-2334, s. 1779–1783, doi:10.1109/APEC.2008.4522967.

[23] Xinmei Yuan; Brown, I.; Lorenz, R.; aj.: Observer-based inverter disturbance compensation. In *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, IEEE, sep 2009, ISBN 978-1-4244-2893-9, s. 2520–2527, doi:10.1109/ECCE.2009.5316413.

[24] Yong-Kai Lin; Yen-Shin Lai: Dead-Time Elimination of PWM-Controlled Inverter/Converter Without Separate Power Sources for Current Polarity Detection Circuit. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, jun 2009: s. 2121–2127, ISSN 0278-0046, doi:10.1109/TIE.2009.2014305.

[25] Zhang, Z.; Xu, L.: Dead-Time Compensation of Inverters Considering Snubber and Parasitic Capacitance. *IEEE Transactions on Power Electronics*, jun 2014: s. 3179–3187, ISSN 0885-8993, doi:10.1109/TPEL.2013.2275551.

[26] Zhao, H.; Wu, Q.; Kawamura, A.: An Accurate Approach of Nonlinearity Compensation for VSI Inverter Output Voltage. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2004: s. 1029–1035, ISSN 0885-8993, doi:10.1109/TPEL.2004.830072.

[27] Zitzelsberger, J.; Hofmann, W.: Space Vector Modulation with Current Based Dead Time Compensation using Kalman-Filter. In *IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, IEEE, nov 2006, ISBN 1-4244-0390-1, ISSN 1553-572X, s. 1533–1538, doi:10.1109/IECON.2006.347612.

VLASTNÍ PUBLIKAČNÍ ČINNOST

[28] Buchta, L.: Návrh a implementace Hinfinity regulátorů. In *Workshop Perspektivní projekty vývoje řídicích a senzorických technologií 2012*, Trojanovice: LITERA BRNO, Tábor 43a, 612 00, 2012, ISBN 978-80-214-4527- 7, s. 39–44.

[29] Buchta, L.: Dead-Time Compensation in Vector Controlled AC System. In *In Proceeding of the 19th Conference STUDENT EEICT 2013*, Brno: LITERA BRNO, Tábor 43a, 612 00, 2013, ISBN 978-80-214-4695- 3, s. 67–71.

[30] Buchta, L.: Dead-time compensation method using Kalman filter in the vector-controlled ac system. In *20th International Conference on Soft Computing*, Brno, 2014, ISBN 978-80-214-4984- 8, s. 387–392.

[31] Buchta, L.: Dead-Time Compensation Method with Harmonic Compensator. In *In Proceeding of the 20th Conference STUDENT EEICT 2014*, Brno, 2014, s. 57–61.

[32] Buchta, L.: Online Adaptive Compensation Scheme for Dead-Time and Inverter Nonlinearity in PMSM Drive. *IFAC-PapersOnLine*, 2016: s. 43–48, ISSN 24058963, doi:10.1016/j.ifacol.2016.12.008.

[33] Buchta, L.; Dvořáček, M.: Performance, Robustness and Implementation of controllers. In *Proceeding of the 18th Conference STUDENT EEICT 2012*, Brno: LITERA BRNO, Tábor 43a, 612 00, 2012, ISBN 978-80-214-4461- 4, s. 92–94.

[34] Buchta, L.; Graf, M.; Vesely, I.: Dead-Time Compensation Method with Adaptive Bandpass Filter in the Vector-Controlled AC System. *IFAC Proceedings Volumes*, sep 2013: s. 62–67, ISSN 14746670, doi:10.3182/20130925-3-CZ-3023.00033.

[35] Buchta, L.; Otava, L.: Online adaptive compensation scheme for inverter nonlinearity in PMSM drive. In *2015 7th International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops (ICUMT)*, IEEE, oct 2015, ISBN 978-1-4673-9283-9, s. 166–171, doi:10.1109/ICUMT.2015.7382422.

[36] Buchta, L.; Otava, L.: Adaptive compensation of inverter non-linearities based on the Kalman filter. In *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, IEEE, oct 2016, ISBN 978-1-5090-3474-1, s. 4301–4306, doi:10.1109/IECON.2016.7793370.

[37] Buchta, L.; Otava, L.: Compensation of Dead-Time Effects Based on Kalman Filter for PMSM Drives. *IFAC-PapersOnLine*, 2018: s. 18–23, ISSN 24058963, doi:10.1016/j.ifacol.2018.07.123.

[38] Buchta, L.; Otava, L.; Graf, M.: Effective dead-time compensation using adaptive harmonic compensator. *IFAC-PapersOnLine*, 2015, ISSN 24058963, doi: 10.1016/j.ifacol.2015.07.057.

[39] Buchta, L.; Pohl, L.: Dead-time compensation strategy with adaptive harmonic compensator. In *2014 International Conference on Applied Electronics*, IEEE, sep 2014, ISBN 978-8-0261-0277-9, ISSN 1803-7232, s. 59–62, doi:10.1109/AE.2014.7011668.

[40] Buchta, L.; Pohl, L.: Online compensation of inverter non-linearities using a simple voltage disturbance estimator in PMSM drives. In *2016 6th IEEE International Conference on Control System, Computing and Engineering (ICCSCE)*, IEEE, 2016, ISBN 978-1-5090-1178-0, s. 135–140, doi:10.1109/ICCSCE.2016.7893559.

Životopis autora

Jméno:	Luděk Buchta
Datum narození:	24. 12. 1987

2012 - 2019	Vysoké učení technické v Brně
	Doktorské studium, Fakulta elektroniky a komunikačních technologií
	Obor: Kybernetika, automatizace a měření
2010 - 2012	Vysoké učení technické v Brně
	Magisterské studium, Fakulta elektroniky a komunikačních technologií
	Obor: Kybernetika, automatizace a měření
2007 - 2010	Vysoké učení technické v Brně
	Bakalářské studium, Fakulta elektroniky a komunikačních technologií
	Obor: Automatizační a měřicí technika
2003 - 2007	Střední průmyslová škola elektrotechnická Brno, Kounicova 16
	Obor: Automatizace

Účast v projektech

8A17003	I-MECH - Intelligent Motion Control Platform for Smart Mechatronic Systems
TE02000103	CIDAM - Center for Intelligent Drives and Advanced Machine Control
TE01020197	CAK3 - Centrum aplikované kybernetiky 3
8A15001	3CCAR - Integrated Components for Complexity Control in affordable electrified cars
7H14011	EMC2 - Embedded Multi-Core Systems for Mixed Criticality Applications in Dynamic and Changeable Real-Time Environments
FEKT-S-14-2429	Výzkum nových řídicích metod, měřicích postupů a inteligentních prostředků v automatizaci
FEKT-S-11-6	Podpora výzkumu moderních metod a prostředků v automatizaci
Komerční zakázka: PROJECTSOFT	WHT model and WHT control algorithm for the azimuth and elevation axes