



**VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ**

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH  
TECHNOLOGIÍ**

**ÚSTAV AUTOMATIZACE A MĚŘICÍ TECHNIKY**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION  
DEPARTMENT OF CONTROL AND INSTRUMENTATION

# **ALGORITMY MONITOROVÁNÍ A DIAGNOSTIKY ELEKTRICKÝCH POHONŮ ZALOŽENÉ NA MODELU**

ALGORITHMS OF MODEL BASED ELECTRICAL DRIVES MONITORING AND DIAGNOSTICS

**DIPLOMOVÁ PRÁCE**

MASTER'S THESIS

**AUTOR PRÁCE**

AUTHOR

**Bc. MARTIN KOZEL**

**VEDOUCÍ PRÁCE**

SUPERVISOR

**doc. Ing. PAVEL VÁCLAVEK, Ph.D.**

BRNO 2014



VYSOKÉ UČENÍ  
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky  
a komunikačních technologií

Ústav automatizace a měřicí techniky

# Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor  
Kybernetika, automatizace a měření

**Student:** Bc. Martin Kozel

**ID:** 141934

**Ročník:** 2

**Akademický rok:** 2013/2014

## NÁZEV TÉMATU:

**Algoritmy monitorování a diagnostiky elektrických pohonů založené na modelu**

## POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

V rámci práce budou studovány modely elektrických pohonů s typickými poruchami. S využitím těchto modelů budou navrhovány algoritmy pro detekci poruch a nestandardního chování pohonů. Zadáání lze shrnout do následujících bodů:

1. Zpracujte rešerši týkající se modelování a detekce poruch v elektrických pohonech.
2. V prostředí Matlab-Simulink připravte model synchronního motoru s permanentními magnety umožňující modelovat typické základní poruchy synchronního motoru.
3. Simulačně ověřte existující algoritmy detekce poruch pohonu.
4. Realizujte vlastní řešení algoritmu pro detekci rozpojeného a zkratovaného vinutí.
5. Simulačně ověřte a vyhodnoťte chování navrženého algoritmu.

## DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] Caha, Z.; Černý, M. : Elektrické pohony, Praha, SNTL 1990.
- [2] Vas, P.: Parameter estimation, condition monitoring, and diagnosis of electrical machines, 1993.
- [3] L. Liu, "Robust Fault Detection and Diagnosis for Permanent Magnet Synchronous Motors," 2006.

**Termín zadání:** 10.2.2014

**Termín odevzdání:** 19.5.2014

**Vedoucí práce:** doc. Ing. Pavel Václavek, Ph.D.

**Konzultanti diplomové práce:**

**doc. Ing. Václav Jirsík, CSc.**

*Předseda oborové rady*

## UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

## **Abstrakt**

Tato práce se zabývá studiem elektrických pohonů s typickými poruchami. Jsou zde představeny a nasimulovány modely PMSM se zkratem na vinutí. Tyto modely zahrnují varianty motoru s jednou pólovou dvojicí a s více pólovými dvojicemi. Dále jsou v této práci představeny a vyzkoušeny metody detekce interních poruch motoru a selhání měřících senzorů založené na modelu.

## **Klíčová slova**

PMSM, PSO, FDD, zkrat na vinutí, porucha senzoru

## **Abstract**

The aim of this thesis is to investigate PMSM models with internal faults. Two fault models are introduced. One of them is suitable for simulation of stator winding inter-turn short fault in case of one pole-pair motor and other one for simulation of inter-turn fault in case of multiple pole-pair motor. There are described some methods for model based fault detection of internal faults and sensor faults.

## **Keywords**

PMSM, PSO, FDD, inter-turn fault, sensor fault

### **Bibliografická citace:**

KOZEL, M. *Algoritmy monitorování a diagnostiky elektrických pohonů založené na modelu*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2014. 48s. Vedoucí diplomové práce byl doc. Ing. Pavel Václavek, Ph.D.

## **Prohlášení**

„Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Algoritmy monitorování a diagnostiky elektrických pohonů založené na modelu jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne: 19. května 2014

.....  
podpis autora

## **Poděkování**

Děkuji vedoucímu diplomové práce doc. Ing. Pavlu Václavkovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne: 19. května 2014

.....  
podpis autora

# Obsah

<b>1</b>	<b>Úvod</b>	<b>8</b>
<b>2</b>	<b>Modelování zdravého a poškozeného PMSM</b>	<b>9</b>
2.1	Modelování PMSM ve statorových souřadnicích . . . . .	9
2.2	Modelování PMSM v rotorových souřadnicích . . . . .	11
2.3	Model PMSM se zkratovaným vinutím ( $P_p = 1$ ) . . . . .	13
2.3.1	Simulace PMSM se zkratovaným vinutím ( $P_p = 1$ ) . . . . .	16
2.4	Model PMSM se zkratovaným vinutím ( $P_p > 1$ ) . . . . .	17
2.4.1	Simulace PMSM se zkratovaným vinutím ( $P_p > 1$ ) . . . . .	21
<b>3</b>	<b>Detekce selhání měřících senzorů</b>	<b>23</b>
3.1	Detekce založená na nelineární paritě . . . . .	23
3.2	Simulace detekce selhání měřících senzorů . . . . .	25
<b>4</b>	<b>Detekce vnitřní poruchy motoru</b>	<b>27</b>
4.1	Adaptivní estimace parametrů . . . . .	27
4.1.1	Simulace adaptivní estimace parametrů . . . . .	29
4.2	Estimace parametrů algoritmem PSO . . . . .	30
4.2.1	Simulace estimace parametrů algoritmem PSO . . . . .	32
<b>5</b>	<b>Pozorovatelnost PMSM</b>	<b>35</b>
<b>6</b>	<b>Návrh algoritmu pro detekci poruch</b>	<b>39</b>
<b>7</b>	<b>Závěr</b>	<b>47</b>

# 1 Úvod

Tato práce se zabývá výzkumem typických elektrických poruch střídavých pohonů. Za tímto účelem jsou představeny dva zdravé a dva poškozené modely motoru. Poškozené modely simulují nejběžnější elektrickou poruchu při běžném provozu motoru: zkrat na vinutí. Tento zkrat může být modelován různými způsoby. Jednodušší možnost zahrnuje pouze případ motoru s jednou pólovou dvojicí, složitější pak zahrnuje i případy s vícepólovými motory. Skupina elektrických pohonů je velice široká, proto se v této práci omezíme pouze na typické poruchy PMSM.

PMSM (synchronní motor s permanentními magnety) je stále více používán v oblasti trakce, automobilového průmyslu, robotiky a letectví. Jedná se o synchronní stroj, kde se rotor otáčí synchronně s točivým magnetickým polem statoru. Rotor má místo budícího vinutí permanentní magnety. Speciální slitiny s velkou remanencí, ze kterých jsou vyrobeny rotorové magnety, způsobují, že tento motor dosahuje více než dvojnásobného zmenšení rozměrů a hmotnosti oproti asynchronnímu motoru se stejnými otáčkami a výkonem. Vzhledem k lepší dostupnosti permanentních a magnetů a možnosti využít výkonnější polovodičová zařízení pro řízení a napájení těchto strojů nachází tato konstrukce motoru vzrůstající uplatnění. Zmenšení rozměrů a hmotnosti motoru předurčuje PMSM pro pohony bez převodovky. PMSM je pak konstruován jako pomaluběžný (vícepólový) s dostatečným výkonem a větší účinností danou nulovými Jouleovými ztrátami v rotoru a ztrátami v převodovce. Mezi další výhody lze zahrnout nepotřebu motor před rozběhem budit a momentovou přetížitelnost. Mezi nevýhody tohoto motoru patří vyšší cena, technologicky složitější výroba, nutnost dobrého chlazení (změna magnetických vlastností permanentních magnetů s teplotou), problematické odbuzování a řešení havarijních stavů.

V dalších kapitolách této práce je rozebrána detekce vnitřních poruch motoru a detekce selhání senzorů. Jsou představy některé známé algoritmy pro detekci těchto poruch. Budeme se zabývat i možností využití umělé inteligence při odhalování interního defektu motoru. Dále je zkoumána pozorovatelnost stroje pro případ, kdy estimujeme některé parametry motoru. Na závěr je představen vlastní algoritmus pro detekci typických poruch motoru.

## 2 Modelování zdravého a poškozeného PMSM

Tato kapitola popisuje dva odlišné zdravé modely PMSM a dva poškozené modely se zkratem na statorovém vinutí. První zdravý model je popsán v (abc) fázových souřadnicích, zatímco druhý je popsán v (dq) rotorových souřadnicích. Nejprve je představen trojfázový střídavý model, který může být do dvou fází převeden pomocí Parkovy transformace. Tento dvoufázový model je široce používán v oblasti řízení pohonů. Dále jsou představeny poškozené modely.

První poškozený model je vhodný pro případ, kdy pracujeme pouze s jednou pólovou dvojicí  $n_p = 1$  [1, 8]. Tento model je navržen jako trojfázový a zkrat na vinutí je zaveden na základě podobnosti tohoto systému s trojfázovým transformátorem [3]. V tomto případě je jako defektní brána fáze ( $b$ ) a počítáme s tím, že určité procento této fáze je zkratováno. Druhý model je vhodný v situaci, kdy  $n_p > 1$  [2]. U tohoto modelu je vinutí defektní fáze rozloženo na elementární části. Tyto části mají svůj odpor, vlastní indukčnost a vzájemnou indukčnost. Pomocí těchto elementárních částí a parametrů určujících rozsah poruchy, jsme schopni vytvořit model vícepólového motoru se zkratovaným vinutím. Tento model je uveden v trojfázovém systému souřadnic a později převeden do dvou fází.

Dynamika představených modelů je zkoumána v simulačním prostředí Matlab/Simulink, kde jsou v měřených výstupních veličinách ukázány příznaky zkratu na statorovém vinutí. V dalších kapitolách je vícepólový poškozený model využit k ověřování algoritmu detekce defektního stavu.

### 2.1 Modelování PMSM ve statorových souřadnicích

Elektrickou část dynamického systému PMSM můžeme popsat následující rovnicí:

$$u_{abc} = R_{abc}i_{abc} + L_{abc}\frac{di_{abc}}{dt} + \frac{d\psi_{mabc}}{dt} \quad (2.1)$$

kde  $u_{abc}$  představuje fázové vstupní napětí,  $i_{abc}$  jsou výstupní fázové proudy,  $R_{abc}$  představuje odpor statoru,  $L_{abc}$  je statorová indukčnost a  $\frac{d\psi_{mabc}}{dt}$  označuje derivaci magnetického indukčního toku, který je generován permanentním magnetem na straně rotoru. Tuto derivaci můžeme označit také jako napětí  $e_{abc}$  (back-EMF) a rozepsat jako:

$$e_{abc} = \frac{d\psi_{mabc}}{dt} = \psi_m \omega_r \begin{bmatrix} -\sin(\theta_r) \\ -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

kde  $\psi_m$  je velikost magnetického toku generovaného permanentními magnety,  $\omega_r$  představuje elektrickou úhlovou rychlost rotoru. Odpor statoru  $R_{abc}$  a statorovou indukčnost  $L_{abc}$  rozepíšeme maticově jako:

$$R_{abc} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

$$L_{abc} = \begin{bmatrix} L_{sl} + \bar{L}_m & -\frac{1}{2}\bar{L}_m & -\frac{1}{2}\bar{L}_m \\ -\frac{1}{2}\bar{L}_m & L_{sl} + \bar{L}_m & -\frac{1}{2}\bar{L}_m \\ -\frac{1}{2}\bar{L}_m & -\frac{1}{2}\bar{L}_m & L_{sl} + \bar{L}_m \end{bmatrix}$$

kde  $R_{a,b,c}$  jsou odpory v jednotlivých fázích statorového vinutí.  $L_{sl}$ ,  $\bar{L}_m$  jsou pozitivní konstanty označující: ztrátovou statorovou indukčnost a průměrnou magnetizační indukčnost vinutí. Tento tvar matice platí v případě, že uvažujeme motor s hladkým rotorem, který má identické magnetické cesty. V opačném případě je ještě třeba uvažovat změnu indukčnosti, kterou způsobuje neuniformní vzduchová mezera.  $L_{abc}$  pak mění svoji velikost v závislosti na elektrické úhlové pozici rotoru  $\theta_r$ . Nové prvky matice indukčnosti  $L_{abc}$  pak mají tvar:

$$L_{aa} = L_{sl} + \bar{L}_m - L_{\Delta m} \cos(2\theta_r)$$

$$L_{bb} = L_{sl} + \bar{L}_m - L_{\Delta m} \cos\left(2\theta_r + \frac{2}{3}\pi\right)$$

$$L_{cc} = L_{sl} + \bar{L}_m - L_{\Delta m} \cos\left(2\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right)$$

$$L_{ab} = L_{ba} = -\frac{1}{2}\bar{L}_m - L_{\Delta m} \cos\left(2\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right)$$

$$L_{ac} = L_{ca} = -\frac{1}{2}\bar{L}_m - L_{\Delta m} \cos\left(2\theta_r + \frac{2}{3}\pi\right)$$

$$L_{bc} = L_{cb} = -\frac{1}{2}\bar{L}_m - L_{\Delta m} \cos(2\theta_r)$$
(2.4)

kde  $L_{\Delta m}$  představuje amplitudu proměnné indukčnosti, která je způsobená neuniformní vzduchovou mezerou.

Mechanickou část PMSM můžeme popsat diferenciální rovnicí pro změnu elektrických otáček a elektrické úhlové pozice rotoru jako:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} n_p \left[ T_e - B_m \frac{\omega_r}{n_p} - T_L \right] \quad (2.5)$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \quad (2.6)$$

kde  $J$  je moment setrvačnosti,  $n_p$  počet pólových dvojic,  $T_e$  elektromagnetický moment,  $B_m$  koeficient tření a  $T_L$  zátěžový moment. Pro převod elektrických otáček rotoru na otáčky mechanické použijeme převodní vztah  $\omega_r = n_p \omega_m$ , podobně převedeme elektrickou úhlovou pozici rotoru na mechanickou  $\theta_r = n_p \theta_m$ . Elektromagnetický moment vyjádříme jako:

$$T_e = n_p \frac{i_{abc}^T e_{abc}}{\omega_r} = n_p i_{abc}^T \Psi_m \begin{bmatrix} -\sin(\theta_r) \\ -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

## 2.2 Modelování PMSM v rotorových souřadnicích

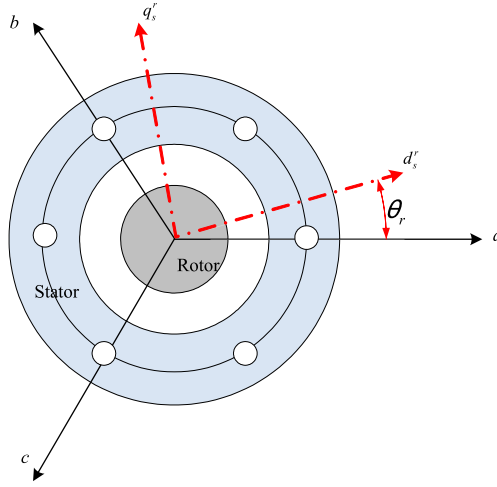
Parkova transformace je transformace souřadnic, která převádí stacionární třífázový souřadnicový systém do rotujícího souřadnicového systému. Pokud tuto transformaci aplikujeme na fázová napětí, která představují vstupy systému motoru, dostaneme:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta_r + \frac{2}{3}\pi) \\ -\sin(\theta_r) & -\sin(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

kde  $u_d$  je napětí v podélné ose (d) a  $u_q$  napětí ve svislé ose (q).  $\theta_r$  představuje úhel mezi rotujícím a stacionárním souřadnicovým systémem. V našem případě je referenční osa, od které se úhel měří zvolena souhlasně s osou fáze  $a$ , transformační úhel je tedy shodný s elektrickou úhlovou pozicí rotoru (obr. 4.1). V případě vyváženého třífázového systému je složka  $u_0$  rovna nule. Za předpokladu nesymetrických podmínek je nenulová hodnota komponenty  $u_0$  symptomem defektního stavu. Konstanta  $\frac{2}{3}$  je zavedena pro stejnou amplitudu signálů dvoufázového a třífázového systému.

Zpětnou transformaci z rotujícího souřadnicového systému do stacionárního můžeme zapsat:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) & 1 \\ \cos(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) & 1 \\ \cos(\theta_r + \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta_r + \frac{2}{3}\pi) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$



Obrázek 2.1: Vztah mezi stacionární a rotující soustavou souřadnic

Transformaci můžeme také zapsat ve své výkonově invariantní podobě s konstantou  $\sqrt{\frac{2}{3}}$  pro shodný výkon dvoufázové a třífázové soustavy.

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta_r + \frac{2}{3}\pi) \\ -\sin(\theta_r) & -\sin(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Zpětnou transformaci ve výkonově invariantní formě zapíšeme:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\theta_r + \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Parkovu transformaci můžeme aplikovat na elektrickou diferenciální rovnici motoru (2.1). Tímto dostaneme nové vyjádření pro derivaci fázových proudů jako:

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_d} [u_d - R_s i_d + \omega_r L_q i_q] \quad (2.12)$$

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_q} [u_q - R_s i_q - \omega_r L_d i_d - \omega_r \psi_m] \quad (2.13)$$

$L_{d,q}$  jsou indukčnosti v osách nového dvoufázového systému, tyto indukčnosti můžeme vyjádřit pomocí indukčností třífázové systému jako:

$$\begin{aligned} L_d &= \bar{L}_m + \frac{3}{2}L_{sl} + \frac{3}{2}L_{\Delta m} \\ L_q &= \bar{L}_m + \frac{3}{2}L_{sl} - \frac{3}{2}L_{\Delta m} \end{aligned} \quad (2.14)$$

Elektromagnetický moment ve dvoufázovém systému vyjádříme jako:

$$T_e = \frac{3}{4}n_p [i_q \psi_m + (L_d - L_q) i_q i_d] \quad (2.15)$$

Mechanickou část popisující derivaci elektrických otáček motoru můžeme zapsat:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3}{8} \frac{n_p^2}{J} [(L_d - L_q) i_q i_d + \psi_m i_q] - \frac{n_p}{2J} T_L \quad (2.16)$$

V případě, že uvažujeme motor se stejnými hodnotami indukčností  $L_d = L_q$ , můžeme elektrické diferenciální rovnice zjednodušit na:

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_{dq}} [u_d - R_s i_d + \omega_r i_q] \quad (2.17)$$

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_{dq}} [u_q - R_s i_q - \omega_r i_d - \omega_r \psi_m] \quad (2.18)$$

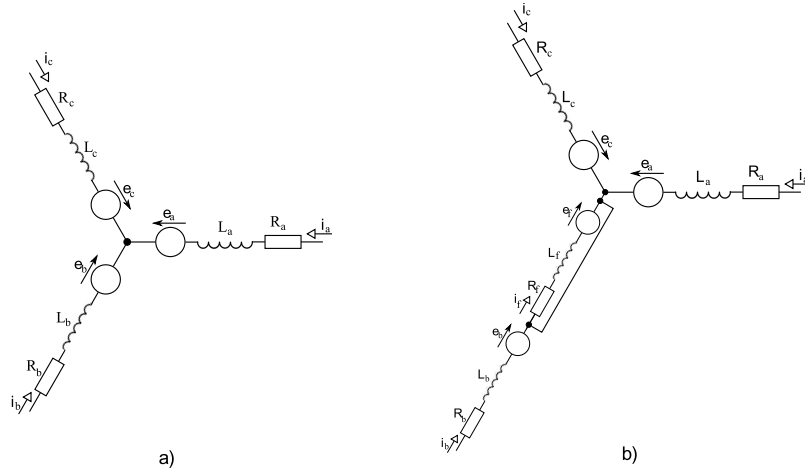
Pro mechanickou část pak platí:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3}{8} \frac{n_p^2}{J} \psi_m i_q - \frac{n_p}{2J} T_L \quad (2.19)$$

### 2.3 Model PMSM se zkratovaným vinutím ( $P_p = 1$ )

Tento model využívá podobnosti s modelem poškozeného třífázového transformátoru. V takovém případě je vinutí poškozené fáze rozděleno na dvě části: zdravou a zkratovanou. Zkratovaná část tvoří obvod generující stacionární magnetické pole, které modifikuje původní magnetické pole přidáním čtyřech propojených magnetických obvodů. Abychom vyjádřili velikost defektu, zavedeme parametr:  $\sigma = \frac{n_f}{n_s}$ , který značí poměr mezi počtem závitů zkratované části vinutí  $n_f$  a počtem závitů celého vinutí  $n_s$ . Elektrický model PMSM (2.1) je pak třeba rozšířit o  $u_f$ ,  $i_f$  a  $\psi_{mf}$ . Přičemž budeme očekávat, že  $u_f = 0$ . Pro další postup budeme uvažovat, že zkrat nastává ve fázi  $b$  (obr. 2.2).

Odpor satoru  $R_{abc}$  a magnetický tok permanentního magnetu  $\psi_{mabc}$  se změní úměrně k velikosti parametru  $\sigma$ .



Obrázek 2.2: Třífázový model PMSM a) za normálních podmínek b) se zkratem satorového vinutí ve fázi b

$$R_{abc f} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 & 0 \\ 0 & (1 - \sigma)R_b & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_c & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sigma R_f \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

$$\Psi_{mabc f} = \Psi_m \begin{bmatrix} -\sin(\theta_r) \\ -(1 - \sigma)\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sigma\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Celkovou satorovou indukčností  $L_{abc f}$  můžeme vyjádřit v maticovém tvaru:

$$L_{abc f} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab}^n & L_{ac} & L_{af} \\ L_{ba}^n & L_{bb}^n & L_{bc}^n & L_{bf} \\ L_{ca} & L_{cb}^n & L_{cc} & L_{cf} \\ L_{fa} & L_{fb} & L_{fc} & L_{ff} \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Jednotlivé prvky matice  $L_{abc f}$  mohou být spočítány na základě principu konzistence, ztráty a proporcionality. Pokud uvažujeme sériové zapojení indukčností  $L_{bb}^n$  a  $L_{ff}$ , pak platí vztah:

$$L_{bb}^n + 2L_{bf} + L_{ff} = L_{bb} \quad (2.23)$$

Tuto rovnici nazýváme princip konzistence. Princip ztráty je většinou reprezentován malou pozitivní konstantou definovanou jako ztrátový faktor. Tento faktor je přímo navázaný na proud, který protéká zkratovanou částí vinutí. Můžeme ho vyjádřit jako:

$$\delta_{bf} = 1 - \frac{L_{bf}^2}{L_{bb}^n L_{ff}} \quad (2.24)$$

Abychom mohli vyjádřit tři neznámé  $L_{bb}^n$ ,  $L_{ff}$ ,  $L_{bf}$ , musíme ke vztahům (2.23) a (2.24) přidat ještě další rovnici, které říkáme princip proporcionality.

$$\frac{L_{bb}^n}{L_{ff}} = k^2 = \left( \frac{n_s - n_f}{n_f} \right)^2 = \left( \frac{1 - \sigma}{\sigma} \right)^2 \quad (2.25)$$

Princip proporcionality je vyjádřen jako druhá mocnina poměru počtu závitů zdravé a zkratované části vinutí. Tento vztah platí pouze v případě, že je ztrátový faktor roven nule  $\delta_{bf} = 0$ . Nicméně lze dobré numerické aproximace dosáhnou i v případech, kdy je  $\delta_{bf}$  blízký nule.

Prvky  $L_{bb}^n$ ,  $L_{ff}$ ,  $L_{bf}$  statorové indukčnosti  $L_{abcf}$ , lze vyjádřit pomocí (2.23) až (2.25) jako:

$$L_{bb}^n = L_{bb} \frac{1}{\left( \frac{\sigma}{1-\sigma} \right)^2 + 2 \frac{\sigma}{1-\sigma} \sqrt{1 - \delta_{bf}} + 1} \quad (2.26)$$

$$L_{ff} = L_{bb} \frac{1}{\left( \frac{1-\sigma}{\sigma} \right)^2 + 2 \frac{1-\sigma}{\sigma} \sqrt{1 - \delta_{bf}} + 1} \quad (2.27)$$

$$L_{bf} = L_{bb} \frac{\sqrt{1 - \delta_{bf}}}{\frac{1-\sigma}{\sigma} + \frac{\sigma}{1-\sigma} + 2\sqrt{1 - \delta_{bf}}} \quad (2.28)$$

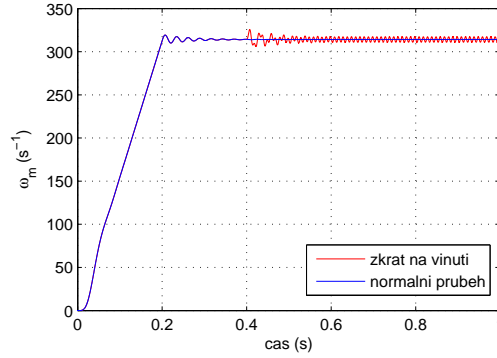
Ostatní prvky vzájemné indukčnosti matice  $L_{abcf}$  vyjádříme pomocí principu proporcionality:

$$L_{ba}^n = \frac{k}{1+k} L_{ba} = (1 - \sigma) L_{ba} \quad (2.29)$$

$$L_{bc}^n = \frac{k}{1+k} L_{bc} = (1 - \sigma) L_{bc}$$

$$L_{fa} = \frac{1}{1+k} L_{ba} = \sigma L_{ba} \quad (2.30)$$

$$L_{fc} = \frac{1}{1+k} L_{bc} = \sigma L_{bc}$$



Obrázek 2.3: Porovnání průběhu otáček zdravého a poškozeného motoru

Dosud nevyjádřené prvky matice  $L_{abcf}$  jsou buď symetrické nebo zůstávají stejné. V případě, že uvažujeme  $\delta_{bf} = 0$ , můžeme výslednou matici statorové indukčnosti zapsat:

$$L_{abcf} = \begin{bmatrix} L_s & (1 - \sigma)M & M & \sigma M \\ (1 - \sigma)M & (1 - \sigma)^2 L_s & (1 - \sigma)M & (1 - \sigma)\sigma M \\ M & (1 - \sigma)M & L_s & \sigma M \\ \sigma M & (1 - \sigma)\sigma M & \sigma M & \sigma^2 M \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

kde  $L_s = L_{sl} + \bar{L}_m$  značí vlastní indukčnost statorového vinutí a  $M = -\frac{1}{2}\bar{L}_m$  vzájemnou indukčnost statorového vinutí. V tomto případě uvažujeme motor s hladkým rotorem, kdy se prvky matice  $L_{abcf}$  nemění v závislosti na poloze rotoru  $\theta_r$ .

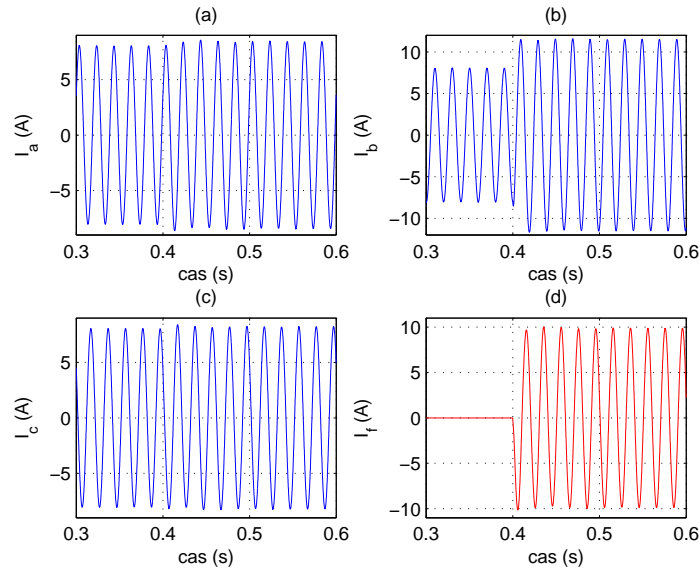
$R_{abcf}$  a  $L_{abcf}$  je v případě dynamického modelování zkratu na vinutí funkcí parametru  $\sigma$ . Tento model platí pouze v případě  $n_p = 1$ . Pokud máme větší počet pólových dvojic je třeba nalézt přesnější tvar matice statorové indukčnosti  $L_{abcf}$ .

### 2.3.1 Simulace PMSM se zkratovaným vinutím ( $P_p = 1$ )

Simulace pro ověření navrženého modelu budeme provádět v prostředí Matlab/Simulink. Jako referenci pro naše měření použijeme model PMSM z knihovny Electromechanical Drive Toolbox [5].

Při testu neřízený motor budíme harmonickým třífázovým napětím o amplitudě 5V a frekvenci 50Hz. V čase  $t = 0,4s$  zavedeme zkrat na fázi  $b$ , který postihne 20% celkového vinutí fáze. Z toho vyplývá nastavení chybového parametru modelu  $\sigma = 0,2$ . Ostatní parametry motoru nastavíme  $R_s = 273m\Omega$ ,  $L_d = L_q = 0,7mH$ ,  $\psi_m = 8,67mV.s$ ,  $J = 3 \cdot 10^{-6}kg.m^2$ ,  $n_p = 1$ .

Na obrázku 2.3 je vidět dobrá shoda referenčního a navrženého modelu v době náběhu.



Obrázek 2.4: Změna jednotlivých fázových proudů při zavedení zkratu ve fázi  $b$

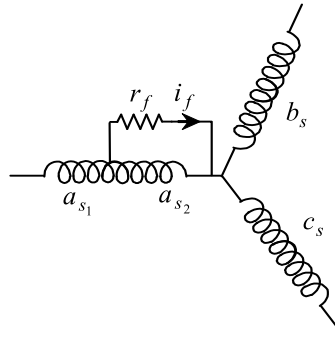
Po zavedení poruchy u poškozeného modelu mechanické otáčky oscilují kolem střední hodnoty  $\omega_m = 314,16s^{-1}$ . Pokud porovnáme průběhy výstupních fázových proudů zjistíme, že velikost amplitudy vzroste a to ve fázi  $b$  o 43,3%, ve fázi  $a$  o 4,72% a ve fázi  $c$  o 2,11%. Proud protékající fází  $b$  má velikost amplitudy o 16,6% vyšší než proud ve fázi  $f$ . Fázové proudy  $i_b$  a  $i_f$  jsou vzájemně fázově posunuty o  $\Delta\varphi = 90^\circ$  (obr. 2.4).

## 2.4 Model PMSM se zkratovaným vinutím ( $P_p > 1$ )

Uvažujme nyní model, ve kterém dochází ke zkratu ve fázi  $a$ . Vinutí této fáze je rozdělené na části  $as_1$  a  $as_2$ , kde  $as_1$  představuje zdravou část a  $as_2$  zkratovanou část. Odpor poškozené izolace vyjádříme parametrem  $r_f$ . Při běžného provozu je tento odpor roven  $r_f = \infty$ , v případě zkratu se rychle blíží k nule  $r_f \rightarrow 0$ . Poměr mezi počtem zkratovaných závitů a celkovým počtem závitů označíme jako  $\sigma$ . Proud, který protéká odporem poškozené izolace označíme  $i_f$ .

Odpor statoru pro nový systém vyjádříme maticově:

$$R_{a1a2bc} = \begin{bmatrix} R_{a1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{a2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \quad (2.32)$$



Obrázek 2.5: Model PMSM se zkratem na fázi  $a$

kde  $R_{b,c}$  představuje odpor satorového vinutí, přičemž platí, že velikost odporu zdravé a zkratované části vinutí fáze ( $a$ ) je proporcionální k parametru  $\sigma$ :  $R_{a1} = (1 - \sigma)R_a$  a  $R_{a2} = \sigma R_a$ .

Matici satorové indukčnosti zapíšeme jako:

$$L_{a1a2bc} = \begin{bmatrix} L_{a1} & M_{a1a2} & M_{a1b} & M_{a1c} \\ M_{a1a2} & L_{a2} & M_{a2b} & M_{a2c} \\ M_{a1b} & M_{a2b} & L_s & M \\ M_{a1c} & M_{a2c} & M & L_s \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

kde  $L_s$  představuje vlastní indukčnost vinutí,  $L_{a1,2}$  jsou vlastní indukčnosti zdravé a zkratované části fáze  $a$ ,  $M_{a1b,a1c}$  jsou vzájemné indukčnosti vinutí mezi fází  $a_1$  a fází  $b, c$ .  $M_{a1a2}$ ,  $M_{a2b}$ ,  $M_{a2c}$  jsou vzájemné indukčnosti mezi fází vinutí mezi fází  $a_2$  a fází  $a_1, b$  a  $c$ . Mezi jednotlivými prvky matice odporu satorového vinutí a matice indukčnosti platí:

$$\begin{aligned} R_s &= R_a = R_{a1} + R_{a2} \\ L_s &= L_{a1} + L_{a2} + 2M_{a1a2} \\ M &= M_{a1b} + M_{a2b} \\ M &= M_{a1c} + M_{a2c} \end{aligned} \quad (2.34)$$

Podle schématu poškozeného motoru (obr. 2.5) můžeme určit následující předpoklady:

$$u_a = u_{a1} + u_{a2} \quad (2.35)$$

$$u_{a2} = r_f i_f$$

$$i_{a1} = i_a \quad (2.36)$$

$$i_{a2} = i_a - i_f$$

Velikost napětí back-EMF ve zkratované fázi je proporcionální k poruchovému parametru  $\sigma$ :  $e_{a1} = (1 - \sigma)e_a$ ,  $e_{a2} = \sigma e_a$ .

$$e_a = e_{a1} + e_{a2} = e_{a1} + e_f \quad (2.37)$$

Elektrickou rovnicí motoru PMSM se zkratem na vinutí ve fázi  $a$  můžeme psát:

$$\begin{bmatrix} u_{a1} \\ u_{a2} \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = R_{a1a2bc} \begin{bmatrix} i_a \\ i_a - i_f \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L_{a1a2bc} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_a - i_f \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{a1} \\ e_{a2} \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

Rovnici (2.38) můžeme přepsat s využitím vztahů (2.35) a předpokladem, že máme jednu drážku na pól na na fázi  $M_{a2b} = M_{a2c}$ :

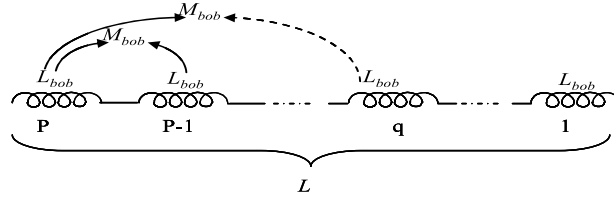
$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \\ 0 \end{bmatrix} = R_{abc0} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \end{bmatrix} + L_{abc0} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \\ -e_f \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

kde matici odporu statorového vinutí  $R_{abc0}$  a matici indukčnosti  $L_{abc0}$  vyjádříme jako:

$$R_{abc0} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & -R_{a2} \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ -R_{a2} & 0 & 0 & R_{a2} + r_f \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

$$L_{abc0} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 & -L_{a2} - M_{a1a2} \\ 0 & L_s & 0 & -M_{a2b} \\ 0 & 0 & L_s & -M_{a2b} \\ -(L_{a2} + M_{a1a2} - M_{a2b}) & 0 & 0 & L_{a2} \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

Pro převod systému do souřadnic  $\alpha\beta$  aplikujeme na (2.39) rozšířenou výkonově invariantní Clarkovu transformaci  $x_{h\alpha\beta f} = T x_{abc f}$ .



Obrázek 2.6: Rozložení vinutí fáze  $a$  na  $p$  elementárních částí

$$T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & 0 \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

Systém motoru se zkratem na vinutí můžeme v  $\alpha\beta$  souřadnicovém systému zapsat jako:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & -R'_{a2} \\ 0 & R_s & 0 \\ -R'_{a2} & 0 & R'_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M_{f\alpha} \\ 0 & L_s & 0 \\ M_{f\alpha} & 0 & L_{a2} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \\ -e_f \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

kde jednotlivé prvky matice odporu a matice indukčnosti, mohou být vyjádřeny:

$$\begin{aligned} R'_{a2} &= \sqrt{\frac{2}{3}} R_{a2} \\ R'_f &= R_{a2} + r_f \\ M_{f\alpha} &= -\sqrt{\frac{2}{3}} (L_{a2} + M_{a1a2} - M_{a2b}) \end{aligned} \quad (2.44)$$

Abychom vyjádřili prvky  $L_{a2}$ ,  $M_{a1a2}$ ,  $M_{a2b}$ , rozložíme vinutí fáze  $a$  na  $p = n_p$  elementárních částí podle obr. 2.6. Přičemž zkratem je postiženo  $q - 1$  elementárních částí a  $\sigma_{bob\%}$  procent částí  $q$ . Vlastní indukčnost elementární části označíme jako  $L_{bob}$ , vzájemnou indukčnost  $M_{bob}$ . Vlastní indukčnosti  $L_{a1,a2}$  a vzájemnou indukčnost  $M_{a1a2}$  zdravé a zkratované části fáze  $a$  můžeme nyní vyjádřit pomocí elementárních částí vinutí jako:

$$\begin{aligned}
L_{a1} &= (p-q)[L_{bob} + (p-q-1)M_{bob}] + (1-\sigma_{bob})^2 L_{bob} + 2(1-\sigma_{bob})(p-q)M_{bob} \\
L_{a2} &= (q-1)[L_{bob} + (q-2)M_{bob}] + \sigma_{bob}^2 L_{bob} + 2\sigma_{bob}(q-1)M_{bob} \\
M_{a1a2} &= (q-1)(p-q)M_{bob} + \sigma_{bob}(p-q)M_{bob} + (1-\sigma_{bob})(q-1)M_{bob} + \\
&\quad \sigma_{bob}(1-\sigma_{bob})L_{bob}
\end{aligned} \tag{2.45}$$

Pro vzájemné indukčnosti mezi zdravou částí  $a_1$  a poškozenou částí  $a_2$  vinutí fáze  $a$  a vinutím fáze  $b, c$  platí:

$$\begin{aligned}
M_{a1b} = M_{a1c} &= [(p-q) + (1-\sigma_{bob})] \frac{M_{ab}}{p} \\
M_{a2b} = M_{a2c} &= [(q-1) + \sigma_{bob}] \frac{M_{ab}}{p}
\end{aligned} \tag{2.46}$$

Vlastní indukčnost vinutí fáze  $a$  můžeme pomocí elementárních indukčností z rovnic (2.45) vyjádřit jako:

$$L_a = L_{a1} + L_{a2} + 2M_{a1a2} = p[L_{bob} + (p-1)M_{bob}] \tag{2.47}$$

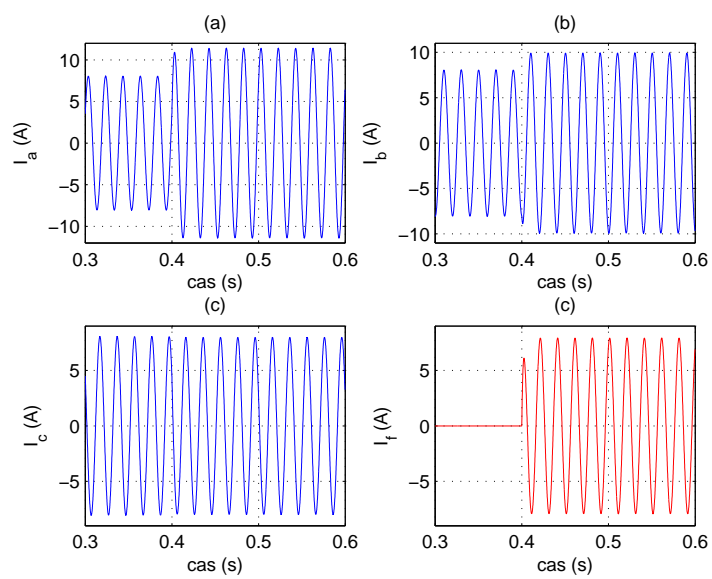
Velikost celkového chybového parametru  $\sigma$  můžeme nyní zapsat:

$$\sigma = \frac{\sigma_{bob} + q - 1}{n_p} \tag{2.48}$$

#### 2.4.1 Simulace PMSM se zkratovaným vinutím ( $P_p > 1$ )

Při testu neřízený motor budíme harmonickým třífázovým napětím o amplitudě 5V a frekvenci 50Hz. V čase  $t = 0,4s$  zavedeme zkrat na fázi  $a$ , který postihne 50% celkového vinutí fáze. Z toho vyplývá nastavení chybového parametru modelu  $\sigma = 0,5$  při  $n_p = 4$ ,  $q = 2$  a  $\sigma_{bob} = 1$ . Odpor poškozené izolace zvolíme  $r_f = 0,1\Omega$ . Ostatní parametry motoru nastavíme  $R_s = 273m\Omega$ ,  $L_d = L_q = 0,7mH$ ,  $\psi_m = 8,67mV.s$ ,  $J = 3 \cdot 10^{-6}kg.m^2$ . Vlastní indukčnost elementární části vinutí má pro tento případ hodnotu  $L_{bob} = 212,5\mu H$ , vzájemná indukčnost pak  $M_{bob} = -12,5\mu H$ .

Na obr. 2.7 vidíme průběhy fázových proudů po zavedení zkratu do fáze  $a$ . Amplituda proudu ve fázi  $a$  naroste oproti své původní hodnotě o 42,5%, amplituda proudu ve fázi  $b$  naroste o 24,4% a amplituda proudu ve fázi  $c$  klesne o 0,75%. V časovém průběhu mechanických otáček motoru nevzniká po zavedení zkratu žádná viditelná změna. Systém je simulovaný podle rov. (2.43), součet výstupních proudů ve fázích  $a, b, c$  zůstává i po zavedení zkratu



Obrázek 2.7: Změna fázových proudů po zavedení zkratu ve fázi  $a$

nulový.

### 3 Detekce selhání měřících senzorů

Chceme-li spolehlivě detekovat vnitřní poruchu motoru, musíme nejdříve vyloučit možnost selhání senzoru. Senzor je důležitá část systému, která poskytuje data k dalšímu zpracování. Dobrá funkce systému k odhalování vnitřního defektu motoru je závislá na kvalitě těchto dat. Selhání senzoru, které se typicky projeví jako aditivní chyba, musí být identifikováno s předstihem. V této kapitole je pro odhalování selhání senzoru přestaven systém založený na nelineární paritě [1]. V dalších kapitolách uvidíme, že data poskytovaná systémem pro odhalování aditivních chyb senzorů budou důležitou součástí celkového systému pro detekci poruchy motoru. Uvažujeme-li, že náš systém obsahuje senzory pro měření fázových proudů  $i_{abc}$ , mechanických otáček rotoru  $\omega_m$  a polohy rotoru  $\theta_m$ , všechny tyto senzory mohou selhat po dlouhé době provozu. Z toho důvodu by měla být detekce aditivních chyb použitých senzorů naší prioritou.

#### 3.1 Detekce založená na nelineární paritě

Tato metoda je založená na znalosti vnitřních stavů  $i_d, i_q, \omega_r$  (dq) modelu motoru. Na výstupu motoru přímo měříme fázové proudy  $i_{abc}$ , ze kterých se až následnou transformací vypočítají proudy  $i_{dq}$ . Tento výpočet ještě podmiňuje znalost elektrické úhlové pozice rotoru  $\theta_r$ . Pokud je tedy detekována aditivní chyba v měření proudů  $i_{dq}$ , pak je tato chyba symptomem selhání senzorů  $i_{abc}$  a  $\theta_r$ .

Algoritmus je založen na práci s výstupními daty  $y_1, y_2, y_3$ . Tato data se skládají z reálných hodnot  $i_d, i_q, \omega_r$ , ke kterým se přičítá aditivní chyba  $f_d, f_q, f_\omega$ . Množina poruch, které se vyznačují touto aditivní chybou, zahrnuje kompletní ztrátu signálu a driftы způsobené vlivem stárnutí, teploty, apod.

$$\begin{aligned}y_1 &= i_d + f_d \\y_2 &= i_q + f_q \\y_3 &= \omega_r + f_\omega\end{aligned}\tag{3.1}$$

Paritní relaci pro systém motoru můžeme vyjádřit s využitím (3.1) jako:

Tabulka 3.1: Skupina reziduí pro detekci selhání měřících senzorů

	$f_\omega$	$f_q$	$f_d$
$r_1$	0	1	1
$r_2$	1	0	1

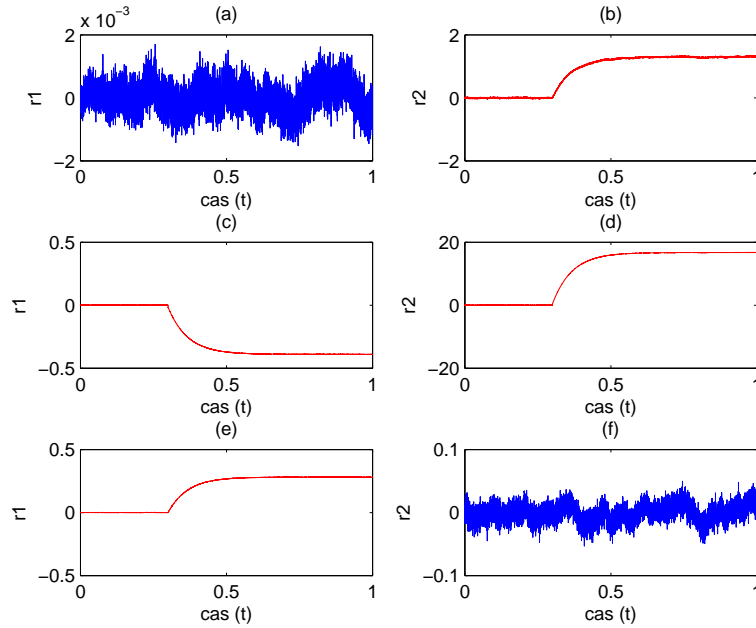
$$\begin{aligned}
 0 &= \dot{y}_1 + \frac{R_s}{L_d} (y_1 - f_d) - \frac{L_q}{L_d} (y_2 - f_q) (y_3 - f_\omega) - \frac{1}{L_d} u_d \\
 0 &= \dot{y}_2 + \frac{R_s}{L_q} (y_2 - f_q) + \frac{L_q}{L_d} (y_1 - f_d) (y_3 - f_\omega) + \frac{\Psi_m}{L_q} (y_3 - f_\omega) - \frac{1}{L_q} u_q \\
 0 &= \dot{y}_3 - \frac{3}{2J} n_p^2 \Psi_m (y_2 - f_q) - \frac{3}{2J} n_p^2 (L_d - L_q) (y_1 - f_d) (y_2 - f_q) + \frac{B}{J} (y_3 - f_\omega) + \frac{n_p}{J} T_L
 \end{aligned} \tag{3.2}$$

Tato relace ještě není validní paritní relace, protože je v systému stále obsažené rušení  $T_L$ , které představuje zátěžový moment motoru. Kromě eliminace tohoto rušení je potřeba navrhnout skupinu strukturovaných reziduí s různou citlivostí na poruchy senzorů. Přičemž musíme uvažovat případy defektu třech různých senzorů. V tabulce 3.1 je zapsána skupina reziduí, kde je v každé buňce označeno, zda reziduum v příslušném řádku reaguje na chybu ve sloupci.

Po provedení eliminace proměnných  $f_\omega$ ,  $d$  a  $f_q$ ,  $d$  získáme reziduum  $r_1^{in}$  a  $r_2^{in}$ . Tato rezidua jsou ve své interní formě, která obsahuje části závislé a nezávislé na chybách. Po odstranění částí nezávislých na chybách a odstranění derivací dostaneme konečnou podobu reziduí  $r_{1,2}$  jako:

$$\begin{aligned}
 r_1 &= z_{11} + z_{12} - \Psi_m y_1 - \frac{L_d}{2} y_1^2 - \frac{L_q^2}{2L_d} y_2^2 \\
 r_2 &= z_{21} + z_{22} + \frac{R_s}{L_q} y_1 + \frac{L_q}{L_d} y_2
 \end{aligned} \tag{3.3}$$

$z_{11,12}$ ,  $z_{21,22}$  představují pomocné proměnné, jejichž derivace vyjádříme jako:



Obrázek 3.1: Změny reziduí  $r_{1,2}$  v závislosti na aditivních chybách ve vstupních signálech  $i_{d,q}$  a  $\omega_m$

$$\begin{aligned}
 \dot{z}_{11} &= -\alpha_1 \left( z_{11} - \frac{L_q^2}{2L_d} y_2^2 \right) + \frac{\Psi_m}{L_d} u_d - \frac{\Psi_m R_s}{L_d} y_1 + y_1 u_q - R_s y_1^2 + \frac{L_q}{L_d} u_q y_2 - \frac{L_q R_s}{L_d} y_2^2 \\
 \dot{z}_{12} &= -\beta_1 r_{12} = -\beta_1 \left( z_{12} - \Psi_m y_1 - \frac{L_d}{2} y_1^2 \right) \\
 \dot{z}_{12} &= -\alpha_2 \left( z_{21} + \frac{R_s}{L_q} y_1 \right) - \frac{R_s}{L_d L_q} u_d + \frac{R_s^2}{L_d L_q} y_1 - \frac{1}{L_d} u_q y_3 + \frac{\Psi_m}{L_d} y_3^2 + y_1 y_3^2 \\
 \dot{z}_{22} &= -\beta_2 \left( z_{22} + \frac{L_q}{L_d} y_2 \right)
 \end{aligned} \tag{3.4}$$

$\alpha_{1,2}, \beta_{1,2}$  představují pozitivní konstanty, jejichž hodnoty by měly být zvoleny tak, abychom dosáhli požadovaného filtračního efektu.

### 3.2 Simulace detekce selhání měřících senzorů

Jako testovací zařízení použijeme model motoru buzený harmonickým trojfázovým napětím o amplitudě 5V a frekvenci 50Hz. Vnitřní parametry motoru nastavíme  $R_s = 273m\Omega$ ,  $L_d =$

$L_q = 0,7mH$ ,  $\psi_m = 8,67mV.s$ ,  $J = 3 \cdot 10^{-6}kg.m^2$ ,  $n_p = 3$ . Proudové výstupy a otáčky tohoto modelu slouží jako vstupy do paritního modelu. K proudovým výstupům modelu je navíc přičítán bílý šum o spektrální hustotě výkonu  $PSD = 1 \cdot 10^{-7} \frac{W}{Hz}$ . Filtrační konstanty  $\alpha_{1,2}$  a  $\beta_{1,2}$  nastavíme  $\alpha_{1,2} = \beta_{1,2} = 20$ . Samotnou aditivní chybu pak přičítáme k otáčkám  $\omega_m$  a proudům  $i_{d,q}$  vypočtených z  $i_{a,b,c}$  a  $\theta_r$  pomocí Parkovy transformace. Výstupem paritního modelu jsou rezidua  $r_{1,2}$  citlivá na aditivní chybu ve vstupních signálech  $i_{d,q}$  a  $\omega_m$ .

Na obrázku 3.1 (a, b) jsou zobrazeny průběhy reziduí, kdy v čase  $t = 0,3$  vyvstane aditivní chyba  $f_\omega = 1s^{-1}$ , (c, d) odpovídá dalšímu měření při aditivní chybě  $f_d = 1A$ , (e, f) jsou odezvy reziduí při  $f_q = 1A$ . Předpokládáme, že současně nastává chyba pouze v jednom senzoru. Odezvy reziduí na aditivní chyby vstupních signálů odpovídají tabulce 3.1.

## 4 Detekce vnitřní poruchy motoru

Vnitřní porucha motoru se v závislosti na typu defektu projeví změnou interních parametrů motoru a změnou jeho struktury. Změnou vnitřních parametrů je myšlena proměna prvků matice statorového odporu a matice statorové indukčnosti. Změna vnitřní struktury motoru pak modifikuje tyto matice ještě přidáním další fáze. Mezi poruchy měnicí výrazně vnitřní parametry motoru patří rozpojené vinutí fáze, kde odpor postihnuté fáze (např. fáze  $a$ )  $R_a \rightarrow \infty$ . Příklad poruchy, která může změnit i pouze mírně vnitřní parametry motoru podstatněji však jeho strukturu, je zkratované vinutí. Vnitřní parametry se nicméně nemusí měnit jen vlivem poruchy. Při běžném provozu se statorový odpor mění vlivem teploty a povrchovém jevu i o desítky procent. Statorová indukčnost se pak mění pouze v souvislosti s magnetickou saturací. Motory se však provozují pod mezí této saturace, takže můžeme předpokládat, že indukčnost se v běžném provozu podstatně měnit nebude.

V této kapitole je nejprve představena adaptivní estimace parametrů pomocí stavového rekonstruktoru. Vnitřní parametry, které chceme rekonstruovat si v tomto případě zavedeme jako nové stavy systému [1]. Abychom si vyjasnili podmínky, za kterých je daný stav pozorovatelný (pro reverzibilní systémy také rekonstruovatelný), v další kapitole je odvozena pozorovatelnost (rekonstruovatelnost) pro systém, u kterého zavádíme jeho parametry jako nové stavy [4]. Jako druhý způsob odhadu vnitřních parametrů je použita metoda PSO (Particle Swarm Optimization) [6]. Tato metoda z oboru umělé inteligence může být užitečná jak pro odhad vnitřních parametrů systému, tak pro přímé určení rozsahu poruchy poškozeného motoru.

### 4.1 Adaptivní estimace parametrů

Za účelem návrhu algoritmu pro estimaci parametrů motoru je potřeba vyřešit Lyapunovu stabilitu systému. Uvažujme, že v tomto modelu PMSM se shodují indukčnosti  $L = L_d = L_q$  v obou osách. Dynamický model systému pak můžeme zapsat jako:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= a_1 x_1 + x_2 x_3 + a_3 u_1 \\ \dot{x}_2 &= a_1 x_2 - x_1 x_3 - a_3 \psi_m x_3 + a_3 u_2, \text{ kde} \\ \dot{x}_3 &= a_8 x_2 + a_{10} x_3 + a_{11} T_L \end{aligned} \tag{4.1}$$
$$a_1 = -\frac{R_s}{L}, a_3 = \frac{1}{L}, a_8 = \frac{3}{2J} n_p^2 \psi_m, a_{10} = -\frac{B}{J}, a_{11} = -\frac{n_p}{J}$$

Parametry  $R_s$  a  $L$  jsou považovány za neznámé. Tyto parametry jsou nejvíce náchylné na změnu operačních podmínek, případně poruchu na statorového vinutí. Budeme pracovat

s lineární parametrickou strukturou, kde zvolíme  $a_1$  a  $a_3$  jako proměnné, které je potřeba identifikovat.  $a_1, a_3$  jsou funkcí neznámých parametrů  $R_s$  a  $L$ .

$$R_s = -\frac{a_1}{a_3}, L = \frac{1}{a_3} \quad (4.2)$$

Nyní zavedeme nový systém ve tvaru  $\dot{\hat{x}} = G(\hat{p}, \hat{x}, u) + U(\hat{p}, x, \hat{x})$ , kde  $\hat{x}$  a  $\hat{p}$  představuje estimované stavy a parametry systému,  $U(\hat{p}, x, \hat{x})$  je zpětná vazba.

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}_1 &= a_m \hat{x}_1 + (\hat{a}_1 - a_{m1})x_1 + x_2 \hat{x}_3 + \hat{a}_3 u_1 + U_1 \\ \dot{\hat{x}}_2 &= a_m \hat{x}_2 + (\hat{a}_1 - a_{m1})x_2 - x_1 \hat{x}_3 - \hat{a}_3 \psi_m x_3 + \hat{a}_3 u_2 + U_1 \\ \dot{\hat{x}}_3 &= a_8 \hat{x}_3 + a_{10} \hat{x}_3 + a_{11} T_L + U_3 \end{aligned} \quad (4.3)$$

$\hat{a}_1, \hat{a}_2, \hat{a}_3$  jsou estimované parametry systému,  $a_{m,m1}$  značí konstantu. Pro analýzu stability definujeme odchylky stavů  $e = \hat{x} - x$  a parametrů  $\tilde{p} = \hat{p} - p$  systému. Derivaci těchto odchylek pak můžeme vyjádřit jako:

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= a_m e_1 + \tilde{a}_1 x_1 + x_2 e_3 + \tilde{a}_3 u_1 + U_1 \\ \dot{e}_2 &= a_m e_2 + \tilde{a}_1 x_2 - x_1 e_3 - \tilde{a}_3 \psi_m x_3 + \tilde{a}_3 u_2 + U_2 \\ \dot{e}_3 &= a_8 e_2 + a_{10} e_3 + U_3 \end{aligned} \quad (4.4)$$

Lyapunova funkce může být pro tento systém definována (4.5), kde  $\gamma_1, \gamma_2$  představují pozitivní konstanty.

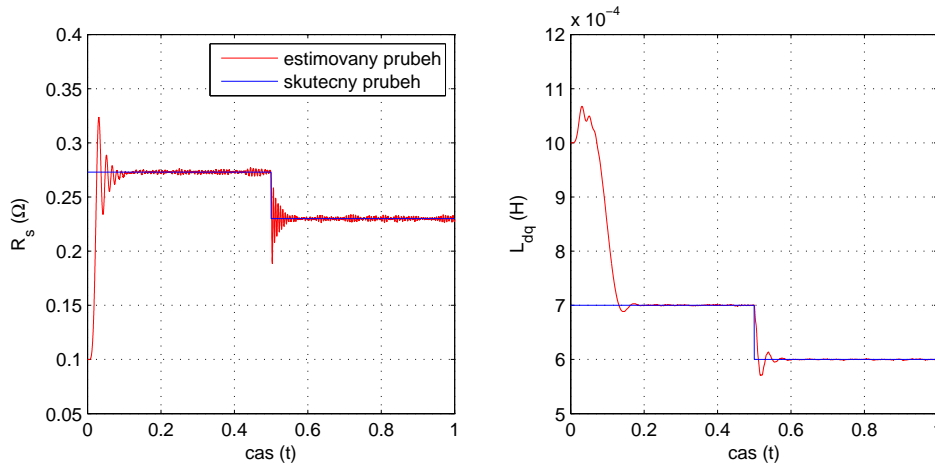
$$V(e_1, e_2, e_3, \tilde{a}_1, \tilde{a}_2, \tilde{a}_3) = \frac{1}{2} \left( e_1^2 + e_2^2 + e_3^2 + \frac{1}{\gamma_1} \tilde{a}_1^2 + \frac{1}{\gamma_2} \tilde{a}_3^2 \right) \quad (4.5)$$

Derivaci Lyapunovy funkce obdržíme jako:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 + e_3 \dot{e}_3 + \frac{1}{\gamma_1} \tilde{a}_1 \dot{\tilde{a}}_1 + \frac{1}{\gamma_2} \tilde{a}_3 \dot{\tilde{a}}_3 = a_m (e_1^2 + e_2^2) + a_{10} e_3^2 + \\ &e_1 (\tilde{a}_1 x_1 + x_2 e_3 + \tilde{a}_3 u_1 + U_1) + e_2 (\tilde{a}_1 x_2 - x_1 e_3 - \tilde{a}_3 \psi_m x_3 + \tilde{a}_3 u_2 + U_2) + \\ &e_3 (a_8 e_2 + U_3) + \frac{1}{\gamma_1} \tilde{a}_1 \dot{\hat{a}}_1 + \frac{1}{\gamma_2} \tilde{a}_3 \dot{\hat{a}}_3 \end{aligned} \quad (4.6)$$

Abychom získali negativní semidefinitní derivaci  $\dot{V}$ , zvolíme aktualizací pravidla pro neznámé parametry  $\hat{a}_1, \hat{a}_3$  a signály zpětné vazby  $U_{1,2,3}$  podle (4.7) a (4.8).

$$\begin{aligned} \dot{\hat{a}}_1 &= -\gamma_1 (e_1 x_1 + e_2 x_2) \\ \dot{\hat{a}}_3 &= -\gamma_2 (e_1 u_1 - e_2 \psi_m x_3 + e_2 u_2) \end{aligned} \quad (4.7)$$



Obrázek 4.1: Adaptivní estimace parametrů  $R_s$  a  $L_{dq}$

$$\begin{aligned} U_1 &= -e_3 x_2 \\ U_2 &= e_3 x_1 \\ U_3 &= -a_8 e_2 \end{aligned} \quad (4.8)$$

Derivaci Lyapunovy funkce potom můžeme zapsat jako:

$$\dot{V} = a_m (e_1^2 + e_2^2) + a_{10} e_3^2 \quad (4.9)$$

$a_{10} = -\frac{B}{J}$  je negativní konstanta podle definice, volba  $a_m < 0$  zajistí negativní semidefinitní derivaci Lyapunovy funkce. Estimace parametrů založená na adaptivních pravidlech (4.7) a (4.8) povede k robustnímu algoritmu s globální konvergencí dvou neznámých parametrů.

#### 4.1.1 Simulace adaptivní estimace parametrů

V simulaci použijeme neřízený motor napájený harmonickým třífázovým napětím o frekvenci 50Hz a amplitudě 5V. Elektrické a mechanické parametry motoru nastavíme  $R_s = 273m\Omega$ ,  $L_d = L_q = 0,7mH$ ,  $\psi_m = 8,67mV.s$ ,  $J = 3 \cdot 10^{-6}kg.m^2$ ,  $n_p = 3$ . Konstanty estimátoru  $a_{m,m1}$  a  $\gamma_{1,2}$  nastavíme  $a_m = a_{m1} = -100$ ,  $\gamma_1 = \gamma_2 = 10^4$ . K proudovým výstupům  $i_{a,b,c}$  testovacího modelu přidáme bílý šum o spektrální hustotě výkonu  $PSD = 1 \cdot 10^{-7} \frac{W}{Hz}$ . Tyto proudové výstupy a měřené mechanické otáčky modelu  $\omega_m$  přivedeme jako vstupy do adaptivního estimátoru parametrů. Výstupem adaptivního estimátoru jsou hodnoty neznámých parametrů  $R_s$  a  $L_{dq}$ .

Na obrázku 4.1 vlevo můžeme pozorovat, že počáteční odhadovaná hodnota odporu  $R_s =$

$0,1\Omega$  rychle konverguje ke skutečné hodnotě  $R_s = 0,273\Omega$ . Když v čase  $t = 0,5s$  dojde ke skokové změně statorového odporu motoru, algoritmus za dobu  $\Delta t = 0,1s$  opět najde novou hodnotu  $R_s = 0,230\Omega$ . Podobný průběh vidíme vpravo, kde počáteční hodnota  $L_{dq} = 1 \cdot 10^{-3}H$  po krátkém čase konverguje k reálné hodnotě  $L_{dq} = 7 \cdot 10^{-4}H$ . V čase  $t = 0,5s$  klesne hodnota sledované indukčnosti na  $L_{dq} = 6 \cdot 10^{-4}H$ , estimátor tuto hodnotu najde za čas  $\Delta t = 0,12s$ .

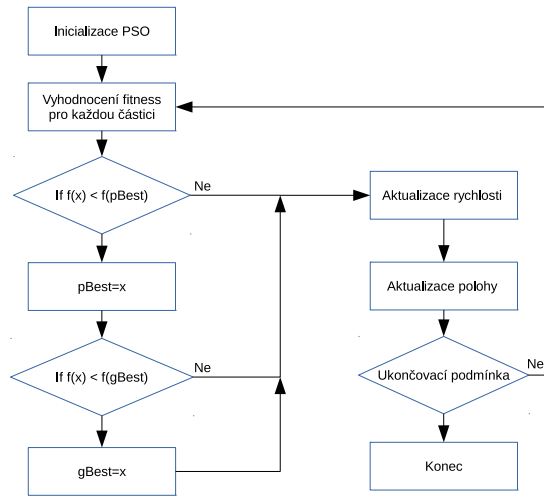
## 4.2 Estimace parametrů algoritmem PSO

Particle Swarm Optimization (PSO) algoritmus představili James Kennedy a Russell C. Eberhart v roce 1995 jako algoritmus založený na sociálním chování zvířat (např. ptáků a ryb) v hejnech. Stejně jako genetické algoritmy (GA) i PSO algoritmus je inicializován populační maticí náhodných řešení. K optimálnímu řešení se dostaneme úpravou předchozích generací v diskrétních časových krocích. Na rozdíl od GA zde nevystupují evoluční operátory (mutace, křížení) a hodnoty proměnných v populační matici nemusí být binárně kódovány. Za výhodu této metody může být považováno, že je relativně jednoduchá na implementaci, má pouze malý počet parametrů, nejsou u ní kladeny žádné požadavky na optimalizační úlohu a dokáže prohledávat velké prostory možných řešení. Nicméně se jedná o meta-heuristickou metodu, u které není garantováno, že optimální řešení bude někdy nalezeno. Tato metoda nepoužívá k nalezení řešení optimalizační úlohy gradient účelové funkce. Optimalizační úloha tedy nemusí být diferencovatelná, jak to vyžadují jiné optimalizační metody (metoda největšího spádu, kvazi-Newtonova metoda).

PSO se pokouší napodobit přirozený proces skupinové komunikace hejna ptáků. Ta probíhá za účelem sdílení individuálních znalostí při houfování, migraci a lovu. V případě, že je nějaký člen hejna nejbližší hledanému cíli, který může představovat hledanou cestu, potravu nebo místo, ostatní členové hejna se ho budou snažit rychle následovat. Člena hejna v tomto případě nazýváme částice. Každá částice představuje jedno možné řešení ve vyhledávacím prostoru. Všechny částice jsou ohodnoceny účelovou funkcí, která musí být minimalizována a mají hodnoty rychlostí, které určují směr jejich pohybu. Všechny částice se pohybují vyhledávacím prostorem, tak že směřují ke své vlastní nejlepší známé poloze a k nejlepší známé poloze celého hejna. Rychlost a poloha částice je upravována na základě následujících pravidel:

$$v_i^{t+1} = \chi [w \cdot v_i^t + c_1 \cdot r_{1i}^t \cdot (p_{bi}^t - x_i^t) + c_2 \cdot r_{2i}^t \cdot (g_b^t - x_i^t)] \quad (4.10)$$

$$x^{t+1} = x^t + v^t \quad (4.11)$$



Obrázek 4.2: Princip fungování algoritmu PSO

kde  $x_i^t$  značí pozici, na které se částice nachází,  $v_i^t$  je rychlost s jakou se částice pohybuje,  $p_{bi}^t$  pozice s dosud nejlepší objevenou polohou pro danou částici,  $g_b^t$  pozice s dosud nejlepší objevenou polohou pro celé hejno,  $w$  faktor setrvačnosti,  $c_1$  kognitivní faktor,  $c_2$  sociální faktor,  $r_{1i,2i}^t$  jsou náhodná čísla.  $\chi$  značí konstriktivní faktor, který zavádíme z důvodu zajištění lepší konvergence řešení, přičemž musí platit:

$$\chi = \frac{2}{\left| 2 - \varphi - \sqrt{\varphi^2 - 4\varphi} \right|} \quad (4.12)$$

kde  $\varphi = c_1 + c_2 \geq 4$ .

Při inicializaci se vytvoří skupina náhodných částic. V každé iteraci se na základě současné pozice  $x_i^t$  pro každou částici spočítána hodnota fitness. Pokud je hodnota fitness menší pro současnou pozici než pro pozici uloženou v  $p_{bi}^t$ , pak tuto pozici aktualizujeme. Stejně porovnání (a případně aktualizaci) provedeme i pro pozici uloženou v  $g_b^t$ . Poté můžeme spočítat nové hodnoty rychlostí  $v^{t+1}$  a poloh  $x^{t+1}$  podle (4.10) a (4.11). Přičemž počítáme s tím, že existuje nějaké omezení vyhledávacího prostoru. Částice, které z tohoto prostoru vypadnou, vrátíme na jeho hranice. Algoritmus je ukončen v případě dosažení předem stanovené minimální hodnoty fitness nebo je-li dosaženo maximálního počtu iterací. Princip fungování algoritmu je naznačen na obr. 4.2.

Pro případ motoru, u kterého měříme výstupní proudy a otáčky, určíme cenovou funkci algoritmu jako:

$$C(\hat{p}) = \sum_{k=1}^n \left[ (i_a(k) - \hat{i}_a(k))^2 + (i_b(k) - \hat{i}_b(k))^2 + (i_c(k) - \hat{i}_c(k))^2 + w_\omega (\omega_m(k) - \hat{\omega}_m(k))^2 \right] \quad (4.13)$$

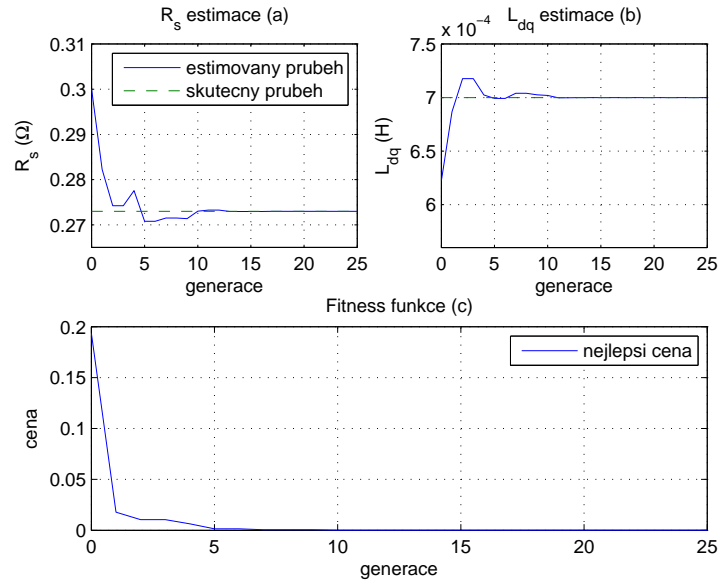
kde  $i_{a,b,c}$  jsou měřené výstupní proudy,  $\omega_m$  měřené mechanické otáčky,  $\hat{i}_{a,b,c}$  estimované výstupní proudy,  $\hat{\omega}_m$  estimované mechanické otáčky,  $w$  váhový faktor otáček. Parametry, které budeme pomocí algoritmu odhadovat značíme  $p$ . Algoritmus pracuje v diskrétním čase, pro obdržení hodnoty cenové funkce za čas  $n$  potřebujeme sečíst  $k$  diskrétních kroků. Za účelem dosažení shody skutečných parametrů modelu  $p$  a parametrů estimovaných  $\hat{p}$  se budeme snažit cenovou funkci minimalizovat.

#### 4.2.1 Simulace estimace parametrů algoritmem PSO

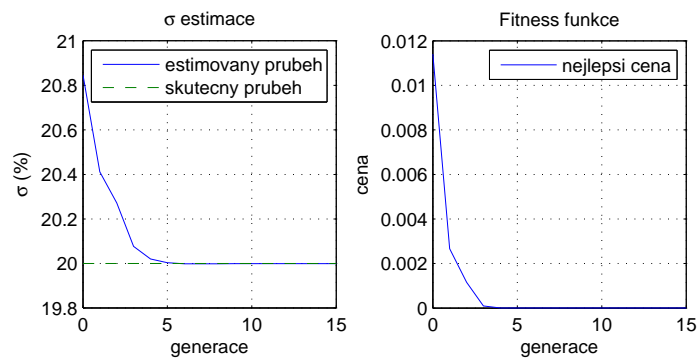
V simulaci použijeme neřízený motor napájený harmonickým třífázovým napětím o frekvenci 50Hz a amplitudě 5V. Elektrické a mechanické parametry motoru nastavíme  $R_s = 273m\Omega$ ,  $L_d = L_q = 0,7mH$ ,  $\psi_m = 8,67mV.s$ ,  $J = 3 \cdot 10^{-6}kg.m^2$ ,  $n_p = 3$ . Pro tento model motoru odhadujeme parametry  $\hat{p} = (R_s, L_{dq})$ , rozměr částice je tedy  $dpar = 2$ . Parametry algoritmu nastavíme následovně: velikost populace  $pop = 10$ , maximální počet iterací  $maxit = 25$ , kognitivní faktor  $c_1 = 1,1$ , sociální faktor  $c_2 = 3$ , konstriktivní faktor  $\chi = 0,729$ , váhový faktor  $w = 0,4$ . Pro cenovou funkci zvolíme velikost váhového faktoru otáček  $w_\omega = 0$ . Vzorkovací periodu zvolíme  $t_{vz} = 0,5ms$ , počet vzorků pro výpočet cenové funkce bude  $k = 400$ . Na obr. 4.3 můžeme vidět, že za 15 generací algoritmus správně určí hodnoty  $R_s$ ,  $L_{dq}$ .

Jako další budeme simulovat motor se zkratem na vinutí ve fázi  $a$  s parametry  $R_s = 273m\Omega$ ,  $L_d = L_q = 0,7mH$ ,  $\psi_m = 8,67mV.s$ ,  $J = 3 \cdot 10^{-6}kg.m^2$ ,  $n_p = 1$ . Parametr celkového poškození  $\sigma = 0,2$ . Pro tento model motoru odhadujeme parametr  $\hat{p} = \sigma$ , z toho vyplývá rozměr částice  $dpar = 1$ . Ostatní parametry algoritmu nastavíme  $pop = 10$ ,  $maxit = 15$ ,  $c_1 = 1,1$ ,  $c_2 = 3$ ,  $\chi = 0,729$ ,  $w = 0,4$ . Pro faktor otáček cenové funkce platí  $w_\omega = 0$ . Vzorkovací periodu a počet vzorků pro cenovou funkci ponecháme stejný jako v předchozím případě. Správnou velikost odhadované parametru  $\sigma$  obdržíme za 8 generací (obr. 4.4).

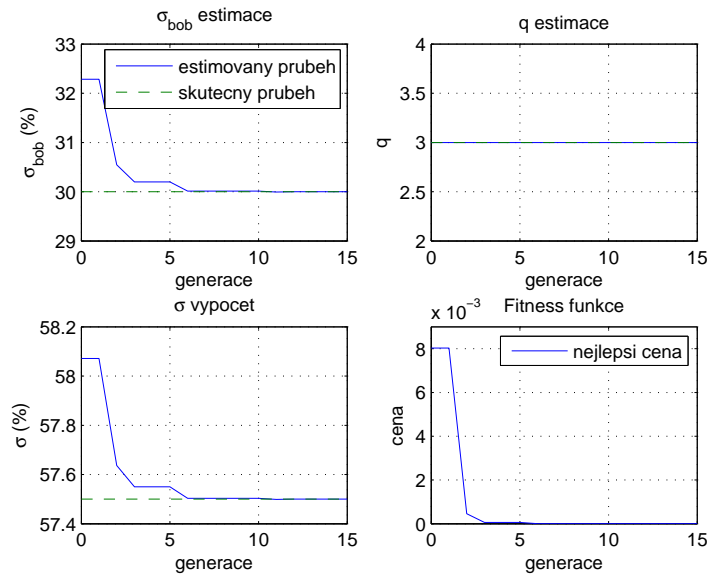
Poslední simulace proběhne na motoru s větším počtem pólových dvojic a se zkratem na vinutí ve fázi  $b$ . Parametry motoru nastavíme následovně  $R_s = 273m\Omega$ ,  $L_d = L_q = 0,7mH$ ,  $\psi_m = 8,67mV.s$ ,  $J = 3 \cdot 10^{-6}kg.m^2$ ,  $n_p = 4$ . U poškozeného motoru je porucha charakterizována těmito parametry:  $\sigma = 0,575$ ,  $\sigma_{bob} = 0,3$ ,  $q = 3$ ,  $r_f = 0$ . Algoritmem PSO budeme v tomto případě odhadovat parametry  $\hat{p} = (\sigma_{bob}, q)$ , tedy rozměr částice bude  $dpar = 2$ . Pa-



Obrázek 4.3: Estimace parametrů  $R_s$ ,  $L_{dq}$  zdravého motoru pomocí PSO



Obrázek 4.4: Estimace poruchového parametru  $\sigma$  u motoru se zkratovaným vinutím



Obrázek 4.5: Estimace parametrů  $\sigma_{bob}$  a  $q$  vícepólového motoru se zkratovaným vinutím

parametry algoritmu a cenové funkce nastavíme následovně  $pop = 10$ ,  $maxit = 15$ ,  $c_1 = 1, 1$ ,  $c_2 = 3$ ,  $\chi = 0,729$ ,  $w = 0,4$  a  $w_\omega = 0$ . Vzorovací perioda a počet vzorků pro cenovou funkci je stejný jako v předchozích případech. Průběh odhadovaných parametrů  $\sigma_{bob}$  a  $q$  můžeme vidět na obr. 4.5, algoritmus správně určí žádané parametry během 10ti generací.

## 5 Pozorovatelnost PMSM

Pokud uvažujeme nelineární systém  $\dot{x} = f(x, u)$ ,  $s(t) = h(x)$ , přičemž  $x \in \Omega \subset \mathbb{R}^n$  je stavový vektor,  $u \in U \subset \mathbb{R}^m$  je vektor vstupních hodnot,  $s \in \mathbb{R}^d$  je výstupní vektor a  $f, h$  jsou nelineární funkce dané jako:  $f : \Omega \times U \mapsto \mathbb{R}^n$ ,  $h : \Omega \mapsto \mathbb{R}^d$ , pak derivováním  $s(t)$  dostáváme:

$$\dot{s}(t) = \frac{d}{dt}h(x) = \frac{\partial h}{\partial x}\dot{x} = \frac{\partial h}{\partial x}f(x) = \mathcal{L}_f h(x) \quad (5.1)$$

kde  $\mathcal{L}_f$  je Lieova derivace  $h$  podle vektorového pole  $f$ . Lieovu derivaci řádu  $j$  obdržíme jako:

$$\mathcal{L}_f^k h(x) = \frac{\partial \mathcal{L}_f^{k-1} h(x)}{\partial x} f(x) \quad (5.2)$$

kde  $\mathcal{L}_f^0 h(x) = h(x)$ . Časové derivace  $s$  mohou být z hlediska Lieových derivací zapsány jako  $s^{(k)} = \mathcal{L}_f^k h(x)$ . Matici pozorovatelnosti zapíšeme:

$$O_s(x) = \begin{bmatrix} \frac{\partial \mathcal{L}_f^0 h(x)}{\partial x} \\ \vdots \\ \frac{\partial \mathcal{L}_f^{n-1} h(x)}{\partial x} \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

kde index  $s$  značí, že matice  $O_s(x)$  se vztahuje k systému, který je pozorován z měřených výstupů  $s(t)$ .

Nelineární systém je pozorovatelný v případě, že každá dvojice rozdílných počátečních podmínek  $x_{01}, x_{02}$  je odlišitelná z hlediska měřených výstupů  $s(t)$ ,  $t \geq 0$ . Pokud je systém pozorovatelný, je možné zpětně vysledovat každou počáteční podmínku pouze z měřených výstupů  $s(t)$ ,  $t \geq 0$ , přičemž platí  $h(x_{01})|_{t \geq 0} \neq h(x_{02})|_{t \geq 0} \Leftrightarrow x_{01} \neq x_{02}$ .

Za účelem určení pozorovatelnosti nelineárního systému je vhodné vyšetřit mapu  $\Phi_s : \mathbb{R}^n(x) \mapsto \mathbb{R}^d(s(t), s^{(1)}, \dots, s^{(d-1)})$ . Pokud je  $\Phi_s$  invertibilní, pak pro danou dimenzi vnoření  $d$  je možné rekonstruovat stav na základě  $s(t)$ . Pro obecnou nelineární mapu je často nemožné ověřit globální invertibilitu, nicméně je možné vyšetřit lokální invertibilitu pomocí teoremu o hodnosti matice pozorovatelnosti. Mapa  $\Phi_s$  je lokálně invertibilní v bodě  $x_0$ , jestliže Jakobián má plnou hodnost podle:

$$\text{rank} \left( \frac{\partial \Phi_s}{\partial x} \Big|_{x=x_0} \right) = n, \text{ kde} \quad (5.4)$$

$$\Phi_s = L = \begin{bmatrix} \mathcal{L}_f^0 h \\ \mathcal{L}_f h \\ \vdots \\ \mathcal{L}_f^{n-1} h \end{bmatrix}$$

Pokud platí podmínka (5.4), systém je lokálně pozorovatelný.

Pro odvození podmínek pozorovatelnosti stavů systému použijeme diferenciální rovnice motoru (2.17) až (2.19), přičemž do systému přidáme dvě nové diferenciální rovnice pro parametry, které estimujeme a předpokládáme, že se v čase mění pouze pomalu:

$$\begin{aligned} \frac{dR_s}{dt} &= 0 \\ \frac{dL_{dq}}{dt} &= 0 \end{aligned} \quad (5.5)$$

Následně můžeme systém přepsat do maticové formy:

$$x = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_e \\ R_s \\ L_{dq} \end{bmatrix}, u = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}, s = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_e \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

$$f(x, u) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{dq}} (u_d - R_s i_d + \omega_r i_q) \\ \frac{1}{L_{dq}} (u_q - R_s i_q - \omega_r i_d - \omega_r \psi_m) \\ \frac{3}{8} \frac{n_p^2}{J} \psi_m i_q - \frac{n_p}{2J} T_L \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, h(x) = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_e \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

V našem případě je Lieova derivace vektor se třemi komponenty:

$$\mathcal{L}_f^k h = \begin{bmatrix} \mathcal{L}_f^k h_1 \\ \mathcal{L}_f^k h_2 \\ \mathcal{L}_f^k h_3 \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

První dvě Lieovy derivace můžeme zapsat jako:

$$\mathcal{L}_f^0 h = h = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_e \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

$$\mathcal{L}_f h = \frac{\partial h}{\partial x} f = \begin{bmatrix} i_q \omega_e + \frac{1}{L_{dq}} (u_d - i_d R_s) \\ -i_d \omega_e + \frac{1}{L_{dq}} (u_q - i_q R_s - \omega_e \Psi_m) \\ \frac{1}{J} \left( \frac{3}{2} i_q \Psi_m n_p^2 - T_L n_p - B \omega_e \right) \end{bmatrix}$$

Ostatní Lieovy derivace v rozsahu  $\mathcal{L}_f^{k=2}$  až  $\mathcal{L}_f^{n-1}$ , můžeme odvodit analogicky pomocí (5.2). Dimenze stavového prostoru je v tomto případě  $n = 5$ . Výsledná matice pozorovatelnosti má rozměr  $15 \times 5$  a je to Jakobián ve tvaru:

$$O = \begin{bmatrix} \frac{\partial \mathcal{L}_f^0 h_1}{\partial i_d} & \frac{\partial \mathcal{L}_f^0 h_1}{\partial i_q} & \frac{\partial \mathcal{L}_f^0 h_1}{\partial \omega_e} & \frac{\partial \mathcal{L}_f^0 h_1}{\partial R_s} & \frac{\partial \mathcal{L}_f^0 h_1}{\partial L_{dq}} \\ \frac{\partial \mathcal{L}_f^0 h_2}{\partial i_d} & \frac{\partial \mathcal{L}_f^0 h_2}{\partial i_q} & \frac{\partial \mathcal{L}_f^0 h_2}{\partial \omega_e} & \frac{\partial \mathcal{L}_f^0 h_2}{\partial R_s} & \frac{\partial \mathcal{L}_f^0 h_2}{\partial L_{dq}} \\ \frac{\partial \mathcal{L}_f^0 h_3}{\partial i_d} & \frac{\partial \mathcal{L}_f^0 h_3}{\partial i_q} & \frac{\partial \mathcal{L}_f^0 h_3}{\partial \omega_e} & \frac{\partial \mathcal{L}_f^0 h_3}{\partial R_s} & \frac{\partial \mathcal{L}_f^0 h_3}{\partial L_{dq}} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial \mathcal{L}_f^4 h_1}{\partial i_d} & \frac{\partial \mathcal{L}_f^4 h_1}{\partial i_q} & \frac{\partial \mathcal{L}_f^4 h_1}{\partial \omega_e} & \frac{\partial \mathcal{L}_f^4 h_1}{\partial R_s} & \frac{\partial \mathcal{L}_f^4 h_1}{\partial L_{dq}} \\ \frac{\partial \mathcal{L}_f^4 h_2}{\partial i_d} & \frac{\partial \mathcal{L}_f^4 h_2}{\partial i_q} & \frac{\partial \mathcal{L}_f^4 h_2}{\partial \omega_e} & \frac{\partial \mathcal{L}_f^4 h_2}{\partial R_s} & \frac{\partial \mathcal{L}_f^4 h_2}{\partial L_{dq}} \\ \frac{\partial \mathcal{L}_f^4 h_3}{\partial i_d} & \frac{\partial \mathcal{L}_f^4 h_3}{\partial i_q} & \frac{\partial \mathcal{L}_f^4 h_3}{\partial \omega_e} & \frac{\partial \mathcal{L}_f^4 h_3}{\partial R_s} & \frac{\partial \mathcal{L}_f^4 h_3}{\partial L_{dq}} \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

Systém je lokálně pozorovatelný v případě, že matice pozorovatelnosti má plnou hodnotu. V tomto případě musí platit  $\text{rank}(O) = 5$ . Tato podmínka je testována na různé matice sestavené z pěti libovolných řádků matice  $O$ , tak aby výsledná matice byla regulární. Nejzajímavější výsledek přináší výběr pěti prvních řádků matice  $O$ :

$$O_1 = \begin{bmatrix} \frac{\partial \mathcal{L}_f^0 h_1}{\partial i_d} & \frac{\partial \mathcal{L}_f^0 h_1}{\partial i_q} & \frac{\partial \mathcal{L}_f^0 h_1}{\partial \omega_e} & \frac{\partial \mathcal{L}_f^0 h_1}{\partial R_s} & \frac{\partial \mathcal{L}_f^0 h_1}{\partial L_{dq}} \\ \frac{\partial \mathcal{L}_f^0 h_2}{\partial i_d} & \frac{\partial \mathcal{L}_f^0 h_2}{\partial i_q} & \frac{\partial \mathcal{L}_f^0 h_2}{\partial \omega_e} & \frac{\partial \mathcal{L}_f^0 h_2}{\partial R_s} & \frac{\partial \mathcal{L}_f^0 h_2}{\partial L_{dq}} \\ \frac{\partial \mathcal{L}_f^0 h_3}{\partial i_d} & \frac{\partial \mathcal{L}_f^0 h_3}{\partial i_q} & \frac{\partial \mathcal{L}_f^0 h_3}{\partial \omega_e} & \frac{\partial \mathcal{L}_f^0 h_3}{\partial R_s} & \frac{\partial \mathcal{L}_f^0 h_3}{\partial L_{dq}} \\ \frac{\partial \mathcal{L}_f h_1}{\partial i_d} & \frac{\partial \mathcal{L}_f h_1}{\partial i_q} & \frac{\partial \mathcal{L}_f h_1}{\partial \omega_e} & \frac{\partial \mathcal{L}_f h_1}{\partial R_s} & \frac{\partial \mathcal{L}_f h_1}{\partial L_{dq}} \\ \frac{\partial \mathcal{L}_f h_2}{\partial i_d} & \frac{\partial \mathcal{L}_f h_2}{\partial i_q} & \frac{\partial \mathcal{L}_f h_2}{\partial \omega_e} & \frac{\partial \mathcal{L}_f h_2}{\partial R_s} & \frac{\partial \mathcal{L}_f h_2}{\partial L_{dq}} \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

Determinant této matice vypadá následovně:

$$D_1 = \frac{-i_q u_d + i_d u_q - i_d \omega_e \psi_m}{L_{dq}^3} \quad (5.12)$$

Abychom zajistili regulární matici  $O_1$ , musí být její determinant  $D_1$  různý od nuly. Pokud budeme uvažovat řízený motor s  $i_d = 0$ , je potřeba zajistit nenulové  $i_q$  a nenulové otáčky  $\omega_e$ . Nenulové  $i_q$  dostaneme přivedením zátěžového momentu. Pro udržení  $i_d = 0$  nemůže být nulový ani vstup  $u_d$  při zajištění předchozích podmínek  $i_q \neq 0$  a  $\omega_e \neq 0$ .

V našich simulacích používáme neřízený motor napájený harmonickým třífázovým napětím. Pokud má motor nenulové otáčky a nepřivádíme zátěžový moment, je nulové pouze  $i_q$ , vstupy  $u_{dq}$  a proud  $i_d$  jsou nenulové. Systém je v tomto případě pozorovatelný s výjimkou, kdy  $u_q = \omega_e \psi_m$ . V případě, že zátěžový moment zavádíme a otáčky jsou nenulové, pak jsou nenulové i vstupy  $u_{dq}$  a výstupní proudy  $i_{dq}$ . I zde může nastat případ, kdy systém není pozorovatelný:  $i_d u_q = i_q u_d + i_d \omega_e \psi_m$ .

## 6 Návrh algoritmu pro detekci poruch

V této kapitole provedeme návrh a testování algoritmu pro detekci poruch. V předchozích kapitolách jsme si ukázali estimaci parametrů zdravého motoru pomocí stavového pozorovatele, určování parametrů poškozeného motoru metodou PSO a detekci aditivní chyby senzoru výpočtem reziduí. Spojením těchto představených algoritmů dostaneme vlastní metodu pro detekci poruch motoru.

Schéma zapojení pro tento algoritmus můžeme vidět na obr. 6.1. Navržené schéma obsahuje tři hlavní bloky: PMSM model, blok adaptivní estimace parametrů a blok detekce poruchy senzoru. PMSM model představuje blok motoru podle kap. 2.4. Jako vstupy do tohoto bloku slouží fázová napětí, zátěžový moment  $T_L$ , statorový odpor  $R_s$ , indukčnost  $L_{dq}$ , počet pólových dvojic  $n_p$ , parametry určující rozsah vnitřní poruchy  $q$ ,  $\sigma_{bob}$  a odpor poškozené izolace  $r_f$ . Výstup tohoto bloku tvoří fázové proudy, mechanické otáčky a informace o poloze rotoru. K těmto výstupům je přičítána aditivní chyba. Takto upravené výstupy pak slouží jako vstupy do bloků pro adaptivní estimaci parametrů a detekci poruchy senzoru.

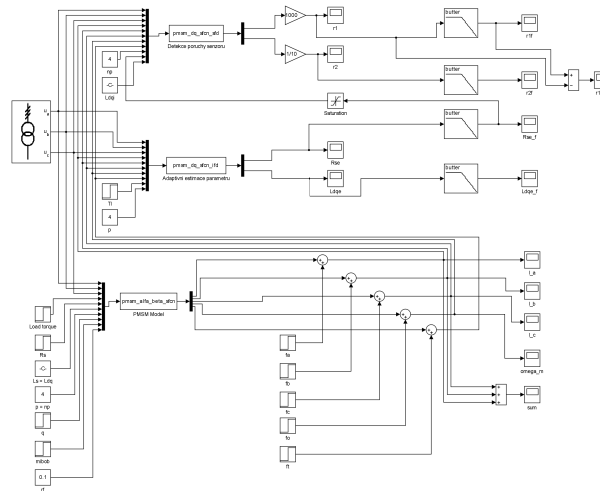
Do bloku adaptivní estimace parametrů vstupují také fázová napětí, zátěžový moment  $T_L$  a konstanta určující počet pólových dvojic motoru. Výstupem tohoto bloku jsou estimované parametry  $\hat{R}_s$ ,  $\hat{L}_{dq}$ . Tyto parametry jsou dále filtrovány pomocí dolní propusti. Jako filtr je použit Butterworthův filtr osmého řádu s mezním kmitočtem  $\omega_n = 150 \frac{rad}{s}$ . Takto filtrovaný průběh  $\hat{R}_s$  je pak zaveden do bloku výpočtu reziduí.

Do tohoto bloku dále vstupují fázová napětí, konstantní informace o počtu pólových dvojic a velikost indukčnosti  $L_{dq}$ . Výstupem tohoto bloku jsou rezidua  $r_1$ ,  $r_2$ . Tyto rezidua jsou dále filtrována stejně jako výstupy předešlého bloku. V tomto případě ještě provádíme rozdíl filtrovaného a nefiltrovaného průběhu rezidua  $r_1$ .

Výstupní veličiny tohoto algoritmu tedy jsou: součet fázových proudů  $i_a + i_b + i_c$ , estimované parametry  $\hat{R}_s$ ,  $\hat{L}_{dq}$  a jejich filtrované průběhy  $\hat{R}_s^f$ ,  $\hat{L}_{dq}^f$ , vypočtená rezidua a jejich filtrované průběhy  $r_1$ ,  $r_2$  a  $r_1^f$ ,  $r_2^f$ , rozdíl  $r_1^f - r_1$ . Zaváděním jednotlivých poruch a pozorováním průběhů výstupních veličin určíme reakce typické pro každou poruchu.

### Simulace pro případ zdravého motoru

V simulaci použijeme neřízený motor napájený harmonickým třífázovým napětím o frekvenci 50Hz a amplitudě 5V. Elektrické a mechanické parametry motoru nastavíme  $R_s = 273m\Omega$ ,  $L_d = L_q = 0,7mH$ ,  $\psi_m = 8,67mV.s$ ,  $J = 3 \cdot 10^{-6}kg.m^2$ ,  $n_p = 4$ . K tomuto modelu je připojen systém pro sledování změny vnitřních parametrů  $R_s$ ,  $L_{dq}$  a detekce selhání senzorů pomocí sledování reziduí  $r_1$ ,  $r_2$ . Při běhu motoru uvažujeme změnu jeho statorového odporu  $R_s$  vlivem teploty nebo v důsledku povrchového jevu. Dále je možné zavádět zátěžový mo-



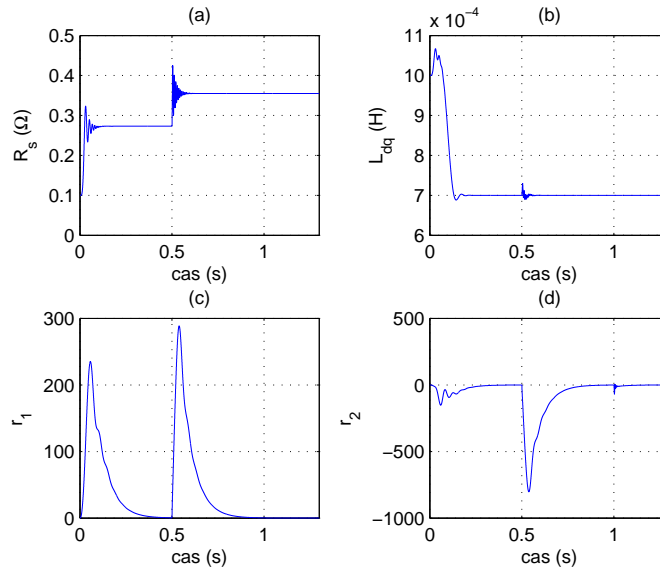
Obrázek 6.1: Schéma zapojení pro detekci poruch motoru

ment  $T_L$ . Tyto změny nemají žádný vliv na správný odhad vnitřních parametrů nebo výpočet reziduí. Postupně budeme testovat situace, kdy nastane vnitřní chyba motoru (zkrat na vinutí) nebo vykáže aditivní chybu jeden ze senzorů proudu, otáček a polohy rotoru.

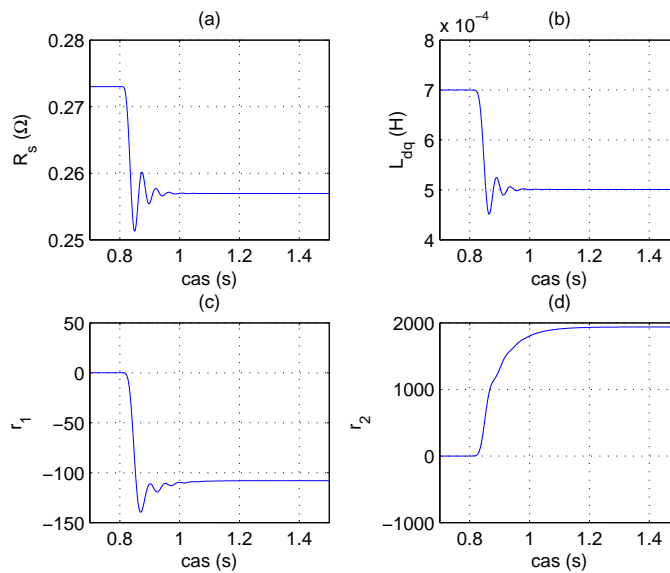
Nejprve budeme simulovat zdravý motor, u kterého v čase  $t = 0,5s$  nastane změna odporu z hodnoty  $R_s = 273m\Omega$  na  $R_s = 355m\Omega$ , tedy o 30%. V čase  $t = 1s$  zavedeme zátěžový moment  $T_L = 0,1N.m$ . Na obr. 6.2 si můžeme všimnout, že po zvýšení odporu  $R_s$  nastane správná estimace změny tohoto parametru. Průběh odhadu parametru  $L_{dq}$  zůstane po dosažení správné hodnoty  $L_{dq} = 0,7mH$  již beze změny. V průběhu reziduí  $r_1, r_2$  můžeme vidět reakci na změnu odporu  $R_s$  v čase  $t = 0$  a  $t = 0,5s$ . Tyto změny nicméně rychle odezní a rezidua se vrací do nulového stavu. Můžeme tedy říct, že ve chvíli, kdy v ustáleném stavu platí  $r_1 = r_2 = 0$ , pozorujeme zdravý motor.

### Simulace pro případ zkratu na vinutí

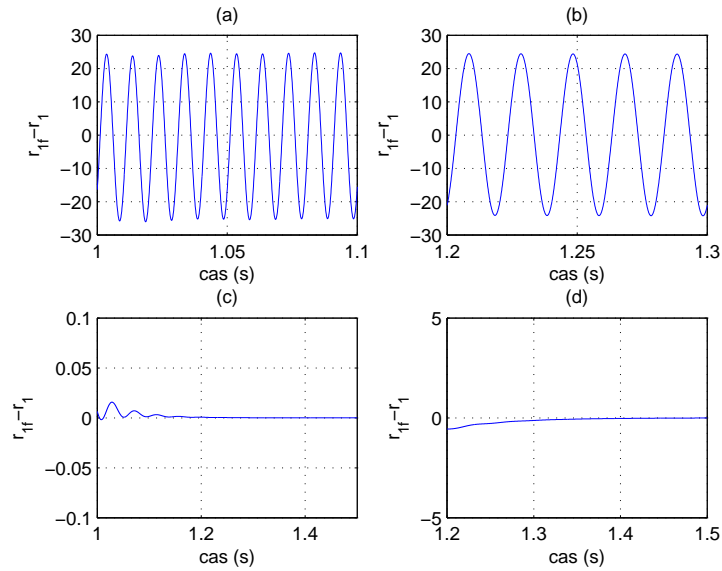
U další simulace budeme zavádět zkrat na vinutí ve fázi (a) a to s parametry:  $n_p = 4$ ,  $p = 2$ ,  $\sigma_{bob} = 1$ ,  $\sigma = 0,5$ . Odpor poškozené izolace nastavíme na  $r_f = 0,1\Omega$ . Na obr. 6.3 můžeme vidět, že po zavedení zkratu na vinutí klesne hodnota statorového odporu na  $R_s = 0,257\Omega$ , tedy o 5,9%. Hodnota indukčnost  $L_{dq}$  klesne na hodnotu  $L_{dq} = 0,5mH$ , tedy o 28,6%. Rezidua v tomto případě reagují změnou ustálené hodnoty,  $r_1$  přechází do hodnoty  $r_1 = -108$ ,  $r_2$  se ustálí v  $r_2 = 1938$ . Časové průběhy na obr. 6.3 jsou ve své filtrované verzi. Rozdíl filtrovaného a nefiltrovaného průběhu  $r_1$  můžeme vidět na obr. 6.4. Pokud pozorujeme změnu ustálené hodnoty  $r_1, r_2$ , rozdíl filtrované verze a nefiltrované verze  $r_1$  má harmonický průběh a zároveň je součet proudů  $i_a + i_b + i_c = 0$ , můžeme říct že nastal zkrat na vinutí.



Obrázek 6.2: Průběhy estimace parametrů  $R_s$ ,  $L_{dq}$  a časové průběhy reziduí  $r_1$ ,  $r_2$  u zdravého motoru



Obrázek 6.3: Filtrované časové průběhy a)  $R_s$ , b)  $L_{dq}$ , c)  $r_1$ , d)  $r_2$  při zavedení zkratu na vinutí ve fázi  $a$



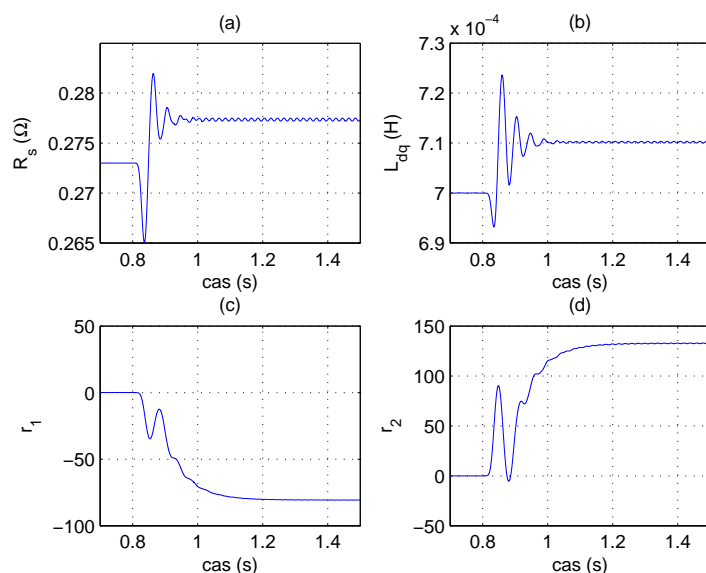
Obrázek 6.4: Rozdíl filtrovaného a nefiltrovaného průběhu  $r_1$  v situaci, kdy nastane a) zkrat na vinutí, b) porucha senzoru proudu, c) porucha senzoru otáček  $\omega_m$ , d) porucha senzoru polohy rotoru  $\theta_m$

### Simulace pro případ selhání senzoru proudu

V další simulaci zavedeme aditivní chybu do senzoru proud  $i_a$ . Tato chyba má velikost  $\Delta i_a = 2A$  a dochází k ní v čase  $t = 0,8s$ . S touto aditivní chybou dále pracuje adaptivní estimace vnitřních parametrů motoru a výpočet reziduí  $r_1, r_2$ . Filtrované časové průběhy těchto veličin je možné vidět na obr. 6.5. Dochází zde k nárůstu  $R_s$  na hodnotu  $R_s = 0,278\Omega$ , tedy o 1,9% a  $L_{dq}$  na hodnotu  $L_{dq} = 0,71mH$ , tedy o 1,4%. Reziduum  $r_1$  se ustálí na hodnotě  $r_1 = -80$ ,  $r_2$  pak na hodnotě  $r_2 = 132$ . Rozdíl nefiltrovaného a filtrovaného průběhu  $r_1$  je zobrazen na obr. 6.4. Je zde možné pozorovat typický harmonický průběh pro tento druh poruchy. V případě, že pozorujeme změnu ustálené hodnoty  $r_1, r_2$ , rozdíl filtrované verze a nefiltrované verze  $r_1$  má harmonický průběh a zároveň je součet proudů  $i_a + i_b + i_c \neq 0$ , můžeme říct že nastala aditivní chyba senzoru proudu. U tohoto druhu poruchy nejsme schopni rozeznat, při měření jakého fázového proudu porucha nastala.

### Simulace pro případ selhání senzoru otáček

V této simulaci aditivní chyba nastává v senzoru pro měření otáček  $\omega_m$ . Chyba se objeví v čase  $t = 0,8s$  a má velikost  $\Delta \omega_m = 1$ . Nefiltrované časové průběhy odhadu vnitřních parametrů  $R_s, L_{dq}$  a výpočtu reziduí  $r_1, r_2$  můžeme vidět na obr. 6.6. Odhad parametru  $R_s$  se nemění a reflektuje skutečný statorový odpor motoru,  $L_{dq}$  klesne o 2,9% na hodnotu  $L_{dq} = 0,68mH$ .



Obrázek 6.5: Filtrované časové průběhy  $R_s$ ,  $L_{dq}$ ,  $r_1$ ,  $r_2$  v případě aditivní chyby senzoru proudu

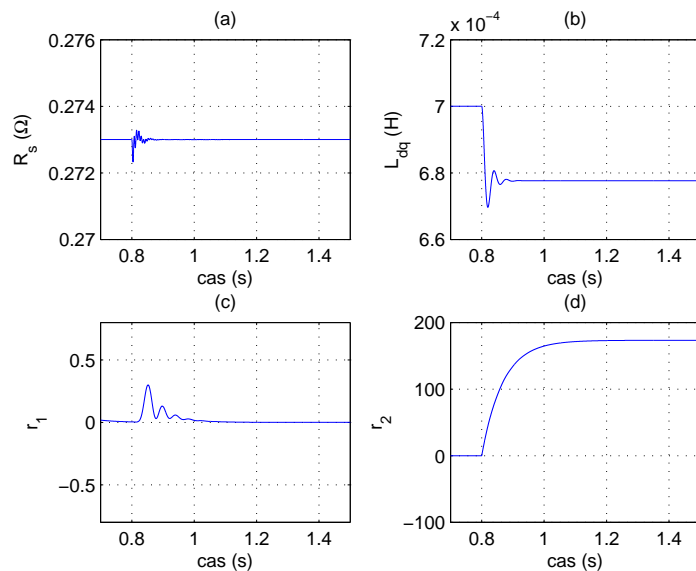
Reziduum  $r_1$  je bez reakce, reziduum  $r_2$  se ustálí na hodnotě  $r_2 = 173$ . Rozdíl filtrovaného a nefiltrovaného průběhu rezidua  $r_1$  je nulový (obr. 6.4). Můžeme říct, že tuto chybu lze jasně detekovat v případě, že průběh rezidua  $r_1$  je bez reakce a průběh rezidua  $r_2$  se ustálí na nenulové hodnotě.

### Simulace pro případ selhání senzoru polohy

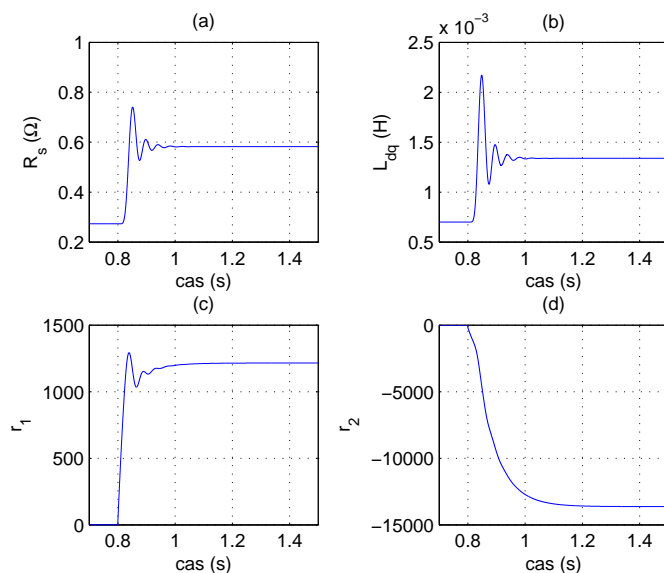
V poslední simulaci nastává aditivní chyba v senzoru polohy rotoru  $\theta_m$  v čase  $t = 0,8s$  a o velikosti  $\Delta\theta_m = 5$ . Filtrované průběhy  $R_s$ ,  $L_{dq}$  a nefiltrované průběhy  $r_1$ ,  $r_2$  je možné vidět na obr. 6.7. Nastává změna v odhadu  $R_s$  o 112,5% na hodnotu  $R_s = 0,582\Omega$  a také dojde k navýšení  $L_{dq}$  o 91,5% na hodnotu  $L_{dq} = 1,34mH$ . Reziduum  $r_1$  se ustálí na hodnotě  $r_1 = 1215$ ,  $r_2$  pak na hodnotě  $r_2 = 13626$ . Rozdíl filtrovaného a nefiltrovaného průběhu rezidua  $r_1$  je možné vidět na obr. 6.4. Tento rozdíl je nulový. Aditivní chybu v měření polohy rotoru lze odhalit z reakce obou reziduí  $r_1$ ,  $r_2$  a z nulového rozdílu filtrované a nefiltrované verze rezidua  $r_1$ .

### Celkové vyhodnocení reakcí algoritmu

Celkové vyhodnocení reakcí tohoto algoritmu můžeme zapsat do tabulky 6.1. V každém řádku jsou pro konkrétní druh poruchy zapsány: reakce filtrovaných estimovaných parametrů



Obrázek 6.6: Časové průběhy  $R_s$ ,  $L_{dq}$ ,  $r_1$ ,  $r_2$  po zavedení aditivní poruchy do senzoru měření otáček  $\omega_m$



Obrázek 6.7: Filtrované časové průběhy  $R_s$ ,  $L_{dq}$  a nefiltrované časové průběhy reziduí  $r_1$ ,  $r_2$  v případě aditivní chyby v senzoru měření polohy rotoru  $\theta_m$

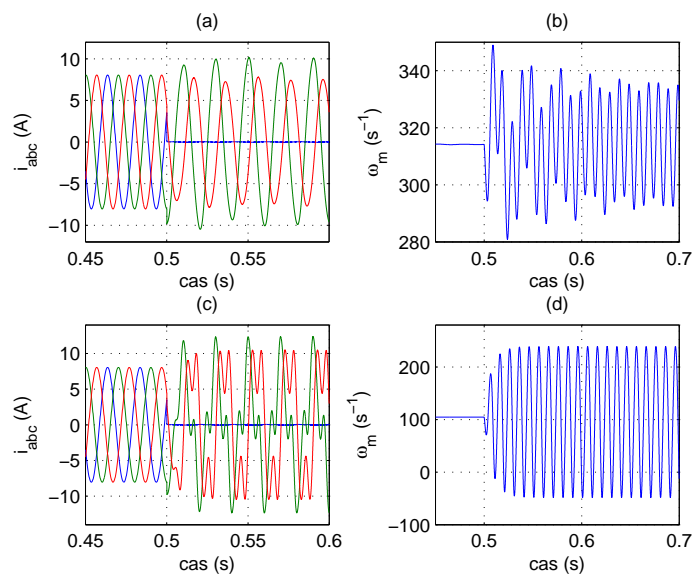
Tabulka 6.1: Vyhodnocení reakcí algoritmu pro odhalování poruch. = beze změny, +/- kladná nebo záporná ustálená hodnota, p/n pokles nebo nárůst od předešlé hodnoty, ~ harmonický průběh, 0 nulový průběh

	$R_s^f$	$L_{dq}^f$	$r_1^f$	$r_2^f$	$i_a + i_b + i_c$	$r_1^f - r_1$	PSO
žádná porucha	=	=	0	0	0	0	ano
zkrat na vinutí	pokles	pokles	-	+	0	~	ano
porucha senzoru $i_{a,b,c}$	nárůst	nárůst	-	+	$\neq 0$	~	ne
porucha senzoru $\omega_m (+)$	=	pokles	0	+	0	0	ne
porucha senzoru $\omega_m (-)$	=	nárůst	0	-	0	0	ne
porucha senzoru $\theta_m$	p/n	nárůst	+/-	+/-	0	0	ne

motoru:  $R_s^f$ ,  $L_{dq}^f$ , výpočet filtrovaných reziduí  $r_1^f$ ,  $r_2^f$ , součet výstupních proudů  $i_a + i_b + i_c$ , rozdíl filtrovaného a nefiltrovaného průběhu rezidua  $r_1$ , možnost ověření poruchy pomocí metody PSO. V jednotlivých buňkách jsou pak zapsány příznaky, kterými se daná porucha projeví. Je možné si všimnout, že kombinace těchto příznaků je v každém řádku, tedy pro každý druh poruchy, jedinečná. Z této kombinace je možné jednoznačně určit, zda porucha nastala a o jaký druh poruchy se jedná. Můžeme rozlišit následující stavy: zdravý motor, zkrat na vinutí, aditivní chyba při měření proudů  $i_{a,b,c}$ , aditivní chyba při měření mechanických otáček  $\omega_m$ , aditivní chyba při měření polohy rotoru  $\theta_m$ .

### Simulace pro případ rozpojeného vinutí

Simulaci rozpojeného vinutí provedeme tím, že v čase  $t = 0,5s$  zvýšíme odpor vinutí fáze (a) z hodnoty  $R_a = 0,273\Omega$  na  $R_a = 100\Omega$ . Použijeme přitom model motoru podle kap. 2.1. Jak můžeme vidět na obr. 6.8, po zavedení poruchy přestane protékat proud fází a,  $i_a \approx 0$ . Průběh mechanických otáček se liší podle počtu pólů dvojic motoru. V případě  $n_p = 1$ , otáčky oscilují mírně kolem své normální hodnoty, pokud je však počet pólů vyšší  $n_p > 1$ , pak je amplituda těchto oscilací poměrně značná. Pro případ  $n_p = 3$ , se otáčky dostávají až do záporných hodnot. Nelze proto předpokládat, že by motor byl v tomto stavu schopen běžného provozu. Pro detekci této poruchy je vhodné kontrolovat, zda součet proudů  $i_a + i_b + i_c = 0$ . Pokud je součet proudů nenulový, zároveň dochází ke značným oscilacím v měření mechanických otáček a jeden z fázových proudů  $i_{a,b,c} \approx 0$ , pak pozorujeme příznaky typické pro rozpojené vinutí.



Obrázek 6.8: Průběhy fázových proudů a otáček rotoru v případě rozpojeného vinutí. Obr. (a, b) ukazují případ, kdy  $n_p = 1$ , (c, d) pak případ, kdy  $n_p = 3$

## 7 Závěr

V této práci byly nejprve zkoumány a úspěšně odsimulovány modely PMSM s typickými poruchami. Tyto simulace zahrnují případ interní poruchy motoru s jednou pólovou dvojicí a s více pólovými dvojicemi. Uvažujeme-li model vícepólového motoru, pak hlavní problém spočívá v určení velikostí elementárních indukčností  $L_{bob}$ ,  $M_{bob}$ . Ty jsme schopni přepočítat pouze pro případ, kdy  $n_p = 4$ . Pokud bychom chtěli určit velikosti těchto elementárních veličin pro jiný počet pólových párů, museli bychom provést simulaci FEM (metoda konečných prvků) podobně jako v článku [2].

Dále byl zprovozněna a odsimulována estimace vnitřních parametrů motoru pomocí stavového rekonstruktoru a metodou PSO. Správná funkce estimace parametrů bude zajištěna při splnění podmínky pro pozorovatelnost systému, která byla odvozena v následující kapitole. V případě odhadu rozsahu poškození vícepólového motoru pomocí metody PSO jsme omezeni podmínkou, že odpor poškozené izolace zkratovaného vinutí  $r_f \approx 0$ . Tato podmínka je akceptovatelná, protože změna  $r_f = \infty$  do  $r_f = 0$  probíhá velice rychle pro většinu izolačních materiálů [2]. Detekce poruchy měřících senzorů byla sestavena a odsimulována s očekávanými výsledky simulací, tak jak jsou popsány v literatuře [1].

Na závěr jsme spojili výše popsané metody do jednoho algoritmu pro detekci poruch. Tento algoritmus je schopný fungovat při provozní změně statorového odporu a při zavádění zátěžového momentu. Algoritmus jasně odliší mezi zdravým motorem, interní poruchou a aditivní chybou senzoru proudu, otáček a polohy rotoru. Mezi nevýhody tohoto algoritmu patří nemožnost rozpoznat v jaké fázi nastala aditivní chyba v měření výstupního proudu a předpoklad, že nenastává více poruch současně. Pro případ rozpojeného vinutí je provedena samostatná simulace a navržen postup pro detekci této poruchy.

Pro další výzkum je klíčové zejména studium vícepólových modelů PMSM s interním defektem. Kvalitní modely jsou poté základem k přesné detekci poruch.

## Reference

- [1] Li Liu, *Robust Fault Detection and Diagnosis for Permanent Magnet Synchronous Motors*, The Florida State University, College of Engineering, 145 s., 2006
- [2] B. Vaseghi, N. Takorabet, F. Meibody-Tabar, A. Djerdir, J-A. Farooq, A. Miraoui, *Modeling and Characterizing the Inter-turn Short Circuit Fault in PMSM*, IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 6 s., 2011
- [3] P. Bastard, P. Bertrand, M. Meunier, *A Transformer Model for Winding Fault Studies*, IEEE Transactions on Power Delivery, 10 s., 1994
- [4] P. Václavek, P. Bláha, I. Herman, *AC Drive Observability Analysis*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 13 s., 2013
- [5] L. Petruška, *Simulace řídicích struktur elektromechanických systémů*, FEKT VUT Brno, s. 90, 2010
- [6] R. Haupt, S. Haupt, *Practical Genetic Algorithms*, Wiley-Interscience Publication, NY, 272 s., 2004
- [7] Z. Caha, M. Černý, *Elektrické pohony*, SNTL Praha, 359 s., 1990
- [8] L. Otava, *Surface Mounted PMSM Stator Winding Fault Modelling*, FEKT VUT Brno, 5 s., 2014