



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

ALGORITMY MONITOROVÁNÍ A DIAGNOSTIKY POHONŮ SE SYNCHRONNÍMI MOTORY

MONITORING AND DIAGNOSIS ALGORITHMS FOR SYNCHRONOUS MOTOR DRIVES

DIZERTAČNÍ PRÁCE

DOCTORAL THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Ing. Lukáš Otava

ŠKOLITEL

SUPERVISOR

prof. Ing. Pavel Václavek, Ph.D.

BRNO 2020

ABSTRAKT

Pohony se synchronními motory s permanentními magnety jsou stále častěji využívány v široké oblasti aplikací. Tyto pohony však trpí nežádoucími poruchami. Disertační práce se proto zaměřuje na poruchu vinutí třífázového motoru a na poruchy senzorů regulační smyčky pohonu. Práce prezentuje model synchronního motoru s poruchou typu mezi-závitový zkrat jedné fáze. Je provedena analýza průběhu elektrických a mechanických veličin motoru během působení poruchy. Model byl verifikován pomocí měření na testovací platformě průmyslového synchronního motoru s emulovanou poruchou. Následující část práce shrnuje algoritmy pro detekci mezipřívětového zkratu uvnitř jednoho fázového vinutí. Nejprve jsou ověřeny konvenční metody pracující na základě analýz statorového napětí a rezidua statorových proudů. Následují tři autorem vytvořené algoritmy detekce poruchy, které využívají rozšířený Kalmanův filtr společně s modifikovaným modelem motoru. Je popsána implementace algoritmů na mikrokontroléru a jsou vyhodnoceny experimentální výsledky detekce poruchy vinutí s emulovanou poruchou za různých situací. Algoritmy ověření funkce senzorů regulační smyčky PMSM motoru, popsané dále, doplňují detekci poruchy vinutí. Poslední kapitola spojuje algoritmy detekce poruchy vinutí a detekce poruchy senzorů, a tím vytváří celkový diagnostický algoritmus poruchy pohonu.

KLÍČOVÁ SLOVA

synchronní motor s permanentními magnety, IPMSM, SPMSM, poruchy motorů, mezi-závitový zkrat vinutí, porucha statoru motoru, porucha vinutí motoru, poruchy senzorů, detekce poruch, diagnostika poruchy, vektorové řízení

ABSTRACT

Permanent magnet synchronous machine drives are used more often. Although, synchronous machines drive also suffer from possible faults. This thesis is focused on the detection of the three-phase synchronous motor winding faults and the detection of the drive control loop sensors' faults. Firstly, a model of the faulty winding of the motor is presented. Effects of the inter-turn short fault were analyzed. The model was experimentally verified by fault emulation on the test bench with an industrial synchronous motor. Inter-turn short fault detection algorithms are summarized. Three existing conventional winding fault methods based on signal processing of the stator voltage and stator current residuals were verified. Three new winding fault detection methods were developed by the author. These methods use a modified motor model and the extended Kalman filter state estimator. Practical implementation of the algorithms on a microcontroller is described and experimental results show the performance of the presented algorithms in different scenarios on test bench measurements. Highly related motor control loop sensors fault detection algorithms are also described. These algorithms are complementary to winding fault algorithms. The decision mechanism integrates outputs of sensor and winding fault detection algorithms and provides an overall drive fault diagnosis concept.

KEYWORDS

permanent magnet synchronous motor, PMSM, motor faults, winding interturn short fault, stator fault, winding fault, sensor fault, fault detection, FD, fault diagnosis, field oriented control, FOC

OTAVA, Lukáš. *Algoritmy monitorování a diagnostiky pohonů se synchronními motory*. Brno, 2021, 142 s. Dizertační práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav automatizace a měřicí techniky. Vedoucí práce: prof. Ing. Pavel Václavek, Ph.D.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou dizertační práci na téma „Algoritmy monitorování a diagnostiky pohonů se synchronními motory“ jsem vypracoval samostatně pod vedením školitele dizertační 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 dizertační práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této dizertační práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

Brno

.....

podpis autora

PODĚKOVÁNÍ

Nejprve bych rád poděkoval vedoucímu dizertační práce panu prof. Ing. Pavlu Václavkovi, Ph.D. za odborné vedení, konzultace, trpělivost a podnětné návrhy k práci.

Chtěl bych poděkovat kolegům z výzkumné skupiny, zvláště Janu Glosovi a Matúši Kozovskému, za přínosné konzultace k tématu práce.

Poděkování patří také mé manželce Ludmile, synovi Kryštofovi a rodičům za všestrannou podporu při psaní této práce.

Brno

.....

podpis autora

Obsah

Úvod	13
1 Stav řešené problematiky	14
2 Cíle dizertační práce	17
3 Synchronní motor s permanentními magnety na rotoru a jeho řízení	18
3.1 Model PMSM v $dq\theta$ souřadnicovém systému	20
3.2 Generovaný elektrický moment	22
3.3 Řízení PMSM motoru	22
4 Metodika modelování, implementace a testování algoritmů detekce poruch	24
4.1 Specifikace motoru a možnosti emulace poruch	24
4.2 Hardware testovací platformy	27
4.3 Software testovací platformy	29
4.4 Nástroje simulací, modelování a analýzy	32
4.5 Profil rychlosti, momentu a emulované poruchy	33
5 Analýza a modelování poruchy typu mezizávitový zkrat jedné fáze vinutí PMSM	35
5.1 Analýza mezizávitového zkratu jedné fáze	36
5.1.1 Analýza proudu smyčkou zkratované části vinutí motoru . . .	37
5.1.2 Analýza chybového napětí v abc a $dq\theta$ souřadnicových systémech	42
5.1.3 Analýza zvlnění momentu	44
5.1.4 Potlačení vlivu mezizávitového zkratu	45
5.2 Verifikace modelu motoru s poruchou ITSF	45
5.2.1 Zpětně indukované napětí BEMF	46
5.2.2 Zkratový proud	47
5.2.3 Zvlnění napětí středu	48
5.2.4 Statorové napětí dq	49
5.2.5 Generovaný moment	50
5.3 Model motoru IPMSM s emulací zkratů v prostředí Simscape	51
6 Detekce mezizávitového zkratu vinutí motoru PMSM	54
6.1 Detekce mezizávitového zkratu pomocí analýzy druhé harmonické složky statorového napětí dq	55

6.1.1	Implementace	58
6.1.2	Experimentální výsledky	60
6.2	Detekce mezizávitového zkratu pomocí rezidua statorových dq proudů	62
6.2.1	Frekvenční analýza rezidua proudů dq	64
6.2.2	Výpočet negativní sekvenční komponenty rezidua statorových dq proudů	67
6.3	Rozšířený Kalmanův filtr	70
6.4	Ověření pozorovatelnosti stavů nelineárního systému	71
6.5	Detekce poruchy vinutí PMSM na základě odhadu statorových odporů	72
6.5.1	Ověření pozorovatelnosti	73
6.5.2	Implementace	74
6.5.3	Experimentální výsledky	77
6.6	Detekce mezizávitového zkratu založená na odhadu statorových odporů a BEMF	78
6.6.1	Ověření pozorovatelnosti	80
6.6.2	Implementace	82
6.6.3	Experimentální výsledky	84
6.7	Detekce ITSF na základě estimace amplitudy zkratového proudu v dq	86
6.7.1	Ověření pozorovatelnosti	88
6.7.2	Implementace	88
6.7.3	Experimentální výsledky	90
6.8	Porovnání metod	92
6.8.1	Dynamické vlastnosti	93
6.8.2	Vliv použitého typu regulační smyčky	94
6.8.3	Vliv nastavení regulátorů proudu	95
6.8.4	Generátorový a motorický režim	96
6.8.5	Citlivost algoritmů na zvlnění zatěžovacího momentu	96
6.8.6	Vliv nepřesnosti parametrů	99
6.8.7	Doba výpočtu jednotlivých algoritmů na mikrokontroléru	102
7	Detekce poruch senzorů regulační smyčky PMSM pohonu	103
7.1	Detekce poruchy senzorů statorových proudů	103
7.2	Detekce poruchy senzoru natočení rotoru	105
7.3	Detekce poruchy senzoru napětí DC sběrnice	107
8	Celková diagnostika poruchy vinutí a senzorů pohonu s PMSM	108
8.1	Experimentální výsledky	111
8.1.1	Poruchy vinutí	112
8.1.2	Poruchy senzorů	115

8.2 Diskuse výsledků	117
Závěr	119
Literatura	121
Publikační činnost autora	129
Seznam symbolů, veličin a zkratk	130
Seznam příloh	133
A Simulink model testovací platformy	134
B Stanovení indukčností statorového vinutí	138
C Ověření elektrických parametrů motoru při inicializaci měniče	139
D Nastavení regulátorů proudu vektorového řízení	141
E Pozorovatel natočení rotoru (Angle tracking observer)	142

Seznam obrázků

3.1	Řez synchronním motorem s permanentními magnety [27]	18
3.2	Náhradní schéma statorového vinutí PMSM	19
3.3	Zjednodušené blokové schéma vektorového řízení (FOC) se smyčkou regulace rychlosti	23
4.1	Motor připojený k dynamometru na testovacím pracovišti	25
4.2	Blokové schéma testovací platformy se synchronním motorem a dynamometrem	27
4.3	Fotografie desky měniče a desky řídicího mikrokontroléru	28
4.4	Blokové schéma implementovaného SW mikrokontroléru	31
4.5	Knihovna bloků vstupů a výstupů testovací platformy	31
4.6	Profil žádané rychlosti, žádaného momentu a emulované poruchy	33
4.7	Průběhy z experimentu na testovací platformě motoru TGT3 bez působení poruchy	34
5.1	Náhradní schéma rotorového vinutí s mezizávitovým zkratem ve fázovém vinutí a	35
5.2	Simulační schéma pro analýzu velikosti zkratového proudu i_f	38
5.3	Spektrální analýza proudu i_f ze simulace pro motor IPMSM a SPMSM	39
5.4	Závislost amplitudy zkratového proudu na velikosti zkratového odporu R_f a velikosti zkratované části σ	41
5.5	Závislost amplitudy zkratového proudu na pracovním bodu motoru	41
5.6	Závislost fáze zkratového proudu na pracovním bodu motoru pro parametry motoru TGT3	42
5.7	Porovnání napětí BEMF modelu a měření během poruchy $\sigma = 9/60$	46
5.8	Porovnání napětí BEMF modelu a měření během poruchy $\sigma = 50/60$	46
5.9	Porovnání zkratového proudu modelu a měření	47
5.10	Zkratový proud i_f v generátorovém režimu motoru	48
5.11	Porovnání zvlnění napětí středu vinutí modelu a měření	49
5.12	Blokový diagram modelu PMSM pro porovnání napětí u_{dq} modelu a měření	49
5.13	Porovnání statorového napětí u_{dq} modelu a měření na reálném motoru	50
5.14	Porovnání zvlnění momentu modelu a měření	51
5.15	Diagram spojení prvků Simscape modelu motoru s poruchami vinutí	52
5.16	Implementace modelu motoru IPMSM s poruchou ITSF v Simscape	53
6.1	Průběhy signálů testovací platformy při působení poruchy ITSF $\sigma = 9/60$ a $R_f = 80 \text{ m}\Omega$	55
6.2	Spektrogram napětí u_d při emulovaném zkratu	56
6.3	Porovnání druhé harmonické složky napětí u_d a u_q	58

6.4	Implementace DFT pro získání druhé harmonické složky signálu . . .	58
6.5	Porovnání indikátorů poruchy algoritmu ud2 pro různé velikosti σ a poruchu ve fázovém vinutí a	60
6.6	Porovnání indikátorů poruchy algoritmu ud2 pro poruchu v různých fázových vinutích	61
6.7	Struktura pro získání reziduí proudů dq měření a modelu	63
6.8	Porovnání teoretického průběhu proudu \mathbf{i}_{rdq} s naměřenými průběhy během působení poruchy	64
6.9	Diagram modelu statorového vinutí PMSM motoru a následný výpočet a zpracování reziduí proudů dq modelu a měření	64
6.10	Porovnání estimované amplitudy zkratového proudu s teoretickým průběhem zkratového proudu, škálovanými koeficientem σ	65
6.11	Porovnání indikátoru poruchy algoritmu ird2 pro různé σ	66
6.12	Porovnání indikátorů poruchy algoritmu ird2 pro poruchu v různých fázích vinutí	67
6.13	Diagram zpracování rezidua statorových proudů dq s výpočtem negativní sekvenční komponenty	68
6.14	Porovnání indikátorů poruchy algoritmu irdqn pro různé závažnosti poruchy	69
6.15	Porovnání indikátorů poruchy algoritmu irdqn pro poruchu v různých fázových vinutích	70
6.16	Implementace algoritmu Rabc v prostředí Simulink	76
6.17	Detekce poruchy typu mezizávitový zkrat ve fázovém vinutí a pomocí algoritmu Rabc pro různé hodnoty σ	78
6.18	Detekce poruchy typu mezizávitový zkrat $\sigma = 9/60$ pro různá fázová vinutí pomocí algoritmu Rabc	79
6.19	Realizace EKF estimátoru C_{abc} implementovaného v prostředí Simulink	83
6.20	Porovnání funkce algoritmu Cabc pro různou závažnost zkratu ve fázovém vinutí a	84
6.21	Porovnání funkce algoritmu Cabc pro poruchu v různých fázových vinutích	85
6.22	Simulink diagram implementace algoritmu detekce $I_f\sigma$	90
6.23	Porovnání měřených proudů i_{dq} s estimovanými pomocí estimátoru $I_f\sigma$ ve dvou pracovních bodech	90
6.24	Porovnání estimované hodnoty $ I_f\sigma $ s teoretickým průběhem zkratového proudu pro poruchu ve fázovém vinutí a ve dvou pracovních bodech	91
6.25	Porovnání indikátoru poruchy algoritmu $I_f\sigma$ pro různé σ a R_f	92

6.26	Chování indikátoru poruchy algoritmu $I_f\sigma$ pro poruchu v různých fázových vinutích	93
6.27	Porovnání chování detekčních algoritmů pro momentové a rychlostní řízení motoru s emulovanou poruchou ITSF	94
6.28	Porovnání vlivu nastavení fázové bezpečnosti proudových regulátorů na jednotlivé detekční algoritmy	95
6.29	Porovnání detekčních algoritmů pro oba směry otáčení rotoru motoru v motorickém a generátorovém režimu	97
6.30	Porovnání chování detekčních algoritmů v případě uměle přidaného zvlnění momentu	98
6.31	Porovnání vlivu nastavení parametru R_s pro jednotlivé algoritmy . . .	99
6.32	Porovnání vlivu nastavení parametru ψ_m pro jednotlivé algoritmy . .	100
6.33	Porovnání vlivu nastavení indukčností L_d , L_q a L_0 pro jednotlivé algoritmy	101
7.1	Implementace algoritmu odhadu efektivní hodnoty, střední hodnoty a rozptylu signálu v prostředí Simulink	104
7.2	Blokový diagram odhadu natočení rotoru PMSM pomocí EEMF . . .	105
7.3	Blokový diagram pozorovatele EEMF napětí	106
7.4	Struktura pozorovatele úhlu vektoru EEMF	106
7.5	Diagram estimace parametru k_{dc} detekce poruchy senzoru napětí u_{DC}	107
8.1	Vývojový diagram f_{DET} celkového diagnostického systému poruchy vinutí a senzorů PMSM	110
8.2	Experiment s mezizávitovým zkratem $\sigma = 9/60$, $R_f = 80 \text{ m}\Omega$ uvnitř fázového vinutí a	112
8.3	Experiment s rozpojenou fází a přes rezistor $R_{op} = 33 \Omega$	113
8.4	Experiment se zkratem středu vinutí na kostru motoru přes rezistor $R_{sc} = 12 \Omega$	114
8.5	Experiment s chybou zesílení senzoru fázového proudu (0,8)	115
8.6	Experiment s offsetem senzoru fázového proudu (2,5 A)	116
8.7	Experiment chyby zesílení senzoru napětí DC sběrnice (0,8)	117
8.8	Experiment s chybou senzoru natočení rotoru 20°	118

Seznam tabulek

4.1	Vybrané parametry dynamometru VUES ASD 2000-2-40	24
4.2	Parametry motoru TGT3-0130-15-36/T4KX	25
4.3	Seznam poruch emulovaných na testovací platformě	26
4.4	Parametry emulovaných mezizávitových zkratů na upraveném TGT3- 0130-15-36/T4KX seřazené dle závažnosti	27
4.5	Vlastnosti senzorů a měniče testovací platformy	30
6.1	Seznam algoritmů detekce poruchy ITSF	54
6.2	Doba výpočtu algoritmů s periodou T_s ($irdqn$, $Rabc$, $Cabc$, $If\sigma$) na mikrokontroléru	102
6.3	Doba výpočtu algoritmů s více vzorkovacími periodami ($ud2$, $ird2$) na mikrokontroléru	102
8.1	Seznam poruch, jejich označení a způsob emulace	108
8.2	Maximální prahové hodnoty indikátorů v bezporuchovém stavu . . .	109
8.3	Maximální a minimální hodnoty indikátorů při aktivovaných poruchách	109
8.4	Použité prahové hodnoty pro detekci jednotlivých poruch	111

Úvod

Dizertační práce je zaměřena na problematiku poruch synchronních motorů. Střídavé elektrické pohony mají pevné místo v průmyslových i trakčních aplikacích. Synchronní motor s permanentními magnety na rotoru (PMSM) má vyšší účinnost než asynchronní motor a má nejlepší poměr výkonu k objemu motoru. Pohony s PMSM se používají v náročných aplikacích, a proto vyžadují pokročilé řídicí algoritmy založené na velmi přesném modelu motoru. Touto problematikou se zabývám proto, že i přes maximálně jednoduchou konstrukci motoru PMSM a jeho relativně vysokou spolehlivost, dochází u PMSM k poruchám. Je prokázáno, že nejčastější poruchy PMSM jsou mechanické a poruchy vinutí jsou hned druhé v pořadí.

V mé práci má porucha vinutí stěžejní postavení. Kombinací působení vnějšího prostředí, přetížení motoru a výrobními vadami může vzniknout mezizávitový zkrat uvnitř fázového vinutí. Mezizávitový zkrat fázového vinutí má hned několik vážných konsekvencí. Prvním důsledkem je snížení kvality regulace vlivem vibrací, které jsou způsobeny zvlněním momentu motoru. Druhým je snížení účinnosti celého pohonu vlivem tepelných ztrát zkratované části vinutí. Dalším následkem je neplatnost modelu motoru používaného pro pokročilé řídicí algoritmy, který většinou předpokládá symetrii řízeného stroje. Nejzávažnějším dopadem je však rychlá degradace vinutí v místě působení zkratu. Je pravděpodobné, že postupná degradace vinutí skončí zkratem mezi fázemi nebo dokonce rozpojením jednoho z fázových vinutí, což má za následek terminální výpadek pohonu.

Včasné odhalení mezizávitového zkratu je tedy velmi důležité k eliminaci další degradace vinutí, zvláště pokud je nutné motor dále provozovat. Pokud není možné okamžité zastavení motoru, je nutné adaptovat řídicí algoritmus, nebo alespoň snížit výkon motoru. Proto se ve své dizertační práci zabývám právě včasným odhalením mezizávitového zkratu.

Mezizávitový zkrat není přímo měřitelný, proto se používají metody, které mají za úkol co nejlepší odhad této poruchy. Cílem je, aby tyto metody nevyžadovaly zásadní zásahy do systému regulace pohonu, a aby používaly pouze senzory regulační smyčky, a tím byly i ekonomicky výhodné. Detekční algoritmy poruchy vinutí spoléhají na měření jednotlivých veličin motoru užitých k detekci poruch. Jelikož detekovaný zkrat vyžaduje včasné a razantní reakce, je také nutné, aby nedocházelo k falešným hlášením detekované poruchy vinutí. Tato falešná hlášení mohou být způsobena i méně zásadními chybami senzorů, proto je nutné s detekcí poruchy vinutí ověřovat také správnou funkci použitých senzorů regulační smyčky.

Kombinací detekčních algoritmů vinutí a detekčních algoritmů senzorů regulační smyčky PMSM tedy může vzniknout systém, kterým je možné zvýšit spolehlivost konvenčního pohonu.

1 Stav řešené problematiky

Detekce poruch jednotlivých částí elektrických pohonů se synchronními motory je stále velmi aktuální, což dokládá i počet vědeckých publikací na toto téma.

Poruchy synchronního motoru můžeme rozdělit na poruchy mechanické, magnetické (související s permanentními magnety na rotoru) a elektrické [26]. Ze statistik poruchovosti PMSM uvedených v [29], [7] a [5], může být zjištěno, že poruchy motoru se nejčastěji vyskytují u ložisek (přibližně 50 % poruch) a u statorového vinutí (přibližně 38 % poruch). Pravděpodobnosti poruch jednotlivých komponent pohonu byly uvedeny také v [4] a [33]. Poruchy statorového vinutí jsou tedy velmi významné, proto se na ně zaměřuje i tato dizertační práce.

Mechanické poruchy jsou rozlišovány na nevyvážení rotoru vlivem excentricity a opotřebení ložisek. Pevnou pozici při detekci mechanických a magnetických poruch má vibrodiagnostika. Ve specifických případech je možné detekovat mechanické poruchy i analýzou statorových elektrických veličin [41]. Práce [6] porovnává použití senzoru vibrací a analýzy statorových proudů pro detekci poruchy ložiska, z uvedených výsledků je patrné, že senzor vibrací lépe vyhodnocuje mechanické poruchy.

Detekce poruchy vinutí motoru PMSM

Elektrické poruchy vinutí jsou rozdělovány obvykle na rozpojení fáze, na zkrat fáze na kostru motoru, zkrat mezi fázemi a mezizávitový zkrat jednoho fázového vinutí. Mezizávitový zkrat uvnitř jednoho fázového vinutí má výlučné postavení, protože je v počátcích obtížně detekovatelný. Během jeho působení však uvnitř vinutí dochází k nevratnému poškození. Z tohoto důvodu je jeho včasná detekce velmi důležitá, a proto je řešena i v této práci.

Detekce mezizávitového zkratu je obvykle založena na teoretických předpokladech modelované poruchy. V literatuře se vyskytují modely synchronního motoru umožňující simulaci rozpojení fáze nebo zkrat ve vinutí [17], [39]. Autoři se také věnují modelování více specifických konfigurací statorového vinutí. V [16] je porovnání chování motoru se sériově a paralelně zapojenými cívkami vinutí během působení mezizávitového zkratu.

Nejjednodušší metody detekce mezizávitového zkratu jsou založeny na použití dodatečných senzorů. Detekce mezizávitového zkratu s využitím měření napětí středu vinutí motoru je popsána v [48]. Autoři článku [30] detekují poruchu pomocí senzoru zbytkového magnetického pole. Podobně je možné rozeznat mezizávitový zkrat i pomocí senzoru vibrací nebo senzoru momentu motoru. Tyto senzory však obvykle nejsou k dispozici, neboť by neúměrně zvýšily cenu celého zařízení.

Většina algoritmů proto spoléhá pouze na senzory regulační smyčky motoru. V literatuře jsou popsány tři základní přístupy detekce mezizávitového zkratu [47],

[55], a to detekce pomocí signálové analýzy, detekce pomocí modelu motoru a detekce pomocí umělé inteligence.

Autoři článku [14] spoléhají na detekci mezizávitového zkratu pouze z měřených statorových napětí. Autoři [25] detekují mezizávitový zkrat z druhé harmonické složky měřeného statorového proudu i_q . Článek [37] ukazuje použití analýzy statorových proudů a rozšířené analýzy Parkova vektoru. Metoda detekce mezizávitového zkratu založená na analýze jalového výkonu je uvedena v [44]. I pro detekci mechanických poruch se používají metody založené na analýze statorových proudů. Více poruch se tedy může projevat podobnými symptomy a je důležité, aby detekční algoritmy rozlišovaly poruchy bezchybně.

Pro detekci poruch statorového vinutí se používají nejčastěji metody založené na modelu vinutí motoru. Autoři článku [34] používají model motoru s odhadem statorových odporů pomocí rozšířeného Kalmanova filtru. Velkou skupinu metod tvoří algoritmy založené na modelu vinutí motoru bez poruchy. U těchto metod jsou analyzována rezidua měřených statorových proudů a proudů získaných z modelu. Dva různé způsoby analýzy reziduí proudů jsou uvedeny v [20] a [32]. Detekce mezizávitového zkratu pomocí rezidua statorového napětí byla popsána v [8], [28] a [1]. Výstupy napěťového modelu jsou využity pro generování reziduí s měřeným napětím pro další analýzu a následnou detekci poruchy.

Algoritmy umělé inteligence, které jsou také používány pro detekci mezizávitového zkratu, nejsou dále zvažovány, protože jsou velmi výpočetně náročné a jsou proto většinou nevhodné pro nasazení k on-line zpracování měření přímo v měniči.

Je nutné zmínit, že určitá část vědeckých prací je založena na nějakém předpokladu, např. charakteristika zátěže motoru, cyklus stroje, atd. Tyto práce obvykle extrahují ukazatel poruchy vinutí nepřímo, a proto nejsou dostatečně univerzální. Typickým zástupcem tohoto přístupu jsou metody založené na analýze pouze statorových proudů (Motor current signature analysis – MSCA) při použití vektorového řízení. Ze statorových proudů je však možné zjistit poruchu typu mezizávitový zkrat pouze pokud dochází ke zvlnění rychlosti. To může být ve specifických případech použití omezující (např. spřažené pohony).

Tato dizertační práce se proto zaměřuje na metody založené na modelech motoru a estimátorech stavu, které využívají regulované a akční veličiny PMSM pohonu s cílem vytvořit univerzální algoritmy, které budou pracovat ve všech pracovních režimech motoru a budou v porovnání s tradičními metodami citlivější na poruchy malé závažnosti.

Detekce poruch senzorů pohonu PMSM

Senzory regulační smyčky motoru musí být ověřeny z hlediska správné funkce, aby jejich měření mohla být použita v pokročilých algoritmech detekce poruchy. Bez správných hodnot senzorů není možné přesně rozhodnout o typu poruchy. Senzor proudu je nezbytný pro vektorové řízení proudu i další algoritmy. Detekce poruchy senzoru proudu na základě nelineárního estimátoru stavu byla prezentována v [15] a [21]. Objevují se také metody, které umožňují rekonstrukci fázových proudů pomocí jednoho senzoru proudu umístěného mezi tranzistorovým mostem a kondenzátorem DC sběrnice [42].

V oblasti detekce poruch senzoru natočení rotoru figurují zejména algoritmy primárně určené pro řízení motoru bez senzoru natočení rotoru. Tyto algoritmy se potom použijí jako redundantní senzory, které je možné využít k regulaci v případě zjištění poruchy. Používají se také metody založené na odhadu zpětně indukovaného napětí motoru (BEMF) [56], metody založené na modelu motoru [22] a metody založené na injektáži vysokofrekvenční složky [52], [46].

Články uvedené v předchozích dvou odstavcích se zaměřují vždy pouze na jednu konkrétní poruchu. Vyskytují se však i vědecké práce, které zajišťují kombinovanou diagnostiku všech senzorů regulační smyčky. Autoři článku [10] zjišťují poruchu senzorů proudů, senzoru napětí a senzoru natočení rotoru na základě rozdílu odhadnuté hodnoty proudů a rychlosti rotoru s pomocí modelu a EKF. Článek [3] popisuje kombinovanou diagnostiku senzorů pomocí tří estimátorů.

Porucha vinutí ovšem způsobí neplatnost modelů standardně používaných k detekci poruchy senzorů. Publikované práce tento problém zkoumají pouze okrajově. Je tedy nutné vytvořit kombinovanou diagnostickou metodu, která ověří funkci senzorů i pro motor s poruchou vinutí.

Celková kombinovaná diagnostika pohonu je popsána v dizertační práci [33], práce však primárně využívá redundantní senzory. V disertační práci [29] nalezneme také kombinaci detekčních algoritmů vinutí a senzorů. Autorkou však není provedena verifikace kombinace všech detekčních algoritmů. Proto byl v další práci kladen důraz i na kombinovanou celkovou diagnostiku pohonu, protože je toto téma v odborných pramenech pouze minimálně diskutováno.

Z výstupů jednotlivých detekčních algoritmů poruchy je možné získat celkovou nejzávažnější poruchu pomocí diagnostických rozhodovacích metod, které jsou popsány např. v [23]. Vhodná kombinace algoritmů detekce poruchy použitých senzorů s algoritmy detekce poruchy vinutí je tedy důležité téma. V neposlední řadě je nutné všechny algoritmy otestovat v širokém rozsahu pracovních podmínek motoru.

2 Cíle dizertační práce

Cílem provedeného výzkumu je návrh algoritmů diagnostiky pohonu se synchronním motorem s permanentními magnety, zejména z hlediska poruchy typu mezizávitový zkrat jedné fáze vinutí motoru. Rozhodl jsem se vytvořit nové metody ke standardně používaným metodám detekce mezizávitového zkratu a zjistit, zda je možné dosáhnout lepších výsledků. Na toto hlavní téma navazují algoritmy ověření funkce senzorů regulační smyčky, které mají klíčový význam pro bezproblémový chod motoru i detekčních algoritmů poruchy. Algoritmy detekce poruchy senzorů musí být koncipovány tak, aby jejich funkce nebyla ovlivněna mezizávitovým zkratem, což je v literatuře pouze minimálně diskutováno. Je předpokládáno, že vytvořené algoritmy bude možné provozovat „on-line“, při točícím se motoru, v reálném čase společně s algoritmy regulační smyčky motoru na řídicím mikrokontroléru. Algoritmy vytvořené pro tyto účely jsou založeny na estimátorech stavu s modely motoru, které jsou v práci diskutovány. Práce je vymezena na standardní regulační strukturu tří-fázového PMSM s osazeným senzorem natočení rotoru, bez vyvedeného středu, se snímači fázových proudů a senzory napětí a proudu stejnosměrné DC sběrnice.

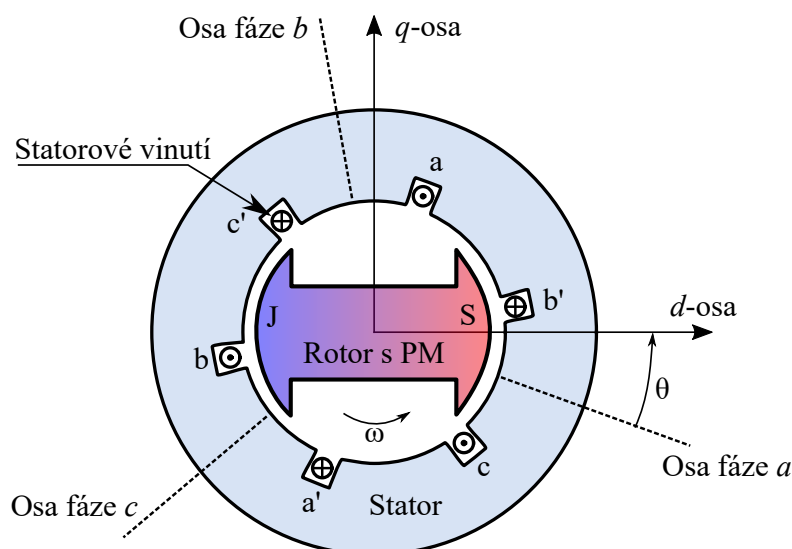
Dílčí cíle dizertační práce

- Analyzovat poruchu typu mezizávitový zkrat jednoho fázového vinutí synchronního motoru s permanentními magnety.
- Vytvořit model synchronního motoru včetně simulace poruch.
- Seznámit se s vytvořenou testovací platformou PMSM motoru a s použitými metodami.
- Navrhnout metody detekce mezizávitového zkratu vinutí založené na modelu motoru a estimaci stavů.
- Porovnat vytvořené metody detekce poruchy vinutí se standardními metodami na datech změřených na reálném motoru při různých pracovních podmínkách.
- Implementovat rozhodovací mechanismus, který umožní rozlišení mezi poruchou konkrétního senzoru nebo poruchou vinutí.
- Experimentálně ověřit implementované algoritmy integrované v reálném řídicím systému PMSM motoru s mikrokontrolérem.

3 Synchronní motor s permanentními magnety na rotoru a jeho řízení

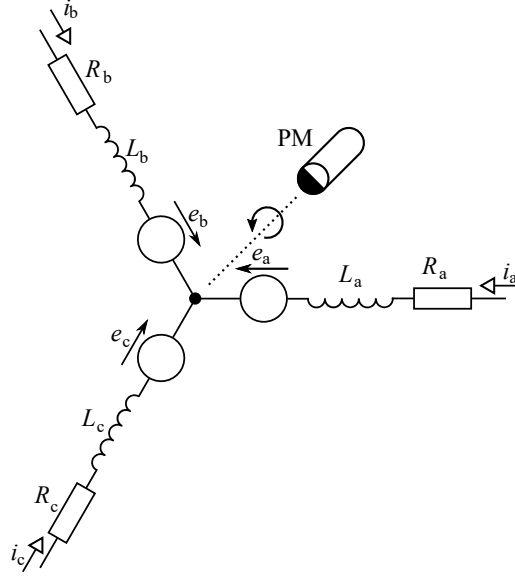
Tato kapitola nejprve pojednává o modelu PMSM motoru bez poruchy v abc souřadnicovém systému (souřadnicový systém svázaný se státorem). Následně ukazuje transformaci modelu a jeho parametrů do souřadnicového systému dq (souřadnicový systém svázaný s rotorem). V závěru kapitoly je popsáno vektorové řízení PMSM motoru. V kapitole 5 je bezporuchový model uvedený v této kapitole rozšířen o poruchu vinutí typu mezizávitový zkrat v jednom fázovém vinutí.

Na Obr. 3.1 je řez zjednodušeným PMSM motorem s jednou pólovou dvojicí, který se skládá z třífázového statorového vinutí a rotoru s permanentním magnetem. V obrázku jsou naznačeny osy statorového vinutí (abc souřadnicový systém) a osy rotoru (dq souřadnicový systém). Úhel mezi osou fáze a a osou d je označován symbolem θ . Tento úhel vyjadřuje elektrické natočení rotoru (polohu). Elektrická rychlost otáčení rotoru je označena symbolem ω .



Obr. 3.1: Řez synchronním motorem s permanentními magnety [27]

Model synchronního motoru s permanentními magnety lze rozdělit na elektrickou část a mechanickou část. Elektrická část je tvořena statorovým vinutím a mechanická část je tvořena otáčejícím se rotorem s permanentními magnety. Statorové proudy vytvářejí ve vinutí magnetický tok, který společně s magnetickým tokem permanentních magnetů rotoru vytváří elektromagnetický moment, který roztáčí rotor. Otáčející se rotor způsobuje změnu magnetického toku ve vinutí a vytváří v něm zpětně indukované elektromotorické napětí.



Obr. 3.2: Náhradní schéma statorového vinutí PMSM

Motor bude nejprve popsán v abc souřadnicovém systému. Je předpokládáno statorové vinutí zapojené do hvězdy, jak je uvedeno na Obr. 3.2. Napětí statoru je tvořeno napětím na odporu vinutí, napětím na cívce a zpětně indukovaným elektromotorickým napětím. Statorové vinutí je analogicky k náhradnímu elektrickému zapojení na Obr. 3.2 popsáno rovnicí pro statorová napětí [27], [31]

$$\mathbf{u}_{abc} = R_s \mathbf{i}_{abc} + \frac{d}{dt} \mathbf{L}_{abc} \mathbf{i}_{abc} + \frac{d}{dt} \Psi_{mabc}. \quad (3.1)$$

R_s označuje fázový odpor statorového vinutí. Vektor napětí \mathbf{u}_{abc} a vektor proudů \mathbf{i}_{abc} , matice indukčností \mathbf{L}_{abc} a vektor magnetických toků permanentních magnetů Ψ_{mabc} mají tvar

$$\mathbf{u}_{abc} = \begin{bmatrix} u_a & u_b & u_c \end{bmatrix}^T, \quad \mathbf{L}_{abc} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{i}_{abc} = \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c \end{bmatrix}^T, \quad \Psi_{mabc} = \psi_m \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}. \quad (3.2)$$

V případě motoru s magnety umístěnými uvnitř rotoru (také označovaný jako motor IPMSM, případně „salient type“) je matice \mathbf{L}_{abc} tvořena indukčnostmi, které jsou funkcí úhlu natočení rotoru θ [27], [31]. Jednotlivé prvky matice indukčností

předpokládají harmonickou změnu indukčnosti (pouze první harmonická složka)

$$\begin{aligned}
L_{aa} &= L_{ls} + L_m + L_{\Delta m} \cos(2\theta), \\
L_{bb} &= L_{ls} + L_m + L_{\Delta m} \cos\left(2\theta - \frac{4\pi}{3}\right), \\
L_{cc} &= L_{ls} + L_m + L_{\Delta m} \cos\left(2\theta + \frac{4\pi}{3}\right), \\
L_{ab} = L_{ba} &= -\frac{1}{2}L_m - L_{\Delta m} \cos\left(2\theta + \frac{\pi}{3}\right), \\
L_{bc} = L_{cb} &= -\frac{1}{2}L_m - L_{\Delta m} \cos(2\theta - \pi), \\
L_{ac} = L_{ca} &= -\frac{1}{2}L_m - L_{\Delta m} \cos\left(2\theta - \frac{\pi}{3}\right).
\end{aligned} \tag{3.3}$$

L_{ls} reprezentuje zbytkovou indukčnost, L_m reprezentuje magnetizační indukčnost a $L_{\Delta m}$ je amplituda změny indukčnosti v závislosti na úhlu natočení rotoru θ . Pro modelování motoru s magnety na povrchu rotoru (označovaný jako SPMSM, případně „non-salient type“) je velikost $L_{\Delta m} = 0$, tím se stane matice \mathbf{L}_{abc} konstantní vzhledem k úhlu natočení rotoru θ . Ve všech případech je uvažován lineární magnetický obvod.

Výraz $\frac{d}{dt}\Psi_{mabc}$ tvoří zpětně indukované elektromotorické napětí \mathbf{e}_{abc} (označované také BEMF).

$$\mathbf{e}_{abc} = \frac{d}{dt}\Psi_{mabc} = -\omega\psi_m \begin{bmatrix} \sin(\theta) \\ \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}. \tag{3.4}$$

Amplituda \mathbf{e}_{abc} je lineárně závislá na elektrické úhlové rychlosti rotoru ω a magnetickém toku permanentních magnetů ψ_m .

3.1 Model PMSM v $dq0$ souřadnicovém systému

Popis motoru pomocí satorových veličin (v abc souřadnicovém systému) je z hlediska řízení motoru nepraktický, jelikož pracuje s harmonickými signály. Model je proto transformován do podoby využívající rotorové veličiny ($dq0$ souřadnicový systém), které jsou v ustáleném stavu konstantní. Satorová napětí \mathbf{u}_{abc} (3.1) jsou nejprve transformována pomocí matice \mathbf{T}_{dq0} na napětí v $dq0$ souřadnicovém systému

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{dq0}(\theta) \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}. \tag{3.5}$$

Tvar transformační matice \mathbf{T}_{dq0} vycházející z kombinace Clarkové a Parkovy transformace [27] je

$$\mathbf{T}_{dq0}(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}. \quad (3.6)$$

Uvedený tvar zachovává stejné amplitudy veličin v obou souřadnicových systémech. Takto transformované rovnice napětí stále obsahují statorové proudy v souřadnicovém systému abc . Proto jsou nahrazeny transformovanými proudy ze systému $dq0$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{abc}(\theta) \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix}. \quad (3.7)$$

Odpovídající matice inverzní transformace $\mathbf{T}_{abc}(\theta)$ [27] je

$$\mathbf{T}_{abc}(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix}. \quad (3.8)$$

Po dosazení proudů \mathbf{i}_{abc} do rovnic pro napětí \mathbf{u}_{dq0} a zjednodušení jsou získány napěťové rovnice v $dq0$ souřadnicovém systému

$$\begin{aligned} u_d &= R_s i_d + \underbrace{\left(L_{ls} + \frac{3}{2}L_m + \frac{3}{2}L_{\Delta m}\right)}_{L_d} \frac{di_d}{dt} - \underbrace{\left(L_{ls} + \frac{3}{2}L_m - \frac{3}{2}L_{\Delta m}\right)}_{L_q} i_q \frac{d\theta}{dt}, \\ u_q &= R_s i_q + \underbrace{\left(L_{ls} + \frac{3}{2}L_m - \frac{3}{2}L_{\Delta m}\right)}_{L_q} \frac{di_q}{dt} + \underbrace{\left(L_{ls} + \frac{3}{2}L_m + \frac{3}{2}L_{\Delta m}\right)}_{L_d} i_d \frac{d\theta}{dt} + \psi_m \frac{d\theta}{dt}, \\ u_0 &= R_s i_0 + L_{ls} \frac{di_0}{dt}. \end{aligned} \quad (3.9)$$

Derivace natočení rotoru dle času odpovídá rychlosti otáčení rotoru $\omega = \frac{d\theta}{dt}$. Transformované rovnice napětí se skládají ze tří složek. Z přímé složky d zarovnané s permanentním magnetem, kvadrurní složky q a nulté složky, která je společnou složkou abc napětí. V případě symetrického motoru nemá nultá složka význam, protože důsledkem zapojení statorového vinutí je proud $i_0 = 0$ a tím i napětí středu $u_0 = 0$. Nultá složka se uplatňuje při asymetrickém vinutí, např. vlivem poruchy, jak bude ukázáno v kapitole 5. Přepočty hodnot indukčností L_d , L_q a L_0 naznačené v předchozích rovnicích je možné shrnout do rovnic

$$\begin{bmatrix} L_d \\ L_q \\ L_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ls} + \frac{3}{2}L_m + \frac{3}{2}L_{\Delta m} \\ L_{ls} + \frac{3}{2}L_m - \frac{3}{2}L_{\Delta m} \\ L_{ls} \end{bmatrix}, \quad (3.10)$$

$$\begin{bmatrix} L_m \\ L_{\Delta m} \\ L_{ls} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{3}L_d + \frac{1}{3}L_q - \frac{2}{3}L_0 \\ \frac{1}{3}L_d - \frac{1}{3}L_q \\ L_0 \end{bmatrix}. \quad (3.11)$$

Pro motor SPMSM s magnety na povrchu rotoru $L_{\Delta m} = 0$ je platná rovnice $L_d = L_q$. Statorová indukčnost je pro tento speciální případ označována $L_s = L_d = L_q = L_{ls} + \frac{3}{2}L_m$.

3.2 Generovaný elektrický moment

Elektromagnetický moment T_E generovaný na hřídeli motoru se skládá z reluktanční části a magnetické části. Elektromagnetický moment je generovaný dle rovnice [31]

$$T_E = P_P \left(\frac{1}{2} \mathbf{i}_{abc}^\top \frac{d\mathbf{L}_{abc}}{d\theta} \mathbf{i}_{abc} + \frac{\mathbf{i}_{abc}^\top \mathbf{e}_{abc}}{\omega} \right). \quad (3.12)$$

Konstanta P_P vyjadřuje počet pólových dvojic motoru a definuje vztah mezi mechanickými a elektrickými veličinami motoru. Mechanické otáčky odpovídají $\omega_m = \omega/P_P$ a mechanické natočení rotoru odpovídá $\theta_m = \theta/P_P$ [31].

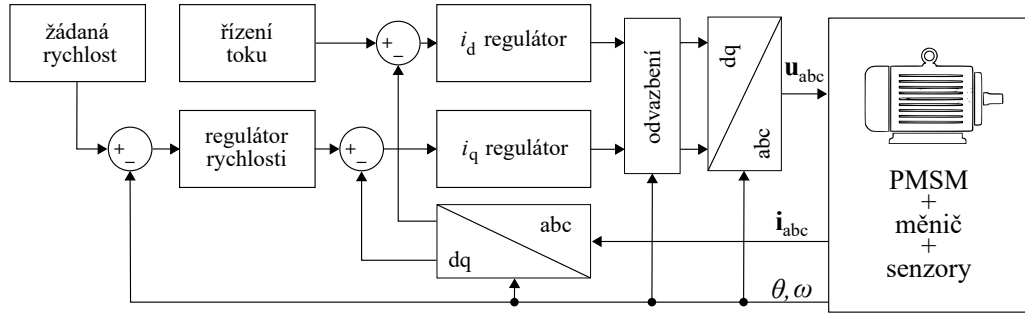
Dosazením \mathbf{i}_{abc} z (3.7) a indukčností z (3.11) do rovnice (3.12) a následnou úpravou vznikne vztah generovaného elektromagnetického momentu k proudům i_d a i_q

$$T_E = \frac{3}{2} P_P [\psi_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q]. \quad (3.13)$$

3.3 Řízení PMSM motoru

Vektorové řízení synchronního motoru je založeno na regulaci statorových veličin transformovaných do souřadnicového systému dq . Vinutí motoru je v ustáleném stavu napájeno harmonickým statorovým proudem, který vytváří rotující magnetické pole statoru. Magnetickou vazbou se rotor synchronně otáčí s rotujícím magnetickým polem statoru. Z pohledu rotoru (dq souřadnicový systém), se jeví rotující magnetické pole statoru jako stacionární. Této vlastnosti je využito ve vektorovém řízení (FOC), kdy jsou regulovány veličiny v dq souřadnicovém systému. Řízení tokovotvorné (d) a momentotvorné (q) složky proudu je ukázáno na Obr. 3.3. Tento způsob řízení je možné přirovnat k řízení stejnosměrného motoru s cizím buzením, avšak magnetický tok rotoru je u PMSM tvořen permanentními magnety.

Rovnice (3.13) popisuje závislost elektromagnetického momentu na dq složkách proudu. V nominálním rozsahu otáček, kdy není nutné odbuzovat motor, je moment SPMSM ($L_d = L_q$) tvořen pouze složkou proudu i_q a žádaná hodnota proudu i_d je



Obr. 3.3: Zjednodušené blokové schéma vektorového řízení (FOC) se smyčkou regulace rychlosti

nulová. Naproti tomu u motoru IPMSM ($L_d \neq L_q$) je moment tvořen oběma složkami proudu v dq souřadnicovém systému. Proto se používají algoritmy, které zajistí optimální provoz motoru z hlediska ztrát, např. Maximum Torque Per Ampere [49]. Pro oblast nad nominálními otáčkami lze použít odbuzování. Pro regulaci rychlosti a polohy rotoru je využívána struktura kaskádní regulace.

$$\begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= \frac{u_d}{L_d} - \frac{R_s i_d}{L_d} + \frac{\omega L_q i_q}{L_d} \\ \frac{di_q}{dt} &= \underbrace{\frac{u_q}{L_q} - \frac{R_s i_q}{L_q}}_{\text{lin. část}} - \underbrace{\frac{\omega L_d i_d}{L_q}}_{\text{nelin. část}} - \underbrace{\frac{\omega \psi_m}{L_q}}_{\text{BEMF}} \end{aligned} \quad (3.14)$$

Stavové rovnice statorového vinutí (3.14) jsou tvořeny setrvačným článkem prvního řádu (lineární část) a nelineární zkříženou vazbou. Nelineární část je kompenzována blokem odvazbení (decoupling), který je vytvořen zpětnovazební linearizací.

4 Metodika modelování, implementace a testování algoritmů detekce poruch

Tato kapitola je seznámením s metodami a nástroji využitými pro implementaci a ověření detekčních algoritmů. Popisuje HW testovací platformy - spojení řídicí elektroniky, výkonového měniče, motoru s emulací poruchy a dynamometru. V kapitole je také popsán způsobu vývoje softwaru s pomocí automatického generování C kódu pro řídicí elektroniku založenou na mikrokontroléru.

4.1 Specifikace motoru a možnosti emulace poruch

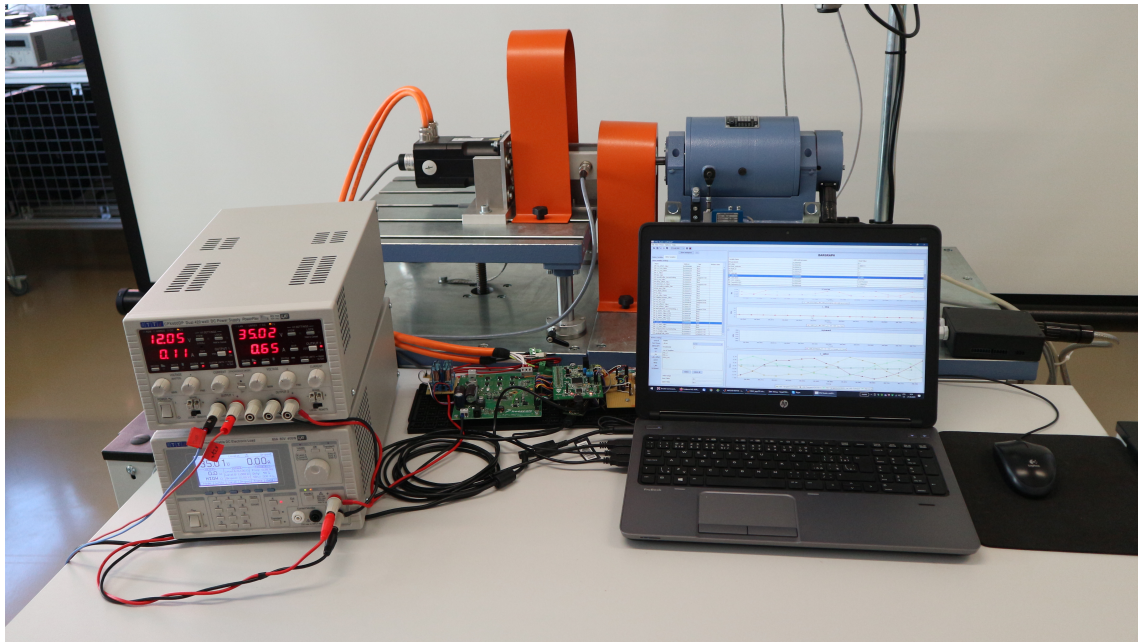
Pro testování algoritmů detekce poruch byla vytvořena testovací platforma s upraveným synchronním motorem TG Drives TGT3-0130-15-36/T4KX umožňující jeho zatěžování, emulaci poruch a záznam dat. Emulace poruchy je napodobení opravdové poruchy pomocí HW a SW prostředků s odpovídajícím chováním. Součástí testovací platformy je dynamometr VUES ASD 2000-2-40, ke kterému je motor připojen. Vybrané parametry dynamometru jsou v Tab. 4.1. Tato sestava umožňuje zatěžovat motor definovaným momentem nebo udržovat konstantní otáčky motoru. Fotografie celého testovacího pracoviště je na Obr. 4.1.

Parametr	Symbol	Hodnota
Moment setrvačnosti	J	$3 \times 10^{-4} \text{ kg m}^2$
Koeficient tlumení	B	$4 \times 10^{-4} \text{ N m rad}^{-1} \text{ s}^{-1}$
Maximální moment	T_{\max}	3 N m
Maximální otáčky	ω_{\max}	40000 min^{-1}
Maximální výkon	P_{\max}	2 kW

Tab. 4.1: Vybrané parametry dynamometru VUES ASD 2000-2-40

Parametry synchronního motoru TGT3 jsou uvedeny v Tab. 4.2. Indukčnost vinutí na svorkách motoru byla stanovena měřením a přepočty, které jsou uvedeny v příloze B. Měřením indukčnosti v závislosti na statorových proudech bylo zjištěno, že magnetický obvod statorového vinutí je pro nominální rozsah statorových proudů lineární, a proto může být efekt saturace magnetického obvodu zanedbán.

Kombinace dynamometru a motoru s měničem umožňuje provoz měniče v rychlostním i momentovém režimu. Dynamometr podporuje také oba režimy regulace. Toto je zvláště důležité pro testování detekčních algoritmů i algoritmu regulace v různých pracovních bodech a režimech.



Obr. 4.1: Motor připojený k dynamometru na testovacím pracovišti

Parametr	Symbol	Hodnota
Moment setrvačnosti rotoru	J	$0,65 \times 10^{-4} \text{ kg m}^2$
Koeficient tlumení	B	$1 \times 10^{-4} \text{ N m rad}^{-1} \text{ s}^{-1}$
Počet pólových dvojic	P_p	3
Magnetický tok permanentních magnetů	ψ_m	0,025 V s
Fluktuace indukčnosti	$L_{\Delta m}$	-0,036 mH
Magnetizační indukčnost	L_m	0,058 mH
Zbytková indukčnost	L_{ls}	0,41 mH
Statorový odpor	R_s	0,323 Ω
Nominální moment	T_n	1,2 N m
Nominální otáčky	ω_{mn}	1500 min^{-1} (157 rad s^{-1})
Nominální napětí	U_n	23 V_{RMS}
Nominální proud	I_n	8,55 A_{RMS}

Tab. 4.2: Parametry motoru TGT3-0130-15-36/T4KX

Jsou možné dvě kombinace režimů:

- **Motor v momentovém režimu, dynamometr v rychlostním režimu**
Dynamometr udržuje žádanou rychlost bez ohledu na moment generovaný testovaným motorem. Tento režim je výhodný z hlediska analýzy poruch, protože konstantní rychlost otáčení rotoru způsobí v kombinaci s vektorově řízeným

motorem harmonické proudy i během poruchy (regulační smyčky proudu jsou obvykle dostatečně rychlé). V tomto režimu je možné rovněž testovat chování algoritmů, kdy je motor kompletně bez zátěže (statorové proudy jsou prakticky nulové). Jak bude dokázáno v kapitole 6, některé algoritmy pro fungování vyžadují nenulové fázové proudy.

- **Motor v rychlostním režimu, dynamometr v momentovém režimu**
V této kombinaci je motor zodpovědný za rychlost otáčení rotoru a stabilitu otáček. Vlivem poruchy často dochází ke zvlnění generovaného momentu, a toto zvlnění způsobí i zvlnění otáček - tím přestávají být fázové proudy harmonické. Díky tomu je možné ověřit algoritmy i z hlediska vlivu zvlnění otáček. Motor je v tomto režimu v ustáleném stavu zatížen pouze vlivem tření, avšak i tento malý moment způsobí, že fázové proudy jsou nenulové.

Emulované poruchy na testovací platformě jsou shrnuty v Tab. 4.3. Jsou zde uvedeny jak poruchy emulované pomocí HW, tak i poruchy senzorů emulované pomocí SW mikrokontroléru. Realizace HW poruch je schématicky zachycena na Obr. 4.2. Emulované poruchy jsou v obrázku vyznačeny červeně. Spínače poruch jsou realizovány pomocí relé.

HW (Obr. 4.2)	SW
Mezizávitový zkrat jedné fáze (ITSF) f_{its}	Offset senzoru proudu $f_{i_sensor_offset}$ a chyba zesílení $f_{i_sensor_gain}$
Rozpojení jedné fáze f_{op}	Porucha senzoru polohy $f_{position}$
Zkrat středu vinutí na kostru f_{sn}	Porucha senzoru napětí DC sběrnice f_{u_DC}

Tab. 4.3: Seznam poruch emulovaných na testovací platformě

Motor TGT3 je modifikovaný odbočkami vyvedenými z vinutí jedné fáze. Tyto dvě odbočky umožňují vytvoření emulovaných zkratů různých velikostí. Poměr počtu zkratovaných závitů k celkovému počtu závitů fáze určuje parametr σ . Odpor poruchové smyčky je označený R_f . Oba tyto parametry ovlivňují závažnost mezizávitového zkratu. V Tab. 4.4 jsou kombinace σ a R_f emulovaných poruch používaných dále v práci.

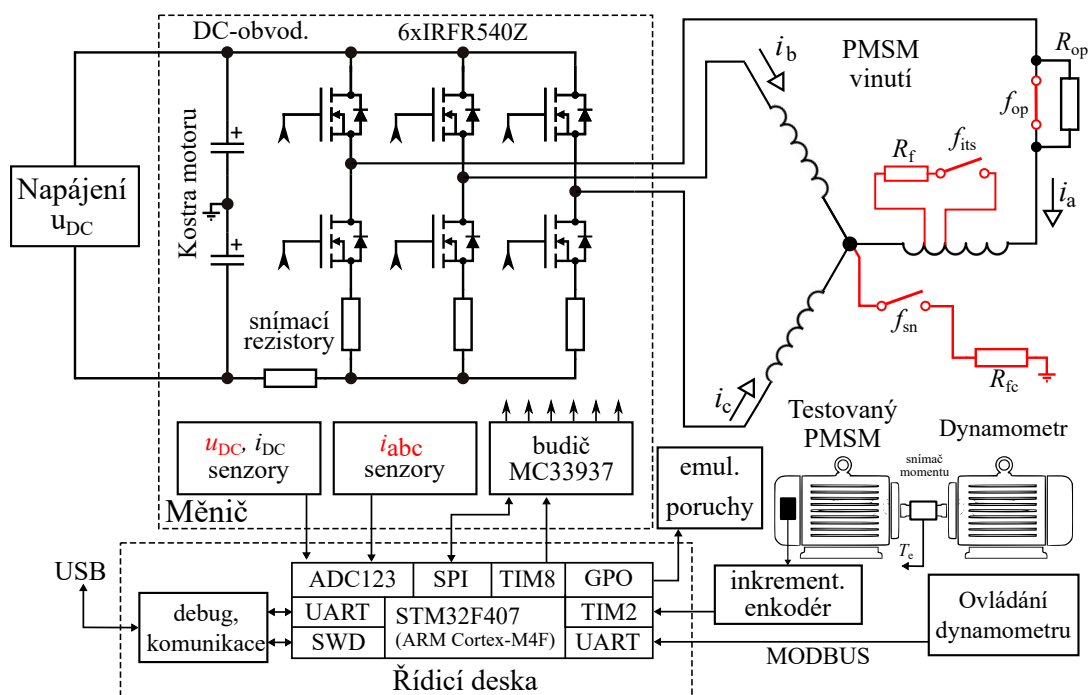
Emulace mezizávitového zkratu u motoru TGT3 je možná pouze v jednom fázovém vinutí. K ověření chování algoritmů s poruchou v různých fázových vinutích bylo během experimentů měněno pořadí fázových vodičů motoru a také byl upraven offset měření natočení rotoru.

Počet zkratovaných závitů (60 závitů celkem)	σ [-]	R_f [Ω]
1 záv.	1/60	30 m Ω
50 záv.	50/60	5,4 Ω
9 záv.	9/60	80 m Ω

Tab. 4.4: Parametry emulovaných mezizávitových zkratů na upraveném TGT3-0130-15-36/T4KX seřazené dle závažnosti

Oproti konfiguraci běžného motoru má motor TGT3 také vyveden střed vinutí. Vodič středu byl využit ke stanovení zbytkové indukčnosti (Příloha B). Dále bylo napětí středu využito při porovnání modelu motoru s reálným motorem během experimentů poruchy ITSF (podkapitola 5.2.3).

4.2 Hardware testovací platformy



Obr. 4.2: Blokové schéma testovací platformy se synchronním motorem a dynamometrem

Testovací platforma je složena ze synchronního motoru s permanentními magnety TGT3, dynamometru, nízkonapěťového 3-fázového měniče a řídicí desky s mikro-

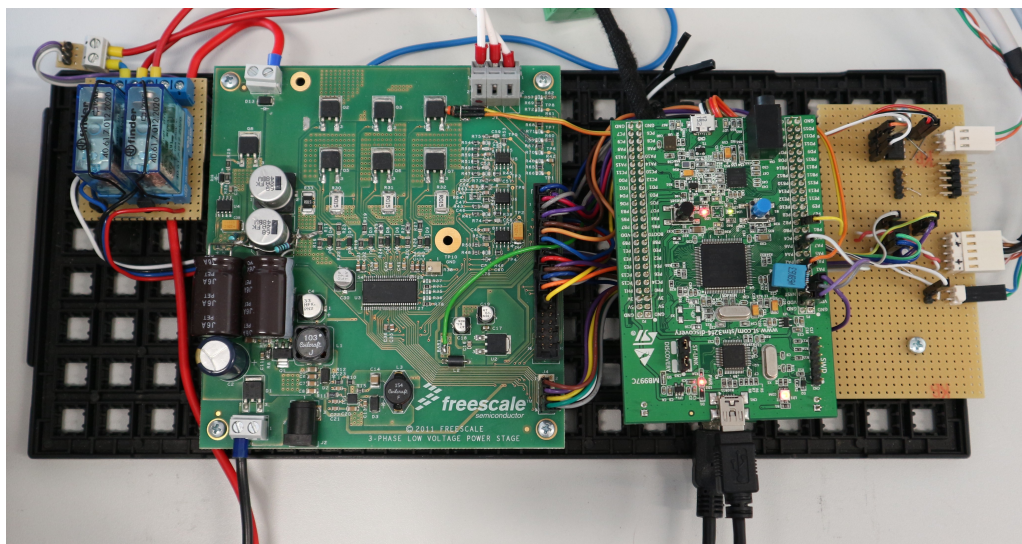
kontrolérem. Výkonová část je napájena obousměrným napájecím zdrojem. Blokové schéma této konfigurace je na Obr. 4.2.

Deska nízkonapěťového 3-fázového měniče [11] je dimenzována na fázové proudy se špičkovou hodnotou $12,8 A_{\text{peak}}$ a napětí DC sběrnice až 50 V. Obsahuje spínací tranzistory, jejich budič MC33937, senzory napětí ve formě děličů, senzory proudů se snímáním napětí na rezistoru a podpůrné napájecí zdroje. Dle parametrů spínacích tranzistorů a budiče byla zvolena mrtvá doba (dead-time) 100 ns.

Důležitou vlastností budiče je možnost detekce správné funkce spínacích tranzistorů. Budič kontroluje, zda jsou v saturaci tranzistory, které mají být sepnuté a zároveň je kontrolována správná úroveň napětí na fázových vodičích. Stav vnitřní diagnostiky budiče je v pravidelných intervalech načítán pomocí sběrnice SPI a je předán řídicímu SW k celkové diagnostice pohonu.

Elektrické parametry uvedené v Tab. 4.2 jsou použité v prezentovaných modelech a algoritmech. Oproti parametrům naměřeným na svorkách motoru v sobě zahrnují i parazitní vlastnosti měniče s MOSFET tranzistory (odpor tranzistorů v sepnutém stavu a odpor snímacích rezistorů společně se statorovým odporem motoru TGT3 tvoří dělič napětí s dělicím poměrem $k_{\text{inv}} = 0,88$). Parametry uvedené v tabulce jsou tedy parametry motoru z pohledu algoritmů.

Řídicí elektronika je tvořena vývojovou deskou STM32F4Discovery [43], k níž je připojena deska napěťového měniče, relé emulace poruch a komunikační rozhraní, jak je naznačeno na Obr. 4.2. Fotografie desek měniče je na Obr. 4.3.



Obr. 4.3: Fotografie desky měniče a desky řídicího mikrokontroléru

Ovládání dynamometru mikrokontrolérem je zajištěno protokolem Modbus RTU na sběrnici RS-485, která je realizována převodníkem úrovní připojeným na UART

periferii mikrokontroléru. Reléová deska, připojená na binární výstupní piny mikrokontroléru, umožňuje ovládání emulovaných zkratů a rozpojení fáze.

Napájení měniče zajišťuje stejnosměrný laboratorní zdroj (Aim-TTi CPX400DP), ke kterému je paralelně zapojena elektronická zátěž (Aim-TTi LD400P). Elektronická zátěž je nastavena do odporového režimu s prahovým napětím. Prahové napětí zátěže bylo vždy nastaveno vyšší než výstupní napětí zdroje. Tato kombinace umožňuje provozovat motor jak v motorickém, tak generátorovém režimu. Ve všech experimentech bylo použito napětí DC sběrnice (stejnosměrného meziobvodu) $u_{DC} = 35 \text{ V}$.

Seznam akčních členů, senzorů a jejich vlastností je v Tab. 4.5. Řádky tabulky jsou rozděleny do tří skupin. První skupina obsahuje parametry měniče, druhá skupina obsahuje parametry senzorů použitých pro řízení a diagnostiku pohonu. Poslední skupina je tvořena dodatečnými senzory, které byly použity pro verifikaci modelu motoru a ověření chování celého systému při provozu bez poruchy i s emulovanými poruchami.

Senzor napětí DC sběrnice byl kalibrován multimetrem Fluke 289. Sensory fázových proudů byly kalibrovány přivedením definovaného stejnosměrného proudu snímacími rezistory. Touto kalibrací došlo k potlačení chyby zesílení jednotlivých senzorů proudu v důsledku tolerancí použitých součástek. Stejný postup byl použit i pro senzor proudu protékajícího DC sběrnici.

4.3 Software testovací platformy

Software testovací platformy se skládá z knihoven jádra mikrokontroléru Cortex-M4F, ovladačů vnitřních periférií, ovladačů senzorů, ovladačů měniče a vlastního řídicího algoritmu. Ovladače senzorů a ovladače měniče využívají vnitřní periferie mikrokontroléru, jak je uvedeno na Obr. 4.2. Ovladače jsou řešeny modulárně pro jejich snadné znovupoužití. Perioda vzorkování regulace proudu a perioda PWM byly zvoleny shodně na hodnotu $T_s = 62,5 \mu\text{s}$ (frekvence 16 kHz).

Mikrokontrolér umožňuje rychlé DSP operace v plovoucí řádové čárce (jednoduchá přesnost), proto i všechny implementované algoritmy využívají datový typ single-precision float. Výpočet trigonometrických funkcí a odmocniny je zajištěn knihovnou ARM CMSIS-DSP.

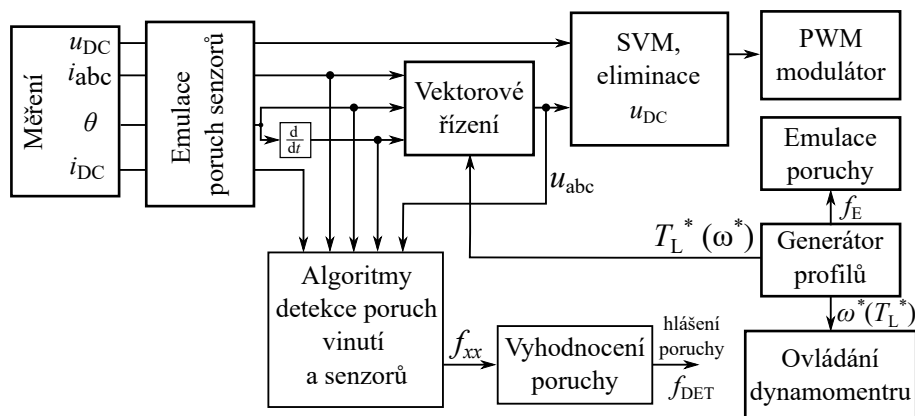
Implementace řídicích algoritmů do testovací platformy byla provedena generováním C kódu ze schématu v prostředí Simulink. Byla proto vytvořena knihovna bloků pro Simulink, reprezentující HW testovací platformy s využitím ovladačů měniče a ovladačů senzorů. Popis této implementace je uveden v článku [57]. Na Obr. 4.4 je blokový diagram struktury firmware testovací platformy implementovaný v prostředí Simulink. Kompletní Simulink model využitý pro generování kódu

Veličina	Symbol	Rozsah	Rozlišení	Realizace
Statorové napětí	u_{abc}	19,75 V _{peak}	6 mV	PWM modulátor s $f_{PWM} = 16$ kHz, 6000 kroků, rozsah a rozlišení uvedeno pro $u_{DC} = 36$ V, dead-time $t_{dead} = 100$ ns, MOSFET napěťový měnič a budič s kontrolou poruch měniče
Poloha rotoru (elektrická)	θ	360°	0,26°	Inkrementální enkodér 4096 hran na jednu mechanickou otáčku
Fázové proudy	i_{abc}	12,8 A _{peak}	6 mA	Snímání napětí na rezistorech (15 mΩ) v Source elektrodě spodních MOSFET tranzistorů, zesílení signálu, 12-bit AD převod, šum měření $\sigma^2(i_{abc}) = 3 \times 10^{-3} \text{ A}^2$
Napětí DC sběrnice	u_{DC}	36 V	9 mV	napěťový dělič, RC filtr, 12-bit AD převod
Stejnoseměrný odběr z DC sběrnice	i_{DC}	12,8 A	6 mA	Snímání napětí na rezistoru (15 mΩ) mezi kondenzátorem meziobvodu a měničem, zesílení signálu diferenciálním zesilovačem s filtrem, 12-bit AD převod
Zkratový proud	i_f	24 A _{peak}	11 mA	Snímání proudu pomocí ACS711, RC filtr, 12-bit AD převod
Napětí středu vinutí	u_0	18 V _{peak}	9 mV	napěťový dělič, RC filtr, 12-bit AD převod
BEMF	u_{abc}	18 V _{peak}	9 mV	napěťový dělič, RC filtr, 12-bit AD převod
Mechanický moment	T_E	10 N m	5 mN m	Snímač momentu T20WN, RC filtr, 12-bit AD převod
Teplota vinutí	T_w	0 až 80 °C		Dělič s KTY84-130, RC filtr, 12-bit AD převod
Teplota tranzistorů měniče	T_i	0 až 120 °C		Dělič s NTC, RC filtr, 12-bit AD převod

Tab. 4.5: Vlastnosti senzorů a měniče testovací platformy

vektorového řízení a detekčních algoritmů testovací platformy je uveden v příloze A.

Oba proudové regulátory vektorového řízení (FOC) jsou diskrétní, typu PI. Kritérium pro nastavení proudových regulátorů je fázová bezpečnost (M_P) uzavřeného



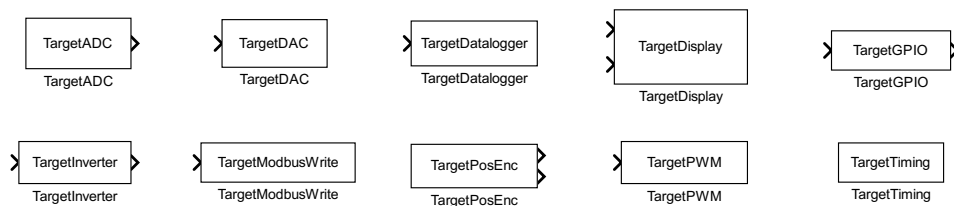
Obr. 4.4: Blokové schéma implementovaného SW mikrokontroléru

obvodu. Popis výpočtu parametrů regulátorů dle M_P metodou frekvenčních charakteristik je v příloze D. Při experimentech bylo použito nastavení $M_P = 60^\circ$.

Rychlost otáčení rotoru je z naměřeného natočení vypočtena pomocí struktury pozorovatele úhlu (Angle tracking observer) popsané v příloze E. Rychlostní regulační smyčka byla implementována pomocí diskrétního regulátoru typu PID. Jeho nastavení probíhalo heuristicky tak, aby překmit měřené rychlosti nebyl větší než 20 %.

Mimo regulátorů a signálních transformací model v Simulinku obsahuje také blok odstranění vlivu změn napětí DC sběrnice, blok odstranění zkřížených vazeb pomocí zpětnovazební linearizace a blok SVM pro optimální využití napětí DC sběrnice.

Vstupy a výstupy testovací platformy v Simulink modelech byly implementovány pomocí S-funkcí a TLC skriptů, které obsahují vzor C kódu propojujícího vygenerovaný C kód ze Simulink modelu s ovladači periferií mikrokontroléru. Jednotlivé bloky vstupů a výstupů jsou na Obr. 4.5.



Obr. 4.5: Knihovna bloků vstupů a výstupů testovací platformy

Záznam signálů probíhá odesláním osmi čísel v plovoucí řádové čárce doplněných o dvoubajtovou hlavičku. Odesílání probíhá každou periodu vzorkování regulátoru proudů pomocí asynchronního sériového rozhraní. Pro odlehčení zátěže mikrokontroléru odesíláním dat byl využit DMA přenos. Data byla přijímána v PC pomocí C# aplikace, která zapisuje data do souboru v CSV formátu vhodném i pro import do

Matlabu, kde byla experimentální měření zpracována. Fyzická vrstva je realizována USB/UART převodníkem firmy FTDI s rychlostí přenosu 6 MBaud.

Ochrana testovací platformy je zajištěna detekcí překročení maximálních hodnot proudů a napětí. Při překročení limitů dojde k vypnutí budiče, a tím i všech spínacích tranzistorů. Také diagnostika budičů spínacích tranzistorů automaticky vypne všechny tranzistory v případě detekované poruchy, která je následovně hlášena přes SPI sběrnici řídicímu algoritmu.

4.4 Nástroje simulací, modelování a analýzy

Prostředí Matlab a Simulink byla intenzivně využívána pro všechny činnosti spojené s vytvářením algoritmů detekce poruchy PMSM motoru.

Důsledky mezizávitového zkratu byly nejprve vypočítány s pomocí Symbolic toolboxu. Ten byl využit pro vytvoření analytických modelů, přepočtů, jejich grafickou reprezentaci a generování Matlab Function bloků používaných v Simulink modelech. Simulink byl využit pro veškeré simulace. Bylo postupováno metodikou *Model-Based Design*.

Model motoru s emulací poruchy byl implementován v prostředí Simscape toolbox, který umožňuje modelování fyzikálních systémů reprezentovaných schématy složenými z modelů fyzických prvků (elektrické součástky, mechanické prvky, převodníky energie atd.) a jejich propojování pomocí fyzických spojů, namísto signálů (elektrické vodiče, hřídele atd.). Simscape toolbox a jeho knihovna základních bloků (*Foundation Library*) byla použita pro vytvoření modelu motoru s poruchami vinutí. Knihovna umožňuje definovat uživatelské bloky, které je možné popisovat pomocí diferenciálních rovnic. Diferenciální rovnice přitom mohou obsahovat proměnné reprezentující toky a úsilí, podobně jako je to u metody vazebních grafů.

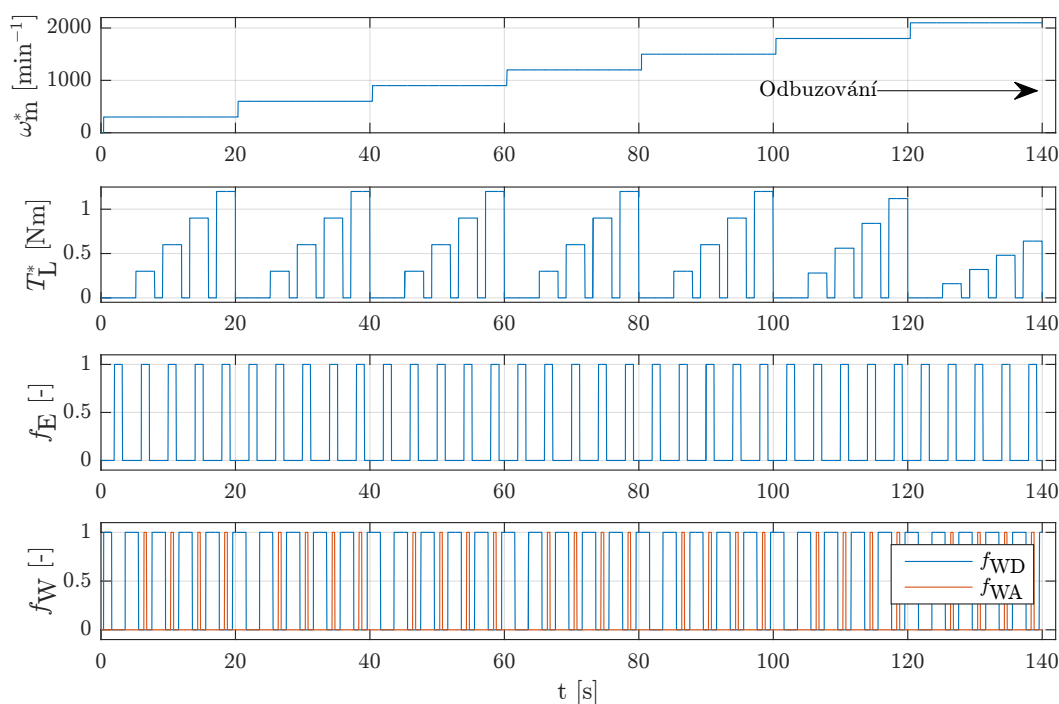
Naměřená data z testovací platformy (CSV soubory) byla nejprve importována a uložena ve formátu MAT. Zaznamenané vzorky byly přímo z MAT souboru načítány do Simulinku k verifikaci chování modelů oproti reálnému motoru i verifikaci detekčních algoritmů na reálných datech.

V prostředí Simulink byly implementovány a ověřeny všechny řídicí a detekční algoritmy. Ze Simulink modelů byl následně vygenerován C kód testovací platformy pomocí nástroje Simulink Embedded Coder.

Pro základní určení parametrů motoru byly použity laboratorní měřící přístroje a katalogové údaje. Následně byly parametry upřesněny porovnáním modelu PMSM motoru a měření pomocí optimalizačního algoritmu Nelder-Mead implementovaného v Matlab funkci `fminsearch`.

4.5 Profil rychlosti, momentu a emulované poruchy

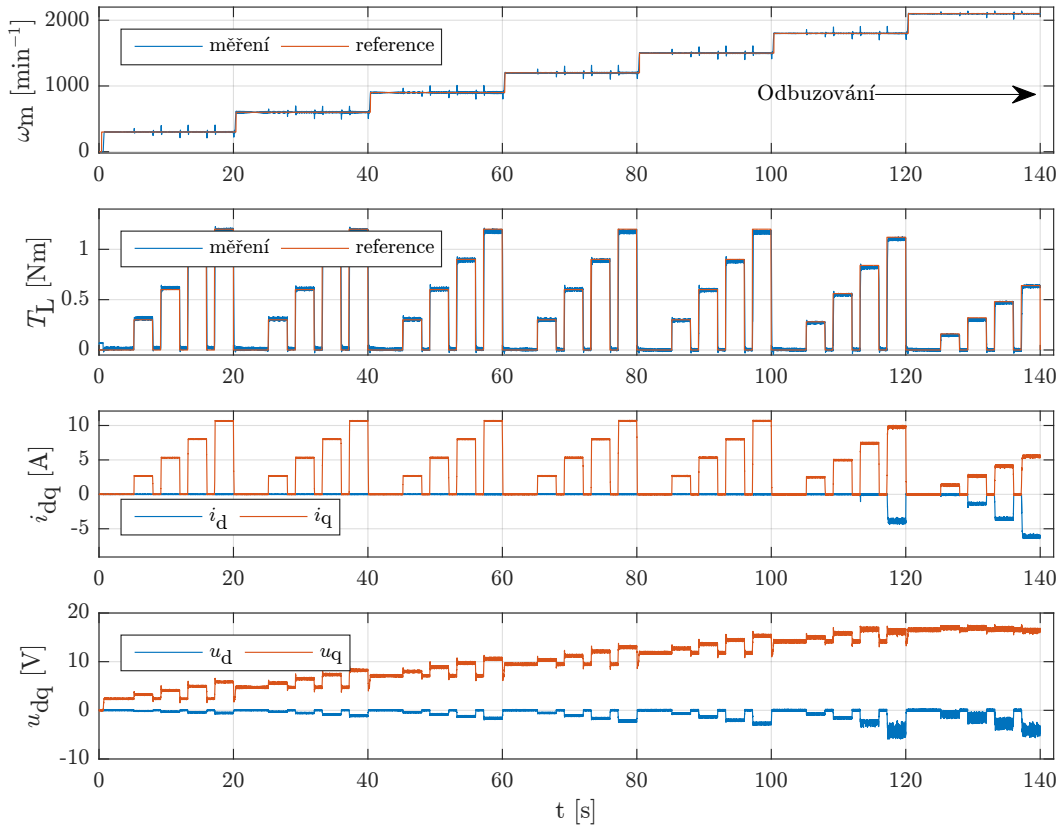
Experimenty, které jsou dále v práci uvedeny, jsou prováděny vždy pro stejný profil pracovních podmínek motoru, aby byly opakovatelné a porovnatelné. Aby byl dobře pokryt prostor nominálních parametrů motoru, jsou skokově měněny žádané otáčky motoru a žádaný moment zátěže podle profilu uvedeného na Obr. 4.6. První graf zobrazuje profil žádané hodnoty mechanických otáček ω_m^* , druhý graf zobrazuje profil zatěžovacího momentu T_L^* , třetí graf ukazuje profil emulované poruchy a poslední graf ukazuje průběh maskovacích funkcí poruchového a bezporuchového stavu.



Obr. 4.6: Profil žádané rychlosti, žádaného momentu, emulované poruchy a funkce pro určení prahů detekčních algoritmů

Žádaná rychlost otáčení se mění každých 20 s. Během této doby dochází k pulznímu zatížení pěti úrovněmi momentu s trváním 2,8 s. V oblasti odbuzování (nad nominálními žádanými otáčkami) je maximální hodnota zatěžovacího momentu snížena. Signál f_E je profilem emulované poruchy. Porucha je během každého pracovního bodu aktivována na 1,2 s. V profilech jsou změny žádaných hodnot skokové, na vstupech žádaných hodnot dynamometru a FOC měniče jsou však omezeny maximální strmosti žádaných veličin. Pro dynamometr i FOC měniče bylo použito stejné nastavení. Omezení strmosti momentu bylo nastaveno na hodnotu 16 N m s^{-1} . Omezení strmosti žádané veličiny otáček bylo nastaveno na hodnotu $5000 \text{ min}^{-1} \text{ s}^{-1}$. Signál f_{WA} je profilem generované poruchy zkrácený o 200 ms na obou hranách. Signál f_{WD} je invertovaným profilem generované poruchy s rozšířením o 200 ms na

každé hraně. Tyto signály jsou využity jako maskovací funkce indikátorů poruch pro stanovení prahových hodnot diagnostického rozhodovacího algoritmu poruch.



Obr. 4.7: Průběhy z experimentu na testovací platformě motoru TGT3 bez působení poruchy

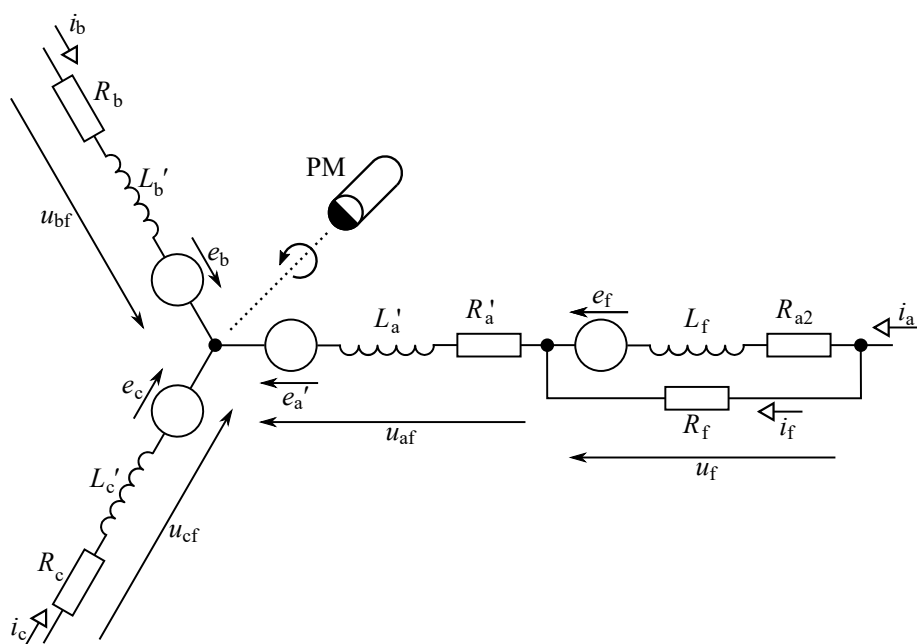
Obr. 4.7 ukazuje průběhy z experimentu bez poruchy s profilem momentu a rychlosti uvedeným výše na Obr. 4.6. Během experimentu byl dynamometr v režimu otáčkové regulace a měnič motoru v režimu momentové regulace, stejně jako ve většině experimentů uvedených v dalších kapitolách. První graf ukazuje průběh žádané hodnoty a měření rychlosti otáčení rotoru. Z průběhu je nejvíce patrný přechodný děj při změně momentu. Rychlost otáčení rotoru je v práci uváděna v otáčkách za minutu (rpm , min^{-1}), v algoritmech se však výhradně používá rychlost v rad s^{-1} . Stejně tak je úhlové natočení interně výhradně reprezentováno v radiánech. Druhý graf porovnává profil referenčního zatěžovacího momentu s měřením ze senzoru momentu. Dva poslední grafy ukazují průběhy statorových proudů a statorových napětí. V oblasti odbuzování je hodnota proudu i_d záporná.

5 Analýza a modelování poruchy typu mezi- závitový zkrat jedné fáze vinutí PMSM

Tato kapitola se zabývá analýzou projevů poruchy typu mezizávitový zkrat v jednom fázovém vinutí (zkráceně ITSF - Interturn short fault) a vytvořením modelu motoru PMSM s touto poruchou.

Princip modelování mezizávitového zkratu byl také popsán v [29], [13], [51] a [35] na základě analogie k modelování mezizávitového zkratu ve vinutí transformátoru. Všichni zmiňovaní autoři ovšem uvažují pouze motor typu SPMSM, u kterého se nevyskytuje fluktuace indukčnosti vzhledem k natočení rotoru ($L_d = L_q$).

Model s poruchou vychází z modelu motoru bez poruchy uvedeného v kapitole 3. Rovnice chybových napětí jsou vytvořeny pro jednu konkrétní fázi a následně jsou transformovány do $dq0$ souřadnicového systému s poruchou ve volitelném fázovém vinutí. Je provedena analýza velikosti proudu zkratovanou částí vinutí v závislosti na parametrech zkratu části vinutí a operačních podmínkách motoru. Model motoru s poruchou je následně porovnán s měřeními na upraveném motoru TGT3 s možností emulace poruchy, tím je verifikován model a jsou ověřeny použité parametry. V závěru kapitoly je uveden způsob implementace kompletního modelu (včetně mechanické části) v prostředí Simscape.



Obr. 5.1: Náhradní schéma rotorového vinutí s mezizávitovým zkratem ve fázovém vinutí a

5.1 Analýza mezizávitového zkratu jedné fáze

Model je nejprve sestaven v abc souřadnicovém systému pro poruchu ve fázovém vinutí a a následně je transformován do souřadnicového systému $dq0$ a zobecněn pro poruchu ve volitelném fázovém vinutí. Fázové vinutí s poruchou je pro modelování mezizávitového zkratu rozděleno na dvě části, jak je uvedeno ve schématu na Obr. 5.1. Poměr zkratovaných závitů k celkovému počtu závitů fázového vinutí určuje proměnná σ . Závažnost zkratu je určena velikostí odporu rezistoru R_f . V bezporuchové situaci je velikost odporu R_f velmi vysoká vzhledem ke statorovému odporu (R_s). Bude ukázáno, že amplituda proudu procházejícího zkratovaným závitěm je významně ovlivněna velikostí R_f a σ .

Napěťové rovnice statorového vinutí PMSM motoru v abc souřadnicovém systému (3.1) jsou rozšířeny o rovnici napětí u_f

$$\mathbf{u}_{\text{abcfA}} = \begin{bmatrix} u_{\text{af}} \\ u_{\text{bf}} \\ u_{\text{cf}} \\ u_f \end{bmatrix} = \mathbf{R}_{\text{abcfA}} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_a - i_f \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \mathbf{L}_{\text{abcfA}} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_a - i_f \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \Psi_{\text{mabcfA}}. \quad (5.1)$$

Index abcfA označuje, že se jedná o veličiny třífázového modelu s poruchou ve fázovém vinutí a . Matice modelu s poruchou ITSF $\mathbf{R}_{\text{abcfA}}$, $\mathbf{L}_{\text{abcfA}}$ a Ψ_{mabcfA} se oproti bezporuchovému modelu mění v závislosti na parametru σ . Vztah mezi odporem vinutí a počtem závitů vinutí je lineární, tomu odpovídá rovnice

$$\mathbf{R}_{\text{abcfA}} = \begin{bmatrix} (1 - \sigma)R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sigma R_s \end{bmatrix}. \quad (5.2)$$

Vztah mezi indukčností cívky a jejím počtem závitů je kvadratický. Analogicky k tomuto pravidlu je upravena vlastní indukčnost cívky vinutí dle kvadrátu parametru σ . Vazební indukčnost je násobena parametrem σ . Pravidla pro vazební indukčnosti jsou uvedena v [29] a také v [51], kde autoři prezentují zpřesňující vztahy platné i pro motory s větším počtem pólových dvojic, u kterých není závislost vazební indukčnosti na σ čistě lineární. Během experimentů s motorem TGT3, který má 3 pólové dvojice, bylo zjištěno, že lineární závislost vazební indukčnosti na parametru σ dostatečně přesně popisuje motor TGT3, s vyšším počtem pólových dvojic než jedna. Matice indukčností v závislosti na parametru σ s poruchou ve fázovém

vinutí a má tvar

$$\mathbf{L}_{\text{abcfA}} = \begin{bmatrix} (1-\sigma)^2 L_{\text{aa}} & (1-\sigma)L_{\text{ab}} & (1-\sigma)L_{\text{ac}} & (1-\sigma)\sigma L_{\text{aa}} \\ (1-\sigma)L_{\text{ba}} & L_{\text{bb}} & L_{\text{bc}} & \sigma L_{\text{ba}} \\ (1-\sigma)L_{\text{ca}} & L_{\text{cb}} & L_{\text{cc}} & \sigma L_{\text{cb}} \\ (1-\sigma)\sigma L_{\text{aa}} & \sigma L_{\text{ab}} & \sigma L_{\text{ac}} & \sigma^2 L_{\text{aa}} \end{bmatrix}. \quad (5.3)$$

Jelikož je zpětně indukované elektromotorické napětí generováno proporcionálně s počtem závitů, vektor magnetických toků permanentních magnetů Ψ_{mabcfA} je rozšířen dle parametru σ

$$\Psi_{\text{mabcfA}} = \psi_{\text{m}} \begin{bmatrix} (1-\sigma) \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sigma \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}. \quad (5.4)$$

Takto sestavené rovnice statorových napětí jsou vyžity pro další analýzu zkratového proudu a chybových napětí vzniklých vlivem působení mezizávitového zkratu, jak je popsáno dále.

5.1.1 Analýza proudu smyčkou zkratované části vinutí motoru

Amplituda zkratového proudu i_f společně s velikostí zkratované části je klíčová z hlediska závažnosti mezizávitového zkratu. Pomocí následujících rovnic je získána závislost velikosti proudu i_f na parametrech motoru a jeho pracovních podmínkách.

Ze schématu na Obr. 5.1 je sestavena rovnice proudu poruchové smyčky $u_f = R_f i_f$. Následným dosazením u_f do (5.1) můžeme vyjádřit rovnici

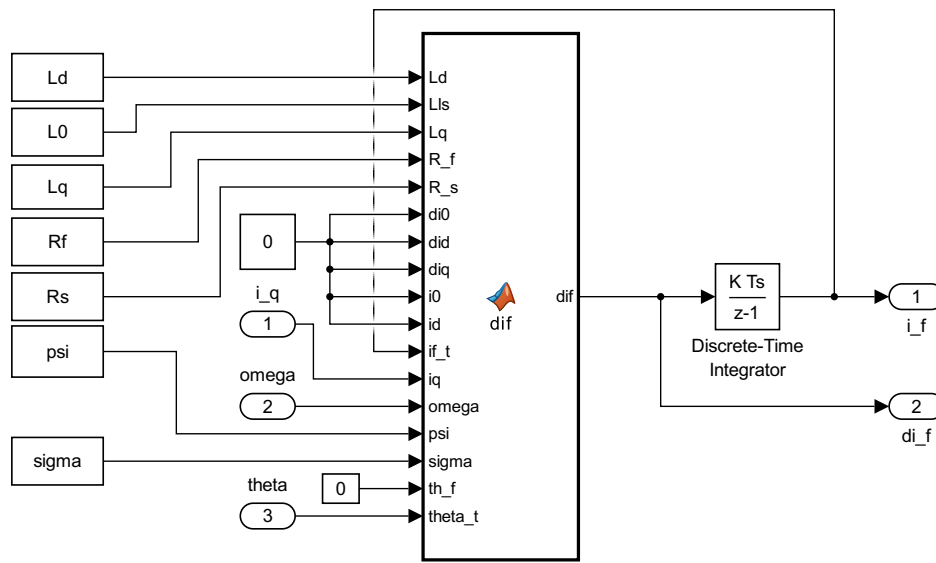
$$\begin{aligned} \frac{di_f}{dt} = & -\frac{1}{\sigma^2 (L_{\text{ls}} + L_{\text{m}} + L_{\Delta\text{m}} \cos(2\theta))} \\ & \left(R_f i_f - R_s \sigma (i_a - i_f) + \psi_{\text{m}} \sigma \sin(\theta) \frac{d\theta}{dt} + 2L_{\Delta\text{m}} \sigma^2 \sin(2\theta) (i_a - i_f) \frac{d\theta}{dt} - \right. \\ & - \sigma (L_{\text{ls}} + L_{\text{m}} + L_{\Delta\text{m}} \cos(2\theta)) \frac{di_a}{dt} - 2L_{\Delta\text{m}} \sigma (\sigma - 1) \sin(2\theta) \frac{d\theta}{dt} i_a \\ & + \sigma \left(\frac{L_{\text{m}}}{2} + L_{\Delta\text{m}} \cos\left(\frac{\pi}{3} + 2\theta\right) \right) \frac{di_b}{dt} - 2L_{\Delta\text{m}} \sigma \sin\left(\frac{\pi}{3} + 2\theta\right) \frac{d\theta}{dt} i_b \\ & \left. + \sigma \left(\frac{L_{\text{m}}}{2} + L_{\Delta\text{m}} \cos\left(\frac{\pi}{3} - 2\theta\right) \right) \frac{di_c}{dt} + 2L_{\Delta\text{m}} \sigma \sin\left(\frac{\pi}{3} - 2\theta\right) \frac{d\theta}{dt} i_c \right). \quad (5.5) \end{aligned}$$

Tato rovnice popisuje dynamický systém zkratované části motoru s proudy a parametry v abc souřadnicovém systému. Dosazením výrazů (3.7) a (3.11) do rovnice (5.5) a její následnou úpravou je získán popis dynamického systému zkratované části

vinutí s proudy a parametry v $dq0$ souřadnicovém systému

$$\begin{aligned} \frac{di_f}{dt} = & -\frac{1}{\sigma^2 (L_d + L_0 + L_q + (L_d - L_q) \cos(2\theta_f + 2\theta))} \\ & (3\psi_m \sigma \sin(\theta_f + \theta) \omega + 3R_f i_f + 3R_s \sigma i_f + 2(L_q - L_d) \sigma^2 \sin(2\theta_f + 2\theta) \omega i_f \\ & - 3L_d \sigma \cos(\theta_f + \theta) \frac{di_d}{dt} + 3L_q \sigma \sin(\theta_f + \theta) \frac{di_q}{dt} - 3L_0 \sigma \frac{di_0}{dt} \\ & - 3R_s \sigma \cos(\theta_f + \theta) i_d + 3R_s \sigma \sin(\theta_f + \theta) i_q - 3R_s \sigma i_0 \\ & + 3L_d \sigma \sin(\theta_f + \theta) \omega i_d + 3L_q \sigma \cos(\theta_f + \theta) \omega i_q). \end{aligned} \quad (5.6)$$

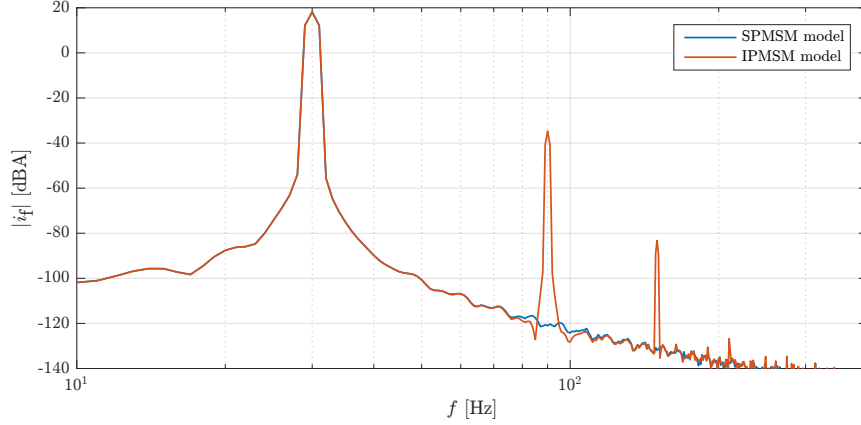
Proměnná θ_f označuje natočení fázového vinutí s poruchou, pro fázi a platí $\theta_f = 0$, pro fázi b je $\theta_f = \frac{-2\pi}{3}$ a pro fázi c odpovídá $\theta_f = \frac{2\pi}{3}$.



Obr. 5.2: Simulační schéma pro analýzu velikosti zkratového proudu i_f

Z rovnic (5.5) a (5.6) je patrné, že se jedná o nelineární systém. Způsob získání časového průběhu i_f se liší podle typu motoru. V případě motoru IPMSM, u kterého jsou satorové indukčnosti L_d a L_q různé ($L_d \neq L_q$), je možné získat řešení pomocí simulace. V případě motoru SPMSM, jehož satorové indukčnosti L_d a L_q jsou stejné ($L_d = L_q$), dojde k zjednodušení rovnic (5.5) a (5.6) a vznikne pouze lineární systém buzený harmonickým signálem. Řešení tohoto systému, a tím i časového průběhu i_f , je možné vypočítat analyticky.

Příklad simulačního schématu pro analýzu velikosti zkratového proudu i_f je na Obr. 5.2. Spektrum zkratového proudu i_f ze simulace IPMSM (parametry motoru TGT3) a SPMSM (modifikované parametry TGT3, $L_{\Delta m} = 0$) je na Obr. 5.3. Ze spektrální analýzy jsou patrné vyšší harmonické složky zkratového proudu pro motor IPMSM. Naproti tomu spektrum zkratového proudu SPMSM motoru obsahuje pouze první harmonickou složku.



Obr. 5.3: Spektrální analýza proudu i_f ze simulace pro motor IPMSM a SPMSM, pracovní bod $\omega_m = 600 \text{ min}^{-1}$, $T_L = 0,4 \text{ N m}$, $R_f = 80 \text{ m}\Omega$ a $\sigma = 9/60$

Následuje analytický výpočet i_f pro motor typu SPMSM. Dosazením $L_d = L_q = L_s$ do rovnice (5.6). Následným vyjádřením i_f a rozdělením systému na generátor vstupního signálu a setrvačný člunek (dolnofrekvenční propust), je získána rovnice, ze které je lze určit amplitudu a fázový posun sinusového zkratového proudu i_f . Rovnice (5.7) popisuje vstupní signál v časové oblasti

$$u_{\text{itfs}}(t) = R_s i_0 + L_0 \frac{di_0}{dt} - (\omega \psi_m + L_s \frac{di_q}{dt} + R_s i_q + L_s \omega i_d) \sin(\theta_f + \theta) + (L_s \frac{di_d}{dt} + R_s i_d - L_s \omega i_q) \cos(\theta_f + \theta). \quad (5.7)$$

Rovnice (5.8) je popisem dynamické části systému i_f (5.6) v Laplaceově transformaci, kde s je operátor Laplaceovy transformace, $I_{\text{itfs}}(s)$ je obraz výstupního signálu $i_f(t)$ a $U_{\text{itfs}}(s)$ je obraz vstupního signálu $u_{\text{itfs}}(t)$.

$$I_{\text{itfs}}(s) = \frac{\frac{\sigma}{(R_f + R_s \sigma)}}{s \frac{\sigma^2 (L_0 + 2L_q)}{3(R_f + R_s \sigma)} + 1} U_{\text{itfs}}(s) = \underbrace{\frac{k_{if}}{s \tau_{if} + 1}}_{F_{if}(s)} U_{\text{itfs}}(s) \quad (5.8)$$

Dosazením elektrických parametrů motoru TGT3 a parametrů emulovaného zkratu (σ a R_f) je získána hodnota časové konstanty τ_{if} , která odpovídá mezní frekvenci v řádu jednotek kHz, přičemž frekvence statorových proudů a BEMF je 75 Hz pro 1500 min^{-1} (nominální otáčky motoru TGT3). V případě motorů, u kterých je mezní frekvence ($\frac{1}{\tau_{if}}$) menší než maximální frekvence elektrických otáček, setrvačný člunek nelze zanedbat¹. Pro motor TGT3 může být vliv dynamiky setrvačného člunku

¹Se zvyšujícími se otáčkami se začne uplatňovat vliv dolnofrekvenční propusti a dojde k saturaci amplitudy proudu smyčkou zkratované části vinutí. Absolutní hodnotu přenosu setrvačného člunku $|F_{if}(j\omega)| = \frac{k_{if}}{\sqrt{\frac{\omega^2 \sigma^4 (L_{1s} + 2L_q)^2}{(3R_f + 3R_s \sigma)^2} + 1}}$ je proto nutné začlenit do výpočtu amplitudy zkratového proudu.

zanedbán. Dále je uvažováno vinutí motoru zapojené do hvězdy, pro které platí $i_0 = \frac{di_0}{dt} = 0$. Dosazením je získána rovnice zkratového proudu

$$i_f(t) = \frac{\sigma}{R_f + R_s\sigma} \left(L_s \frac{di_d}{dt} + R_s i_d - L_s \omega i_q \right) \cos(\theta_f + \theta) - \frac{\sigma}{R_f + R_s\sigma} \left(\omega \psi_m + L_s \frac{di_q}{dt} + R_s i_q + L_s \omega i_d \right) \sin(\theta_f + \theta). \quad (5.9)$$

Derivace proudu i_f dle času, která je užita v napěťových rovnicích vinutí motoru, má tvar

$$\frac{di_f}{dt} = -\frac{\omega\sigma}{R_f + R_s\sigma} \left(L_s \frac{di_d}{dt} + R_s i_d - L_s \omega i_q \right) \sin(\theta_f + \theta) - \frac{\omega\sigma}{R_f + R_s\sigma} \left(\omega \psi_m + L_s \frac{di_q}{dt} + R_s i_q + L_s \omega i_d \right) \cos(\theta_f + \theta). \quad (5.10)$$

V další analýze bude uvažován ustálený stav, v jehož trvání jsou časové derivace statorových proudů dq nulové ($\frac{di_d}{dt} = \frac{di_q}{dt} = 0$). Úpravou rovnice (5.9) dle trigonometrických identit je vyjádřena amplituda a fáze proudu i_f . Proud i_f , protékající zkratovanou částí vinutí, je po zjednodušení popsán rovnicí

$$i_f(t) = -I_f \sin(\theta + \theta_f + \theta_{\text{offset}}). \quad (5.11)$$

Zkratový proud má tedy stejnou frekvenci jako BEMF. Fázový posun sinusového signálu dominantně závisí na natočení fázového vinutí, v němž působí porucha. Amplituda i_f je závislá na všech elektrických parametrech, na parametrech zkratované části (R_f a σ) a na pracovním bodu, jak popisuje rovnice

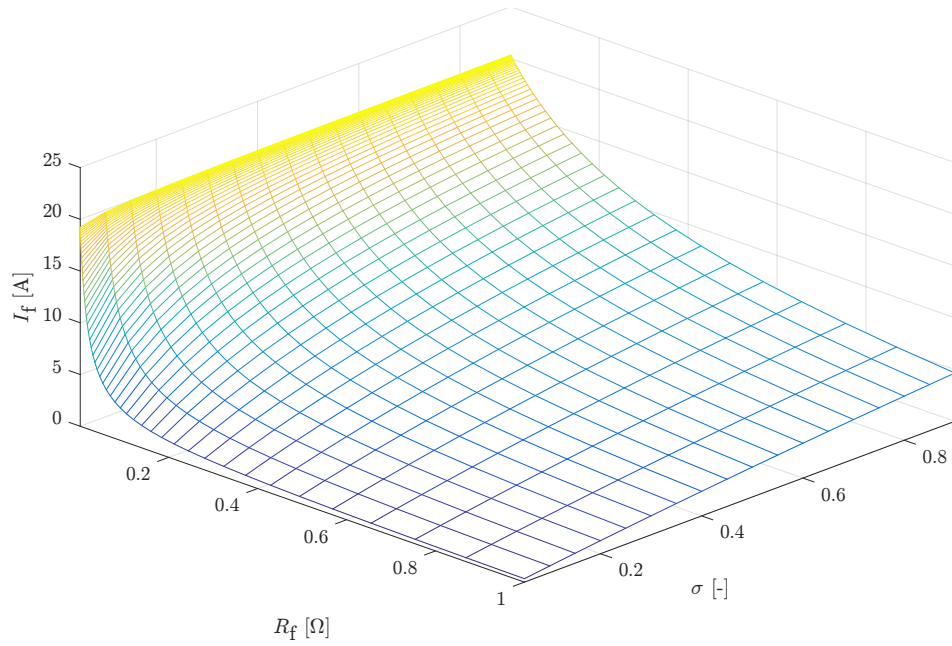
$$I_f = \frac{\sigma}{R_f + R_s\sigma} \sqrt{\frac{(R_s i_d - L_s \omega i_q)^2}{(R_s i_q + \omega \psi_m + L_s \omega i_d)^2} + 1} (R_s i_q + \omega \psi_m + L_s \omega i_d). \quad (5.12)$$

Pokud jsou znaménka proudu i_q a ω různá, motor pracuje v generátorovém režimu. Další analýzou rovnice (5.12) bylo zjištěno, že amplituda zkratového proudu I_f bude minimální, pokud bude platit $R_s i_q + \omega \psi_m + L_s \omega i_d = 0$. Malá amplituda naznačuje nemožnost detekce poruchy v určitém rozsahu pracovních bodů generátorového režimu motoru v důsledku omezeného rozlišení senzorů.

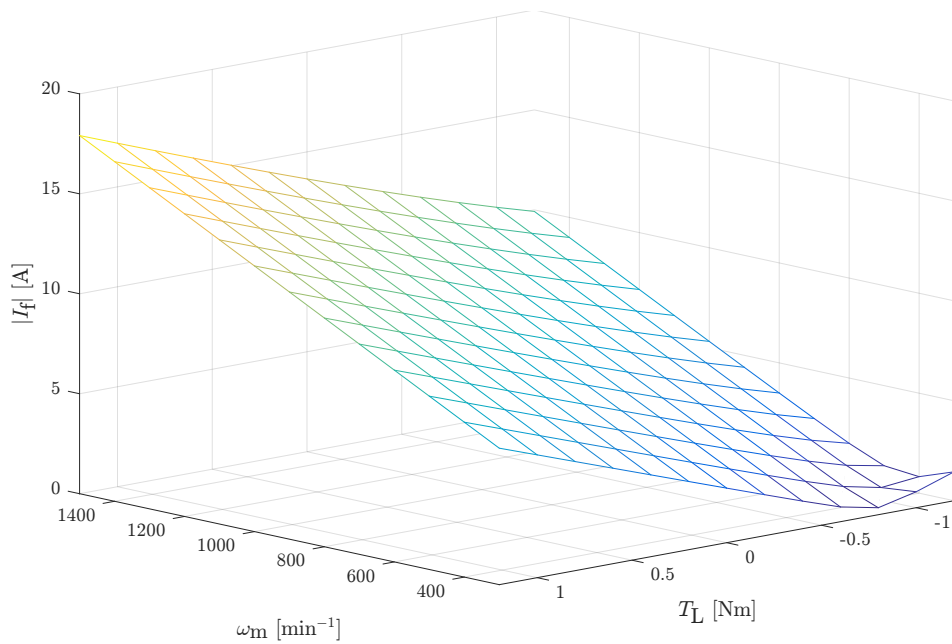
Velikost fázového posunu θ_{offset} je závislá pouze na elektrických parametrech motoru a na pracovním bodu

$$\theta_{\text{offset}} = \arctan \left(\frac{R_s i_d - L_s \omega i_q}{R_s i_q + \omega \psi_m + L_s \omega i_d} \right). \quad (5.13)$$

Dosazením $i_q = \frac{2T_L}{3P_P \psi_m}$ a $i_d = 0$ může být určena závislost amplitudy a fáze zkratového proudu na operačních podmínkách motoru a na parametrech zkratované

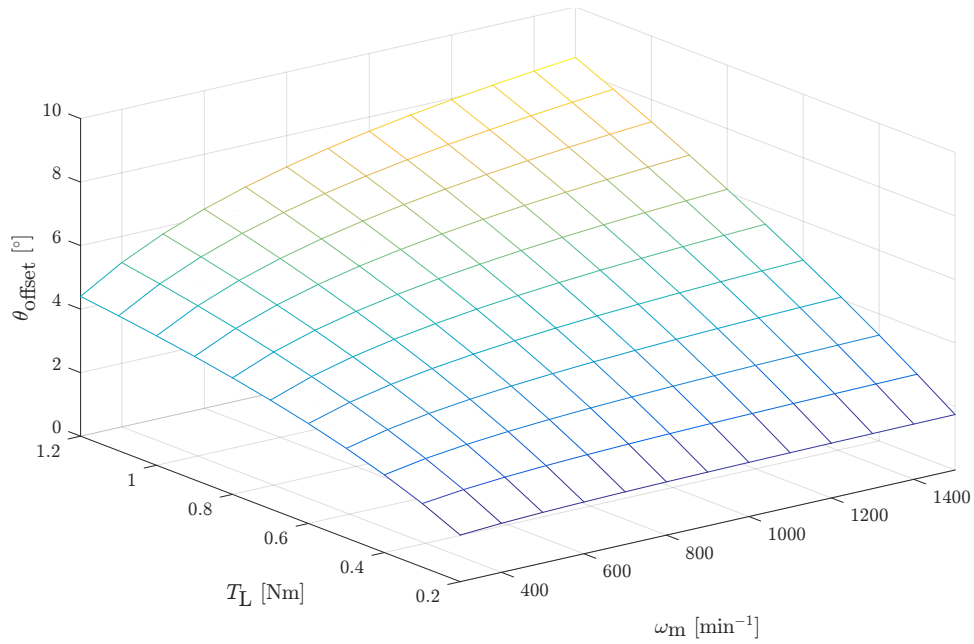


Obr. 5.4: Závislost amplitudy zkratového proudu na velikosti zkratového odporu R_f a velikosti zkratované části σ pro parametry motoru TGT3 a pracovním bodu $\omega_m = 600 \text{ min}^{-1}$, $T_L = 0,68 \text{ N m}$



Obr. 5.5: Závislost absolutní hodnoty amplitudy zkratového proudu na pracovním bodu motoru pro parametry TGT3, $R_f = 80 \text{ m}\Omega$ a $\sigma = 9/60$

části. Závislost amplitudy zkratového proudu na velikosti zkratového odporu R_f a velikosti zkratované části σ je na Obr. 5.4. Z vykreslené závislosti je patrné, že velikost zkratového odporu R_f dominantně ovlivňuje amplitudu zkratového proudu.



Obr. 5.6: Závislost fáze zkratového proudu na pracovním bodu motoru pro parametry motoru TGT3

Závislost absolutní hodnoty amplitudy zkratového proudu na pracovním bodu motoru TGT3 je na Obr. 5.5. Z vykreslené závislosti je patrné, že velikost zkratového proudu je v motorickém režimu lineární kombinací otáček a momentu motoru. V generátorovém režimu můžeme vidět oblast, kde je amplituda zkratového proudu minimální.

Závislost fázového posunu zkratového proudu na pracovním bodu motoru je na Obr. 5.6. Maximální velikost úhlu θ_{offset} je $8,6^\circ$ v nominálním rozsahu otáček a momentu motoru.

5.1.2 Analýza chybového napětí v abc a $dq0$ souřadnicových systémech

PMSM motor řízený FOC při konstantních otáčkách rotoru udržuje harmonické fázové proudy i v případě poruchy ITSF (důsledkem použití regulátorů proudu v regulační smyčce). Aby toho algoritmus FOC dosáhl, musí regulátory adaptovat svoje výstupy (akční zásahy) tak, aby sledovaly chybové napětí způsobené poruchou ITSF. Toto chybové napětí je proto důležité z hlediska algoritmů detekce poruchy ITSF. Určení chybového napětí $\Delta \mathbf{u}_{abcA}$ v abc souřadnicovém systému pro poruchu ve fázovém vinutí a je provedeno porovnáním napěťových rovnic motoru s poruchou a motoru bez poruchy. Napěťová rovnice statoru složená ze složky napětí motoru

bez poruchy (3.1) a složky chybového napětí je

$$\mathbf{u}_{abc_itsf} = R_s \mathbf{i}_{abc} + \frac{d}{dt} \mathbf{L}_{abc} \mathbf{i}_{abc} + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\Psi}_{mabc} + \Delta \mathbf{u}_{abcA}. \quad (5.14)$$

Dle náhradního zapojení vinutí motoru s poruchou (Obr. 5.1) platí $\mathbf{u}_{abc_itsf} = \begin{bmatrix} u_{af} + u_f & u_{bf} & u_{cf} \end{bmatrix}^T$. Chybové napětí $\Delta \mathbf{u}_{abcA}$ získáme z rovnice (5.14), do které dosadíme napětí \mathbf{u}_{abc_itsf} z rovnice (5.1). Tím získáme chybové napětí ve tvaru

$$\begin{aligned} \Delta \mathbf{u}_{abcA} = & \\ & \begin{bmatrix} -(L_{ls} + L_m + L_{\Delta m} \cos(2\theta)) \sigma \frac{di_f}{dt} + 2L_{\Delta m} \sigma \sin(2\theta) \frac{d\theta}{dt} i_f - R_s \sigma i_f \\ \frac{1}{2} \left(L_m + L_{\Delta m} \cos(2\theta) - \sqrt{3} L_{\Delta m} \sin(2\theta) \right) \sigma \frac{di_f}{dt} - \left(\sin(2\theta) + \sqrt{3} \cos(2\theta) \right) \sigma L_{\Delta m} \frac{d\theta}{dt} i_f \\ \frac{1}{2} \left(L_m + L_{\Delta m} \cos(2\theta) + \sqrt{3} L_{\Delta m} \sin(2\theta) \right) \sigma \frac{di_f}{dt} - \left(\sin(2\theta) - \sqrt{3} \cos(2\theta) \right) \sigma L_{\Delta m} \frac{d\theta}{dt} i_f \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (5.15)$$

Z tohoto vztahu a z analýzy zkratového proudu lze usuzovat, že chybové napětí, a tím pádem i napětí na výstupu algoritmu FOC, bude obsahovat třetí a další vyšší harmonické složky BEMF (vzhledem k násobení $\cos(2\theta) \frac{di_f}{dt}$, aj.).

Pro motor SPMSM je možné rovnici $\Delta \mathbf{u}_{abcA}$ zjednodušit dosazením $L_{\Delta m} = 0$

$$\Delta \mathbf{u}_{abcA} |_{L_{\Delta m}=0} = \begin{bmatrix} -(L_{ls} + L_m) \sigma \frac{di_f}{dt} - R_s \sigma i_f \\ \frac{1}{2} L_m \sigma \frac{di_f}{dt} \\ \frac{1}{2} L_m \sigma \frac{di_f}{dt} \end{bmatrix}. \quad (5.16)$$

Ze zjednodušené rovnice chybového napětí pro SPMSM je patrné, že chybové napětí obsahuje pouze první harmonickou složku.

Chybové napětí je pro další analýzu transformováno do $dq0$ souřadnicového systému. Chybové napětí $\Delta \mathbf{u}_{dq0}$ je vypočítáno tak, aby platila rovnice

$$\mathbf{u}_{dq0_itsf} = \begin{bmatrix} L_d \frac{di_d}{dt} + R_s i_d - L_q i_q \omega \\ L_q \frac{di_q}{dt} + R_s i_q + L_d i_d \omega + \psi_m \omega \\ L_0 \frac{di_0}{dt} + R_s i_0 \end{bmatrix} + \Delta \mathbf{u}_{dq0}. \quad (5.17)$$

Transformací rovnice (5.15) dostaneme chybové napětí v souřadnicovém systému $dq0$ pro poruchu ve fázovém vinutí a

$$\begin{aligned} \Delta \mathbf{u}_{dq0A} = & \\ & \begin{bmatrix} -\frac{2}{3} L_d \sigma \cos(\theta) \frac{di_f}{dt} - \frac{2}{3} R_s \sigma \cos(\theta) i_f + \frac{2}{3} L_d \sigma \sin(\theta) \omega i_f - \frac{2}{3} L_q \sigma \sin(\theta) \omega i_f \\ + \frac{2}{3} L_q \sigma \sin(\theta) \frac{di_f}{dt} + \frac{2}{3} R_s \sigma \sin(\theta) i_f - \frac{2}{3} L_d \sigma \cos(\theta) \omega i_f + \frac{2}{3} L_q \sigma \cos(\theta) \omega i_f \\ -\frac{1}{3} L_0 \sigma \frac{di_f}{dt} - \frac{1}{3} R_s \sigma i_f \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (5.18)$$

Dodatečnou úpravou rovnice (5.18) a zakomponováním natočení fázového vinutí s poruchou θ_f vznikne finální rovnice chybového napětí

$$\Delta \mathbf{u}_{dq0} = \begin{bmatrix} -\frac{2}{3}L_d\sigma \cos(\theta_f + \theta) \frac{di_f}{dt} - \frac{2}{3}R_s\sigma \cos(\theta_f + \theta) i_f + \frac{2}{3}(L_d - L_q)\sigma \sin(\theta_f + \theta) \omega i_f \\ + \frac{2}{3}L_q\sigma \sin(\theta_f + \theta) \frac{di_f}{dt} + \frac{2}{3}R_s\sigma \sin(\theta_f + \theta) i_f + \frac{2}{3}(L_q - L_d)\sigma \cos(\theta_f + \theta) \omega i_f \\ -\frac{1}{3}L_0\sigma \frac{di_f}{dt} - \frac{1}{3}R_s\sigma i_f \end{bmatrix}. \quad (5.19)$$

Z této rovnice je patrné, že složky dq chybových napětí budou obsahovat stejnosměrnou složku a druhou harmonickou BEMF (v případě IPMSM i vyšší harmonické složky). Rovnice pro chybové napětí nulté složky (Δu_0) vyjadřuje zvlnění napětí středu vinutí motoru. Oba tyto poznatky mohou být využity v detekčních algoritmech mezizávitového zkratu.

5.1.3 Analýza zvlnění momentu

Vlivem proudu tvořeného ve smyčce mezizávitového zkratu dochází pro nenulové otáčky ke zvlnění momentu. Analýza tohoto zvlnění vychází z výpočtu generovaného momentu (3.12), rozšířeného o složku vzniklou zkratovanou částí vinutí

$$T_{E_itsf} = P_P \left(\frac{1}{2} \mathbf{i}_{abcf}^\top \frac{d\mathbf{L}_{abcf}}{d\theta} \mathbf{i}_{abcf} + \frac{\mathbf{i}_{abcf}^\top \mathbf{e}_{abcf}}{\omega} \right). \quad (5.20)$$

Rovnice (5.20) popisuje celkový moment generovaný motorem s poruchou. Při analýze poruchy je výhodné vyjádřit pouze chybovou složku generovaného momentu. Celkový generovaný moment motoru s poruchou je vyjádřen jako součet momentu generovaného motorem bez poruchy a chybového momentu, který vzniká v důsledku poruchy (ΔT_{E_abc}), jak popisuje rovnice

$$T_{E_itsf} = P_P \left(\frac{1}{2} \mathbf{i}_{abc}^\top \frac{d\mathbf{L}_{abc}}{d\theta} \mathbf{i}_{abc} + \frac{\mathbf{i}_{abc}^\top \mathbf{e}_{abc}}{\omega} \right) + \Delta T_{E_abc}. \quad (5.21)$$

Následně je porovnáním pravých stran rovnic (5.20) a (5.21) vypočítána rovnice chybového momentu s veličinami v abc souřadnicovém systému pro poruchu ve fázovém vinutí a motoru

$$\begin{aligned} \Delta T_{E_abc} = & -P_p \sigma i_f (-\psi_m \sin(\theta) + L_{\Delta m} \sigma \sin(2\theta) i_f - 2L_{\Delta m} \sin(2\theta) i_a \\ & + L_{\Delta m} \sin(2\theta) i_b + L_{\Delta m} \sin(2\theta) i_c + \sqrt{3}L_{\Delta m} \cos(2\theta) i_b - \sqrt{3}L_{\Delta m} \cos(2\theta) i_c). \end{aligned} \quad (5.22)$$

Výpočet chybového momentu s veličinami v dq souřadnicovém systému ΔT_{E_dq0} je proveden transformací veličin rovnice (5.22) do souřadnicového systému $dq\theta$. Rovnice celkového generovaného momentu s veličinami dq je

$$T_{E_itsf} = \frac{3}{2} P_P [\psi_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] + \Delta T_{E_dq0}. \quad (5.23)$$

Samozřejmě bude platit $\Delta T_{E_dq0} = \Delta T_{E_abc}$. Transformací veličin a následnou úpravou (5.21) je získána závislost chybového momentu s dq veličinami pro libovolnou fázi, určenou parametrem θ_f , jak popisuje rovnice

$$\begin{aligned} \Delta T_{E_dq0} = P_p \sigma i_f (\psi_m \sin(\theta_f + \theta) + (L_d - L_q) \sin(\theta_f + \theta) i_d \\ + (L_q - L_d) \cos(\theta_f + \theta) i_q + \frac{1}{3} (L_q - L_d) \sigma i_f \sin(2\theta_f + 2\theta)). \end{aligned} \quad (5.24)$$

Z rovnic (5.22) a (5.24) je vyvozeno, že důsledkem mezizávitového zkratu bude generovaný moment zvlněn u motoru SPMSM pouze druhou harmonickou složkou BEMF. V případě IPMSM motoru bude zvlnění obsahovat i vyšší harmonické složky důsledkem rozdílných statorových indukčností L_d a L_q .

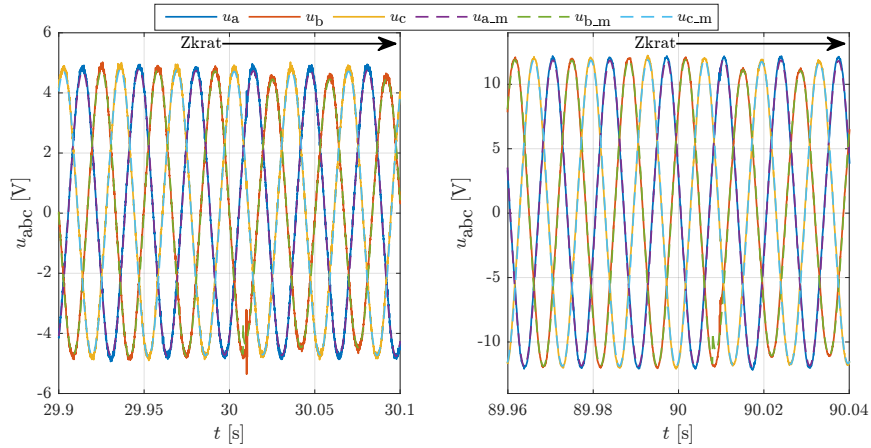
5.1.4 Potlačení vlivu mezizávitového zkratu

Existují dva způsoby jak potlačit vliv působení mezizávitového zkratu. První metoda je založena na odbuzení motoru. Tato metoda je vhodná pro motory, které je možné snadno odbudit. Plné odbuzení motoru nastává pro proud $i_{d_FW} = -\frac{\psi_m}{L_q} - \frac{R_s i_q}{L_q \omega}$. Toto odbuzení způsobí, že není ve zkratové smyčce indukováno napětí a tím nedochází k dalšímu tepelnému namáhání zkratované části vinutí. Dle konstrukce motoru a hodnot jednotlivých parametrů může nastat situace, že není možné motor odbudit. Případně může nastat situace, kdy je generovaný moment vlivem odbuzení značně omezen (SPMSM motor). Tato metoda je tedy vhodná pro motory IPMSM, u kterých je poměr $\frac{\psi_m}{L_q}$ malé číslo vzhledem k nominálnímu proudu vinutím.

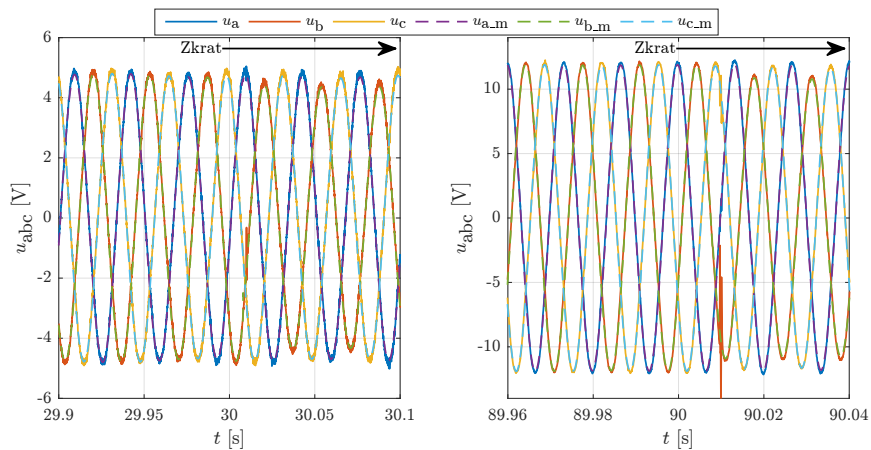
Pokud není možné motor odbudit, je možné použít kompenzaci zvlnění momentu způsobeného mezizávitovým zkratem. Vychází se přitom z rovnice pro zvlnění momentu 5.24. Tato metoda však pouze zmírňuje důsledky mezizávitového zkratu a je ji možné použít pouze pro malé závažnosti mezizávitového zkratu, protože bude stále docházet k degradaci vinutí vlivem tepelného namáhání zkratované části vinutí.

5.2 Verifikace modelu motoru s poruchou ITSF

Porovnání modelu s měřeními na reálném motoru je důležité z hlediska ověření validity modelu a dále také z hlediska stanovení parametrů motoru i části motoru s poruchou. Měření uvedená v této podkapitole byla realizována v nominálním operačním prostoru motoru, postupně byly nastavovány otáčky a zatěžovací momenty podle testovacího profilu uvedeného na Obr. 4.6. V grafech jsou uvedeny pouze detailní výřezy pro poloviční zatížení motoru a dvě rychlosti otáčení rotoru.



Obr. 5.7: Porovnání napětí BEMF modelu (u_{a_m} , u_{b_m} , u_{c_m}) a měření (u_{abc}) na motoru TGT3 během skokové změny poruchy fázového vinutí b , $\sigma = 9/60$, $R_f = 80 \text{ m}\Omega$ a dvě rychlosti otáčení rotoru $\omega_m = 600 \text{ min}^{-1}$ (vlevo), $\omega_m = 1500 \text{ min}^{-1}$ (vpravo), řízeno dynamometrem



Obr. 5.8: Porovnání napětí BEMF modelu (u_{a_m} , u_{b_m} , u_{c_m}) a měření (u_{abc}) na motoru TGT3 během skokové změny poruchy fázového vinutí b , $\sigma = 50/60$, $R_f = 2,9 \Omega$ a dvě rychlosti otáčení rotoru $\omega_m = 600 \text{ min}^{-1}$ (vlevo), $\omega_m = 1500 \text{ min}^{-1}$ (vpravo), řízeno dynamometrem

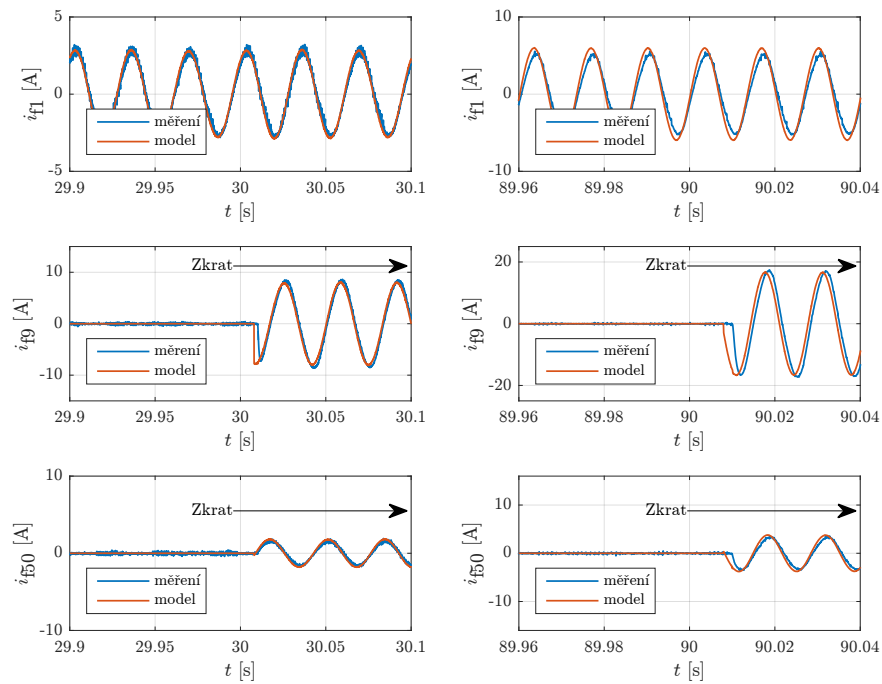
5.2.1 Zpětně indukované napětí BEMF

Ověření zpětně indukovaného napětí probíhalo s vypnutým měničem. Motor byl roztáčen pouze pomocí dynamometru a byla emulována porucha mezizávitového zkratu. Během tohoto experimentu byla měřena fázová napětí a natočení rotoru pomocí mikrokontroléru. Model byl realizován implementací rovnic (5.9), (5.10) a (5.14). Střed vinutí byl přitom připojen na referenční napětí, které bylo následně odečteno.

Výsledek experimentu je na Obr. 5.7 a Obr. 5.8 pro mezizávitové zkraty $\sigma =$

9/60 a $\sigma = 50/60$. Z průběhů je patrné snížení amplitudy fázového napětí fáze s poruchou během působení poruchy. Porovnání modelu a měření BEMF na reálném motoru ukazuje shodu pozorovaných napětí. Tento experiment byl zároveň využit pro získání velikosti konstanty permanentních magnetů ψ_m .

5.2.2 Zkratový proud

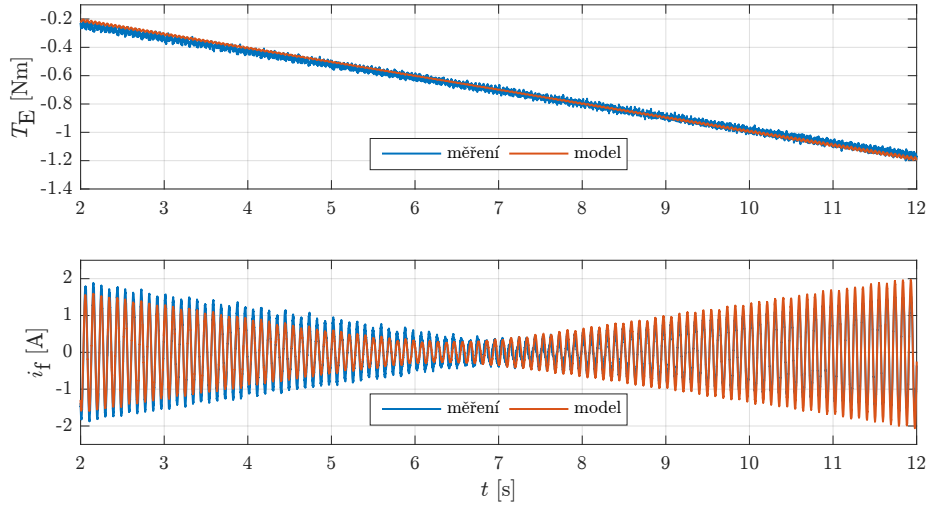


Obr. 5.9: Porovnání zkratového proudu modelu a motoru TGT3 s emulovanou poruchou (3 kombinace σ a R_f viz 4.4), při momentu $T_E = 0,4 \text{ N m}$ a dvě rychlosti otáčení rotoru $\omega_m = 600 \text{ min}^{-1}$ (vlevo), $\omega_m = 1500 \text{ min}^{-1}$ (vpravo)

Zkratový proud hraje významnou roli ve všech analýzách zmíněných v této kapitole, proto byla jeho velikost experimentálně změřena pomocí senzoru proudu viz Tab. 4.5. Tento experiment byl proveden již s aktivním měničem v momentovém režimu. Model byl vytvořen výpočtem rovnice (5.9).

Obr. 5.9 ukazuje časové průběhy proudu zkratovou smyčkou během skokově emulované poruchy mezizávitový zkrat vinutí motoru. Jsou uvedena tři měření rozdělená podle počtu závitů zkratované části vinutí (Tab. 4.4). V případě jednoho zkratovaného závitu je zkrat aktivní trvale, v případě $\sigma = 9/60$ a $\sigma = 50/60$ je v grafech naznačeno, kdy je emulovaný zkrat aktivní.

Dle teoretických předpokladů z rovnice (5.9) vyplývá, že pro určitý pracovní bod motoru v generátorovém režimu je amplituda zkratového proudu minimální. To dokládá měření na Obr. 5.10, které ukazuje průběh zkratového proudu i_f pro



Obr. 5.10: Zkratový proud i_f v generátorovém režimu motoru při konstantních otáčkách $\omega_m = 200 \text{ min}^{-1}$ a zápornou změnou momentu v čase, $\sigma = 9/60$, $R_f = 80 \text{ m}\Omega$

konstantní rychlost a změnu momentu v experimentu s motorem v generátorovém režimu. V grafech jsou uvedeny signály naměřené na motoru i výstupy modelu. Rozdíly mezi průběhy jsou způsobeny nepřesností parametrů modelu.

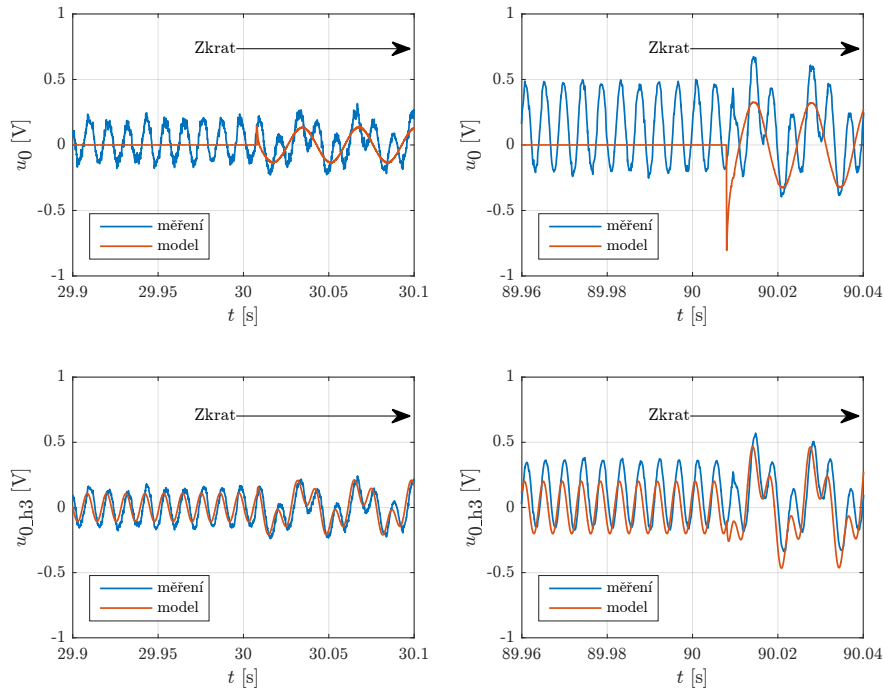
5.2.3 Zvlnění napětí středu

Testovaný motor TGT3 s emulací poruch má vyveden střed vinutí. Toto napětí je zvlněné vlivem mezizávitového zkratu, jak popisuje rovnice (5.19). Během tohoto experimentu byl měnič v momentovém řízení. Oproti běžné situaci byla vypnuta modulace SVM, aby měření zvlnění napětí středu zahrnovalo pouze působení mezizávitového zkratu.

Bylo ovšem zjištěno, že napětí středu vinutí motoru je ovlivněno třetí harmonickou složkou zpětně indukovaného napětí. Proto byl model pro výpočet napětí u_0 rozšířen o třetí harmonickou složku zpětně indukovaného napětí

$$u_{0_h3} = u_0 - \omega \psi_{m_h3} \sin(2\theta + 2\theta_f). \quad (5.25)$$

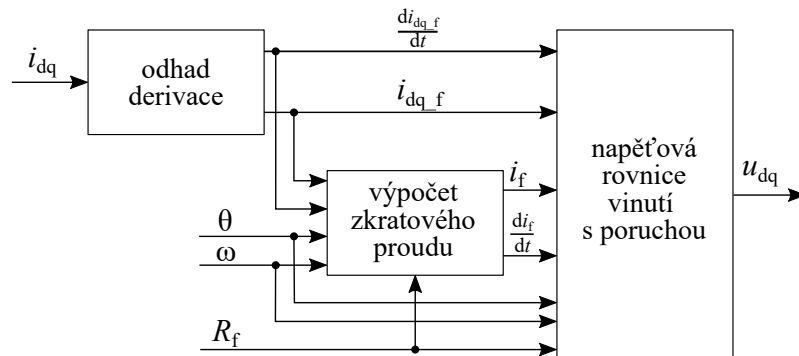
Velikost třetí harmonické složky BEMF (ψ_{m_h3}), zjištěná experimentem, je pro TGT3 $\psi_{m_h3} = -6,25 \times 10^{-4}$. Komparace měření a modelu pro obě napětí středu je na Obr. 5.11. Z měření je patrné, že napětí u_{0_h3} rozšířené o třetí harmonickou složku se dobře shoduje s modelem. Toto laboratorní měření naznačuje, že je možné využít zvlnění napětí středu pro detekci poruchy ITSF. Reálné použití je ovšem problematické, protože napětí středu je ovlivněno SVM modulací, lichými harmonickými BEMF a zároveň i amplituda zvlnění je při působení poruchy malá, navíc střed motoru často není vyveden.



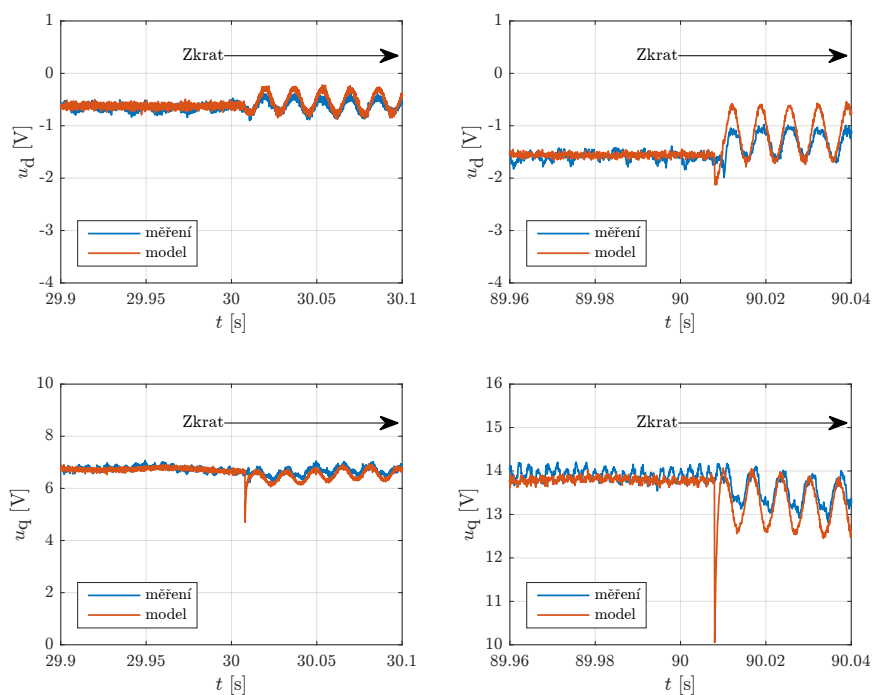
Obr. 5.11: Porovnání zvlnění napětí středu u_0 a u_{0_h3} modelu a měření na motoru TGT3 pro $\sigma = 50/60$, $R_f = 2,9 \Omega$, zatížení $T_E = 0,68 \text{ N m}$ a dvě rychlosti otáčení rotoru $\omega_m = 600 \text{ min}^{-1}$ (vlevo), $\omega_m = 1500 \text{ min}^{-1}$ (vpravo)

5.2.4 Statorové napětí dq

K porovnání teoretických a naměřených statorových napětí byl vytvořen model využívající rovnice (5.9), (5.10), (5.18) a odhad derivace fázových proudů pomocí filtru prvního řádu (filtrované signály $\frac{di_{dq_f}}{dt}$ a i_{dq_f}). Realizační časová konstanta tohoto filtru byla zvolena $\tau_{\text{deriv}} = 5 \text{ ms}$. Struktura celého modelu je znázorněna na Obr. 5.12.



Obr. 5.12: Blokový diagram modelu PMSM pro porovnání napětí u_{dq} modelu a měření



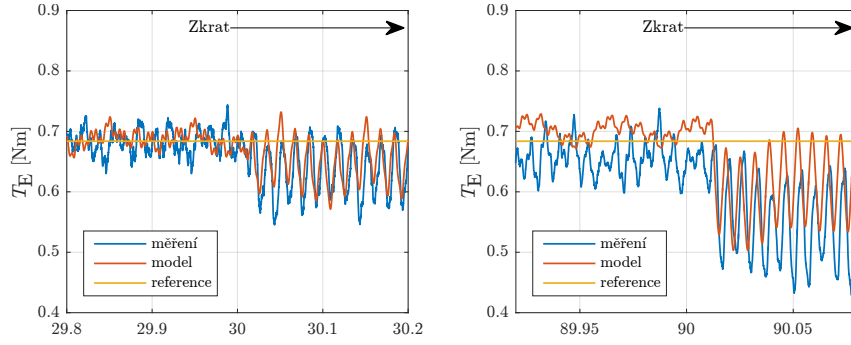
Obr. 5.13: Porovnání statorového napětí u_{dq} modelu a měření na reálném motoru TGT3 pro $\sigma = 9/60$, $R_f = 80 \text{ m}\Omega$, zatížení $T_E = 0,68 \text{ N m}$ a dvě rychlosti otáčení rotoru $\omega_m = 600 \text{ min}^{-1}$ (vlevo), $\omega_m = 1500 \text{ min}^{-1}$ (vpravo)

Průběhy vlastního porovnání jsou uvedeny na Obr. 5.13. Porovnání je provedeno pro dvě rychlosti a stejné zatížení. Z průběhu je patrné, že křivky se plně nepřekrývají, což může být důsledkem nepřesnosti modelu. Je viditelný rozdíl v amplitudách chybových napětí, ale fáze a perioda souhlasí.

5.2.5 Generovaný moment

Teoretické hodnoty generovaného motoru byly pro toto porovnání vypočítány pomocí rovnic (5.9), (5.10) a (5.23). Měření momentu probíhalo snímačem T20WN (viz Tab. 4.5), zapojeným mezi motorem a dynamometrem.

Porovnání zvlnění generovaného momentu modelu a měření je na Obr. 5.14. Porovnání je provedeno pro dvě rychlosti a stejné zatížení. Model a měření generovaného momentu na motoru během poruchy jsou shodné z hlediska periody, fáze zvlnění i amplitudy. Při vyšší rychlosti je patrný drobný rozdíl v absolutní velikosti momentů vzhledem k referenci způsobený nepřesností parametrů modelu.



Obr. 5.14: Porovnání zvlnění generovaného momentu modelu a měření na motoru TGT3 pro $\sigma = 9/60$, $R_f = 80 \text{ m}\Omega$, moment $T_E = 0,68 \text{ N m}$ a dvě rychlosti otáčení rotoru $\omega_m = 600 \text{ min}^{-1}$ (vlevo) a $\omega_m = 1500 \text{ min}^{-1}$ (vpravo)

5.3 Model motoru IPMSM s emulací zkratů v prostředí Simscape

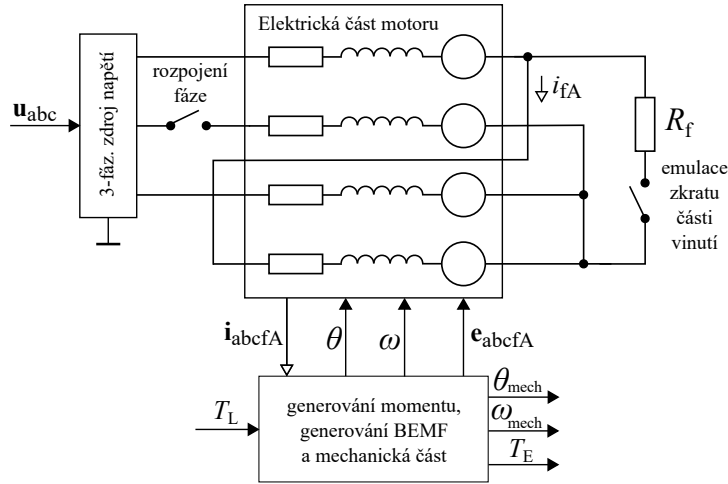
Předchozí modely, uvedené v této kapitole, byly použity primárně k analýze chování motoru pod vlivem poruchy ITSF během konkrétních experimentů. Dále sloužily k verifikaci chování modelu a motoru TGT3. Analýza byla provedena také z hlediska návrhu detekčních algoritmů. Byla však modelována pouze elektrická část motoru a generování momentu.

Ještě před fyzickou realizací pohonu je v praxi často požadována analýza chování regulační smyčky s poruchou. Model motoru s poruchou popisovaný v této podkapitole rozšiřuje předchozí modely o mechanickou část a modifikovatelné propojení fázových vinutí v prostředí Simscape. Takový model je připraven k začlenění do regulační smyčky v prostředí Simulink a umožňuje testování regulační smyčky a detekčních algoritmů bez reálného motoru.

Na Obr. 5.15 je blokové znázornění vytvořeného Simscape modelu IPMSM motoru. Připravený model umožňuje simulaci mezizávitového zkratu ve fázovém vinutí a a simulaci chování při přerušení fázového vinutí b . Model je složen ze dvou uživatelských bloků Simscape. První z uživatelských bloků „Elektrická část motoru“ realizuje vazební indukčnosti se zdroji zpětně indukovaného napětí. Tento blok je popsán upravenou rovnicí (5.1). Úprava spočívá v rozdílných označeních proudů, jak popisuje rovnice

$$\mathbf{u}_{\text{abcf}} = \mathbf{R}_{\text{abcfA}} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_{fA} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \mathbf{L}_{\text{abcfA}} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_{fA} \end{bmatrix} + \mathbf{e}_{\text{abcfA}}. \quad (5.26)$$

Matice $\mathbf{R}_{\text{abcfA}}$ a $\mathbf{L}_{\text{abcfA}}$ jsou popsány rovnicemi (5.2) a (5.3) uvedenými v popisu



Obr. 5.15: Diagram spojení prvků Simscape modelu motoru s poruchami vinutí

analytického modelu motoru s poruchou. Propojení bloku elektrické části motoru s okolím je realizováno pomocí Simscape bloků a vodičů, což umožňuje modifikovat zapojení statorového vinutí. Mezizávitový zkrat ve fázovém vinutí je realizován pomocí Simscape prvku spínače (Switch) s definovaným odporem v sepnutém stavu (R_f). Tento spínač provádí zkrat vadné části vinutí. Odpojení fáze je realizováno přerušením proudu fáze pomocí Simscape prvku spínače v obvodu fáze b .

Druhý z uživatelských bloků je tvořen modelem mechanické části motoru a výpočty zpětně indukovaného napětí a generovaného momentu. Zpětně indukované napětí je popsáno rovnicí

$$\mathbf{e}_{\text{abcf}} = \frac{d}{dt} \Psi_{\text{mabcfA}}, \quad (5.27)$$

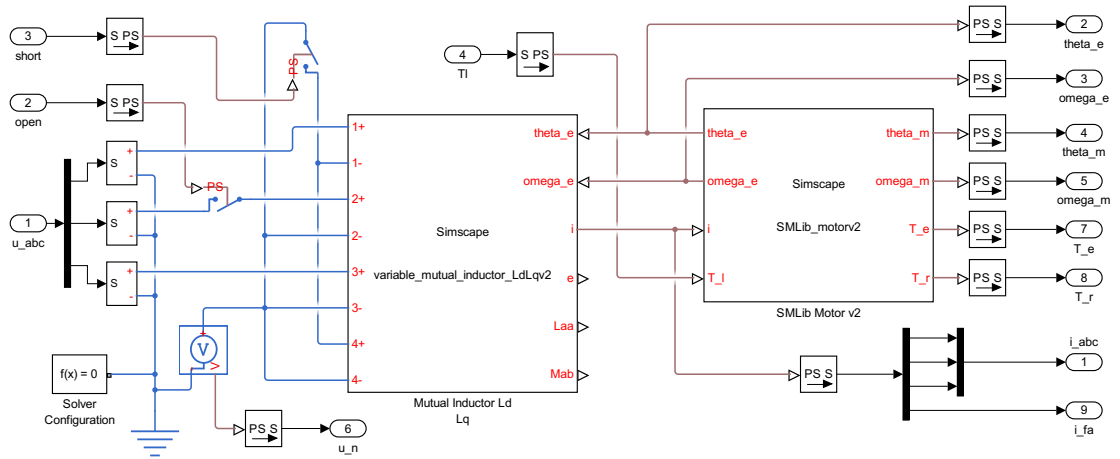
kde magnetický tok permanentních magnetů Ψ_{mabcfA} je popsán rovnicí (5.4). Výpočet generovaného momentu je proveden dle rovnice (5.20). Model mechanické části motoru je tvořen setrvačností a tlumením a můžeme ho popsat rovnicemi

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J} (T_E - T_L - B\omega_m), \quad (5.28)$$

$$\frac{d\theta_m}{dt} = \omega_m, \quad (5.29)$$

kde J je moment setrvačnosti, B je koeficient tlumení a T_L reprezentuje moment zátěže.

Simulink model celého motoru je na Obr. 5.16. Model SPMSM motoru s poruchou byl prezentován v příspěvku na konferenci [58]. Model a simulační výsledky motoru IPMSM s poruchami, zapojeného v regulační smyčce vektorového řízení rychlosti, byly prezentovány v konferenčním příspěvku [59]. Porovnání modelu implementovaného v Simscape s reálným motorem bylo prezentováno na konferenci [60].



Obr. 5.16: Implementace modelu motoru IPMSM s poruchou ITSF v Simscape

6 Detekce mezizávitového zkratu vinutí motoru PMSM

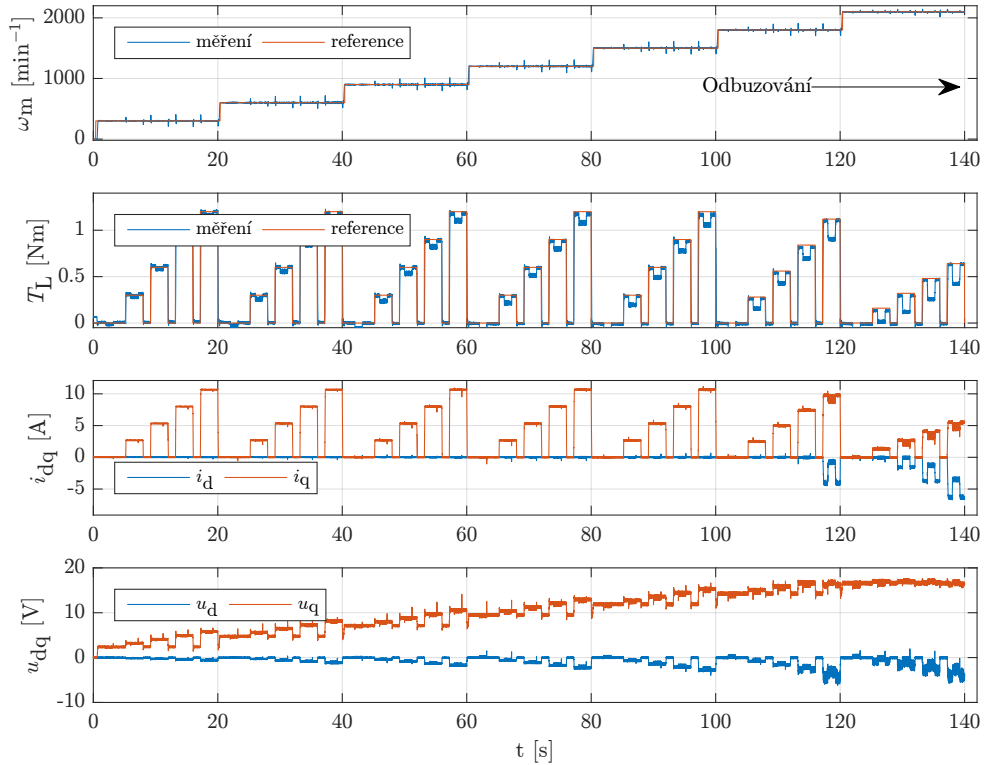
Tato kapitola je stěžejní kapitolou celé práce. Ukazuje metody detekce poruchy typu mezizávitový zkrat (ITSF) vinutí. V Tab. 6.1 je seznam metod a algoritmů detekce poruchy ITSF uvedených v této kapitole. Nejprve je představena metoda založená na analýze statorových napětí (ud_2). Další dvě metody (ird_2 a ird_q) jsou založeny na analýze rozdílu měřeného statorového proudu a vypočítaného proudu pomocí bezporuchového modelu vinutí PMSM motoru. Tento rozdíl je dále označován jako reziduum. Tyto tři metody jsou již popsány v literatuře, lze je považovat za konvenční. Slouží jako porovnání s nově vytvořenými metodami. Jsou však rozšířeny o detekci fázového vinutí s poruchou, aby byly všechny algoritmy porovnatelné. Následují algoritmy navržené autorem (R_{abc} , C_{abc} a $If\sigma$) založené na odhadu chybových parametrů modelu vinutí motoru s pomocí rozšířeného Kalmanova filtru.

Všechny metody byly nejprve otestovány na datech z experimentálních měření na testovací platformě motoru s emulací poruch popsané v kapitole 3. Metody byly následně implementovány do firmware řídicího mikrokontroléru pro ověření jejich funkce a výpočetní náročnosti.

Označení	Popis
ud_2 (podkap. 6.1)	Algoritmus detekce mezizávitového zkratu pomocí analýzy druhé harmonické složky statorového napětí dq
ird_2 (podkap. 6.2.1)	Algoritmus detekce mezizávitového zkratu založený na analýze druhé harmonické složky rezidua statorových proudů dq
ird_{qn} (podkap. 6.2.2)	Algoritmus detekce mezizávitového zkratu založený na analýze negativní komponenty rezidua statorových proudů
R_{abc} (podkap. 6.5)	Algoritmus detekce mezizávitového zkratu založený na odhadu statorových odporů jednotlivých fází
C_{abc} (podkap. 6.6)	Algoritmus detekce mezizávitového zkratu založený na odhadu statorových odporů a koeficientu BEMF jednotlivých fází
$If\sigma$ (podkap. 6.7)	Algoritmus detekce poruchy založený na estimaci amplitudy zkratového proudu škálovaného parametrem σ

Tab. 6.1: Seznam algoritmů detekce poruchy ITSF

Obr. 6.1 ukazuje průběhy otáček, momentu, statorových proudů a napětí při působení poruchy ITSF $\sigma = 9/60$ a $R_f = 80 \text{ m}\Omega$. Průběhy těchto signálů jsou shodné i pro experimenty uvedené u jednotlivých algoritmů.

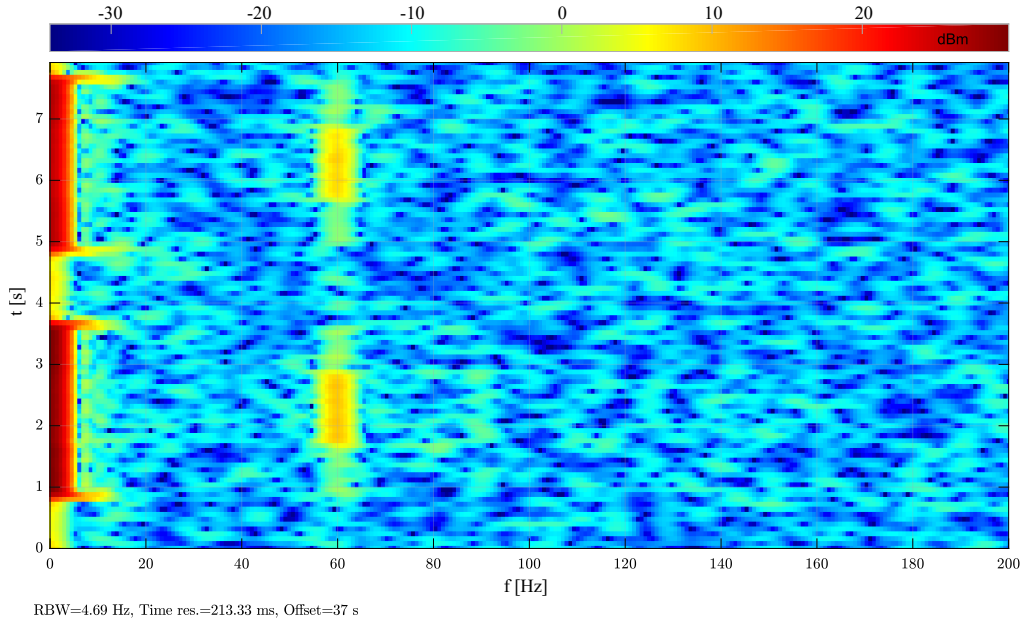


Obr. 6.1: Průběhy signálů testovací platformy při působení poruchy ITSF $\sigma = 9/60$ a $R_f = 80 \text{ m}\Omega$

6.1 Detekce mezizávítového zkratu pomocí analýzy druhé harmonické složky statorového napětí dq

Metoda analýzy statorových napětí dq je analogií k analýze statorových proudů MCSA (Motor Current Signal Analysis) pro případ motoru napájeného proudem (FOC). Metoda MCSA již byla ověřena implementací založenou na výpočtu rychlé Fourierovy transformace (FFT) v konferenčním příspěvku [61]. Jelikož se analýza statorových napětí při kombinaci s FOC ukázala oproti analýze proudů jako účinnější, byla zařazena mezi metody detekce ITSF prezentované v této podkapitole.

Dle teoretického předpokladu je statorové napětí dq během poruchy ITSF dominantně zvlněno druhou harmonickou složkou, jak popisuje rovnice (5.19). Tento předpoklad je potvrzen prostřednictvím spektrogramu napětí u_d na Obr. 6.2 s viditelnými spektrálními čarami na dvojnásobné frekvenci BEMF. Tohoto poznatku je dále využito pro analýzu poruchy s použitím frekvenční analýzy druhé harmonické složky. Pro analýzu velikosti druhé harmonické složky by bylo možné použít adaptivní filtr typu pásmová propust, implementovaný např. pomocí struktury SOGI (Second order generalized integrator) [40], s detektorem amplitudy, případně FFT. Tyto metody ovšem neumožňují snadnou extrakci fázového posunu vzhledem k na-



Obr. 6.2: Spektrogram napětí u_d při emulovaném zkratu $\sigma = 50/60$ a $R_f = 2,7 \Omega$, $\omega_m = 600 \text{ min}^{-1}$, $T_L \in 0,2$ a $0,4 \text{ N m}$

točení rotoru. Tím by jejich výsledky nebyly porovnatelné s ostatními algoritmy a proto byly z porovnání vynechány. V této podkapitole je demonstrována metoda, která extrahuje druhou harmonickou složku vzhledem k natočení rotoru, čímž je získán její fázový posun, který je využit k detekci fázového vinutí s poruchou.

Spektrální analýza

Pro analýzu spektra signálu se tradičně používá diskrétní Fourierova transformace (DFT) [24] nebo její výpočetně optimalizovaná varianta (FFT). Diskrétní Fourierova transformace pro výpočet spektra vzorkovaného signálu je definována rovnicí

$$X_n = \sum_{k=0}^{N-1} x_k \left[\cos\left(\frac{2\pi}{N}kn\right) - j \sin\left(\frac{2\pi}{N}kn\right) \right], \quad (6.1)$$

kde k je pořadí vzorku, n je složka spektra, N je délka bloku zpracovávaných dat, x_k jsou vzorky vstupního signálu a X_n jsou jednotlivé spektrální složky. Perioda vstupních vzorků je dále označena T_{DFT} .

Výpočet celé diskrétní Fourierovy transformace je pro detekci druhé harmonické složky příliš obecný a složitý. Výsledkem je celé spektrum, které není synchronizováno s úhlem rotoru a nebylo by možné bez dalšího zpracování získat informaci o fázi druhé harmonické složky vzhledem k natočení rotoru.

Proto je vytvořena rovnice charakterizující pouze druhou harmonickou složku vzhledem k poloze rotoru. Rovnice je speciálním případem DFT pro analýzu jedné

složky frekvenčního spektra

$$X_2 = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_k [\cos(2\theta) - j \sin(2\theta)]. \quad (6.2)$$

X_2 je komplexní číslo reprezentující složku spektra odpovídající druhé harmonické složce vzhledem k poloze rotoru, x_k jsou vzorky vstupního signálu.

Okenní funkce

Protože není praktické upravovat délku bloku DFT na přesný počet period druhé harmonické složky, před zpracováním DFT se na vstupní vzorky aplikuje okenní funkce. Tato okenní funkce zajistí čisté výstupní spektrum vytvořením pozvolného náběhu a doběhu vzorků v bloku. Pro tento účel bylo využito Hanningovo okno [18] popsané rovnicí

$$w_k = \frac{1}{2} \left[1 - \cos\left(\frac{2\pi}{N}k\right) \right]. \quad (6.3)$$

Decimace

Maximální frekvence zpracovávaná DFT je dle vzorkovacího teorému $f_{\max\text{DFT}} = \frac{1}{2T_{\text{DFT}}}$. Naproti tomu kombinace délky zpracovávaných bloků DFT (N) a jejich vzorkovací perioda (T_{DFT}) omezují nejnižší analyzovatelnou frekvenci vstupního signálu. Pokud je vyžadováno vyšší rozlišení na nízkých frekvencích při zachování stejné délky vstupních bloků N , je vhodné snížit frekvenci vstupních vzorků procesem decimace. Perioda těchto decimovaných vzorků vzhledem ke vzorkovací periodě regulační smyčky T_s může být vyjádřena rovnicí

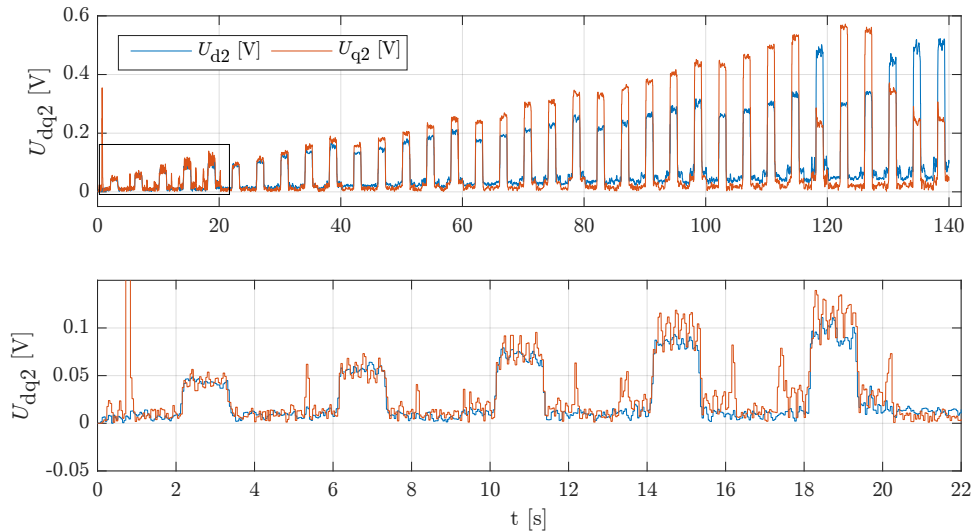
$$T_{\text{DFT}} = MT_s, \quad (6.4)$$

kde M je faktor decimace.

Překrývání bloků

DFT druhé harmonické složky je vyčísleno pro každý blok. Každý blok je tvořen N vzorky, což omezuje periodu, se kterou je vypočítána nová hodnota složky spektra. Čím delší blok vzorků, tím delší je výpočetní čas DFT, a tím i zpoždění. Aby bylo spektrum vypočítáno častěji, může být využita metoda překrývání bloků [18]. Závislost periody výpočtu DFT (T_{DFT_O}), délky bloků (N), faktoru překrytí (N_o) a periody vzorů (T_{DFT}) je

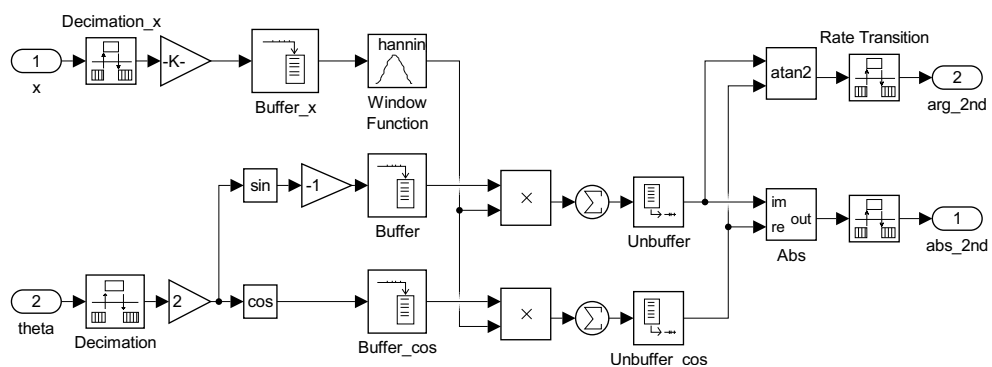
$$T_{\text{DFT}_O} = N(1 - N_o)T_{\text{DFT}}. \quad (6.5)$$



Obr. 6.3: Porovnání druhé harmonické složky napětí u_d a u_q

6.1.1 Implementace

Obr. 6.3 ukazuje porovnání amplitud druhé harmonické složky napětí u_d a u_q . V grafech může být pozorován podobný průběh druhých harmonických složek obou napětí dq . Průběhy se však liší zejména pro nejnižší testovanou rychlost (detailní výřez je uveden ve druhém grafu Obr. 6.3). Druhá harmonická složka napětí u_q je ovlivněna přechodovými ději, spojenými se změnou rychlosti a momentu, které se projevují jako skokové změny napětí u_q . Napětí u_d je v porovnání s u_q méně ovlivněno změnami momentu a rychlosti. Z toho důvodu je dále analyzována druhá harmonická složka napětí u_d .



Obr. 6.4: Implementace DFT pro získání druhé harmonické složky signálu

Na Obr. 6.4 je diagram algoritmu pro analýzu amplitudy druhé harmonické složky signálu vzhledem k natočení rotoru. Výpočet druhé harmonické složky proudu

u_d vychází z rovnice (6.2) a je proveden dle rovnice

$$U_{d2} = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} u_{dk} w_k A_w [\cos(2\theta) - j \sin(2\theta)], \quad (6.6)$$

kde A_w je koeficient korekce amplitudy okna w_k (pro Hanningovo okno $A_w = 2$).

Model využívá tři vzorkovací periody. Vstupní vzorky mají vzorkovací periodu T_s , stejně jako zbytek regulační smyčky. Následují bloky decimace s výstupní vzorkovací periodou T_{DFT} . Decimace je realizována pouze vynecháním vzorků¹. Následují bloky bufferů. Buffer je vyrovnávací paměť, do které vstupují jednotlivé vzorky a vystupují z ní bloky vzorků. Buffer zajišťuje i překrývání bloků. Na jeho výstupu jsou bloky s periodou T_{DFT_O} . Na výstupech bufferů jsou již bloky vzorků určené k výpočtu druhé harmonické složky. Následně je vypočítána amplituda a fáze druhé harmonické, které jsou přeneseny na výstup.

V experimentech uvedených dále je použit faktor decimace $M = 10$, který omezuje maximální zpracovávanou frekvenci DFT na 800 Hz. Délka DFT bloků byla zvolena $N = 256$. Minimální zpracovatelná frekvence DFT potom bude 6,25 Hz (perioda tohoto signálu je 160 ms a udává i zpoždění algoritmu). Se zvoleným faktorem překrytí $N_o = 0,75$ budou nové vzorky U_{d2} vypočítány s periodou $T_{DFT_O} = 40$ ms.

Dle teoretických předpokladů amplituda druhé harmonické složky u_{d2} narůstá dle otáček a zatížení motoru (viz Obr. 5.5). Pro detekci poruchy je výhodné tento trend odstranit. Toho může být alespoň částečně dosaženo vytvořením indikátoru poruchy δ_{ud2} , který odstraňuje vliv otáček a zátěže na základě zjednodušeného výpočtu teoretické hodnoty napětí, které vzniká na zkratované části vinutí, viz (5.12). Výpočet indikátoru δ_{ud2} je prováděn dle rovnice

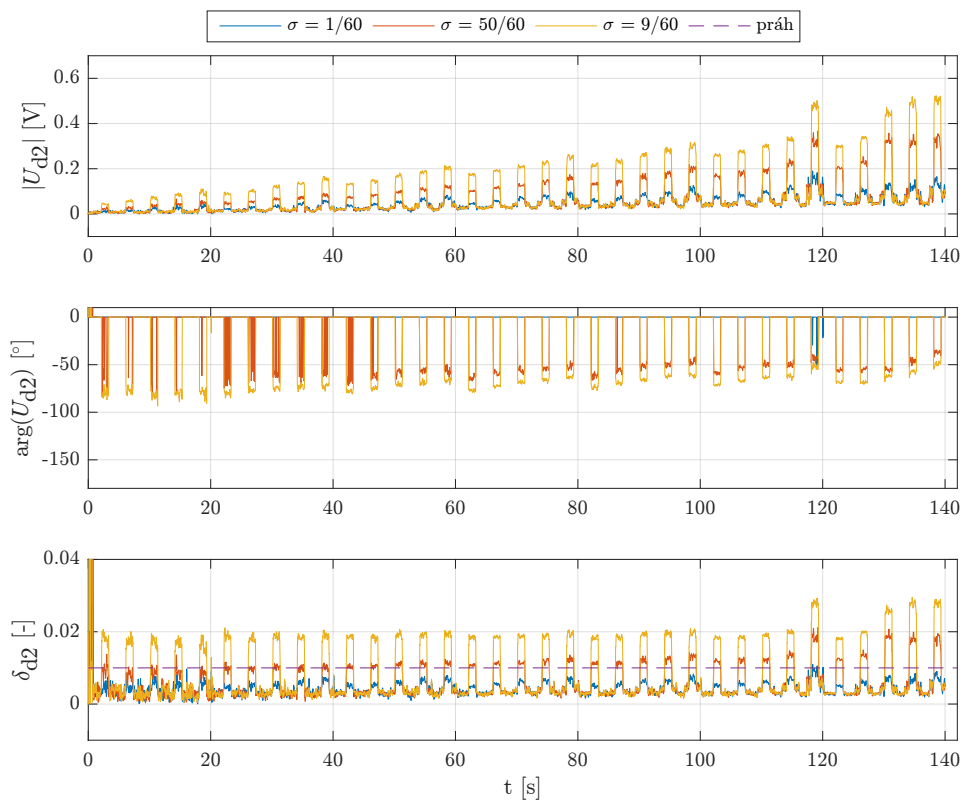
$$\delta_{ud2} = \frac{|U_{d2}|}{|R_s i_q + \omega \psi_m|}. \quad (6.7)$$

Před výpočtem indikátoru je zjištěna řešitelnost zlomku. Absolutní hodnota $|U_{d2}|$ je před zpracováním filtrována setrvačným článkem s časovou konstantou $\tau_f = 50$ ms. Indikátor δ_{ud2} je následně porovnáván s prahovou hodnotou δ_{ud2_th} a při překročení je indikována porucha typu mezizávitový zkrat. Fázový posun druhé harmonické složky $\arg(U_{d2})$ je vypočítán pouze po překročení této prahové hodnoty. Velikost prahové hodnoty $\delta_{ud2_th} = 0,014$ byla určena z experimentů takovým způsobem, aby byla správně indikována porucha s parametry $\sigma = 9/60$ a $R_f = 80$ m Ω .

¹Pokud by vstupní signál obsahoval výrazný vysokofrekvenční šum (úrovně porovnatelné s detekovanou druhou harmonickou složkou), je vhodné před blok decimace zařadit strmý filtr typu dolní propust s mezní frekvencí $\frac{1}{2MT_s}$.

6.1.2 Experimentální výsledky

Ověření funkce algoritmu ud2 bylo provedeno z hlediska různé závažnosti emulovaného zkratu (σ , R_f) i z hlediska různého fázového vinutí s poruchou (a , b , c). Pracovní podmínky motoru a profil emulovaného zkratu použité při experimentu jsou na Obr. 4.6. Porovnání chování algoritmu ud2 pro různou závažnost emulované poruchy je na Obr. 6.5. Porucha byla emulována ve fázovém vinutí a . První graf ukazuje průběh amplitudy odhadované druhé harmonické složky napětí vypočítané pomocí DFT ($|U_{d2}|$). Výstup z DFT byl filtrován setrvačným článkem s časovou konstantou $\tau_f = 50$ ms. Porovnáním profilu emulované poruchy a odhadované amplitudy je zřejmé, že algoritmus rychle reaguje na emulované poruchy. I přes omezené časové rozlišení průběhu je zřejmé, že je odhadovaná amplituda závislá na zatížení motoru, což je nežádoucí. Tento jev může být způsoben asymetrií vinutí v rámci výrobních tolerancí, případně tolerancí hodnot součástek napěťového měniče.



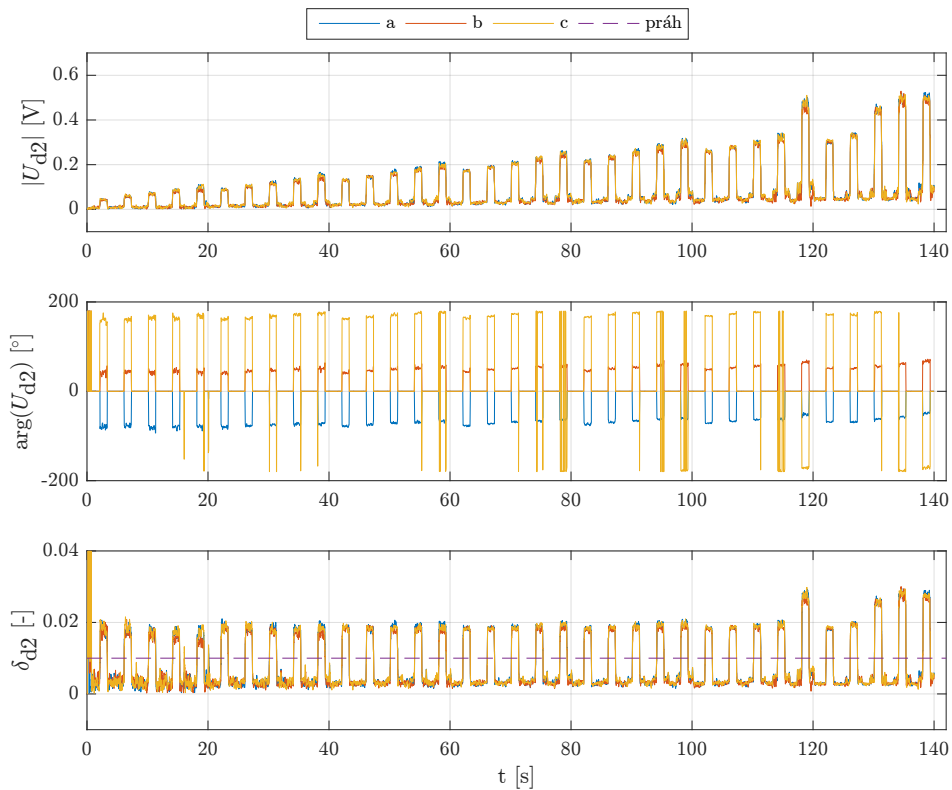
Obr. 6.5: Porovnání indikátorů poruchy algoritmu ud2 pro různé velikosti σ a poruchu ve fázovém vinutí a

Druhý graf ukazuje průběhy fázového posunu druhé harmonické složky napětí $\arg(U_{d2})$, který slouží k určení fázového vinutí s poruchou. Z průběhů je patrné, že se fázový posun mění s pracovními podmínkami motoru v rozsahu přibližně 20° a pro

poruchu ve fázovém vinutí a je v rozsahu -90° do -70° . Toto chování odpovídá teoretickému předpokladu uvedenému v podkapitole 5.1.1.

Poslední graf zobrazuje indikátor poruchy s potlačenou závislostí na pracovních podmínkách motoru (δ_{ud2}). Tento průběh ukazuje, že je možné určit velikost prahové hodnoty poruchy ITSF tak, aby porucha $\sigma = 9/60$ byla detekována ve všech situacích a porucha $\sigma = 50/60$ alespoň v omezeném rozsahu pracovních bodů. Poruchu $\sigma = 1/60$ však není možné detekovat pouze jednou prahovou hodnotou indikátoru.

Porovnání chování algoritmu ud2 pro poruchu v různých fázových vinutích je na Obr. 6.6. Nejrelevantnější je druhý graf, který zobrazuje průběhy $\arg(U_{d2})$. Je patrné, že porucha v jednotlivých fázových vinutích je správně rozlišena. Odchytky mezi emulací poruchy v jednotlivých fázových vinutích jsou způsobeny asymetrií motoru a měniče.



Obr. 6.6: Porovnání indikátorů poruchy algoritmu ud2 pro poruchu v různých fázových vinutích

Výhoda tohoto algoritmu spočívá v jednoduchosti jeho použití. Vstupy algoritmu jsou statorová napětí dq a úhel natočení rotoru. Je nutné pouze vhodně zvolit faktor decimace a délku bloku DFT. Další výhodou je, že algoritmus vyžaduje minimální znalost parametrů motoru, a to pouze pro výpočet indikátoru δ_{ud2} . Pokud je možné v žádaném rozsahu pracovních bodů stanovit poruchu z amplitudy $|U_{d2}|$,

znalost parametrů motoru není nutná vůbec. Nevýhodou tohoto algoritmu je blokové zpracování dat, což má za následek větší paměťové nároky a komplikovanější implementaci, omezené časové rozlišení a zpoždění vlivem výpočtu DFT.

6.2 Detekce mezizávitového zkratu pomocí rezidua statorových dq proudů

Metody využívající reziduum statorových proudů dq byly popsány autory publikací [20], [32] a [36]. Na této metodě jsou založeny prezentované algoritmy ird2 a irdqn. Metoda reziduí statorových proudů dq využívá napěťové rovnice motoru bez poruchy s modifikovanými proudy i'_d a i'_q . Tento model je popsán analogicky k rovnici (3.9) napěťovými rovnicemi

$$\begin{aligned} u_d &= R_s i'_d + L_d \frac{di'_d}{dt} - L_q i'_q \omega, \\ u_q &= R_s i'_q + L_q \frac{di'_q}{dt} + L_d i'_d \omega + \psi_m \omega. \end{aligned} \quad (6.8)$$

Porucha typu mezizávitový zkrat je do těchto rovnic zanesena substitucí i'_d a i'_q

$$\begin{aligned} i'_d &= i_d - \frac{2}{3} \sigma i_f \cos(\theta + \theta_f), \\ i'_q &= i_q + \frac{2}{3} \sigma i_f \sin(\theta + \theta_f). \end{aligned} \quad (6.9)$$

Dosazením i'_d a i'_q do (6.8) a následnou derivací je zjištěno, že výsledné rovnice přímo odpovídají dq napěťovým rovnicím motoru s poruchou (5.19), jak je ukázáno výpočtem

$$\begin{aligned} u_d &= R_s i_d - \frac{2}{3} R_s \sigma i_f \cos(\theta + \theta_f) + L_d \frac{di_d}{dt} - \frac{2}{3} L_d \sigma \cos(\theta + \theta_f) \frac{di_f}{dt} \\ &\quad + \frac{2}{3} L_d \sigma \sin(\theta + \theta_f) i_f \omega - L_q i_q \omega - \frac{2}{3} L_q \sigma i_f \sin(\theta + \theta_f) \omega, \\ u_q &= R_s i_q + \frac{2}{3} R_s \sigma i_f \sin(\theta + \theta_f) + L_q \frac{di_q}{dt} + \frac{2}{3} L_q \sigma \sin(\theta + \theta_f) \frac{di_f}{dt} \\ &\quad + \frac{2}{3} L_q \sigma \cos(\theta + \theta_f) i_f \omega + L_d i_d \omega - \frac{2}{3} L_d \sigma i_f \cos(\theta + \theta_f) \omega + \psi_m \omega. \end{aligned} \quad (6.10)$$

Z rovnic je patrné, že rozdíl proudů modelu a měření (6.9), dále označovaný jako reziduum proudů dq , má mnohem jednodušší tvar než chybové napětí dq . Rezidua proudů dq , které budou dále použity pro detekci ITSF, mají tvar

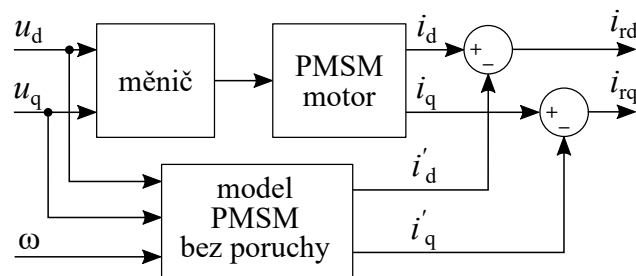
$$\mathbf{i}_{rdq} = \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d - i'_d \\ i_q - i'_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \sigma i_f \begin{bmatrix} \cos(\theta + \theta_f) \\ -\sin(\theta + \theta_f) \end{bmatrix} \quad (6.11)$$

Dosažením analytické časové funkce zkratového proudu i_f z rovnice (5.11) do rovnice (6.11) je získána přibližná časová funkce rezidua \mathbf{i}_{rdq} (je zanedbán fázový posun θ_{offset} a vyšší harmonické složky)

$$\mathbf{i}_{rdq} \approx \frac{1}{3} I_f \sigma \begin{bmatrix} -\sin(2\theta + 2\theta_f) \\ -\cos(2\theta + 2\theta_f) + 1 \end{bmatrix}. \quad (6.12)$$

Dle předpokladů obě složky obsahují druhou harmonickou složku BEMF a složka q navíc obsahuje offset.

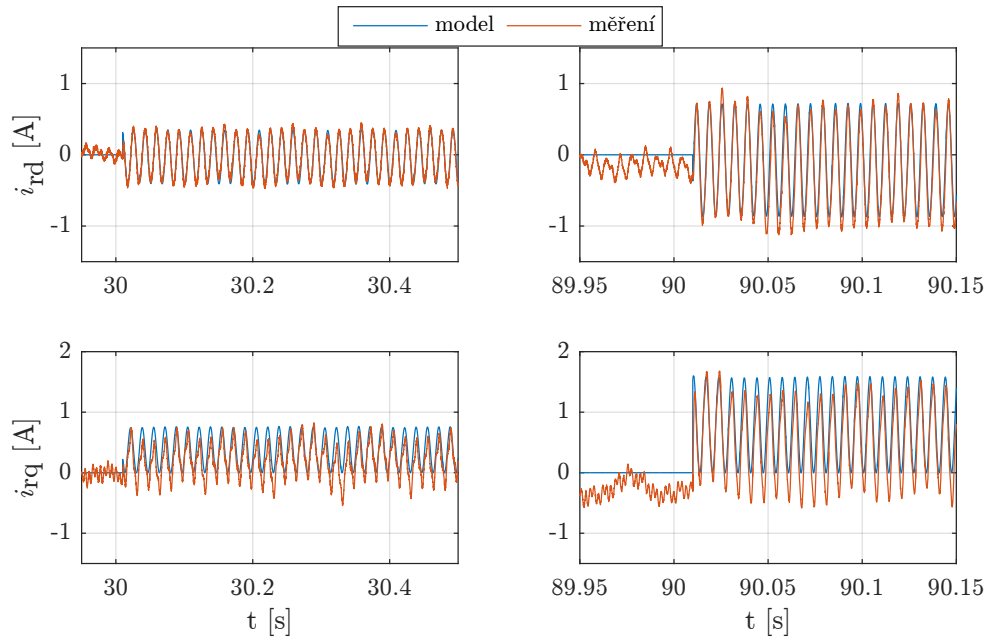
Pro detekci ITSF jsou rezidua získána tak, že statorové napětí dq a otáčky motoru jsou přivedeny do modelu statorového vinutí PMSM bez poruchy. Výstupem tohoto modelu jsou statorové proudy v dq souřadnicovém systému, které jsou v bezporuchové situaci stejné jako měřené statorové proudy. V případě poruchy však regulátory FOC upravují statorová napětí tak, aby byla vykompenzována porucha, což se projeví rozdílem výstupu modelu a měřených statorových proudů. Blokový diagram pro získání reziduí proudů dq je znázorněn na Obr. 6.7.



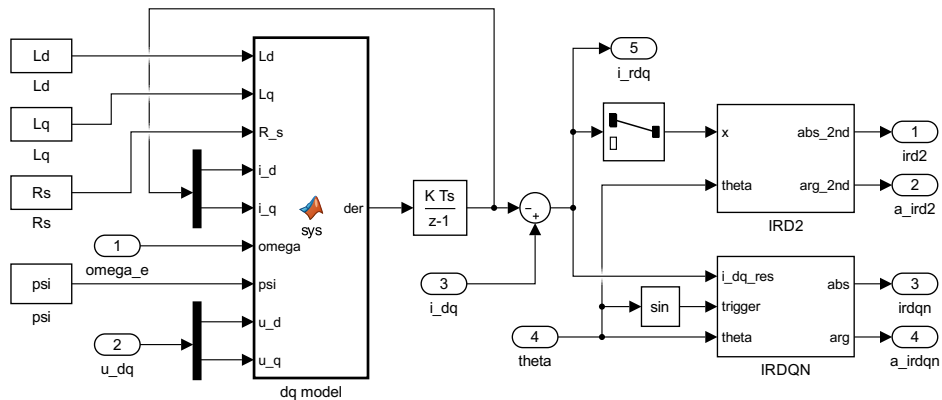
Obr. 6.7: Struktura pro získání reziduí proudů dq měření a modelu

Měřením na reálném motoru s emulovanou poruchou ITSF a následným výpočtem modelu byla získána rezidua \mathbf{i}_{rdq} . Tato rezidua jsou vykreslena společně s teoretickými průběhy reziduí statorových proudů dq na Obr. 6.8. Jsou analyzovány dva pracovní body motoru. Teoretická hodnota reziduí je vypočítána rovnicemi (6.11) a (5.9). První řádek grafů ukazuje rezidua proudů i_{rd} , druhý řádek ukazuje rezidua proudů i_{rq} . Všechny grafy ukazují dobrou shodu amplitudy i fáze zobrazených průběhů. Odlišnosti jsou pouze v tvaru měřeného signálu, který je ovlivněn vyššími harmonickými složkami, které model zanedbává.

Následující dvě podkapitoly řeší dva možné způsoby zpracování reziduí proudů dq pro detekci ITSF. První algoritmus využívá výpočtu DFT druhé harmonické složky i_{rd} , podobně jako algoritmus ud2. Druhý algoritmus využívá k detekci ITSF výpočet negativní sekvenční komponenty. Diagram implementace výpočtu a zpracování rezidua proudu dq s modelem vinutí motoru bez poruchy v dq souřadnicovém systému je na Obr. 6.9.



Obr. 6.8: Porovnání teoretického průběhu proudu \mathbf{i}_{rdq} s naměřenými průběhy během působení poruchy, moment $T_E = 0,6 \text{ N m}$ a dvě rychlosti otáčení rotoru $\omega_m = 600 \text{ min}^{-1}$ (vlevo) a $\omega_m = 1500 \text{ min}^{-1}$ (vpravo), $\sigma = 9/60$



Obr. 6.9: Diagram modelu statorového vinutí PMSM motoru a následný výpočet a zpracování reziduí proudů dq modelu a měření

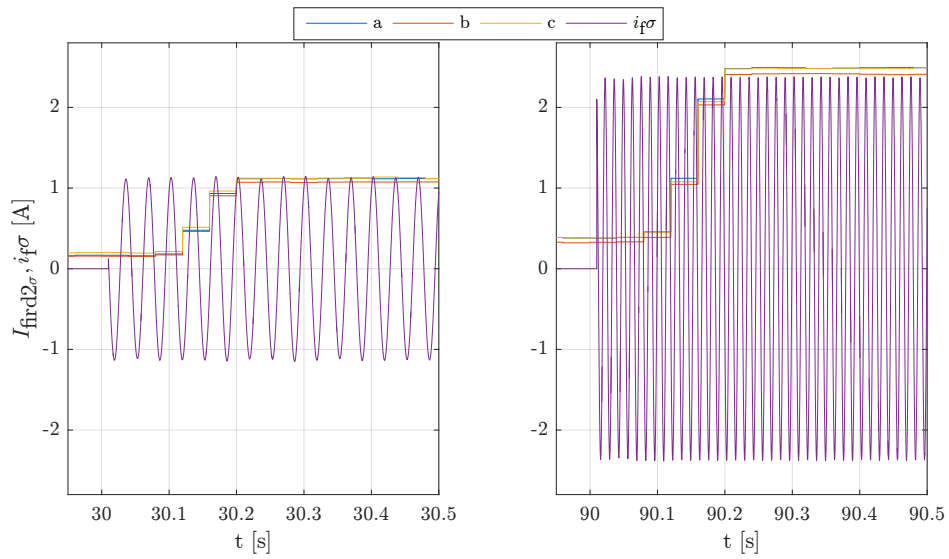
6.2.1 Frekvenční analýza rezidua proudů dq

Algoritmus této struktury je dále označený jako ird2. Využívá strukturu výpočtu DFT uvedenou v kapitole 6.1, konkrétně na Obr. 6.4. Jak popisuje rovnice (6.12), obě složky rezidua proudů obsahují druhou harmonickou složku. Další zpracování bude využívat pouze reziduum i_{rd} . Výpočet druhé harmonické složky rezidua je

proveden podle rovnice

$$I_{rd2} = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} i_{rdk} w_k A_w [\cos(2\theta) - j \sin(2\theta)], \quad (6.13)$$

Z velikosti druhé harmonické složky rezidua proudu d lze vypočítat amplitudu zkratového proudu násobenou koeficientem σ dle rovnice $I_{f_ird2}\sigma = 3I_{rd2}$. Byl proveden experiment, ve kterém byla takto vypočítaná hodnota $I_f\sigma$ porovnána s teoretickou hodnotou. Výsledek experimentu je na Obr. 6.10. Experiment je proveden pro různá fázové vinutí s poruchou. Z grafů je patrné zpoždění reakce indikátoru $I_{fird2\sigma}$ způsobené délkou výpočtu DFT. Amplitudy se liší pouze minimálně, chyba odhadované hodnoty je v řádu jednotek procent.



Obr. 6.10: Porovnání estimované amplitudy zkratového proudu s teoretickým průběhem zkratového proudu fázového vinutí a škálované koeficientem σ , moment $T_E = 0,6 \text{ N m}$ a dvě rychlosti otáčení rotoru $\omega_m = 600 \text{ min}^{-1}$ (vlevo) a $\omega_m = 1500 \text{ min}^{-1}$ (vpravo), $\sigma = 9/60$

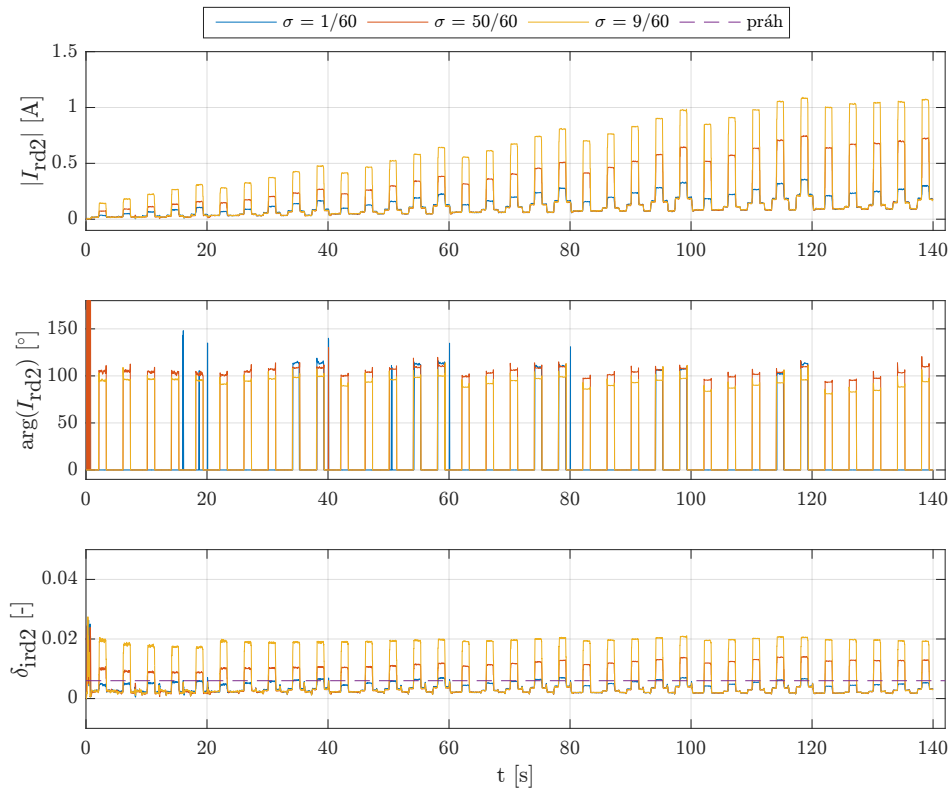
Indikátor poruchy δ_{id2} , jehož účelem je potlačení vlivu pracovních podmínek motoru, je modifikací rovnice (6.7). Do jeho výpočtu je přidáno násobení satorovým odporem, aby byly zachovány bezrozměrné jednotky výrazu

$$\delta_{ird2} = R_s \frac{|I_{rd2}|}{|R_s i_q + \omega \psi_m|}. \quad (6.14)$$

Před výpočtem indikátoru poruchy δ_{ird2} je testována podmínka řešitelnosti zlomku. Absolutní hodnota $|I_{rd2}|$ je před zpracováním filtrována setrvačným článkem s časovou konstantou $\tau_f = 50 \text{ ms}$. Indikátor δ_{ird2} je porovnáván s prahovou hodnotou

$\delta_{\text{ird2_th}}$ a při překročení je indikována porucha ITSF. Fázový posun druhé harmonické složky $\arg(I_{\text{rd2}})$ je vypočítán pouze po překročení této prahové hodnoty. Velikost prahové hodnoty $\delta_{\text{ird2_th}} = 0,006$ byla stanovena experimenty.

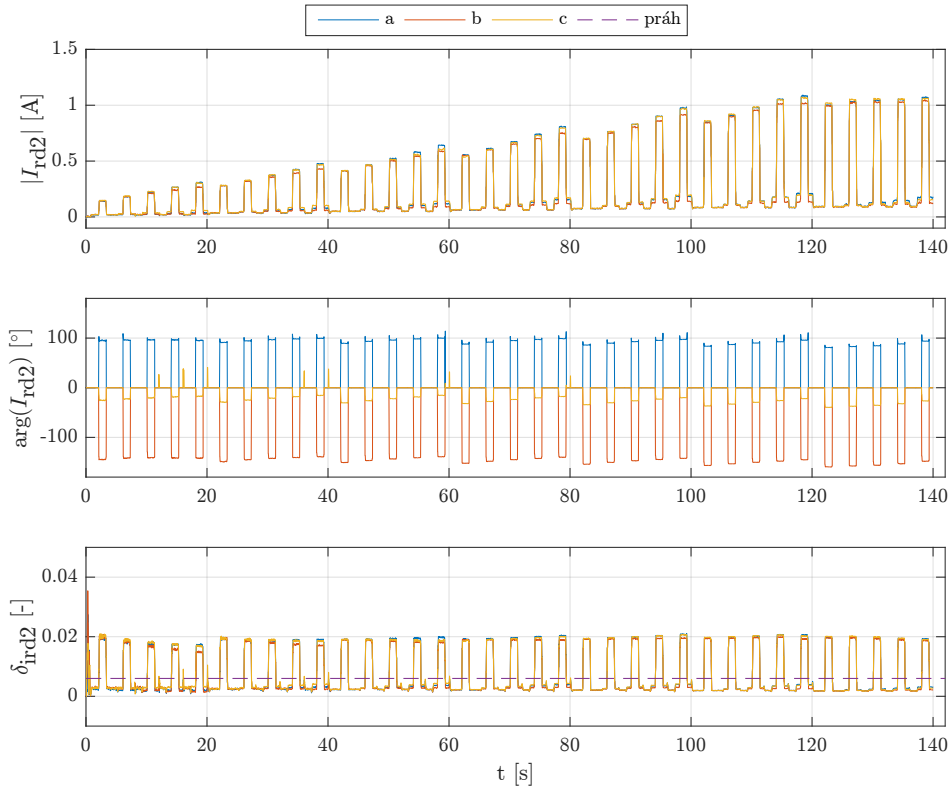
Experimentální výsledky



Obr. 6.11: Porovnání indikátoru poruchy algoritmu ird2 pro různé σ

Porovnání chování algoritmu ird2 pro různé závažnosti emulované poruchy je na Obr. 6.11. První graf zobrazuje průběh amplitudy druhé harmonické složky i_{rd} . Druhý graf ukazuje průběh fázového posunu druhé harmonické složky. Třetí graf ukazuje průběh indikátoru poruchy. Z naměřených průběhu je patrné, že algoritmus dobře reaguje na jednotlivé emulované poruchy. Poruchu $\sigma = 9/60$ i $\sigma = 50/60$ je možné snadno detekovat komparátorem $|I_{\text{rd2}}|$ s jednou prahovou hodnotou. Protože indikátory chybně reagují i na zatěžovací moment, není možné s komparátorem s konstantní prahovou hodnotou rozlišit poruchu $\sigma = 1/60$ v celém pracovním rozsahu. Průběh fázového posunu druhé harmonické složky je konstantní pro všechny závažnosti zkratu.

Porovnání chování algoritmu ird2 pro poruchu v různých fázových vinutích je na Obr. 6.12. Z průběhů $\arg(I_{\text{rd2}})$ je patrné, že jsou fázová vinutí s poruchou dobře oddělitelná. Fáze $\arg(I_{\text{rd2}})$ je pouze minimálně závislá na pracovních podmínkách.



Obr. 6.12: Porovnání indikátorů poruchy algoritmu ird2 pro poruchu v různých fázích vinutí

Výsledky algoritmů ud2 a ird2 jsou porovnatelné. V porovnání s algoritmem ud2 jsou však indikátory poruchy ird2 čistější i pro nižší závažnost poruchy. Zároveň je indikátor úhlu fázového vinutí méně ovlivněn pracovními podmínkami motoru. Tím, že je k získání reziduí nutný výpočet modelu statorového vinutí, je algoritmus ird2 výpočetně náročnější.

6.2.2 Výpočet negativní sekvenční komponenty rezidua statorových dq proudů

Algoritmus detekce poruchy mezizávitového zkratu z negativní sekvenční komponenty rezidua statorových proudů dq je dále označován jako irdqn. Tento algoritmus vychází z metody popsané v [20]. Nejprve je vypočítána negativní sekvenční komponenta rezidua proudů i_{rdq}

$$\mathbf{i}_{rdqn} = \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & -\sin(2\theta) \\ \sin(2\theta) & \cos(2\theta) \end{bmatrix} \mathbf{i}_{rdq}. \quad (6.15)$$

Dosazením přibližné analytické hodnoty rezidua proudů z rovnice (6.12) do rov-

nice (6.15) je získán tvar negativní sekvenční komponenty rezidua statorových proudů

$$\mathbf{i}_{rdqn} \approx \frac{1}{3} I_f \sigma \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & -\sin(2\theta) \\ \sin(2\theta) & \cos(2\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\sin(2\theta + 2\theta_f) \\ -\cos(2\theta + 2\theta_f) + 1 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} I_f \sigma \begin{bmatrix} -\sin(2\theta) - \sin(2\theta_f) \\ \cos(2\theta) - \cos(2\theta_f) \end{bmatrix}. \quad (6.16)$$

Tvar této rovnice ukazuje, že došlo k izolaci členů obsahujících θ_f , které v rovnici figurují jako stejnosměrné složky.

Takto získané negativní sekvenční komponenty jsou dále filtrovány integrací přes jednu elektrickou otáčku [20]. Touto filtrací jsou získány stejnosměrné složky negativních komponent i_{rdqn} (členy rovnice (6.16), které jsou závislé pouze na θ_f)

$$\mathbf{i}_{rdqn_dc} = \begin{bmatrix} i_{rdn_dc} \\ i_{rqn_dc} \end{bmatrix} = \frac{1}{2\pi} \int_{\theta-2\pi}^{\theta} \mathbf{i}_{rdqn} d\theta. \quad (6.17)$$

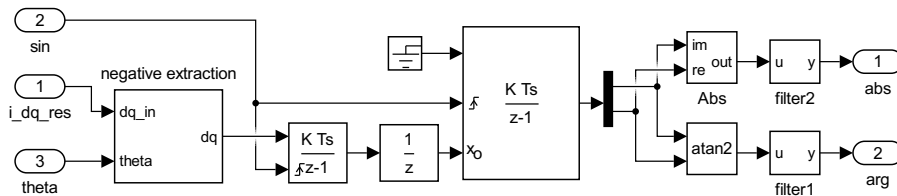
Integrace je implementována jako sumace vzorků. Takto získané stejnosměrné složky jsou již použity k indikaci poruchy. Velikost $|I_{rdqn}|$ je použita jako indikátor závažnosti poruchy

$$|I_{rdqn}| = \sqrt{i_{rdn_dc}^2 + i_{rqn_dc}^2}. \quad (6.18)$$

Úhel $\arg(I_{rdqn})$ slouží ke zjištění, která fázové vinutí je postiženo poruchou. Výpočet je následující

$$\arg(I_{rdqn}) = \arctan\left(\frac{i_{rqn_dc}}{i_{rdn_dc}}\right). \quad (6.19)$$

Rovnice uvedené výše byly implementovány do Simulink modelu na Obr. 6.13. Negativní komponenty jsou získány maticovým násobením. Extrakce stejnosměrné složky negativních komponent je realizována pomocí dvou sériově zapojených diskretních integrátorů. První slouží k integraci během jedné elektrické otáčky. Druhý integrátor slouží k zachycení výstupní hodnoty prvního integrátoru. Následně je vypočítána absolutní hodnota $|I_{rdqn}|$ a fáze $\arg(I_{rdqn})$ filtrované negativní sekvenční komponenty i_{rdqn_dc} .

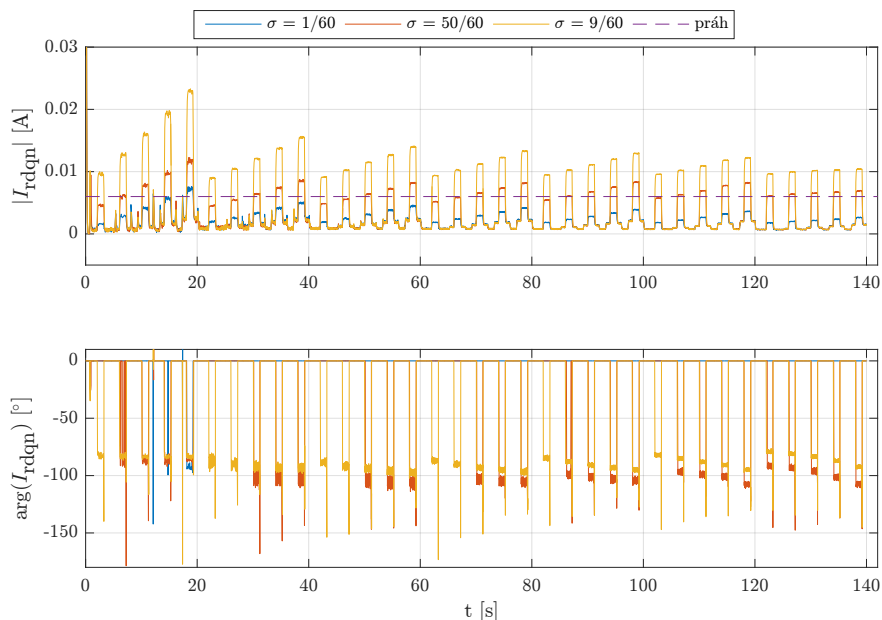


Obr. 6.13: Diagram zpracování rezidua statorových proudů dq s výpočtem negativní sekvenční komponenty

Velikost $|I_{rdqn}|$ je použita jako indikátor poruchy typu mezizávítový zkrat. Tato porucha je detekována překročením prahové hodnoty I_{rdqn_th} . Prahová hodnota $I_{rdqn_th} = 0,006$ byla stanovena z experimentu tak, aby algoritmus správně detekoval poruchy se závažností $\sigma = 9/60$.

Experimentální výsledky

Porovnání chování algoritmu irdqn pro různou závažnost emulované poruchy je na Obr. 6.14. První graf zobrazuje průběh absolutní hodnoty filtrované negativní sekvenční komponenty rezidua proudů. Druhý graf zobrazuje fázi negativní sekvenční komponenty rezidua proudů.

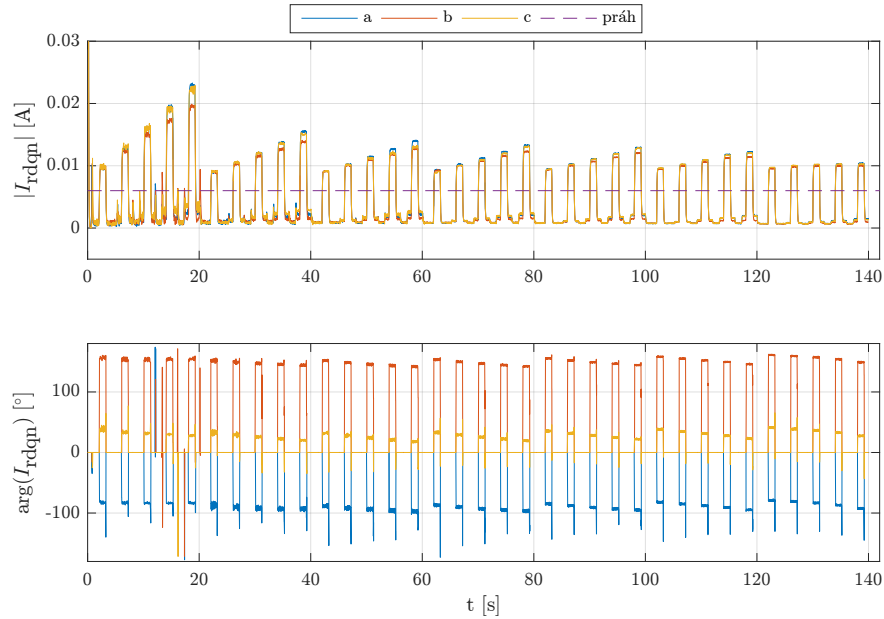


Obr. 6.14: Porovnání indikátorů poruchy algoritmu irdqn pro různé závažnosti poruchy

Průběhy ukazují, jak algoritmus reaguje na poruchy různé závažnosti v jednotlivých pracovních bodech. Velikost indikátoru není stejná v celém rozsahu pracovních bodů experimentu. Pro nízké otáčky je hodnota indikátoru neúměrně vysoká, to může být způsobeno nepřesnostmi modelu a délkou integrace. V ostatních situacích algoritmus reaguje dle předpokladů. Pro detekci poruchy se závažností $\sigma = 9/60$ ve všech pracovních bodech postačuje jen jedna prahová hodnota. Průběh fáze také poukazuje na mírnou závislost fáze na pracovních podmínkách (rozdíl je maximálně 30°).

Porovnání chování algoritmu irdqn pro poruchu v různých fázových vinutích je zaznamenáno na Obr. 6.15. Graf fáze ukazuje, že porucha v jednotlivých fázových vinutích je snadno rozpoznatelná. Rozdíly $|I_{rdqn}|$ při působení poruchy v jednotlivých fázových vinutích jsou minimální.

Oproti předchozím algoritmům (ud2 a ird2) je v irdqn algoritmu zpracování prováděno pouze na jedné vzorkovací periodě bez blokového zpracování vstupních dat. Hlavní výhodou obou algoritmů této podkapitoly (ird2 a irdqn) je, že vyžadují pouze dq model vinutí motoru bez poruchy.



Obr. 6.15: Porovnání indikátorů poruchy algoritmu irdqn pro poruchu v různých fázových vinutích

6.3 Rozšířený Kalmanův filtr

Kalmanův filtr (KF) je optimální pozorovatel stavu lineárního systému, který uvažuje bílý šum měření a bílý šum procesu. Modifikací KF je rozšířený Kalmanův filtr (EKF), který umožňuje odhad stavů nelineárního systému. Algoritmy uvedené dále v této kapitole jsou založeny na nelineárním modelu. Nelinearita spočívá v násobení stavů a estimovaných parametrů. EKF je hojně používán pro odhad stavů a parametrů nelineárních systémů i v průmyslových aplikacích, jak je shrnuto v [2]. Estimátor EKF je použit v dalších algoritmech této kapitoly. Je uvažován nelineární diskrétní dynamický systém

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{f}(\mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k) + \mathbf{w}_k, \quad (6.20)$$

$$\mathbf{y}_{k+1} = \mathbf{h}(\mathbf{x}_k) + \mathbf{v}_k, \quad (6.21)$$

kde \mathbf{x} je vektor stavů systému, \mathbf{u} je vektor vstupu systému, \mathbf{w} je vektor šumu procesu, \mathbf{y} je vektor výstupu systému a \mathbf{v} je vektor šumu měření. Je předpokládáno, že šumy jsou bílé s nulovou střední hodnotou. Funkce \mathbf{f} popisuje dynamiku procesu (vztah vstupů a stavů) a funkce \mathbf{h} popisuje vztah měřených výstupů a stavů. Následující rovnice algoritmu rozšířeného Kalmanova filtru vychází z [54].

Algoritmus rozšířeného Kalmanova filtru lze rozdělit na krok predikce a krok korekce. Krok predikce odhaduje stav z minulých hodnot dle této rovnice

$$\hat{\mathbf{x}}_k^- = \mathbf{f}(\hat{\mathbf{x}}_{k-1}, \mathbf{u}_k). \quad (6.22)$$

Kovarianční matice je odhadnuta dle následujícího vztahu

$$\mathbf{P}_k^- = \mathbf{F}_k \mathbf{P}_{k-1} \mathbf{F}_k^\top + \mathbf{Q}. \quad (6.23)$$

kde \mathbf{Q} je matice šumu procesu \mathbf{w} a \mathbf{F} je Jacobiho matice reprezentující linearizaci procesu s využitím prvního členu rozvoje Taylorovy řady

$$\mathbf{F}_{k[i,j]} = \frac{\partial \mathbf{f}_{[i]}(\hat{\mathbf{x}}_k, \mathbf{u}_k)}{\partial \hat{\mathbf{x}}_{[j]}}. \quad (6.24)$$

V korekčním kroku je vypočítáno Kalmanovo zesílení

$$\mathbf{K}_k = \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^\top (\mathbf{H}_k \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^\top + \mathbf{R})^{-1}, \quad (6.25)$$

kde \mathbf{R} je kovarianční matice šumu měření \mathbf{v} a \mathbf{H} je Jacobiho matice linearizace rovnice výstupu \mathbf{h} , jak popisuje rovnice

$$\mathbf{H}_{k[i,j]} = \frac{\partial \mathbf{h}_{[i]}(\hat{\mathbf{x}}_k)}{\partial \hat{\mathbf{x}}_{[j]}}. \quad (6.26)$$

Následuje korekce estimovaného stavu dle měření výstupu \mathbf{z}_k

$$\hat{\mathbf{x}}_k = \hat{\mathbf{x}}_k^- + \mathbf{K}_k (\mathbf{z}_k - \mathbf{h}(\hat{\mathbf{x}}_k^-)). \quad (6.27)$$

Posledním krokem je aktualizace kovarianční matice

$$\mathbf{P}_k = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \mathbf{H}_k) \mathbf{P}_k^-. \quad (6.28)$$

6.4 Ověření pozorovatelnosti stavů nelineárního systému

Estimátor vyžaduje měření alespoň jedno výstupu, který obsahuje informace potřebné pro odhad stavů systému. Pozorovatelnost stavů systému je vlastnost, která toto popisuje, proto je základním požadavkem pro správnou funkci estimátoru. V této podkapitole je ukázána metoda ověření slabé lokální pozorovatelnosti nelineárního systému ve smyslu Liových derivací popsaná původně v [19]. Aplikace této metody na PMSM motor byly uvedeny např. v [50] a [38].

Je uvažován nelineární spojitý systém

$$\frac{d\mathbf{x}}{dt} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u}), \quad (6.29)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{h}(\mathbf{x}). \quad (6.30)$$

Ověření lokální pozorovatelnosti nelineárního systému je možné pomocí Liových derivací. Lieova derivace je gradient funkce $\mathbf{h}(\mathbf{x})$ přes vektorové pole $\mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u})$

$$\begin{aligned} L_f^0 h &= \mathbf{h}, \\ L_f^1 h &= \frac{\partial \mathbf{h}}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{f} = \frac{\partial}{\partial \mathbf{x}} (L_f^0 h) \mathbf{f}, \\ L_f^2 h &= \frac{\partial}{\partial \mathbf{x}} \left(\frac{\partial \mathbf{h}}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{f} \right) \mathbf{f} = \frac{\partial}{\partial \mathbf{x}} L_f^1 h \mathbf{f}. \\ &\vdots \end{aligned} \tag{6.31}$$

Matice lokální pozorovatelnosti nelineárního systému, vznikne uspořádáním gradientů Lieových derivací

$$\mathcal{O} = \begin{bmatrix} \frac{\partial}{\partial \mathbf{x}} L_f^0 h \\ \frac{\partial}{\partial \mathbf{x}} L_f^1 h \\ \frac{\partial}{\partial \mathbf{x}} L_f^2 h \\ \dots \\ \frac{\partial}{\partial \mathbf{x}} L_f^{n-1} h \end{bmatrix}_{\mathbf{x}=\mathbf{x}_0}, \tag{6.32}$$

kde n je řád systému a \mathbf{x}_0 je počáteční stav.

Systém (6.29) bude pozorovatelný, pokud bude hodnota matice pozorovatelnosti \mathcal{O} rovna řádu systému n

$$\text{rank}(\mathcal{O}) = n. \tag{6.33}$$

6.5 Detekce poruchy vinutí PMSM na základě odhadu statorových odporů

První metoda detekce s estimátorem je založena na odhadu parametrů jednotlivých fázových vinutí. Nejprve byl vytvořen estimátor odporů statorového vinutí založený na rozšířeném Kalmanovu filtru (EKF). Tento detekční algoritmus je označován Rabc. Estimátor stavových odporů na bázi EKF byl popsán také v [34]. Autoři ovšem používají dvoufázový dq model. Níže popsáný algoritmus detekce využívá třífázový model vinutí motoru.

Model systému, který bude použit pro estimaci, odpovídá modelu statorového elektrického obvodu motoru SPMSM bez poruchy, prezentovaného v kapitole 3. Tento model je rozšířen o odhad statorových odporů. Nejprve je ukázán spojitý model, který je později pro implementaci estimátoru diskretizován. Z napěťové rovnice vinutí motoru (3.1) je vyjádřena derivace statorových proudů

$$\frac{d}{dt} \mathbf{i}_{abc} = \mathbf{L}_{\text{Rabc}}^{-1} (\mathbf{u}_{abc} - \mathbf{R}_{\text{Rabc}} \mathbf{i}_{abc} - \mathbf{e}_{abc}), \tag{6.34}$$

kde diagonální matice odporu \mathbf{R}_{Rabc} má tvar

$$\mathbf{R}_{\text{Rabc}} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix}. \quad (6.35)$$

Matice indukčností motoru SPMSM má tvar

$$\mathbf{L}_{\text{Rabc}} = \begin{bmatrix} L_{\text{ls}} + L_m & -\frac{1}{2}L_m & -\frac{1}{2}L_m \\ -\frac{1}{2}L_m & L_{\text{ls}} + L_m & -\frac{1}{2}L_m \\ -\frac{1}{2}L_m & -\frac{1}{2}L_m & L_{\text{ls}} + L_m \end{bmatrix}. \quad (6.36)$$

Zpětně indukované napětí je vypočítáno podle rovnice

$$\mathbf{e}_{\text{abc}} = -\omega\psi_m \begin{bmatrix} \sin\theta \\ \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}. \quad (6.37)$$

Odhadované statorové odpory jsou modelovány jako konstantní stavy. To je formulováno zápisem

$$\frac{d\mathbf{R}_{\text{abc}}}{dt} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} R_a \\ R_b \\ R_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (6.38)$$

Stavové rovnice vinutí motoru (6.34) jsou rozšířeny o tyto konstantní stavy. Vektor stavových proměnných, vektor vstupů a vektor měřených veličin bude ve tvaru

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{\text{Rabc}} &= \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c & R_a & R_b & R_c \end{bmatrix}^{\top}, \\ \mathbf{u}_{\text{Rabc}} &= \begin{bmatrix} u_a & u_b & u_c & \omega & \theta \end{bmatrix}^{\top}, \\ \mathbf{z}_{\text{Rabc}} &= \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c \end{bmatrix}^{\top}. \end{aligned} \quad (6.39)$$

Měřenými výstupy systému jsou statorové proudy. Vztah mezi stavy a měřeními popisuje funkce výstupu

$$\mathbf{h}_{\text{Rabc}} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}. \quad (6.40)$$

6.5.1 Ověření pozorovatelnosti

Lokální slabá pozorovatelnost nelineárního systému byla ověřena metodou Liových derivací. Úplná matice pozorovatelnosti \mathcal{O} vypočítaná má pro systém popsany výše 18 řádků. Pro určení podmínky pozorovatelnosti však byla sestavena čtvercová matice z prvních 6 řádků, u které bude posuzována regulárnost

$$\mathcal{O}_{\text{Rabc}} = \begin{bmatrix} \frac{\partial}{\partial \mathbf{x}} L_f^0 h \\ \frac{\partial}{\partial \mathbf{x}} L_f^1 h \end{bmatrix}. \quad (6.41)$$

Matice pozorovatelnosti algoritmu Rabc má tvar

$$\mathcal{O}_{\text{Rabc}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -\frac{R_a(2L_{1s}+L_m)}{L_{1s}(2L_{1s}+3L_m)} & -\frac{L_m R_b}{L_{1s}(2L_{1s}+3L_m)} & -\frac{L_m R_c}{L_{1s}(2L_{1s}+3L_m)} \\ -\frac{L_m R_a}{L_{1s}(2L_{1s}+3L_m)} & -\frac{R_b(2L_{1s}+L_m)}{L_{1s}(2L_{1s}+3L_m)} & -\frac{L_m R_c}{L_{1s}(2L_{1s}+3L_m)} \\ -\frac{L_m R_a}{L_{1s}(2L_{1s}+3L_m)} & -\frac{L_m R_b}{L_{1s}(2L_{1s}+3L_m)} & -\frac{R_c(2L_{1s}+L_m)}{L_{1s}(2L_{1s}+3L_m)} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -\frac{i_a(2L_{1s}+L_m)}{L_{1s}(2L_{1s}+3L_m)} & -\frac{L_m i_b}{L_{1s}(2L_{1s}+3L_m)} & -\frac{L_m i_c}{L_{1s}(2L_{1s}+3L_m)} \\ -\frac{L_m i_a}{L_{1s}(2L_{1s}+3L_m)} & -\frac{i_b(2L_{1s}+L_m)}{L_{1s}(2L_{1s}+3L_m)} & -\frac{L_m i_c}{L_{1s}(2L_{1s}+3L_m)} \\ -\frac{L_m i_a}{L_{1s}(2L_{1s}+3L_m)} & -\frac{L_m i_b}{L_{1s}(2L_{1s}+3L_m)} & -\frac{i_c(2L_{1s}+L_m)}{L_{1s}(2L_{1s}+3L_m)} \end{bmatrix}. \quad (6.42)$$

Nelineární systém bude pozorovatelný, pokud bude mít matice pozorovatelnosti hodnotu $\text{rank}(\mathcal{O}_{\text{Rabc}}) = 6$. Tuto podmínku lze dále specifikovat výpočtem determinantu matice. Podmínka lokální pozorovatelnosti systému je

$$-\frac{4 i_a i_b i_c}{L_{1s} (2 L_{1s} + 3 L_m)^2} \neq 0. \quad (6.43)$$

Součin fázových proudů tedy nesmí být nulový, aby byl systém slabě lokálně pozorovatelný. To je z hlediska třífázových proudů točícího se motoru nesplnitelné, vzhledem k průchodům fázových proudů nulou. Experimentálně bylo zjištěno, že chování estimátoru není těmito průchody ovlivněno, protože je doba průchodu nulou vzhledem k periodě zanedbatelná. Je ovšem nutné, aby fázové proudy měly nenulovou amplitudu.

Transformací rovnice (6.43) do souřadnicového systému dq a následným dosazením $i_d = 0$ je získána podmínka lokální pozorovatelnosti pro specifickou část operačního prostoru motoru SPMSM

$$-\frac{i_q^3 \sin(3\theta)}{L_{1s}(2L_{1s} + 3L_m)^2} \neq 0. \quad (6.44)$$

Zanedbáním členu $\sin(3\theta)$ tato podmínka vyjadřuje, že motor musí generovat moment, aby bylo možné odhadnout parametry \mathbf{R}_{abc} , v případě, že je proud $i_d = 0$.

6.5.2 Implementace

K implementaci EKF byl nejprve vytvořen diskretizovaný model vinutí motoru s odhadem statorových odporů. Pro diskretizaci stavových rovnic byla použita Eulerova

metoda

$$\mathbf{x}_{k+1} = \frac{d\mathbf{x}}{dt} T_s + \mathbf{x}_k. \quad (6.45)$$

Diskretizované stavové rovnice mají tvar

$$\begin{aligned} i_{a(k+1)} &= i_a + \frac{T_s}{L_{1s}(2L_{1s} + 3L_m)} (2L_{1s}u_a + L_mu_a + L_mu_b + L_mu_c - 2L_{1s}R_a i_a \\ &\quad - L_m R_a i_a - L_m R_b i_b - L_m R_c i_c + 2L_{1s}\omega\psi_m \sin(\theta)), \\ i_{b(k+1)} &= i_b + \frac{T_s}{L_{1s}(2L_{1s} + 3L_m)} (L_mu_a + 2L_{1s}u_b + L_mu_b + L_mu_c - L_m R_a i_a \\ &\quad - 2L_{1s}R_b i_b - L_m R_b i_b - L_m R_c i_c - L_{1s}\omega\psi_m \sin(\theta) - \sqrt{3}L_{1s}\omega\psi_m \cos(\theta)), \\ i_{c(k+1)} &= i_c + \frac{T_s}{L_{1s}(2L_{1s} + 3L_m)} (L_mu_a + L_mu_b + 2L_{1s}u_c + L_mu_c - L_m R_a i_a \\ &\quad - L_m R_b i_b - 2L_{1s}R_c i_c - L_m R_c i_c - L_{1s}\omega\psi_m \sin(\theta) + \sqrt{3}L_{1s}\omega\psi_m \cos(\theta)), \\ R_{a(k+1)} &= R_a, \\ R_{b(k+1)} &= R_b, \\ R_{c(k+1)} &= R_c. \end{aligned} \quad (6.46)$$

Z diskretizovaných stavových rovnice byla vypočítána Jacobiho matice $\frac{\partial f}{\partial x}$ ve tvaru

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_a T_s (2L_{1s} + L_m)}{2L_{1s}^2 + 3L_m L_{1s}} & -\frac{L_m R_b T_s}{L_{1s}(2L_{1s} + 3L_m)} & -\frac{L_m R_c T_s}{L_{1s}(2L_{1s} + 3L_m)} \\ -\frac{L_m R_a T_s}{L_{1s}(2L_{1s} + 3L_m)} & 1 - \frac{R_b T_s (2L_{1s} + L_m)}{2L_{1s}^2 + 3L_m L_{1s}} & -\frac{L_m R_c T_s}{L_{1s}(2L_{1s} + 3L_m)} \\ -\frac{L_m R_a T_s}{L_{1s}(2L_{1s} + 3L_m)} & -\frac{L_m R_b T_s}{L_{1s}(2L_{1s} + 3L_m)} & 1 - \frac{R_c T_s (2L_{1s} + L_m)}{2L_{1s}^2 + 3L_m L_{1s}} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -\frac{T_s i_a (2L_{1s} + L_m)}{L_{1s}(2L_{1s} + 3L_m)} & -\frac{L_m T_s i_b}{L_{1s}(2L_{1s} + 3L_m)} & -\frac{L_m T_s i_c}{L_{1s}(2L_{1s} + 3L_m)} \\ -\frac{L_m T_s i_a}{L_{1s}(2L_{1s} + 3L_m)} & -\frac{T_s i_b (2L_{1s} + L_m)}{L_{1s}(2L_{1s} + 3L_m)} & -\frac{L_m T_s i_c}{L_{1s}(2L_{1s} + 3L_m)} \\ -\frac{L_m T_s i_a}{L_{1s}(2L_{1s} + 3L_m)} & -\frac{L_m T_s i_b}{L_{1s}(2L_{1s} + 3L_m)} & -\frac{T_s i_c (2L_{1s} + L_m)}{L_{1s}(2L_{1s} + 3L_m)} \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (6.47)$$

Linearizovaná matice výstupu $\frac{\partial h}{\partial x}$ má tvar

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (6.48)$$

Matice \mathbf{Q} , reprezentující šum měření, byla nastavena dle variance šumu statorových proudů odhadnuté z měření ($\sigma^2(i_{abc}) = 0,003 \text{ A}^2$)

$$\mathbf{Q} = \text{diag} \left(\left[\begin{array}{ccc} 0,003 & 0,003 & 0,003 \end{array} \right] \right). \quad (6.49)$$

Matice \mathbf{R} , reprezentující šum procesu, byla zvolena experimentálně pro pomalou změnu estimovaných parametrů

$$\mathbf{R} = \text{diag} \left(\left[10^{-4} \ 10^{-4} \ 10^{-4} \ 10^{-8} \ 10^{-8} \ 10^{-8} \right] \right). \quad (6.50)$$

Počáteční podmínky kovarianční matice $\mathbf{P}(0)$ byly voleny tak, aby byla patrná rychlost konvergence algoritmu EKF

$$\mathbf{P}(0) = \text{diag} \left(\left[0,5 \ 0,5 \ 0,5 \ 0,5 \ 0,5 \ 0,5 \right] \right). \quad (6.51)$$

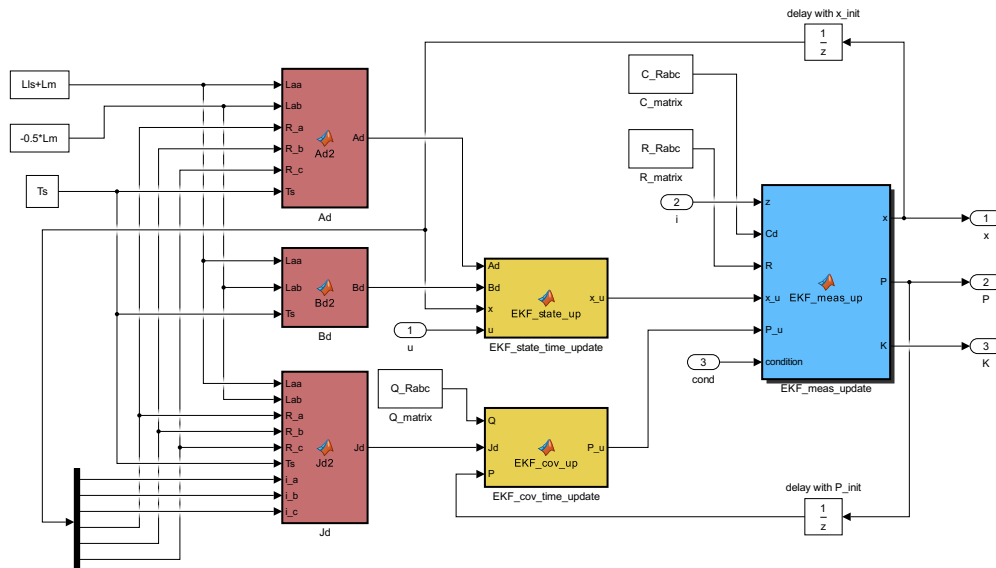
Vektoru počátečních stavů $\hat{\mathbf{x}}(0)$ předpokládá nulové fázové proudy a nominální hodnotu odporu R_s u odhadovaných odporů

$$\hat{\mathbf{x}}(0) = \left[0 \ 0 \ 0 \ R_s \ R_s \ R_s \right]^T. \quad (6.52)$$

Pro zajištění podmínky pozorovatelnosti při nízkém zatížení, byla implementována podmínka pro korekční krok estimátoru. Krok korekce je prováděn za podmínky

$$|i_q| > 1 \text{ A}. \quad (6.53)$$

Vzhledem k šumu měření proudu byla zvolena hraniční hodnota proudu 1 A, což je přibližně desetina nominální hodnoty proudu i_q (viz Tab. 4.2).



Obr. 6.16: Implementace algoritmu Rabc v prostředí Simulink

Algoritmus EKF byl dle výše uvedených rovnic implementován v prostředí Simulink, jak je uvedeno na Obr. 6.16. Jeho funkce byla nejprve ověřena off-line na naměřených datech. Výsledky těchto experimentů byly prezentovány v konferenčním příspěvku [62]. Následně byl algoritmus přenesen do mikrokontroléru, proces této implementace byly popsány v [63].

Výstupem estimátoru jsou tři statorové odpory \mathbf{R}_{abc} . V bezporuchové situaci jsou estimované odpory stejné a odpovídají R_s . V případě poruchy ITSF dojde k změnám mezi estimovanými odpory. Estimovaný odpor fázového vinutí, který je zasažen poruchou, má nejnižší hodnotu. Protože se absolutní velikost estimovaných odporů může měnit s teplotou nebo nepřesností parametrů, je z praktického hlediska výhodné analyzovat pouze rozdíly mezi estimovanými odpory, namísto detekce z absolutních velikostí estimovaných odporů. Z estimovaných fázových odporů je vypočítána relativní hodnota fázových odporů \mathbf{R}_{rel} , která je vztažena k průměru estimovaných fázových odporů

$$\mathbf{R}_{rel} = \frac{\mathbf{R}_{abc}}{\frac{1}{3}(R_a + R_b + R_c)}. \quad (6.54)$$

Porucha typu mezizávitový zkrat je vyhodnocena dle indikátoru rozdílu mezi maximem a minimem relativních fázových odporů δ_{Rabc}

$$\delta_{Rabc} = \max(\mathbf{R}_{rel}) - \min(\mathbf{R}_{rel}). \quad (6.55)$$

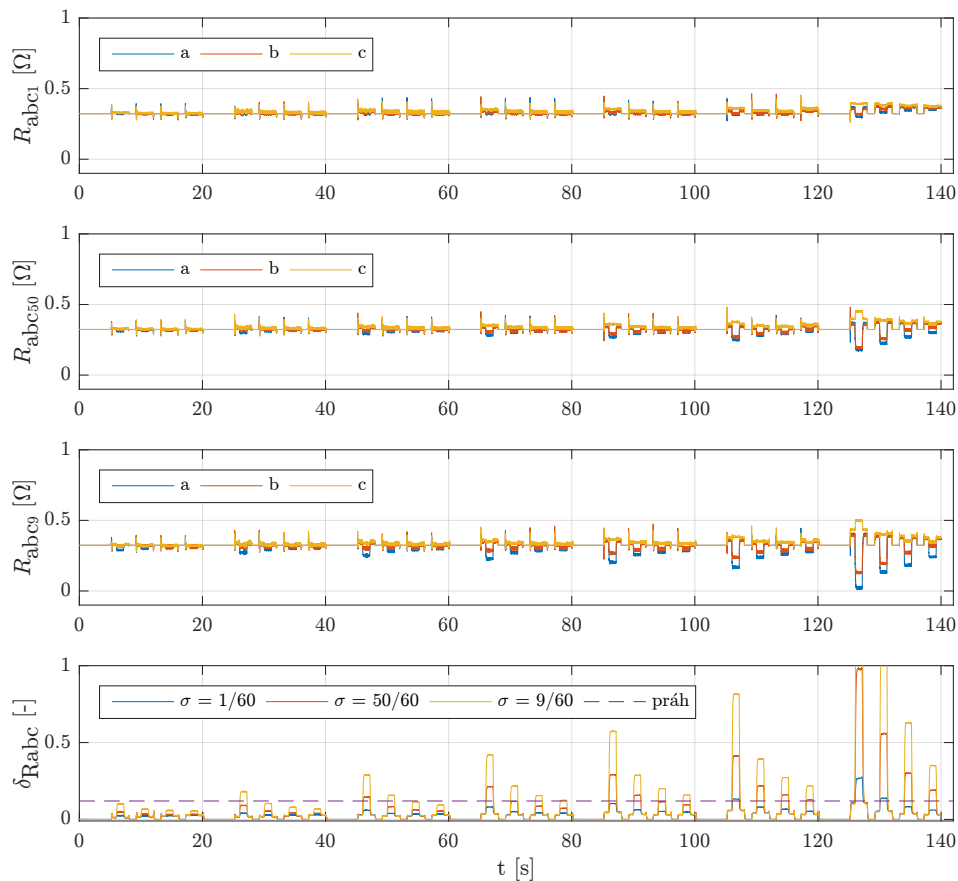
Porucha ITSF je hlášena, pokud indikátor δ_{Rabc} přesáhne prahovou hodnotu $\delta_{Rabc_th} = 0,12$.

6.5.3 Experimentální výsledky

Algoritmus EKF pro odhad odporu byl otestován v experimentu s testovacím profilem na Obr. 4.6. Nejprve byly provedeny experimenty s různou závažností ITSF. Na Obr. 6.17 jsou výsledky experimentů ukazující chování algoritmu pro tři velikosti σ . První tři grafy zobrazují průběh estimovaných statorových odporů pro jednotlivé velikosti σ . Nejprve je uveden graf pro $\sigma = 1/60$, následuje graf pro $\sigma = 50/60$ a $\sigma = 9/60$. Velikost R_f pro každé σ je uvedena v Tab. 4.4. Poslední graf srovnává indikátor δ_{Rabc} ve třech různých situacích.

Z grafu δ_{Rabc} je patrné, jak algoritmus reaguje na emulovanou poruchu ITSF. Nejnižší hodnota estimovaného odporu je detekována u postiženého fázového vinutí. Velikost hodnoty indikátoru δ_{Rabc_th} je ovšem závislá na pracovních podmínkách motoru, proto není možné zvolit indikátor poruchy tak, aby bylo možné detekovat emulovanou poruchu i pro nejnižší testované otáčky. Ve zbylé pracovní oblasti může být zvolena prahová hodnota indikátoru tak, aby byla správně detekována porucha $\sigma = 50/60$. V průbězích R_{abc} mohou být pozorovány oblasti, kdy je zastaven výpočet korekčního kroku EKF z důvodu nízké hodnoty statorového proudu i_q . Závislost indikátoru δ_{Rabc_th} na zatížení motoru není zanedbatelná a také ovlivňuje volbu prahové hodnoty detekčního algoritmu.

Výsledky experimentu algoritmu Rabc pro různá fázová vinutí s působící poruchou jsou uvedeny na Obr. 6.18. Průběhy ukazují, že je možné určit fázové vinutí s poruchou dle nejnižší hodnoty ze tří estimovaných odporů.

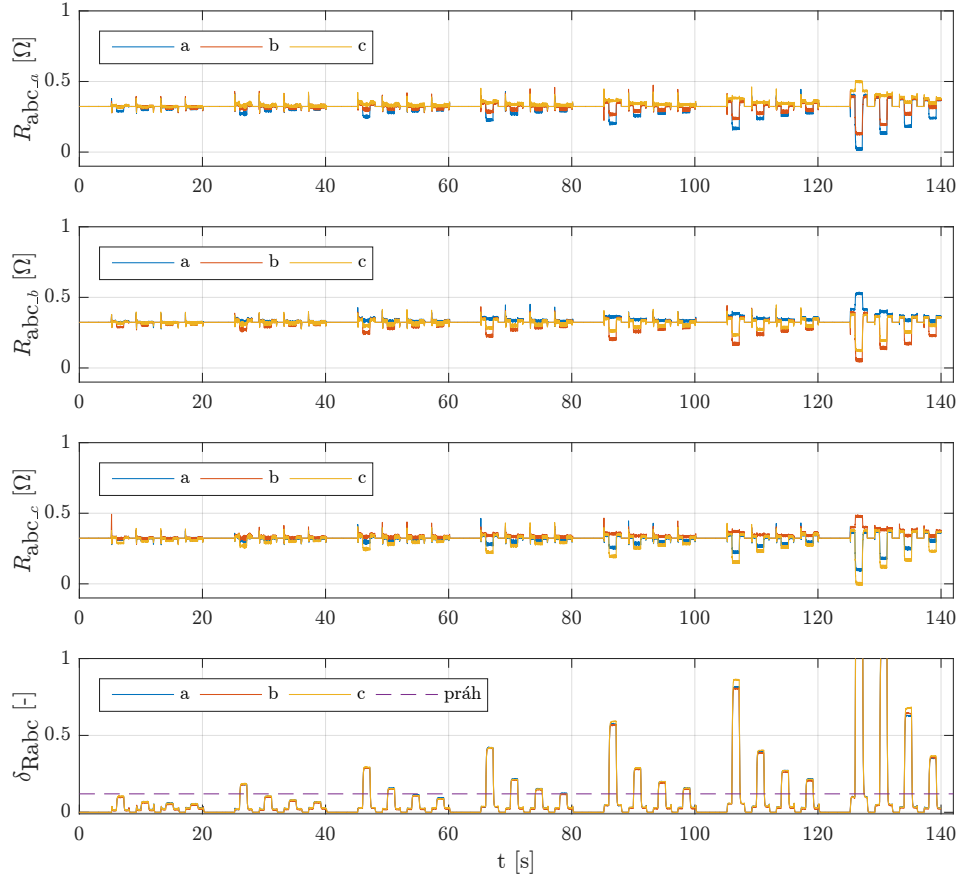


Obr. 6.17: Detekce poruchy typu mezizávitový zkrat ve fázovém vinutí a pomocí algoritmu R_{abc} pro různé hodnoty σ

Hlavní výhodou algoritmu R_{abc} je rychlá dynamika indikátoru poruchy a nenáročnost identifikace fázového vinutí s poruchou. Algoritmus je částečně imunní vůči nepřesnostem parametrů a měření, protože posuzuje statorové odpory relativně mezi jednotlivými fázemi. Nevýhodou algoritmu R_{abc} je však vyšší výpočetní náročnost a závislost velikosti indikátoru poruchy na pracovním bodu motoru.

6.6 Detekce mezizávitového zkratu založená na odhadu statorových odporů a BEMF

Tento algoritmus, dále označovaný jako C_{abc} , využívá model motoru rozšířený o parametry, které reflektují asymetrii statorových odporů a koeficientů BEMF v důsledku mezizávitového zkratu. Změny statorových odporů a BEMF jsou uvažovány, protože jsou ze všech parametrů nejvíce dominantní. Změny indukčností nejsou uvažovány, protože i během experimentů se ukázalo, že jejich vliv je zanedbatelný.



Obr. 6.18: Detekce poruchy typu mezizávitový zkrat $\sigma = 9/60$ pro různá fázová vinutí pomocí algoritmu Rabc

Algoritmus Cabc je tedy rozšířením předchozího algoritmu Rabc. Jeho výpočetní náročnost je mírně vyšší, algoritmus ale vykazuje lepší výsledky detekce poruchy a je robustnější, jak bude prokázáno v závěrečném porovnání.

Detekce je založena na třífázovém modelu satorového vinutí synchronního motoru SPMSM a EKF. Vinutí motoru lze popsat rovnicí (6.56) [31]

$$\frac{d\mathbf{i}_{abc}}{dt} = \mathbf{L}_{Cabc}^{-1} (\mathbf{u}_{abc} - \mathbf{R}_{Cabc}\mathbf{i}_{abc} - \mathbf{e}_{Cabc}), \quad (6.56)$$

kde \mathbf{i}_{abc} je vektor satorových proudů a \mathbf{u}_{abc} je vektor satorových napětí. Matice indukčností vychází z (3.2) a má tvar

$$\mathbf{L}_{Cabc} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_m & -\frac{1}{2}L_m & -\frac{1}{2}L_m \\ -\frac{1}{2}L_m & L_{ls} + L_m & -\frac{1}{2}L_m \\ -\frac{1}{2}L_m & -\frac{1}{2}L_m & L_{ls} + L_m \end{bmatrix}. \quad (6.57)$$

Jednotlivé prvky matice indukčností odpovídají $L_{ls} = L_0$ a $L_m = \frac{1}{3}(L_d + L_q - 2L_0)$.

Vektor zpětně indukovaného napětí \mathbf{e}_{Cabc} a matice odporů \mathbf{R}_{Cabc} byly rozšířeny o proměnné reflektující změny parametrů v případě poruchy, a tím pádem i asymetrii

vlivem mezizávitového zkratu. Jedná se o proměnné C_a , C_b a C_c

$$\mathbf{e}_{\text{Cab}c} = -\omega\psi_m \begin{bmatrix} C_a \sin \theta \\ C_b \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ C_c \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}, \quad (6.58)$$

$$\mathbf{R}_{\text{Cab}c} = \begin{bmatrix} C_a R_s & 0 & 0 \\ 0 & C_b R_s & 0 \\ 0 & 0 & C_c R_s \end{bmatrix}. \quad (6.59)$$

ω reprezentuje elektrickou rychlost otáčení rotoru, ψ_m je konstanta zpětně indukovaného napětí a R_s je satorový odpor.

Lze vyvodit, že změny proměnných C_a , C_b a C_c jsou vzhledem k periodě vzorkování zanedbatelné. Stavové rovnice satoru motoru (6.56) jsou proto rozšířeny o estimované parametry, jež jsou modelované jako konstantní stavy

$$\frac{d}{dt} \mathbf{C}_{\text{abc}} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} C_a \\ C_b \\ C_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (6.60)$$

Stavový vektor systému je potom

$$\mathbf{x}_{\text{Cab}c} = \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c & C_a & C_b & C_c \end{bmatrix}^T. \quad (6.61)$$

Satorové proudy \mathbf{i}_{abc} jsou měřenými výstupy systému satorového vinutí. Vztah stavů a výstup popisuje matice výstupních funkcí

$$\mathbf{h}_{\text{Cab}c} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}. \quad (6.62)$$

Rychlost otáčení rotoru ω , úhel natočení rotoru θ a fázová napětí \mathbf{u}_{abc} jsou vstupy estimátoru. Fázová napětí jsou vypočítána z akčních zásahů regulátorů proudu vektorového řízení. Vektory vstupů ($\mathbf{u}_{\text{Cab}c}$) a měřených výstupů ($\mathbf{z}_{\text{Cab}c}$) jsou

$$\mathbf{u}_{\text{Cab}c} = \begin{bmatrix} u_a & u_b & u_c & \omega & \theta \end{bmatrix}^T, \quad \mathbf{z}_{\text{Cab}c} = \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c \end{bmatrix}^T. \quad (6.63)$$

6.6.1 Ověření pozorovatelnosti

Matice pozorovatelnosti \mathcal{O} , vypočítaná dle rovnice (6.32), má pro systém algoritmu Cabc 18 řádků. Podmínka pozorovatelnosti je však určena výpočtem determinantu čtvercové matice sestavené z prvních 6 řádků matice pozorovatelnosti \mathcal{O} . Matice

pozorovatelnosti $\mathcal{O}_{\text{Cabc}}$, která je použita pro výpočet kritéria, má tvar

$$\mathcal{O}_{\text{Cabc}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -\frac{C_a R_s L_{\text{lsm}}}{L_{\text{ls}}(2L_{\text{ls}}+3L_{\text{m}})} & -\frac{C_b L_{\text{m}} R_s}{L_{\text{ls}}(2L_{\text{ls}}+3L_{\text{m}})} & -\frac{C_c L_{\text{m}} R_s}{L_{\text{ls}}(2L_{\text{ls}}+3L_{\text{m}})} \\ -\frac{C_a L_{\text{m}} R_s}{L_{\text{ls}}(2L_{\text{ls}}+3L_{\text{m}})} & -\frac{C_b R_s L_{\text{lsm}}}{L_{\text{ls}}(2L_{\text{ls}}+3L_{\text{m}})} & -\frac{C_c L_{\text{m}} R_s}{L_{\text{ls}}(2L_{\text{ls}}+3L_{\text{m}})} \\ -\frac{C_a L_{\text{m}} R_s}{L_{\text{ls}}(2L_{\text{ls}}+3L_{\text{m}})} & -\frac{C_b L_{\text{m}} R_s}{L_{\text{ls}}(2L_{\text{ls}}+3L_{\text{m}})} & -\frac{C_c R_s L_{\text{lsm}}}{L_{\text{ls}}(2L_{\text{ls}}+3L_{\text{m}})} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -\frac{L_{\text{lsm}}(R_s i_a - \omega \psi_{\text{m}} \sin(\theta))}{L_{\text{ls}}(2L_{\text{ls}}+3L_{\text{m}})} & -\frac{L_{\text{m}}(R_s i_b + \omega \psi_{\text{m}} \sin(\theta + \frac{\pi}{3}))}{L_{\text{ls}}(2L_{\text{ls}}+3L_{\text{m}})} & -\frac{L_{\text{m}}(R_s i_c - \omega \psi_{\text{m}} \cos(\theta + \frac{\pi}{6}))}{L_{\text{ls}}(2L_{\text{ls}}+3L_{\text{m}})} \\ -\frac{L_{\text{m}}(R_s i_a - \omega \psi_{\text{m}} \sin(\theta))}{L_{\text{ls}}(2L_{\text{ls}}+3L_{\text{m}})} & -\frac{L_{\text{lsm}}(R_s i_b + \omega \psi_{\text{m}} \sin(\theta + \frac{\pi}{3}))}{L_{\text{ls}}(2L_{\text{ls}}+3L_{\text{m}})} & -\frac{L_{\text{m}}(R_s i_c - \omega \psi_{\text{m}} \cos(\theta + \frac{\pi}{6}))}{L_{\text{ls}}(2L_{\text{ls}}+3L_{\text{m}})} \\ -\frac{L_{\text{m}}(R_s i_a - \omega \psi_{\text{m}} \sin(\theta))}{L_{\text{ls}}(2L_{\text{ls}}+3L_{\text{m}})} & -\frac{L_{\text{m}}(R_s i_b + \omega \psi_{\text{m}} \sin(\theta + \frac{\pi}{3}))}{L_{\text{ls}}(2L_{\text{ls}}+3L_{\text{m}})} & -\frac{L_{\text{lsm}}(R_s i_c - \omega \psi_{\text{m}} \cos(\theta + \frac{\pi}{6}))}{L_{\text{ls}}(2L_{\text{ls}}+3L_{\text{m}})} \end{bmatrix}, \quad (6.64)$$

kde $L_{\text{lsm}} = (2L_{\text{ls}} + L_{\text{m}})$.

Hodnost matice $\text{rank}(\mathcal{O}_{\text{Cabc}}) = 6$ je podmínkou lokální pozorovatelnosti systému. Ta je zaručena, pokud bude determinant matice $\mathcal{O}_{\text{Cabc}}$ nenulový. Tato podmínka je popsána rovnicí

$$-\frac{4 \left(R_s i_c - \omega \psi_{\text{m}} \cos \left(\theta + \frac{\pi}{6} \right) \right) \left(R_s i_a - \omega \psi_{\text{m}} \sin \left(\theta \right) \right) \left(R_s i_b + \omega \psi_{\text{m}} \sin \left(\theta + \frac{\pi}{3} \right) \right)}{L_{\text{ls}}(2L_{\text{ls}} + 3L_{\text{m}})^2} \neq 0. \quad (6.65)$$

Transformací rovnice (6.65) do souřadnicového systému dq a následným dosazením $i_d = 0$ dostaneme upravenou podmínku lokální pozorovatelnosti

$$-\frac{\sin(3\theta) (R_s i_q + \omega \psi_{\text{m}})^3}{L_{\text{ls}}(2L_{\text{ls}} + 3L_{\text{m}})^2} \neq 0. \quad (6.66)$$

Jmenovatel levé strany (6.66) bude kladné číslo. Čítec levé strany (6.66) obsahuje dva členy ovlivňující pozorovatelnost. První člen ($\sin(3\theta)$) souvisí s průchody fázových proudů nulou, které nejsou významné, pokud se motor točí. Druhý člen $R_s i_q + \omega \psi_{\text{m}} = 0$ odpovídá rovnici pro minimální amplitudu zkratového proudu, odvozenou z rovnice (5.12). Systém tedy nebude pozorovatelný, pokud má zkratový proud amplitudu blízkou se nule. Tato situace nastává v generátorovém režimu motoru. Podmínka pozorovatelnosti také popisuje, že systém bude pozorovatelný v celém rozsahu motorického režimu, i když je motor bez zátěže, což je výhoda oproti algoritmu Rabc.

6.6.2 Implementace

Spojitéj diskretní systém byl diskretizován Eulerovou metodou (6.45). Diskretizací stavových rovnic je získána funkce \mathbf{f} v diskretním tvaru

$$\begin{aligned}
 i_{a(k+1)} &= i_a + \frac{T_s}{L_{1s}(2L_{1s} + 3L_m)} [(2L_{1s} + L_m)(u_a - C_a R_s i_a + C_a \omega \psi_m \sin(\theta)) \\
 &\quad + L_m \left(u_b - C_b R_s i_b + C_b \omega \psi_m \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \right) \\
 &\quad + L_m \left(u_c - C_c R_s i_c + C_c \omega \psi_m \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right)], \\
 i_{b(k+1)} &= i_b + \frac{T_s}{L_{1s}(2L_{1s} + 3L_m)} [L_m (u_a - C_a R_s i_a + C_a \omega \psi_m \sin(\theta)) \\
 &\quad + (2L_{1s} + L_m) \left(u_b - C_b R_s i_b - C_b \omega \psi_m \sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) \right) \\
 &\quad + L_m \left(u_c - C_c R_s i_c + C_c \omega \psi_m \cos\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) \right)], \\
 i_{c(k+1)} &= i_c + \frac{T_s}{L_{1s}(2L_{1s} + 3L_m)} [L_m (u_a - C_a R_s i_a + C_a \omega \psi_m \sin(\theta)) \\
 &\quad + L_m \left(u_b - C_b R_s i_b - C_b \omega \psi_m \sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) \right) \\
 &\quad + (2L_{1s} + L_m) \left(u_c - C_c R_s i_c + C_c \omega \psi_m \cos\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) \right)], \\
 C_{a(k+1)} &= C_a, \\
 C_{b(k+1)} &= C_b, \\
 C_{c(k+1)} &= C_c.
 \end{aligned} \tag{6.67}$$

Matice linearizace diskretních stavových rovnic systému estimátoru $\frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{x}}$ má tvar

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix}
 1 - \frac{C_a R_s T_s L_{1sm}}{2L_{1s}^2 + 3L_m L_{1s}} & -\frac{C_b L_m R_s T_s}{L_{1s}(2L_{1s} + 3L_m)} & -\frac{C_c L_m R_s T_s}{L_{1s}(2L_{1s} + 3L_m)} \\
 -\frac{C_a L_m R_s T_s}{L_{1s}(2L_{1s} + 3L_m)} & 1 - \frac{C_b R_s T_s L_{1sm}}{2L_{1s}^2 + 3L_m L_{1s}} & -\frac{C_c L_m R_s T_s}{L_{1s}(2L_{1s} + 3L_m)} \\
 -\frac{C_a L_m R_s T_s}{L_{1s}(2L_{1s} + 3L_m)} & -\frac{C_b L_m R_s T_s}{L_{1s}(2L_{1s} + 3L_m)} & 1 - \frac{C_c R_s T_s L_{1sm}}{2L_{1s}^2 + 3L_m L_{1s}} \\
 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 \\
 -\frac{T_s L_{1sm}(R_s i_a - \omega \psi_m \sin(\theta))}{L_{1s}(2L_{1s} + 3L_m)} & -\frac{L_m T_s (R_s i_b + \omega \psi_m \sin(\theta + \frac{\pi}{3}))}{L_{1s}(2L_{1s} + 3L_m)} & -\frac{L_m T_s (R_s i_c - \omega \psi_m \cos(\theta + \frac{\pi}{6}))}{L_{1s}(2L_{1s} + 3L_m)} \\
 -\frac{L_m T_s (R_s i_a - \omega \psi_m \sin(\theta))}{L_{1s}(2L_{1s} + 3L_m)} & -\frac{T_s L_{1sm} (R_s i_b + \omega \psi_m \sin(\theta + \frac{\pi}{3}))}{L_{1s}(2L_{1s} + 3L_m)} & -\frac{L_m T_s (R_s i_c - \omega \psi_m \cos(\theta + \frac{\pi}{6}))}{L_{1s}(2L_{1s} + 3L_m)} \\
 -\frac{L_m T_s (R_s i_a - \omega \psi_m \sin(\theta))}{L_{1s}(2L_{1s} + 3L_m)} & -\frac{L_m T_s (R_s i_b + \omega \psi_m \sin(\theta + \frac{\pi}{3}))}{L_{1s}(2L_{1s} + 3L_m)} & -\frac{T_s L_{1sm} (R_s i_c - \omega \psi_m \cos(\theta + \frac{\pi}{6}))}{L_{1s}(2L_{1s} + 3L_m)} \\
 1 & 0 & 0 \\
 0 & 1 & 0 \\
 0 & 0 & 1
 \end{bmatrix}, \tag{6.68}$$

kde $L_{1sm} = 2L_{1s} + L_m$.

Linearizovaná matice výstupu $\frac{\partial h}{\partial x}$ má tvar

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (6.69)$$

Kovarianční matice měření \mathbf{Q} je složena z rozptylů měření statorových proudů. Její nastavení bylo provedeno na základě měření rozptylu šumu proudů ($\sigma^2(i_{abc}) = 0,003 \text{ A}^2$) na tyto hodnoty

$$\mathbf{Q} = \text{diag} \left(\begin{bmatrix} 0,003 & 0,003 & 0,003 \end{bmatrix} \right). \quad (6.70)$$

Kovarianční matice šumu procesu \mathbf{R} byla nastavena experimentálně. Byl zvolen kompromis mezi dynamikou estimovaných parametrů a jejich šumem.

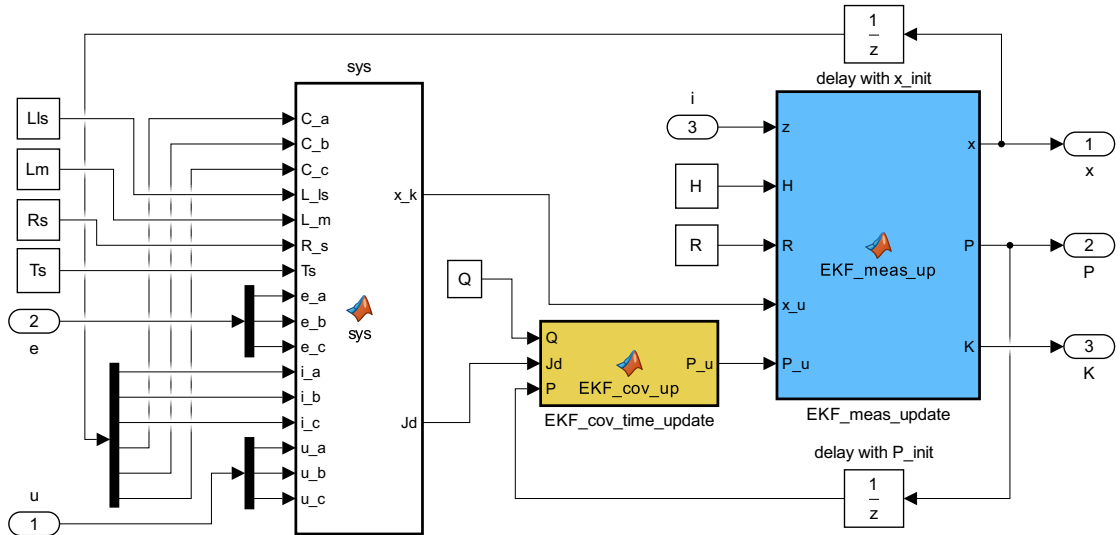
$$\mathbf{R} = \text{diag} \left(\begin{bmatrix} 10^{-4} & 10^{-4} & 10^{-4} & 10^{-9} & 10^{-9} & 10^{-9} \end{bmatrix} \right). \quad (6.71)$$

Počáteční hodnoty kovarianční matice $\mathbf{P}(0)$ a stavového vektoru $\hat{\mathbf{x}}(0)$ byly zvoleny následovně

$$\mathbf{P}(0) = \text{diag} \left(\begin{bmatrix} 0,5 & 0,5 & 0,5 & 0,5 & 0,5 & 0,5 \end{bmatrix} \right), \quad (6.72)$$

$$\hat{\mathbf{x}}(0) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^T. \quad (6.73)$$

Simulink model implementovaného estimátoru C_{abc} je na Obr. 6.19.



Obr. 6.19: Realizace EKF estimátoru C_{abc} implementovaného v prostředí Simulink

V bezporuchovém případě jsou estimované signály \mathbf{C}_{abc} rovny jedné. Vlivem nepřesnosti parametrů mohou být všechny estimované signály \mathbf{C}_{abc} posunuty. Aby

byl vliv tohoto posunu potlačen, je detekce poruchy založena na výpočtu relativní hodnoty vztažené k průměru prvků vektoru \mathbf{C}_{abc}

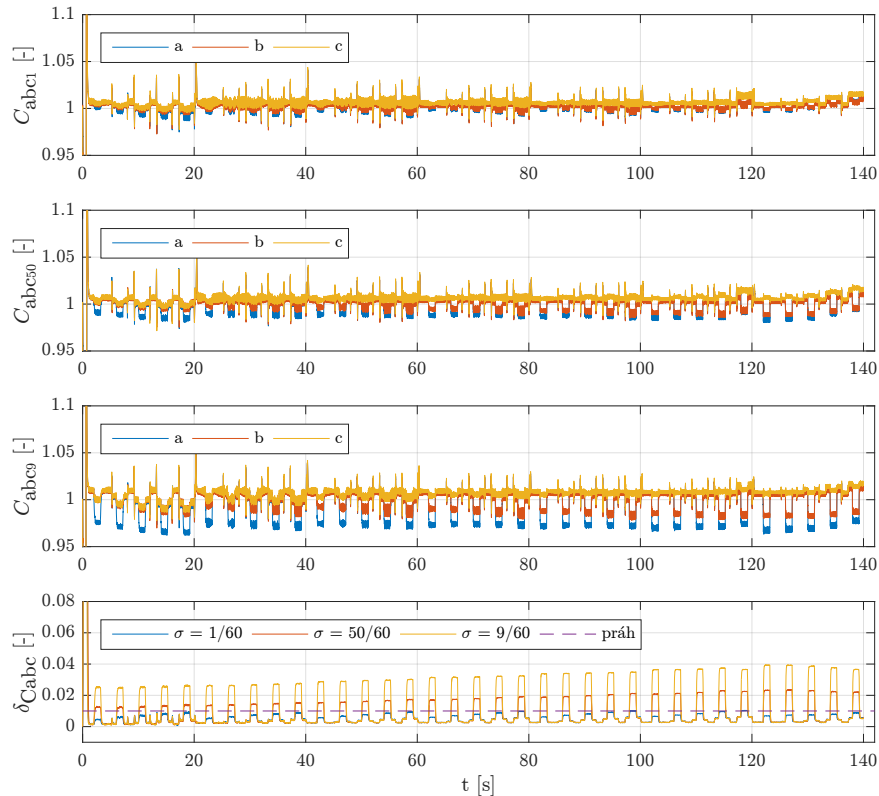
$$\mathbf{C}_{rel} = \frac{\mathbf{C}_{abc}}{\frac{1}{3}(C_a + C_b + C_c)}. \quad (6.74)$$

Pokud dojde ve vinutí k poruše, změní se velikosti estimovaných signálů \mathbf{C}_{abc} , a tím i \mathbf{C}_{rel} . Fázové vinutí s poruchou bude mít nejnižší hodnotu ze tří signálů \mathbf{C}_{rel} , hodnoty ostatních signálů \mathbf{C}_{rel} jsou však také ovlivněny. Proto je porucha typu mezizávitový zkrat v algoritmu Cabc vyhodnocena dle rozdílu mezi maximem a minimem relativních hodnot \mathbf{C}_{rel} , který tvoří indikátor δ_{Cabc}

$$\delta_{Cabc} = \max(\mathbf{C}_{rel}) - \min(\mathbf{C}_{rel}). \quad (6.75)$$

Porucha je hlášena pokud indikátor δ_{Cabc} přesáhne prahovou hodnotu δ_{Cabc_th} . Experimentálně byla zvolena hodnota prahu $\delta_{Cabc_th} = 0,01$, aby byla detekována porucha $\sigma = 9/60$ a $\sigma = 50/60$ ve všech pracovních bodech.

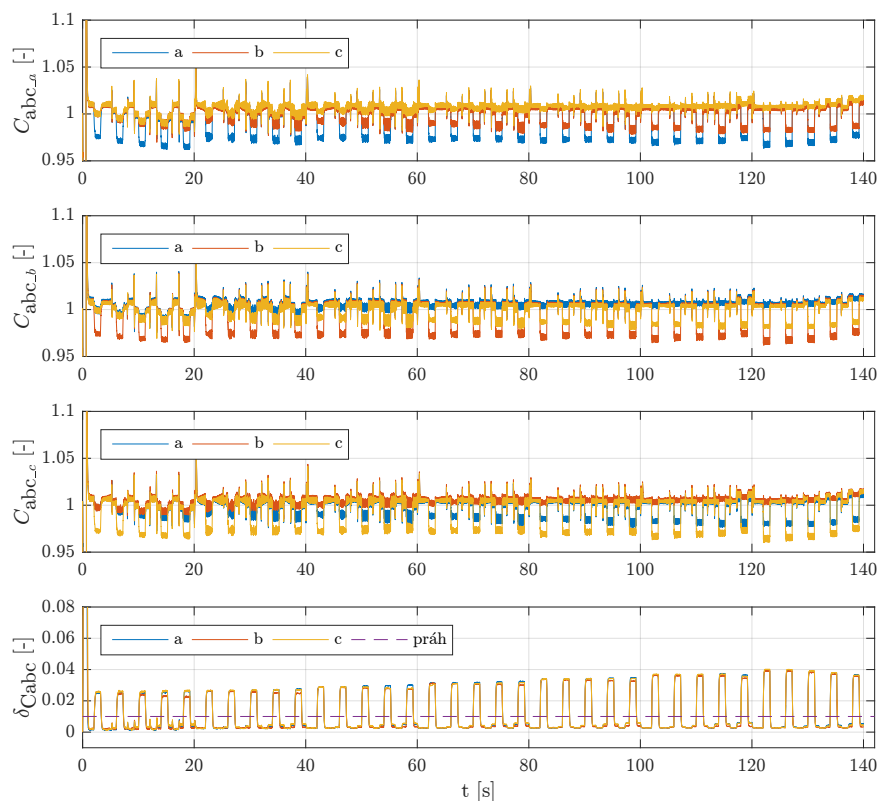
6.6.3 Experimentální výsledky



Obr. 6.20: Porovnání funkce algoritmu Cabc pro různou závažnost zkratu ve fázovém vinutí *a*

Experimenty byly provedeny v pracovních podmínkách daných testovacím profilem na Obr. 4.6. Porovnání funkce algoritmu C_{abc} pro různou závažnost zkratu ve fázovém vinutí a je na Obr. 6.20. První tři grafy zobrazují průběh estimovaných signálů C_{abc} pro jednotlivé velikosti σ . Nejprve je uveden graf pro $\sigma = 1/60$, následuje graf pro $\sigma = 50/60$ a $\sigma = 9/60$. Poslední graf srovnává indikátor $\delta_{C_{abc}}$ ve třech různých situacích. Indikátor $\delta_{C_{abc}}$ byl filtrován setrvačným článkem prvního řádu s časovou konstantou $\tau_f = 50$ ms.

Z průběhů na Obr. 6.20 můžeme vidět, že algoritmus správně reaguje na všechny stupně závažnosti poruchy (závislost indikátoru $\delta_{C_{abc}}$ na pracovních podmínkách je malá), ovšem pro nejmenší závažnost není možné stanovit jednu prahovou hodnotu pro všechny pracovní režimy. Průběhy $\delta_{C_{abc}}$ jsou také ovlivněny velikostí momentu (v důsledku asymetrie vinutí motoru, případně chyb senzorů) a také skokovou změnou pracovního režimu (krátké pulzy na estimovaných signálech).



Obr. 6.21: Porovnání funkce algoritmu C_{abc} pro poruchu v různých fázových vinutích

Porovnání funkce algoritmu C_{abc} pro poruchu v různých fázových vinutích je na Obr. 6.21. Byly provedeny tři experimenty. První tři grafy zobrazují průběh estimovaných signálů pro poruchu v různých fázových vinutích. Poslední graf srovnává indikátor $\delta_{C_{abc}}$ v jednotlivých experimentech. První tři grafy ukazují, že je možné

určit fázové vinutí s poruchou dle nejnižší hodnoty C_{abc} . Poslední graf ukazuje, že ve všech třech experimentech je dle očekávání průběh indikátoru $\delta_{C_{abc}}$ totožný.

Grafy ukazují velmi dobré chování algoritmu C_{abc} ve všech experimentech. Hlavní výhodou algoritmu je pouze malá závislost indikátoru poruchy na pracovním bodu motoru. Algoritmus C_{abc} je výpočetně nejnáročnější ze všech prezentovaných algoritmů. Dosahuje ale lepších výsledků a je robustnější k nepřesnosti parametrů a měření než ostatní algoritmy, jak bude ukázáno v závěrečném porovnání. Algoritmus C_{abc} byl autorem popsán jako součást konferenčního příspěvku [64].

Vysoká výpočetní náročnost je hlavní nevýhodou algoritmu C_{abc} , která je způsobena použitím 3-fázového modelu. Proto byla vytvořena také zjednodušená varianta algoritmu, která využívá pouze dvoufázový model ve statorovém souřadnicovém systému $\alpha\beta$. Spojitý dynamický systém tohoto estimátoru byl ve tvaru

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ C_\alpha \\ C_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{u_\alpha - C_\alpha R_s i_\alpha + C_\alpha \omega \psi_m \sin(\theta)}{L_s} \\ \frac{u_\beta - C_\beta R_s i_\beta - C_\beta \omega \psi_m \cos(\theta)}{L_s} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (6.76)$$

Ukázalo se však, že tento model není vhodný pro další použití, protože z estimovaných parametrů $C_{\alpha\beta}$ není možné určit závažnost poruchy a natočení fázového vinutí s poruchou. Bylo by nutné vytvořit model s estimovanými parametry $C_{\alpha\beta 0}$, který by měl také 6 stavů, jako model pro estimaci C_{abc} . Algoritmus s takovým modelem by byl podobně výpočetně náročný, jako algoritmus C_{abc} , proto byl tento přístup zavržen.

6.7 Detekce ITSF na základě estimace amplitudy zkratového proudu v dq

Na základě analytického řešení časového průběhu zkratového proudu (5.12) a na základě modelu vinutí s poruchou (6.8), (6.9) byl vytvořen estimátor velikosti a fázového posunu $i_f\sigma$, což je zkratový proud násobený koeficientem počtu zkratovaných závitů. Na základě velikosti $i_f\sigma$ je následně detekována porucha. Tento algoritmus je dále označený jako $I_f\sigma$. Stavové rovnice modifikovaných statorových proudů jsou

$$\begin{aligned} \frac{di'_d}{dt} &= \frac{1}{L_d} \left(-R_s i'_d + L_q i'_q \omega + u_d \right), \\ \frac{di'_q}{dt} &= \frac{1}{L_q} \left(-R_s i'_q - L_d i'_d \omega - \psi_m \omega + u_q \right). \end{aligned} \quad (6.77)$$

Tyto modifikované statorové proudy společně s proudy vzniklými vlivem poruchy ITSF tvoří měřené proudy vinutí motoru s poruchou (jak bylo dokázáno v (6.10))

$$\begin{aligned} i_d &= i'_d + \frac{2}{3}i_f\sigma \cos(\theta + \theta_f), \\ i_q &= i'_q - \frac{2}{3}i_f\sigma \sin(\theta + \theta_f). \end{aligned} \quad (6.78)$$

Dosazením teoretického časového průběhu $i_f\sigma$ do rovnic (6.78) vznikne rovnice statorových proudů obsahující velikost amplitudy poměrnou k počtu zkratovaných závitů $I_f\sigma$. Zanedbáním fázového posunu θ_{offset} (viz Obr. 5.6) je získán přibližný zjednodušený vztah pro statorové proudy

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i'_d - \frac{2}{3}I_f\sigma \sin(\theta + \theta_f + \theta_{\text{offset}}) \cos(\theta + \theta_f) \\ i'_q + \frac{2}{3}I_f\sigma \sin(\theta + \theta_f + \theta_{\text{offset}}) \sin(\theta + \theta_f) \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} i'_d - \frac{1}{3}I_f\sigma \sin(2\theta + 2\theta_f) \\ i'_q - \frac{1}{3}I_f\sigma \cos(2\theta + 2\theta_f) + \frac{1}{3}\sigma I_f \end{bmatrix}. \quad (6.79)$$

Aplikací trigonometrických identit součtu úhlů můžeme argument trigonometrických funkcí předchozích rovnic $\theta + \theta_f$ zjednodušit

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} i'_d - \frac{1}{3}I_f\sigma \sin(2\theta) \cos(2\theta_f) - \frac{1}{3}I_f\sigma \cos(2\theta) \sin(2\theta_f) \\ i'_q - \frac{1}{3}I_f\sigma \cos(2\theta) \cos(2\theta_f) + \frac{1}{3}I_f\sigma \sin(2\theta) \sin(2\theta_f) + \frac{1}{3}I_f\sigma \end{bmatrix}. \quad (6.80)$$

Pro členy obsahující $\sin(2\theta_f)$ a $\cos(2\theta_f)$ jsou použity následující substituce

$$\begin{aligned} i_{fc} &= \frac{1}{3}I_f\sigma \cos(2\theta_f), & I_f\sigma &= 3i_{f_sign} \sqrt{i_{fc}^2 + i_{fs}^2}, \\ i_{fs} &= \frac{1}{3}I_f\sigma \sin(2\theta_f), & \arg(I_f\sigma) &= 2\theta_f = \arctan\left(\frac{i_{fs}}{i_{fc}}\right). \end{aligned} \quad (6.81)$$

Tyto substituce umožní získání závažnosti a úhlu fázového vinutí s poruchou pomocí dvou estimovaných veličin i_{fc} a i_{fs} . Hodnota $I_f\sigma$ je pro určitou oblast pracovních podmínek motoru záporná, jak bylo zjištěno odvozením rovnice (5.12). Aby byla tato oblast správně vyhodnocena algoritmem, musí být model rozšířen o parametr i_{f_sign} , který zajišťuje správné znaménko $I_f\sigma$. K jeho výpočtu je využita část rovnice (5.12), která určuje znaménko $I_f\sigma$

$$i_{f_sign} = \text{sign}(i_q R_s + \omega\psi + L_s\omega i_d). \quad (6.82)$$

Uvažováním vektoru měřených výstupů ve tvaru $\mathbf{z}_{If\sigma} = [i_d \ i_q]^\top$ může být dle předchozích rovnic sestavena matice funkcí výstupu

$$\mathbf{h} = \begin{bmatrix} i'_d - i_{fc} \sin(2\theta) - i_{fs} \cos(2\theta) \\ i'_q - i_{fc} \cos(2\theta) + i_{fs} \sin(2\theta) + i_{f_sign} \sqrt{i_{fc}^2 + i_{fs}^2} \end{bmatrix}. \quad (6.83)$$

Účelem estimátoru je odhad i_{fc} a i_{fs} . Tyto hodnoty nejsou známé a je uvažováno, že se vzhledem k periodě vzorkování nemění. Stavový vektor je proto rozšířen o konstantní stavy

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{fc} \\ i_{fs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (6.84)$$

Vektory stavů ($\hat{\mathbf{x}}_{\text{If}\sigma}$) a vstupů ($\mathbf{u}_{\text{If}\sigma}$) estimátoru jsou

$$\hat{\mathbf{x}}_{\text{If}\sigma} = \begin{bmatrix} i'_d & i'_q & i_{\text{fc}} & i_{\text{fs}} \end{bmatrix}^\top, \quad (6.85)$$

$$\mathbf{u}_{\text{If}\sigma} = \begin{bmatrix} u_d & u_q & \omega & \theta \end{bmatrix}^\top. \quad (6.86)$$

6.7.1 Ověření pozorovatelnosti

Pozorovatelnost stavů modelu byla ověřena výpočtem prvních čtyř řádků matice pozorovatelnosti

$$\mathcal{O}_{\text{If}\sigma} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -\sin(2\theta) & -\cos(2\theta) \\ 0 & 1 & -\cos(2\theta) + \frac{i_{\text{f_sign}} i_{\text{fc}}}{\sqrt{i_{\text{fc}}^2 + i_{\text{fs}}^2}} & \sin(2\theta) + \frac{i_{\text{f_sign}} i_{\text{fs}}}{\sqrt{i_{\text{fc}}^2 + i_{\text{fs}}^2}} \\ -\frac{R_s}{L_d} & \frac{L_q \omega}{L_d} & 0 & 0 \\ -\frac{L_q \omega}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (6.87)$$

Výpočtem determinantu matice $\mathcal{O}_{\text{If}\sigma}$ byla vytvořena podmínka pozorovatelnosti $\text{rank}(\mathcal{O}_{\text{If}\sigma}) = 4$ zapsaná následovně

$$\left(R_s^2 + L_q L_q \omega^2 \right) \frac{i_{\text{f_sign}} i_{\text{fc}} \cos(2\theta) - i_{\text{f_sign}} i_{\text{fs}} \sin(2\theta) - \sqrt{i_{\text{fc}}^2 + i_{\text{fs}}^2}}{L_q L_q \sqrt{i_{\text{fc}}^2 + i_{\text{fs}}^2}} \neq 0. \quad (6.88)$$

Tato nerovnice je podmínkou slabé lokální pozorovatelnosti stavů systému algoritmu If σ . Je nutné, aby byly proměnné i_{fc} a i_{fs} nenulové (analogicky k podmínce $R_s i_q + \omega \psi_m \neq 0$ algoritmu Cab c). Podobně jako v případě algoritmů Rab c a Cab c není systém If σ pozorovatelný při průchodu fázových proudů nulou. Experimenty však bylo zjištěno, že průchody proudů nulou neovlivňují chování algoritmu, pokud se motor otáčí.

6.7.2 Implementace

Jako estimátor byl použit opět EKF. Diskrétní verze modelu systému If σ byla získána Eulerovou metodou (6.45). Rovnice stavového vektoru v následujícím kroku je

$$\mathbf{x}_{\text{If}\sigma(k+1)} = \begin{bmatrix} i'_d + \frac{T_s (u_d - R_s i'_d + L_q i'_q \omega)}{L_d} \\ i'_q + \frac{T_s (u_q - R_s i'_q - L_q i'_d \omega - \omega \psi_m)}{L_q} \\ i_{\text{fc}} \\ i_{\text{fs}} \end{bmatrix}. \quad (6.89)$$

Linearizovaná matice systému $I_f\sigma$ má tvar

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_s T_s}{L_d} & \frac{L_q T_s \omega}{L_d} & 0 & 0 \\ -\frac{L_q T_s \omega}{L_q} & 1 - \frac{R_s T_s}{L_q} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (6.90)$$

Linearizovaná matice výstupu systému $I_f\sigma$ má tvar

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -\sin(2\theta) & -\cos(2\theta) \\ 0 & 1 & -\cos(2\theta) + \frac{i_f \operatorname{sign} i_{fc}}{\sqrt{i_{fc}^2 + i_{fs}^2}} & \sin(2\theta) + \frac{i_f \operatorname{sign} i_{fs}}{\sqrt{i_{fc}^2 + i_{fs}^2}} \end{bmatrix}. \quad (6.91)$$

Nastavení kovarianční matice měření \mathbf{Q} bylo provedeno dle hodnot rozptylu šumu měřených proudů ($\sigma^2(i_{abc}) = 3 \times 10^{-3} \text{ A}^2$)

$$\mathbf{Q} = \text{diag} \left(\left[\begin{array}{cc} 0,003 & 0,003 \end{array} \right] \right). \quad (6.92)$$

Kovarianční matice šumu procesu \mathbf{R} byla nastavena experimentálně, aby byly estimované parametry dostatečně filtrované

$$\mathbf{R} = \text{diag} \left(\left[\begin{array}{cccc} 10^{-2} & 10^{-2} & 10^{-6} & 10^{-6} \end{array} \right] \right). \quad (6.93)$$

Počáteční hodnoty kovarianční matice $\mathbf{P}(0)$ a stavového vektoru $\hat{\mathbf{x}}(0)$ byly zvoleny následovně

$$\mathbf{P}(0) = \text{diag} \left(\left[\begin{array}{cccc} 0,5 & 0,5 & 0,5 & 0,5 \end{array} \right] \right), \quad (6.94)$$

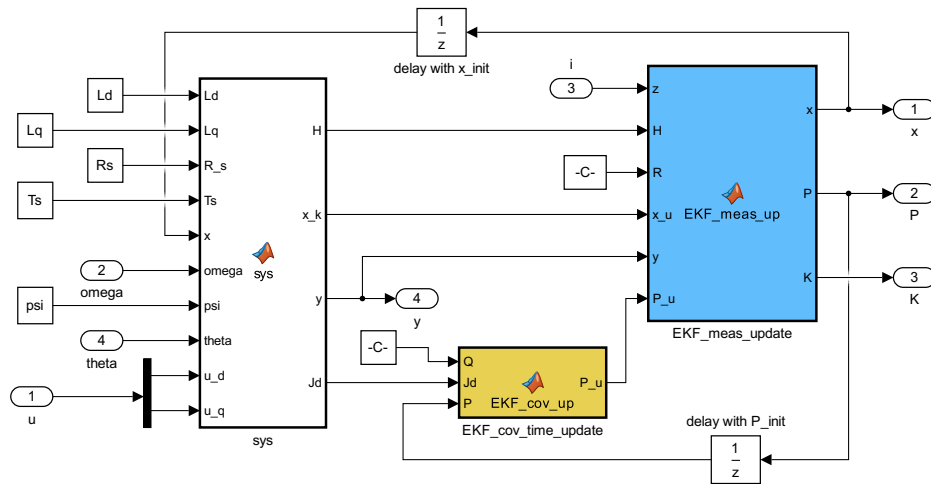
$$\hat{\mathbf{x}}(0) = \left[\begin{array}{cccc} 0 & 0 & 0,1 & 0,1 \end{array} \right]^T. \quad (6.95)$$

Na Obr. 6.22 je uvedeno schéma implementace estimátoru algoritmu $I_f\sigma$ v prostředí Simulink.

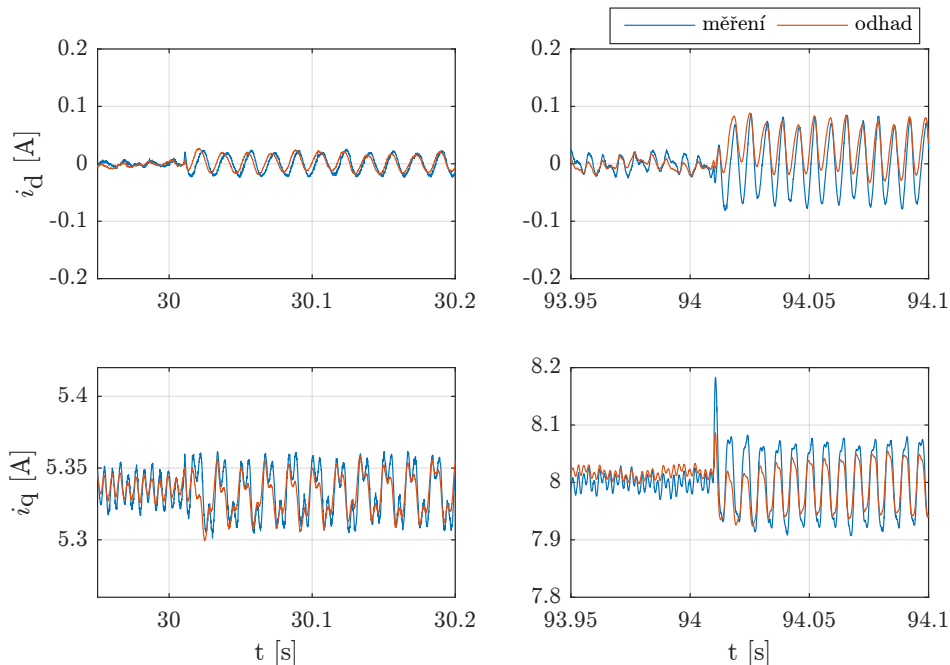
Protože je velikost $I_f\sigma$ funkcí otáček a momentu, byl vytvořen indikátor $\delta_{I_f\sigma}$, který kompenzuje tuto závislost podle (5.12). Rovnice $\delta_{I_f\sigma}$ obsahuje také odpor R_s , aby byl indikátor bezrozměrný. Rovnice indikátoru je

$$\delta_{I_f\sigma} = R_s \frac{|I_f\sigma|}{|R_s i_q + \omega \psi_m|}. \quad (6.96)$$

Před dalším zpracováním byl indikátor $\delta_{I_f\sigma}$ filtrován dolní propustí s časovou konstantou $\tau_f = 50 \text{ ms}$. Porucha je hlášena, pokud indikátor $\delta_{I_f\sigma}$ přesáhne prahovou hodnotu $\delta_{I_f\sigma_th}$. Prahová hodnota byla experimentálně určena $\delta_{I_f\sigma_th} = 0,015$.



Obr. 6.22: Simulink diagram implementace algoritmu detekce $I_{f\sigma}$



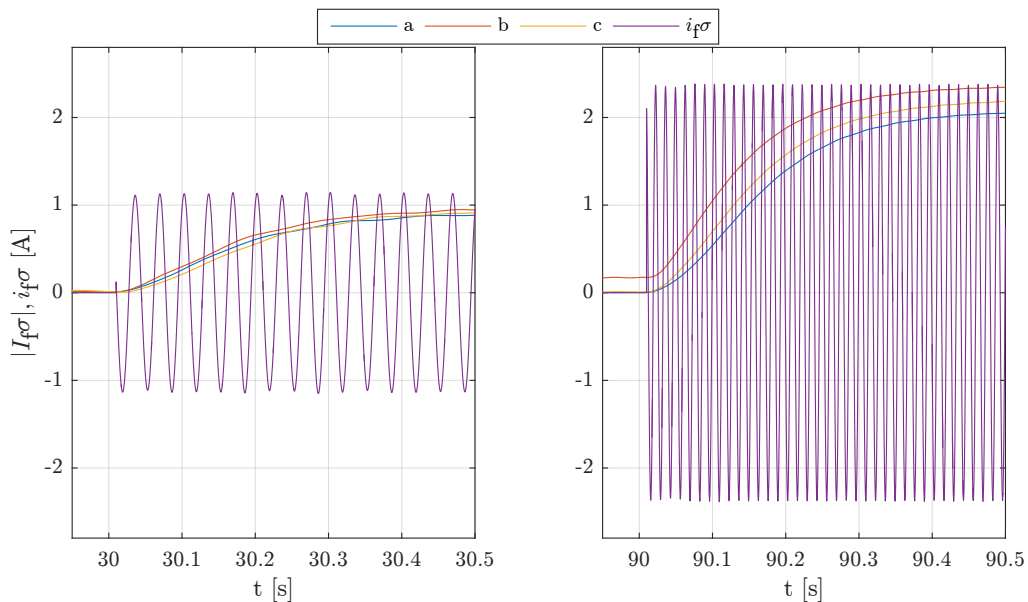
Obr. 6.23: Porovnání měřených proudů i_{dq} s estimovanými pomocí estimátoru $I_{f\sigma}$ ve dvou pracovních bodech

6.7.3 Experimentální výsledky

Estimátor $I_{f\sigma}$ byl otestován v celém pracovním prostoru motoru TGT3 dle profilů uvedených na Obr. 4.6. Nejprve jsou ukázány detaily chování estimátoru a následně průběhy pro celý testovací profil.

Na Obr. 6.23 je zaznamenáno porovnání proudů odhadovaných estimátorem oproti měřeným proudům. Oba proudy byly filtrovány dolní propustí s časovou konstantou $\tau_f = 1$ ms aby byl potlačen šum. Porovnání je provedeno pro dva pracovní

body. První graf zobrazuje proudy i_d , druhý ukazuje proudy i_q . Z průběhů je patrné, že estimátor dobře odhaduje měřené proudy. Nedochází k úplnému překryvu průběhů, neboť je nutné brát zřetel na malé amplitudy zvlnění proudů vlivem poruchy.

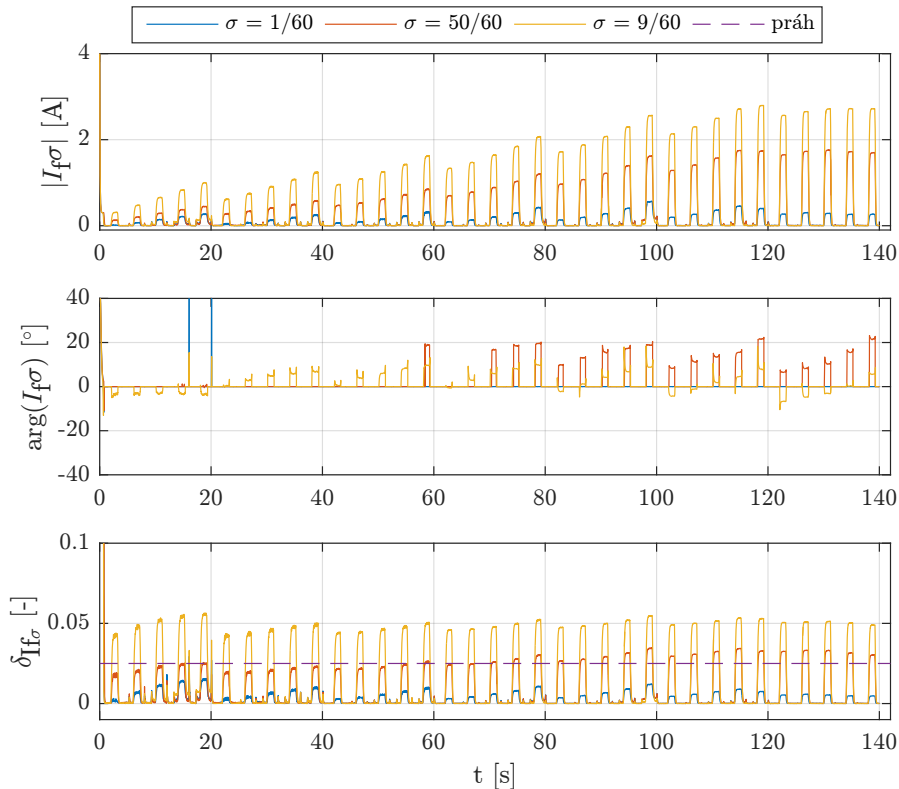


Obr. 6.24: Porovnání estimované hodnoty $|I_f\sigma|$ s teoretickým průběhem zkratového proudu pro poruchu ve fázovém vinutí a ve dvou pracovních bodech

Obr. 6.24 ukazuje detail průběhu estimované hodnoty $|I_f\sigma|$ pro různé fáze v porovnání s vypočítaným časovým průběhem $i_f\sigma$ pro poruchu ve fázi a podle (5.12). Průběhy estimované hodnoty $|I_f\sigma|$ se lehce liší pro různé fáze. Estimované hodnoty se však oproti teoretickému průběhu neliší o více než 20 %. Protože výsledky výpočtu velikosti zkratového proudu odpovídají měřnému proudu (jak bylo vysvětleno v kapitole 5.2.2), lze očekávat, že i estimované hodnoty $I_f\sigma$ budou odpovídat reálným.

Obr. 6.25 porovnává indikátor poruchy algoritmu $I_f\sigma$ pro různou závažnost poruchy ve fázovém vinutí a . Kombinace σ a R_f jsou uvedeny v Tab. 4.4. První graf zobrazuje průběh $|I_f\sigma|$ pro jednotlivé experimenty. Druhý graf ukazuje průběhy estimovaného fázového posunu zkratového proudu $\arg(I_f\sigma)$ při překročení prahové hodnoty indikátoru $\delta_{I_f\sigma}$. Poslední graf je průběhem indikátoru poruchy $\delta_{I_f\sigma}$ s potlačeným vlivem pracovních podmínek motoru.

Z průběhů je patrné, že algoritmus správně reaguje na emulované poruchy. Velikost $|I_f\sigma|$ je dle teoretických předpokladů závislá na aktuálních otáčkách a momentu. Indikátor poruchy $\delta_{I_f\sigma}$ tuto závislost v ustálených stavech odstraňuje. Nevýhodou je ovšem zvýrazněný vliv přechodových dějů při změnách rychlosti a momentu. Fázový posun zkratového proudu $\arg(I_f\sigma)$ vykazuje závislost na otáčkách a zatížení motoru. Tato závislost je způsobena zanedbáním členu θ_{offset} v algoritmu $I_f\sigma$.



Obr. 6.25: Porovnání indikátoru poruchy algoritmu $I_{f\sigma}$ pro různé σ a R_f

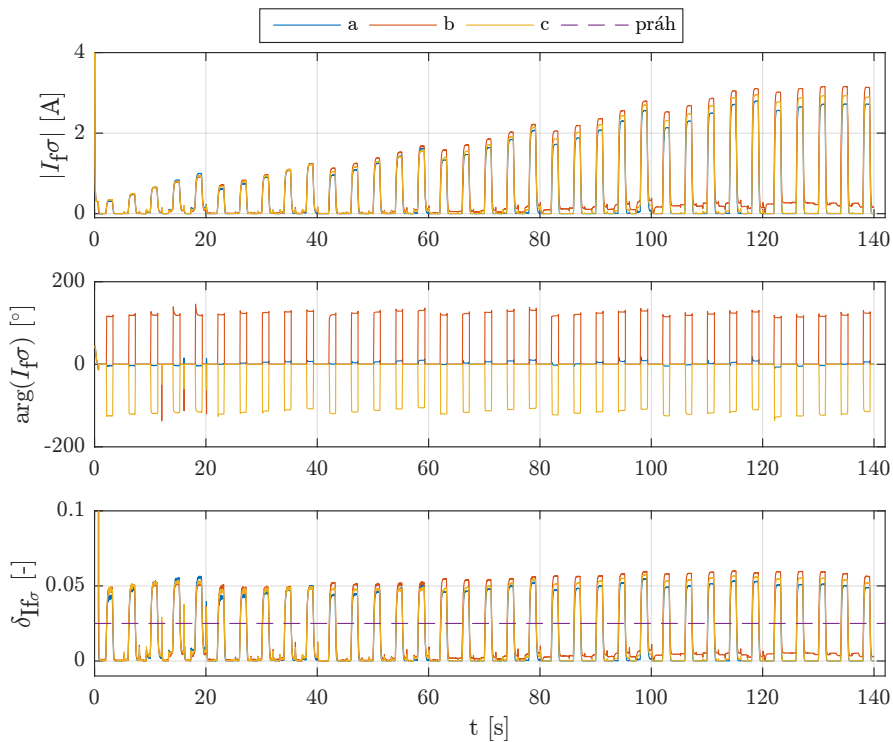
Obr. 6.26 porovnává indikátor poruchy algoritmu $I_{f\sigma}$ pro poruchu v různých fázových vinutích. Graf fázového posunu zkratového proudu ukazuje, že je možné snadno rozlišit, které fázové vinutí je zasaženo poruchou. Indikátor $\delta_{I_{f\sigma}}$ ukazuje mírné odchylky parametrů jednotlivých vinutí motoru.

Výstupem algoritmu $I_{f\sigma}$ je přímo velikost zkratového proudu násobená počtem zkratovaných závitů. Tato hodnota může být použita v další algoritmech využívající analytické rovnice z kapitoly 5, což je hlavní výhodou tohoto algoritmu. Výhodou je také jeho nižší výpočetní náročnost v porovnání s algoritmem C_{abc} . Nevýhodou je vysoká citlivost algoritmu na nepřesnosti parametrů, jak bude ukázáno v závěrečném porovnání v podkapitole 6.8.

Tato metoda detekce poruchy byla otestována také s estimátorem typu Unscented Kalman Filter (UKF) [53], výsledky ovšem byly porovnatelné s výsledky EKF. Výpočet UKF ovšem trval déle, proto nebyl UKF dále uvažován.

6.8 Porovnání metod

Předchozí podkapitoly ukazovaly experimentální výsledky jednotlivých algoritmů pouze v motorickém režimu a za téměř ideálních podmínek (bez působení vnějších



Obr. 6.26: Chování indikátoru poruchy algoritmu $I_{f\sigma}$ pro poruchu v různých fázových vinutích

vlivů, s přesnou velikostí parametrů). Z grafů uvedených v podkapitolách výše, je patrné, že všechny algoritmy umožňují detekci ITSF. Tato podkapitola porovnává prezentované algoritmy za různých dalších situací, aby byly ukázány přednosti a problémy prezentovaných algoritmů za neideálních podmínek.

Nejprve jsou porovnány dynamické vlastnosti algoritmů. Dále je ukázána reakce algoritmů na působení vnějších vlivů. Následuje zjištění vlivu nepřesnosti parametrů motoru a kapitolu zakončuje porovnání výpočetní náročnosti algoritmů detekce poruchy typu mezizávitový zkrat (ITSF).

Všechny experimenty jsou provedeny na testovací platformě motoru TGT3 s emulovanou poruchou ITSF $\sigma = 9/60$ a $R_f = 80 \text{ m}\Omega$ ve fázovém vinutí a dle profilu na Obr. 4.6. Mimo experiment s různým typem regulační smyčky (podkapitola 6.8.2) je motor vždy v režimu momentové regulace.

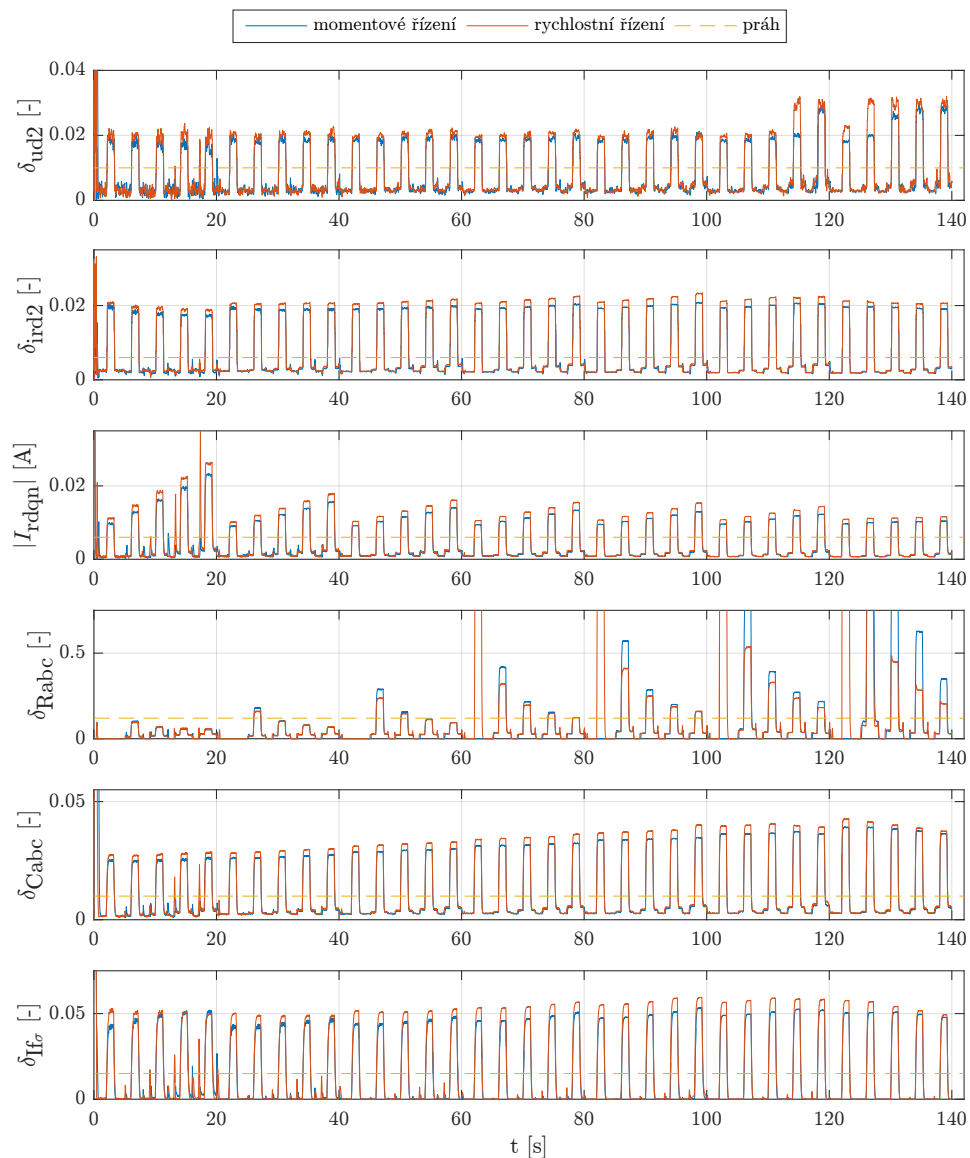
6.8.1 Dynamické vlastnosti

Z hlediska odezvy na skokovou změnu poruchy ITSF mohou být algoritmy rozděleny do dvou skupin. Algoritmy $ud2$ a $ird2$ analyzují druhé harmonické složky pomocí výpočtu po blocích a jejich vstupní data jsou decimovaná. To se projevuje na méně časté aktualizaci indikátorů a delšímu zpoždění, jak je patrné z Obr. 6.10. Naproti

tomu algoritmy irdqn, Rabc, Cabc a If σ pracují na vzorkovací frekvenci regulátorů proudu a jejich dynamika je omezena jen nastavením estimatorů a filtry indikátorů. Oproti algoritmům ud2 a ird2 není průběh indikátoru ovlivněn blokovým zpracováním, jak ukazuje Obr. 6.24, což umožňuje rychlejší reakci na poruchu.

6.8.2 Vliv použitého typu regulační smyčky

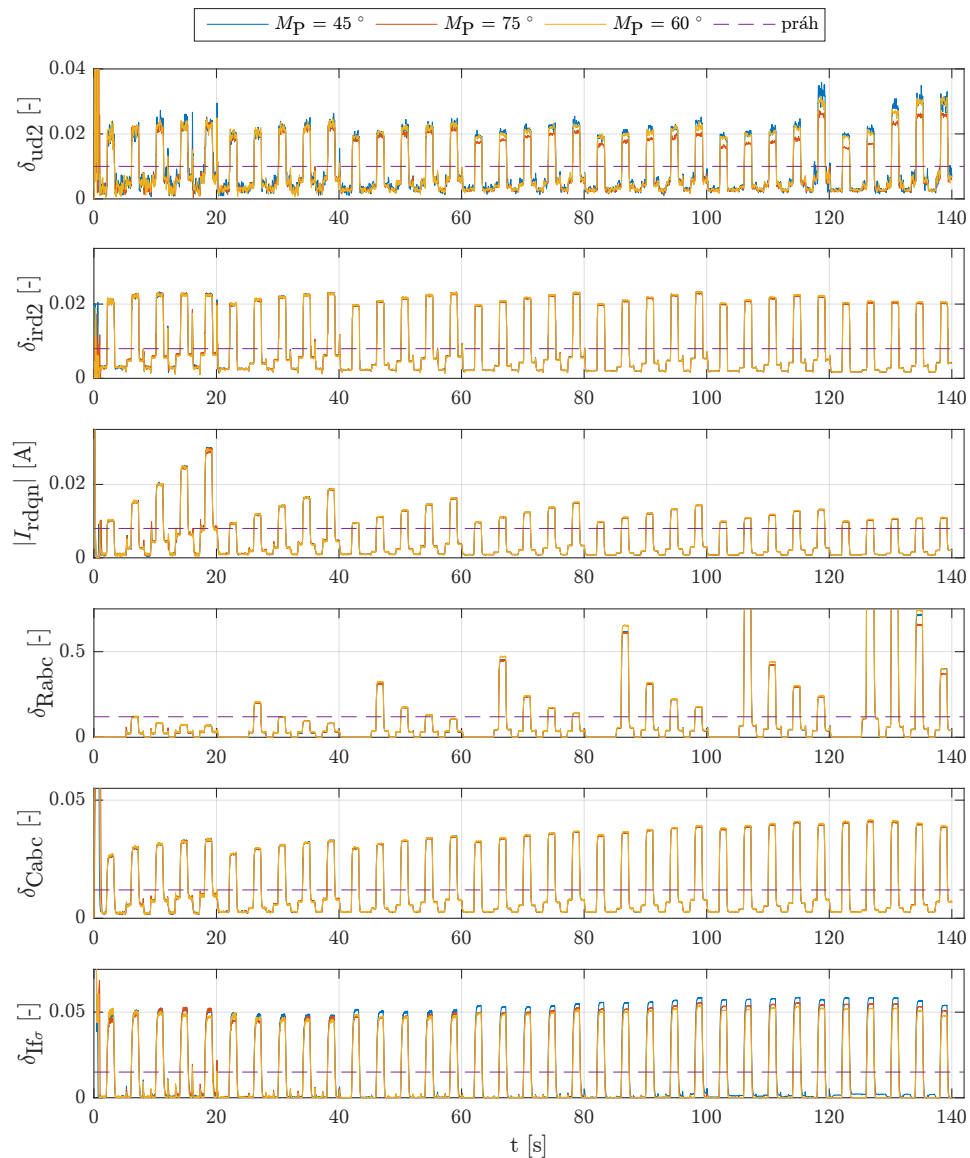
Motor byl na testovací platformě provozován jak v momentové, tak i v rychlostní regulační smyčce. Oba režimy se liší ve velikostech žádaných proudů FOC (viz podkapitola 4.1) i v odlišném zvlnění otáček, které ovlivňuje funkci detekčních algoritmů.



Obr. 6.27: Porovnání chování detekčních algoritmů pro momentové a rychlostní řízení motoru s emulovanou poruchou ITSF

Obr. 6.27 porovnává chování algoritmů v případě momentového a rychlostního řízení motoru. Z grafů je patrné, že během statických úseků je nejvíce ovlivněno chování pouze algoritmu Rabc, u ostatních algoritmů není rozdíl chování významný, jejich indikátory však mají v případě rychlostního řízení vyšší hodnotu, než v momentovém řízení. Tento fakt je způsoben většími akčními zásahy regulátorů FOC, nutnými k udržení žádané rychlosti. V rychlostím řízení jsou při nízkých otáčkách všechny algoritmy mimo ird2 ovlivněny změnou zatěžovacího momentu motoru.

6.8.3 Vliv nastavení regulátorů proudu



Obr. 6.28: Porovnání vlivu nastavení fázové bezpečnosti proudových regulátorů na jednotlivé detekční algoritmy

Různá nastavení konstant proudových regulátorů způsobují změny v odezvách měřených proudů a akčních veličin. Toto porovnání zjišťuje, jak se nastavení regulátorů projevuje na indikátorech detekčních algoritmů ITSF.

Obr. 6.28 ukazuje porovnání vlivu nastavení fázové bezpečnosti (M_P) proudových regulátorů FOC na jednotlivé detekční algoritmy. Čím je fázová bezpečnost nižší, tím je regulátor rychlejší a akční zásahy jsou výraznější. Proto se vliv nastavení regulátorů nejvíce projeví u algoritmu ud2, který pracuje v otevřené smyčce bez informace o vztahu statorových proudů a statorových napětí. Také u algoritmů Rabc a If σ je vidět mírný rozdíl mezi různým nastavením regulátorů. Indikátory ostatních algoritmů nereagují na změnu nastavení regulátorů viditelným způsobem.

6.8.4 Generátorový a motorický režim

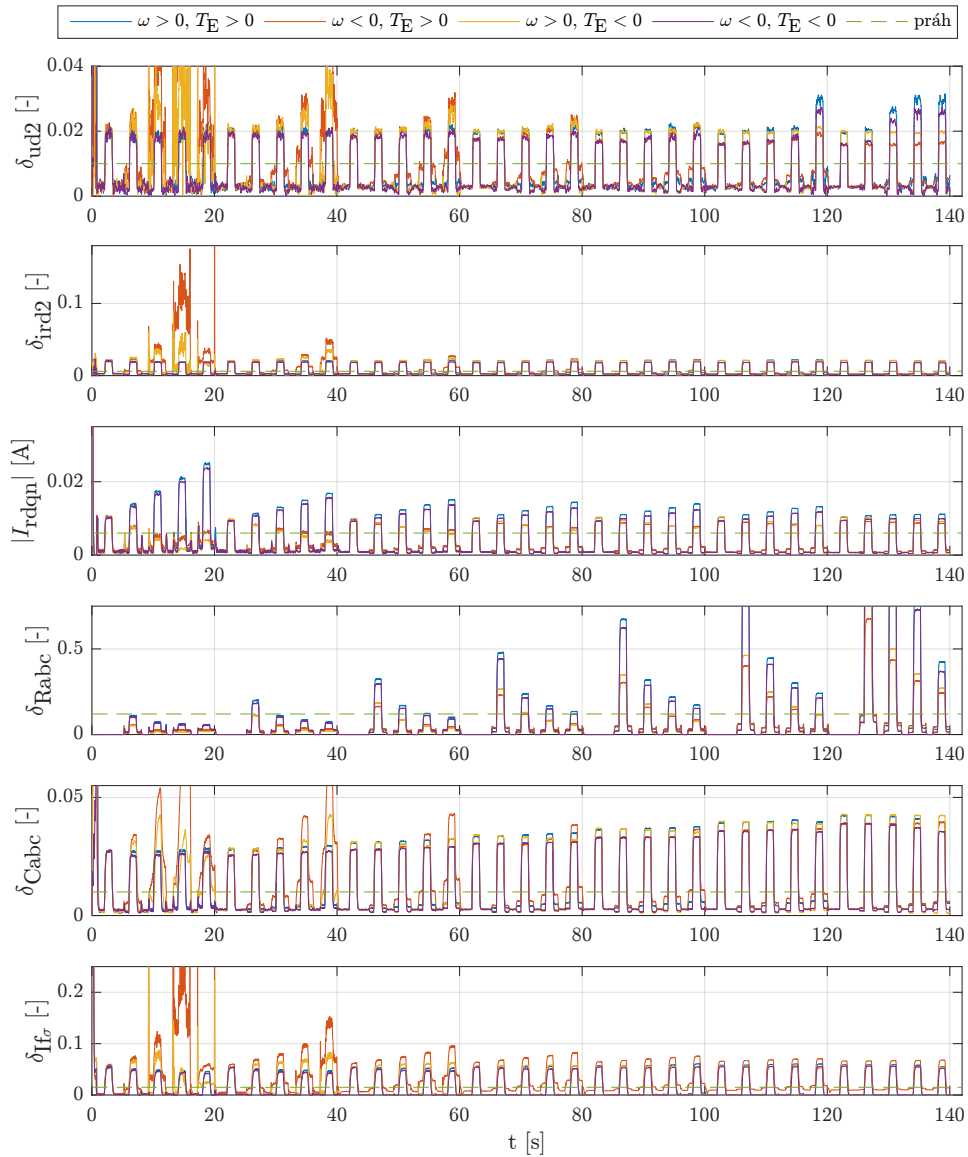
Analýza amplitudy zkratového proudu uvedená v kapitole 5 i podmínky pozorovatelnosti algoritmů Rabc a If σ naznačují, že velikost amplitudy zkratového proudu je různá pro různé pracovní režimy motoru. Lze tedy očekávat zhoršené vlastnosti algoritmů detekce ITSF pro malé amplitudy zkratového proudu, což je ověřeno v tomto porovnání.

Porovnání vlivu pracovního kvadrantu motoru na indikátory algoritmů detekce ITSF je na Obr. 6.29. V algoritmech není podmínka pozorovatelnosti nijak implementována, proto jsou vidět všechny problémy algoritmů. Grafy ukazují, že k problémům dochází v generátorovém režimu (opačná znaménka ω a T_E). Výsledky algoritmů ud2, ird2 a If σ jsou ovlivněny dominantně výpočtem indikátorů δ_{xxx} . Jmenovatel těchto indikátorů má v problematických pracovních podmínkách velmi malou hodnotu ovlivněnou šumem, který se výrazně projeví ve výsledku. Systémy algoritmů Cabc a If σ nejsou v případě malé amplitudy zkratového proudu pozorovatelné, což má za následek nesprávný odhad parametrů. Také algoritmus Rabc nesprávně detekuje poruchu pro malé rychlosti a velká zatížení v generátorovém režimu, avšak jeho výstup je nejméně zasažen z hlediska falešného hlášení poruchy.

Toto porovnání ukazuje, že je nutné při nasazení algoritmů zajistit, aby nebyl v určitém rozsahu pracovních podmínek brán ohled na výsledky detekce ITSF v důsledku předpokládané malé amplitudy zkratového proudu.

6.8.5 Citlivost algoritmů na zvlnění zatěžovacího momentu

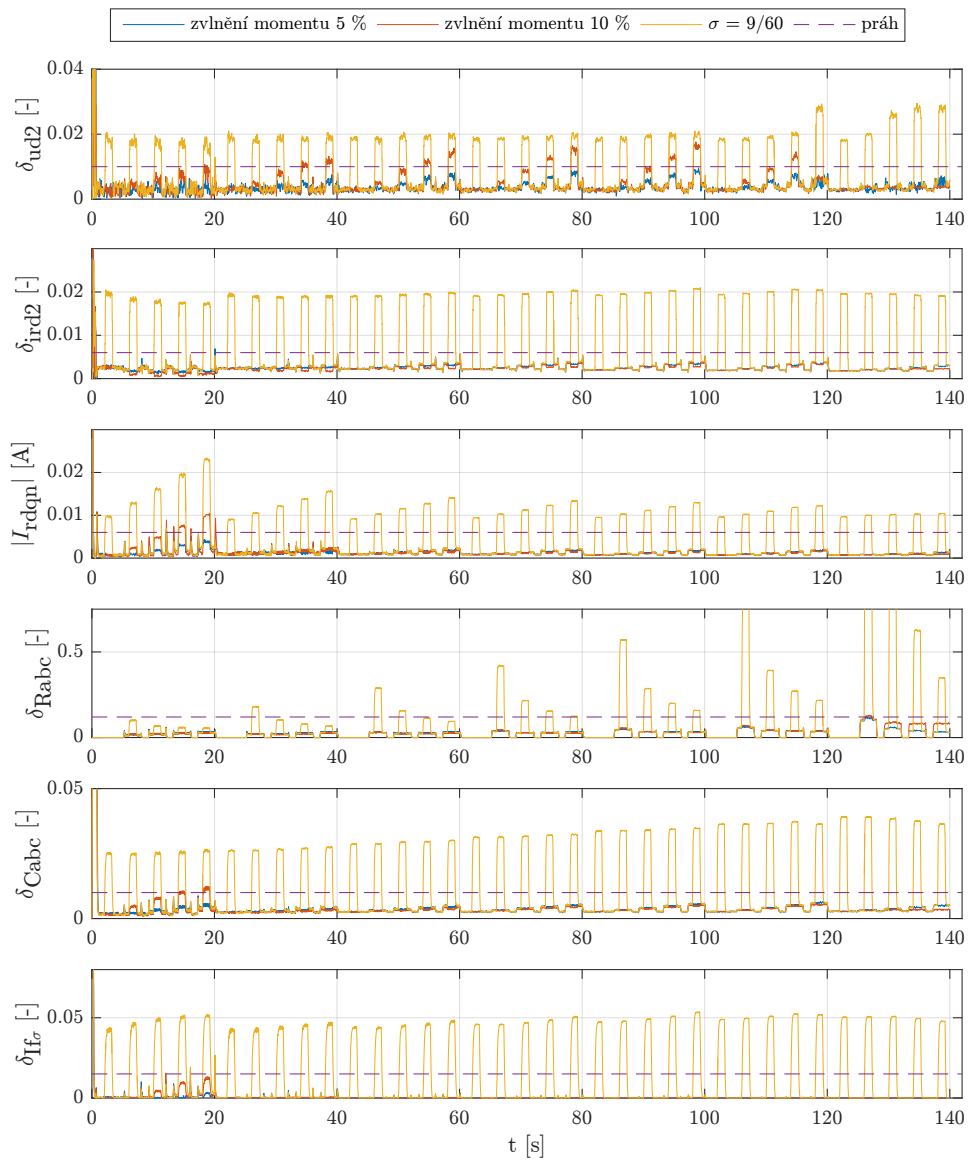
Mezizávitový zkrat fázového vinutí se projevuje mimo jiné zvlněním generovaného momentu. Velikost chybového momentu byla analyticky popsána rovnicí (5.24). Tento chybový moment je dominantně tvořen druhou harmonickou složkou BEMF s amplitudou proporcionalní k amplitudě zkratového proudu.



Obr. 6.29: Porovnání detekčních algoritmů pro oba směry otáčení rotoru motoru v motorickém a generátorovém režimu

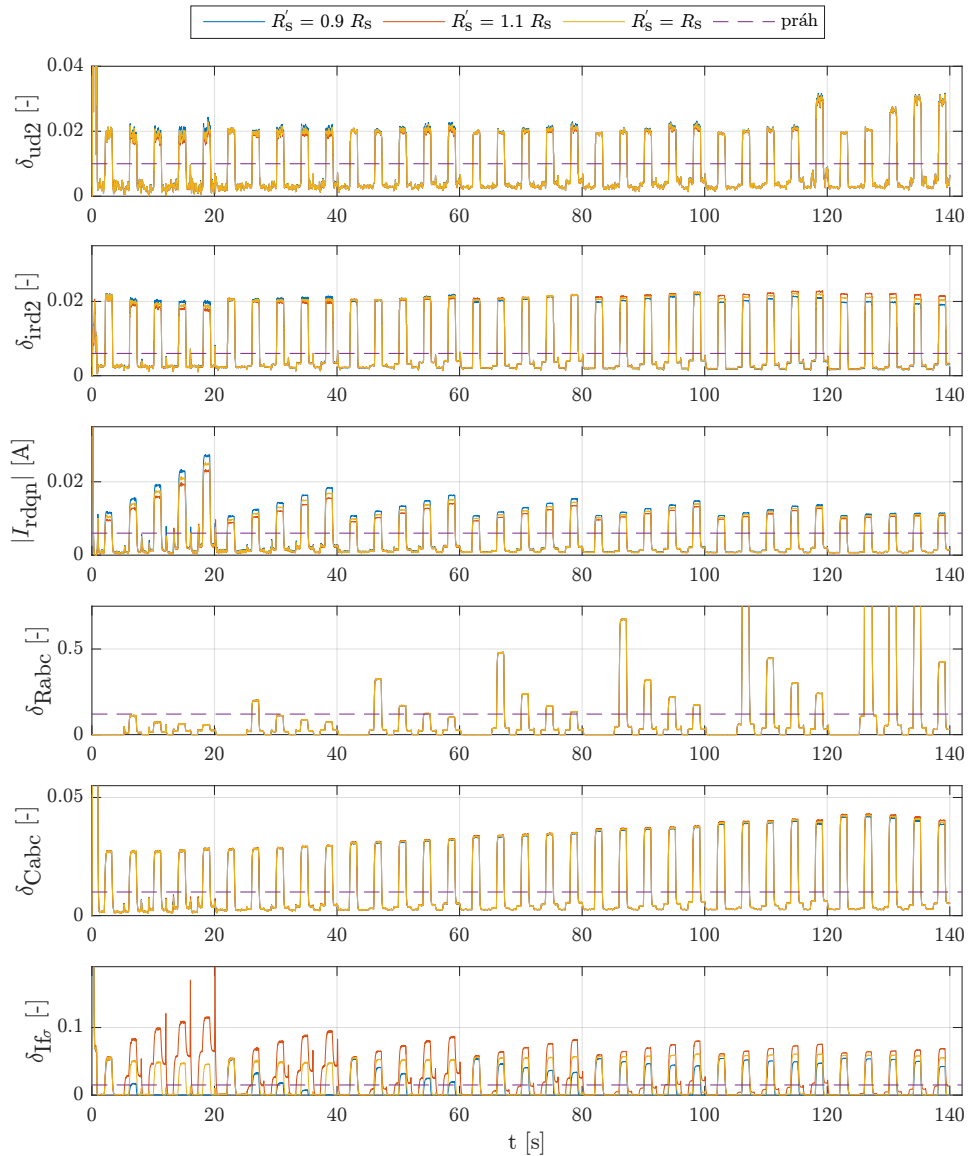
Během tohoto experimentu bylo k žádanému momentu regulační smyčky motoru přidáno zvlnění. Toto zvlnění bylo zvoleno tak, aby mělo frekvenci chybového momentu při působení mezizávitového zkratu. Cílem tohoto experimentu je tedy zmást algoritmy zvlněným momentem.

Obr. 6.30 ukazuje chování jednotlivých algoritmů při umělém zvlnění momentu harmonickým signálem s amplitudou 5 % a 10 % nominálního momentu a frekvencí 2ω . Toto zvlnění je aplikováno pulzně dle profilu poruchy. Pro porovnání jsou v grafech zakresleny také průběhy detekce opravdového mezizávitového zkratu se $\sigma = 9/60$ a $R_f = 80 \text{ m}\Omega$. Indikátory algoritmů ird2 a Rabc nejsou vůbec ovlivněny působením zvlnění momentu. Indikátory algoritmů irdqn, Cabc a If σ jsou ovlivněny jen



Obr. 6.30: Porovnání chování detekčních algoritmů v případě uměle přidaného zvlnění momentu

při nejnižší testované rychlosti. Nejvíce zasažen je však indikátor algoritmu ud2. Algoritmus ud2 získává informaci pouze ze statorového napětí. Pokud má toto napětí stejnou charakteristiku jako napětí při působení mezizávitového zkratu, algoritmus tuto situaci vyhodnotí jako mezizávitový zkrat, jelikož nemá informaci o statorových proudech a jejich vztahu ke statorovým napětím.



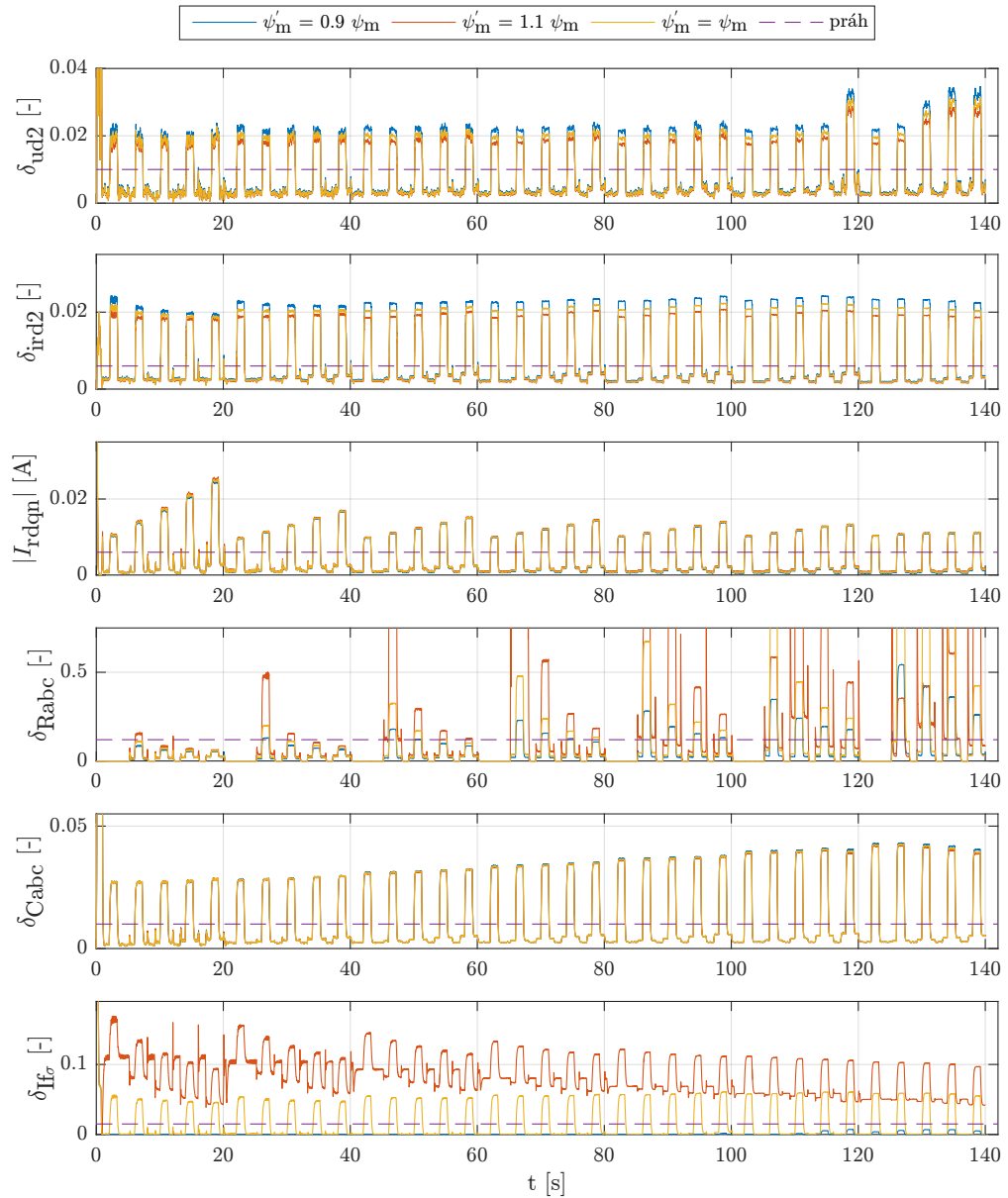
Obr. 6.31: Porovnání vlivu nastavení parametru R_s pro jednotlivé algoritmy

6.8.6 Vliv nepřesnosti parametrů

Prezentované algoritmy detekce ITSF více či méně spoléhají na parametry motoru. Stanovení parametrů však není vždy přímočaré, protože se mohou měnit v závislosti na pracovních podmínkách motoru, případně je není možné určit přesně měřením. Proto byly provedeny tři experimenty s chybou parametrů R_s , ψ_m a $L \pm 20\%$.

Obr. 6.31 ukazuje vliv nepřesnosti statorového odporu $R_s \pm 20\%$. Algoritmus $I_{f\sigma}$ je dominantně ovlivněn chybou parametru R_s , ostatní algoritmy jsou robustní vůči této změně. Algoritmus R_{abc} parametr R_s nevyužívá, proto jsou průběhy beze změny.

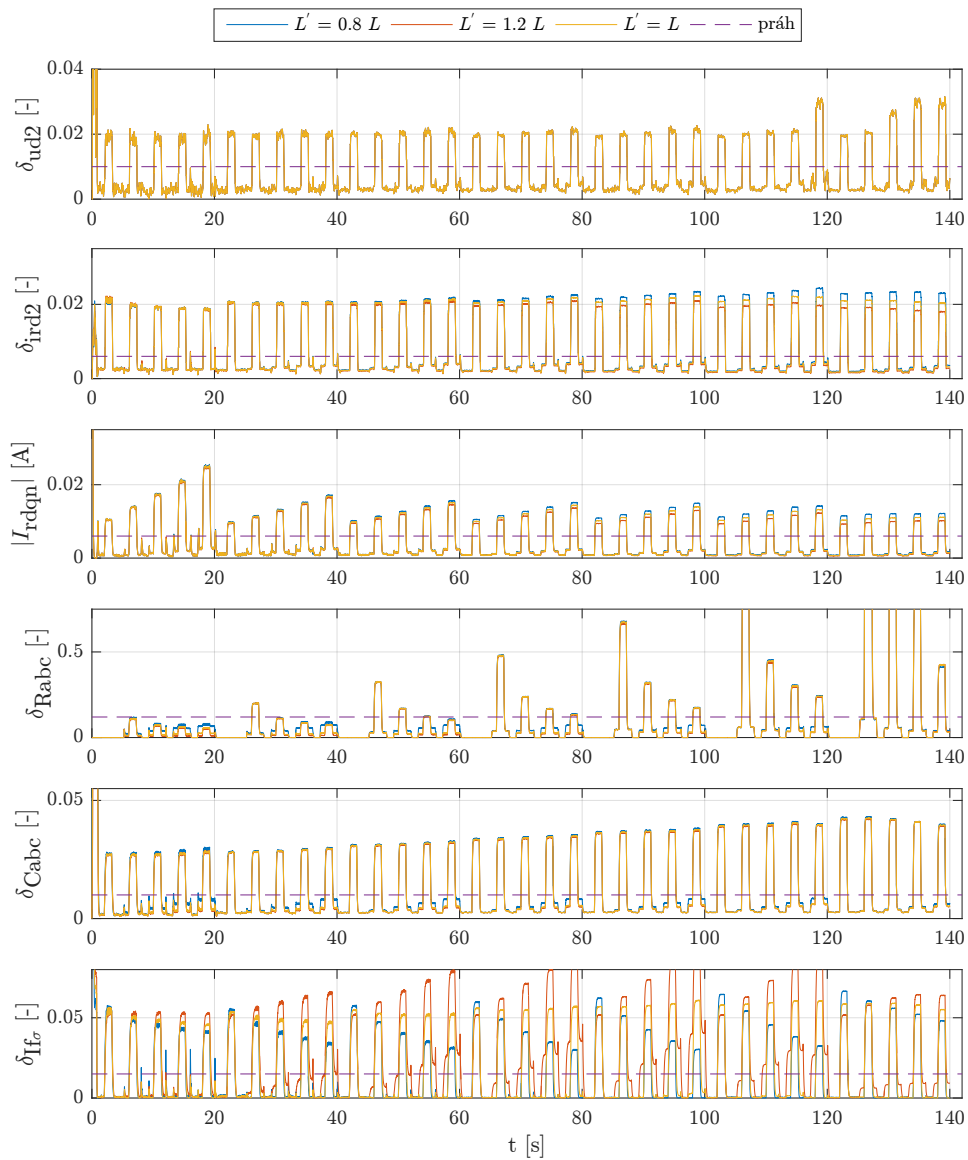
Obr. 6.32 ukazuje vliv nepřesnosti konstanty zpětně indukovaného napětí $\psi_m \pm$



Obr. 6.32: Porovnání vlivu nastavení parametru ψ_m pro jednotlivé algoritmy

20%. Výsledky ukazují, že algoritmus $I\sigma$ je markantně ovlivněn přesností parametru ψ_m . Beze změny prahové hodnoty není možné tento algoritmus s nepřesnými parametry použít. Také chování algoritmu $Rabc$ je ovlivněno nepřesností ψ_m , avšak algoritmus je stále použitelný i beze změny prahové hodnoty. Ostatní algoritmy jsou vůči nepřesnosti ψ_m dostatečně robustní.

Obr. 6.33 ukazuje vliv nepřesnosti indukčností L_d , L_q a L_0 . Experiment je proveden pro relativní chybu všech indukčností $\pm 20\%$. Algoritmus $I\sigma$ je jako jediný z algoritmů dominantně ovlivněn chybou parametrů L_d , L_q a L_0 . Ostatní algoritmy jsou robustní vůči nepřesnosti hodnoty indukčností, ve vypočítaných indikátorech



Obr. 6.33: Porovnání vlivu nastavení indukčností L_d , L_q a L_0 pro jednotlivé algoritmy

jsou pouze nepatrné rozdíly.

Porovnání ukazuje výraznou citlivost algoritmu $I_{f\sigma}$ na nepřesnost parametrů. Chyba $\pm 20\%$ způsobí nepoužitelnost tohoto algoritmu beze změny prahové hodnoty indikátoru. Naproti tomu algoritmus C_{abc} je velmi robustní vůči nepřesnosti parametrů.

6.8.7 Doba výpočtu jednotlivých algoritmů na mikrokontroléru

Algoritmy implementované a otestované v prostředí Simulink byly metodou generování kódu implementovány a otestovány na mikrokontroléru, tak jak je popsáno v kapitole 4. Taktovací frekvence použitého mikrokontroléru STM32F407 byla $f_{MCU} = 192$ MHz. Zdrojové kódy v jazyce C byly přeloženy pomocí GCC 7.2.1 a optimalizace překladače byla nastavena na `-O3`.

Doba výpočtu t_c jednotlivých algoritmů, které používají pouze základní vzorkovací frekvenci T_s , je uvedena v Tab. 6.2. Tabulka 6.3 ukazuje dobu výpočtu algoritmů s blokovým zpracováním dat na různých vzorkovacích frekvencích.

Tabulky ukazují, že algoritmy založené na estimátorech mají nejvyšší výpočetní náročnost. Naproti tomu nejnižší výpočetní náročnost mají algoritmy založené na spektrální analýze. Je však nutné brát zřetel na fakt, že tyto algoritmy jsou zvýhodněny použitím decimace s faktorem $M = 10$. Porovnatelně náročný je i výpočet algoritmu `irdqn`, který pracuje na periodě T_s a protože má jednoduchou strukturu, je jeho výpočetní náročnost pouze 7,62 % celkové výpočetní kapacity mikrokontroléru.

Algoritmus	Maximální t_c [s]	Vytížení mikrokontroléru [%]
<code>irdqn</code>	4,76 μ s	7,62 %
<code>Rabc</code>	40,22 μ s	64,35 %
<code>Cabc</code>	42,32 μ s	67,71 %
<code>Ifσ</code>	12,32 μ s	19,71 %

Tab. 6.2: Doba výpočtu algoritmů s periodou T_s (`irdqn`, `Rabc`, `Cabc`, `If σ`) na mikrokontroléru

Algoritmus	ud2	ird2
Doba výpočtu na $T_s = 62,5$ μ s	1,69 μ s	2,12 μ s
Doba výpočtu na $T_{DFT} = 625$ μ s	2 μ s	2 μ s
Doba výpočtu na $T_{sDFT_O} = 40$ ms	154 μ s	154 μ s
Celkové vytížení mikrokontroléru [%]	6,87 %	7,51 %

Tab. 6.3: Doba výpočtu algoritmů s více vzorkovacími periodami (`ud2`, `ird2`) na mikrokontroléru

7 Detekce poruch senzorů regulační smyčky PMSM pohonu

Vektorové řízení synchronního motoru i algoritmy detekce poruchy vinutí spoléhají na měření pomocí senzorů. Z toho důvodu je žádoucí mít informaci o jejich funkčnosti. Tato kapitola doplňuje algoritmy detekce poruchy statorového vinutí o algoritmy detekce poruchy senzorů. Využívá se kombinace senzorů regulační smyčky, modelu motoru a rovnic elektrického zapojení výkonové elektroniky. V kapitole 8 je potom uvedena celková diagnostika pohonu, využívající výstupy všech detekčních algoritmů.

Měřicí řetězec obvykle obsahuje napájecí zdroj, vlastní senzor, propojení, formování signálu, převod a přenos dat. S užitím jediného senzoru však není možné dosáhnout plné bezporuchovosti. Častým řešením tohoto problému je použití redundantního senzoru společně s křížovou kontrolou obou výstupů pro zjištění funkčnosti měřicího řetězce dané veličiny.

Jelikož použití redundantního senzoru často není možné z důvodu až dvojnásobného navýšení ceny, je snaha nahradit hardwarové redundantní senzory na specifických pozicích pomocí virtuálních senzorů. Z důvodu omezené pozorovatelnosti daného systému však není možné použít virtuální senzory na všech pozicích.

7.1 Detekce poruchy senzorů statorových proudů

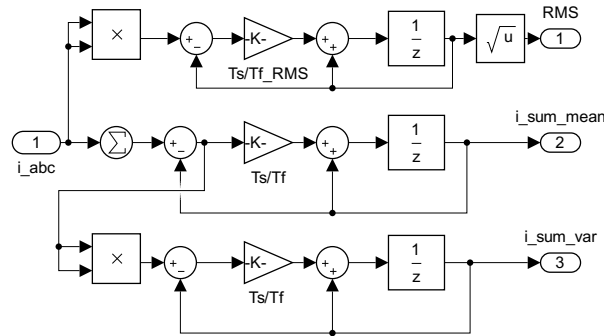
Měření statorových proudů je nepostradatelné z hlediska celého systému řízení motoru. Konvenční vektorové řízení třífázového motoru vyžaduje měření pouze dvou ze tří fázových proudů, třetí proud je možné dopočítat. Užití měření všech tří fázových proudů umožňuje částečně zkontrolovat senzory. Je třeba mít na paměti, že pouze z měření tří fázových proudů není možné rozlišit vadu senzoru od úniku proudu ze statorového vinutí (např. vlivem zkratu vinutí na kovové tělo motoru). Únik proudu proto musí být uvažován pro kompletní detekci funkčnosti senzorů proudu.

Detekce poruchy senzorů fázových proudů je v této práci založena na zpracování signálu i_{sum}

$$i_a + i_b + i_c = i_{\text{sum}}. \quad (7.1)$$

Dle prvního Kirchhoffova zákona o uzlech by měla být hodnota i_{sum} vždy rovna nule. Důsledkem poruchy senzoru nebo únikem proudu z vinutí se hodnota signálu i_{sum} stává nenulovou, nebo má periodický průběh v závislosti na typu chyby. Na základě odhadu střední hodnoty a rozptylu signálu i_{sum} lze částečně rozhodnout o typu nastalé poruchy. Struktura algoritmu odhadu střední hodnoty a rozptylu signálu i_{sum} využívá dva setrvačné články prvního řádu, jak je uvedeno na Obr.

7.1. Rozptyl signálu i_{sum} je použit pro detekci poruchy typu chyba zesílení senzoru proudu $f_{i_{\text{sum_var}}}$. Absolutní hodnota střední hodnoty signálu i_{sum} je využita pro detekci offsetu senzoru proudu $f_{i_{\text{sum_mean}}}$ a pro detekci úniku proudu z vinutí motoru (typicky vlivem zkratu vinutí na tělo motoru).



Obr. 7.1: Implementace algoritmu odhadu efektivní hodnoty, střední hodnoty a rozptylu signálu v prostředí Simulink

Chyba offsetu senzoru a chyba úniku proudu z vinutí mohou být rozlišeny pomocí senzoru proudu DC sběrnici (i_{DC}). Proud DC sběrnici je možné vypočítat z měřených statorových proudů, statorových napětí (akčních zásahů regulátoru) a napětí DC sběrnice.

$$i_{\text{DC_est}} = \frac{\mathbf{i}_{\text{abc}}^T \mathbf{u}_{\text{abc}}}{u_{\text{DC}}} k_{\text{gain}} + k_{\text{bias}}. \quad (7.2)$$

Kde \mathbf{i}_{abc} je vektor statorových proudů, \mathbf{u}_{abc} je vektor statorových napětí a u_{DC} je napětí DC sběrnice. Konstanta k_{gain} slouží ke kompenzaci zesílení a k_{bias} kompenzuje offset. Použití těchto konstant je nutné v důsledku nepřesnosti senzorů a v důsledku nelinearity napěťového měniče. V případě použití měniče se zásadnějším vlivem nelinearit by bylo nutné tyto nelinearity lépe kompenzovat. Pro testovací platformu byly pomocí optimalizačního algoritmu zjištěny hodnoty $k_{\text{gain}} = 0,97$ a $k_{\text{bias}} = 0,057$ A.

Změřený proud i_{DC} je porovnán s odhadovaným $i_{\text{DC_est}}$. Tento rozdíl označený $i_{\text{dc_diff}}$ slouží pro zjištění úniku proudu z vinutí motoru (např. poruchou typu zkrat vinutí na kostru motoru)

$$i_{\text{dc_diff}} = i_{\text{DC}} - i_{\text{DC_est}}. \quad (7.3)$$

Pokud $|i_{\text{dc_diff}}|$ přesáhne nastavenou mez $i_{\text{dc_diff_th}}$, je oznámena porucha typu $f_{i_{\text{DC_diff}}}$.

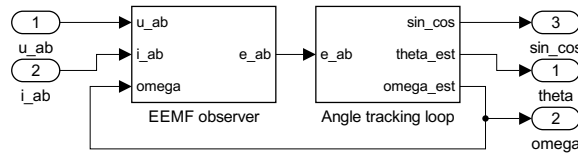
Detekce rozpojené fáze je realizována pomocí porovnání efektivních (RMS) hodnot statorových proudů. Protože tradiční způsob výpočtu RMS hodnoty prováděný po blocích dat není vhodný pro průběžné zpracování, byl implementován algoritmus se setrvačným článkem prvního řádu, jak je vidět na Obr. 7.1. Takto získané

efektivní hodnoty sousedních proudů jsou navzájem odečteny a maximum z těchto rozdílů je uloženo do proměnné $i_{\text{RMS_diff}}$. Porucha typu rozpojená fáze $f_{\text{open_phase}}$ je detekována, pokud proměnná $i_{\text{RMS_diff}}$ překročí mezní hodnotu $i_{\text{RMS_diff_th}}$.

Všechny filtry v algoritmech zjišťování poruchy senzoru proudů mají časovou konstantu $\tau_f = 100$ ms a diskrétní ekvivalenty filtrů jsou získány Eulerovou aproximací.

7.2 Detekce poruchy senzoru natočení rotoru

Vektorového řízení PMSM motoru vyžaduje znalost aktuálního natočení rotoru. Funkce senzoru natočení rotoru je ověřována porovnáním estimované a měřené hodnoty. Byl zvolen estimátor natočení založený na výpočtu rozšířeného zpětně indukovaného napětí EEMF. Koncept EEMF je popsán v [56]. Pomocí pozorovatele úhlu je z EEMF následně získáno natočení rotoru. Algoritmus je tedy rozdělený na dvě části jak je uvedeno na Obr. 7.2.



Obr. 7.2: Blokový diagram odhadu natočení rotoru PMSM pomocí EEMF

Blok *EEMF_observer* odhaduje EEMF napětí e_α a e_β s použitím modelu motoru IPMSM v $\alpha\beta$ statorovém souřadnicovém systému

$$u_\alpha = R_s i_\alpha + L_d \frac{di_\alpha}{dt} + \omega(L_d - L_q)i_\beta + e_\alpha \quad (7.4)$$

$$u_\beta = R_s i_\beta + L_d \frac{di_\beta}{dt} - \omega(L_d - L_q)i_\alpha + e_\beta, \quad (7.5)$$

kde u_α a u_β jsou statorová napětí v $\alpha\beta$ souřadnicovém systému, i_α a i_β jsou měřené statorové proudy.

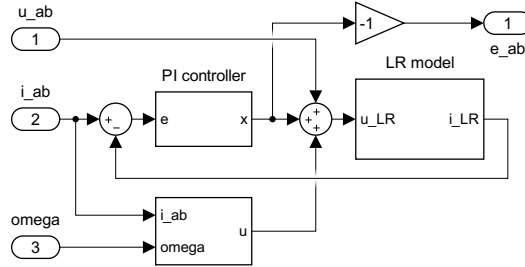
Rovnice (7.6) definuje e_α a e_β tak, aby byly splněny rovnice (7.4) a (7.5) [56].

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = [(L_d - L_q)(\omega i_d - \dot{i}_q) + \omega \psi_m] \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \end{bmatrix} \quad (7.6)$$

Výraz $(L_d - L_q)(\omega i_d - \dot{i}_q)$ je v ustáleném stavu nulový, proto je možné odhadovat natočení rotoru pouze z e_α a e_β .

Struktura pozorovatele EEMF je na Obr. 7.3. K odhadu EEMF je použit regulační obvod složený z PI regulátoru a modelu LR obvodu vinutí motoru dle výše

uvedených rovnic. PI regulátory byly navrženy pomocí metody frekvenčních charakteristik takovým způsobem, aby zásoba stability ve fázi tohoto obvodu byla 50° (viz Příloha D). Na výstupech PI regulátorů jsou EEMF napětí $-e_\alpha$ a $-e_\beta$.

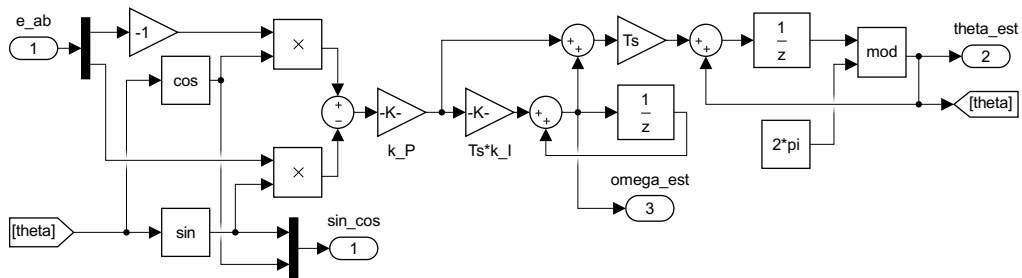


Obr. 7.3: Blokový diagram pozorovatele EEMF napětí

Blok *Angle_tracking_loop* na Obr. 7.2 odhaduje natočení rotoru a rychlost otáčení z vektoru EEMF napětí. Je k tomu využita struktura pozorovatele úhlu s PI regulátorem. S pomocí trigonometrické identity funkce \sin pro rozdíl úhlů je získána rovnice

$$\sin(\theta_{\text{EEMF}} - \hat{\theta}) = e_\alpha \cos \hat{\theta} - e_\beta \sin \hat{\theta} \approx \theta_{\text{EEMF}} - \hat{\theta}. \quad (7.7)$$

Kde $\hat{\theta}$ je odhadovaný úhel a θ_{EEMF} je úhel vektoru EEMF se složkami e_α a e_β . Struktura kompletního pozorovatele úhlu EEMF je na Obr. 7.4. Je nutné poznamenat, že pro záporné rychlosti je odhadovaný úhel $\hat{\theta}$ posunutý dopředu o π rad vzhledem k reálnému úhlu natočení [9]. Tento fakt je nutné zohlednit při dalším zpracování estimovaného natočení rotoru v algoritmu diagnostiky.



Obr. 7.4: Struktura pozorovatele úhlu vektoru EEMF

Z hlediska pozorovatelnosti natočení rotoru, je nutné, aby se rotor otáčel ($\omega \neq 0$) [50]. Vstupem do algoritmu jsou měřené proudy a satorová napětí. Hlavní výhodou tohoto konkrétního algoritmu odhadu natočení je jeho malá citlivost na chybu amplitudy satorových napětí u_α a u_β , která může být způsobena např. nepřesným měřením napětí DC sběrnice nebo nevhodně zvoleným modelem výkonového měniče.

7.3 Detekce poruchy senzoru napětí DC sběrnice

Měření napětí DC sběrnice u_{DC} je použito ve FOC algoritmu pro výpočet konkrétních stříd PWM. Chyba tohoto senzoru proto způsobí, že velikost napětí na výstupech regulátorů a vstupech algoritmů diagnostiky nebude odpovídat reálnému napětí. Změřená hodnota napětí u_{DC} je nejprve zkontrolována vzhledem k maximální a minimální přípustné hodnotě. Pokud je změřená hodnota mezi limity, pro kontrolu senzoru u_{DC} je použit výpočet uvedený dále.

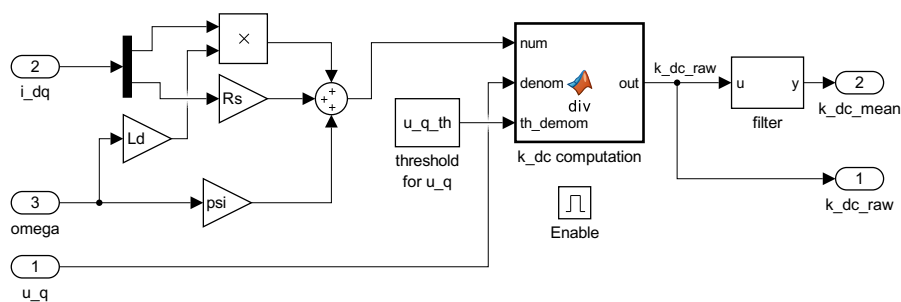
Napětí u_{DC} je kontrolováno pomocí estimace parametru k_{dc} , který odpovídá multiplikativní chybě napětí u_{dq} . Během bezporuchového provozu je hodnota parametru $k_{dc} = 1$. Pro výpočet k_{dc} je využita stavová rovnice proudu v q ose modifikovaná o parametr k_{dc} , jak je popsáno rovnicí

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{k_{dc}u_q}{L_q} - \frac{R_s i_q}{L_q} - \frac{\omega L_d i_d}{L_q} - \frac{\omega \psi_m}{L_q}. \quad (7.8)$$

Za předpokladu, že velikost časové derivace proudu \dot{i}_q je během vzorkovací periody dostatečně malá, může být zanedbána a rovnice (7.8) může být přepsána do tvaru vhodného přímo pro výpočet k_{dc}

$$k_{dc}u_q = R_s i_q + \omega L_d i_d + \omega \psi_m. \quad (7.9)$$

Z této rovnice je patrné, že k_{dc} je definované pouze pokud je splněna podmínka $u_q \neq 0$. Při praktické realizaci je výpočet prováděn pouze pokud $|u_q| > u_{q_th}$. Vypočítané k_{dc} je před dalším zpracováním filtrované setrvačným článkem prvního řádu s časovou konstantou $\tau_{DC} = 50$ ms. Simulink realizace odhadu k_{dc} je na Obr. 7.5. Algoritmus vyžaduje správné měření fázových proudů a natočení rotoru. Porucha



Obr. 7.5: Diagram estimace parametru k_{dc} detekce poruchy senzoru napětí u_{DC}

senzoru u_{DC} je indikována signálem f_{u_DC} . Pokud jsou funkční senzory proudů a senzor natočení rotoru, podmínka $|k_{dc} - 1| > k_{dc_th}$ a $|u_q| > u_{q_th}$ určuje, zda je hlášena porucha f_{u_DC} .

8 Celková diagnostika poruchy vinutí a senzorů pohonu s PMSM

Algoritmy detekce poruchy vinutí popsané v kapitole 6 a algoritmy detekce poruchy senzorů z kapitoly 7 umožňují rozlišit jednotlivé poruchy. Dalším zpracováním výstupů detekčních algoritmů popsaných v této kapitole je vyhodnocena nejzávažnější porucha.

Algoritmus celkové diagnostiky vinutí a senzorů byl vytvořen na základě experimentů s emulovanými poruchami a na základě požadavků pro použití jednotlivých algoritmů z kapitol 6 a 7. Na testovací platformě byly postupně provedeny experimenty s emulovanými poruchami uvedenými v Tab. 8.1. Implementace těchto poruch je ukázána na Obr. 4.2.

Název	Označení	Způsob emulace
Rozpojení fáze	f_{open_phase}	Přidání $R_{op} = 33 \Omega$ do fázového v.
Zkrat středu vinutí na kostru	f_{s_idc}	Zkrat přes rezistor $R_{sc} = 12 \Omega$
Mezizávitový zkrat vinutí	$f_{winding}$	Zkrat $\sigma = 9/60$, $R_f = 80 \text{ m}\Omega$
Chyba zesílení senzoru proudu	f_{i_gain}	Změna zesílení u_{DC} na 0.8 v SW
Offset senzoru proudu	f_{i_offset}	Offset senzoru 2,5 A v SW
Offset senzoru natočení	$f_{position}$	Offset senzoru 20° v SW
Chyba zesílení senzoru napětí	f_{u_DC}	Změna zesílení u_{DC} na 0.8 v SW

Tab. 8.1: Seznam poruch, jejich označení a způsob emulace

Z provedených experimentů byly určeny prahové hodnoty jednotlivých indikátorů poruch. V ideálním případě je velikost prahové hodnoty indikátoru co nejnižší. V reálné bezporuchové situaci je ovšem hodnota indikátoru ovlivněna šumem a případně i ostatními poruchami.

Z hlediska šumu byla minimální velikost indikátorů poruch určena pomocí analýzy maximální hodnoty indikátoru v bezporuchové situaci. Hodnoty maxim indikátorů byly získány aplikací okenní funkce f_{WD} s časovým průběhem uvedeným na Obr. 4.6. Získané hodnoty indikátorů jsou v Tab. 8.2. Jednotlivé sloupce určují minimální možné prahové hodnoty příslušných indikátorů.

Konkrétní prahová hodnoty indikátoru byla určena podle minimálních a maximálních hodnot indikátorů během působení příslušné emulované poruchy. Hodnoty maxim a minim indikátorů byly získány aplikací okenní funkce f_{WA} s časovým průběhem uvedeným na Obr. 4.6. Maximální a minimální hodnoty indikátorů jsou v tabulce 8.3. V této tabulce jsou na hlavní diagonále modře označeny maximální hodnoty indikátorů poruch při aktivované příslušné poruše. Poslední řádek tabulky

	$i_{\text{RMS_diff}}$ [A]	$i_{\text{DC_diff}}$ [A]	δ_{mm} [-]	$i_{\text{sum_var}}$ [A ²]	$i_{\text{sum_mean}}$ [A]	θ_{diff} [°]	k_{DC} [-]
$f_{\text{open_phase}}$	0,186	0,096	0,071	0,097	0,322	3,595	1,026
$f_{\text{s_idc}}$	0,177	0,075	0,006	0,110	0,344	3,425	1,032
f_{winding}	0,183	0,049	0,007	0,091	0,332	3,786	1,028
$f_{\text{i_gain}}$	0,167	0,047	0,007	0,147	0,340	3,439	1,030
$f_{\text{i_offset}}$	0,182	0,060	0,007	0,221	0,339	3,462	1,028
f_{position}	0,176	0,065	0,007	0,107	0,342	3,704	1,027
$f_{\text{u_DC}}$	0,145	0,070	0,006	0,107	0,340	3,496	1,029

Tab. 8.2: Maximální prahové hodnoty indikátorů v bezporuchovém stavu

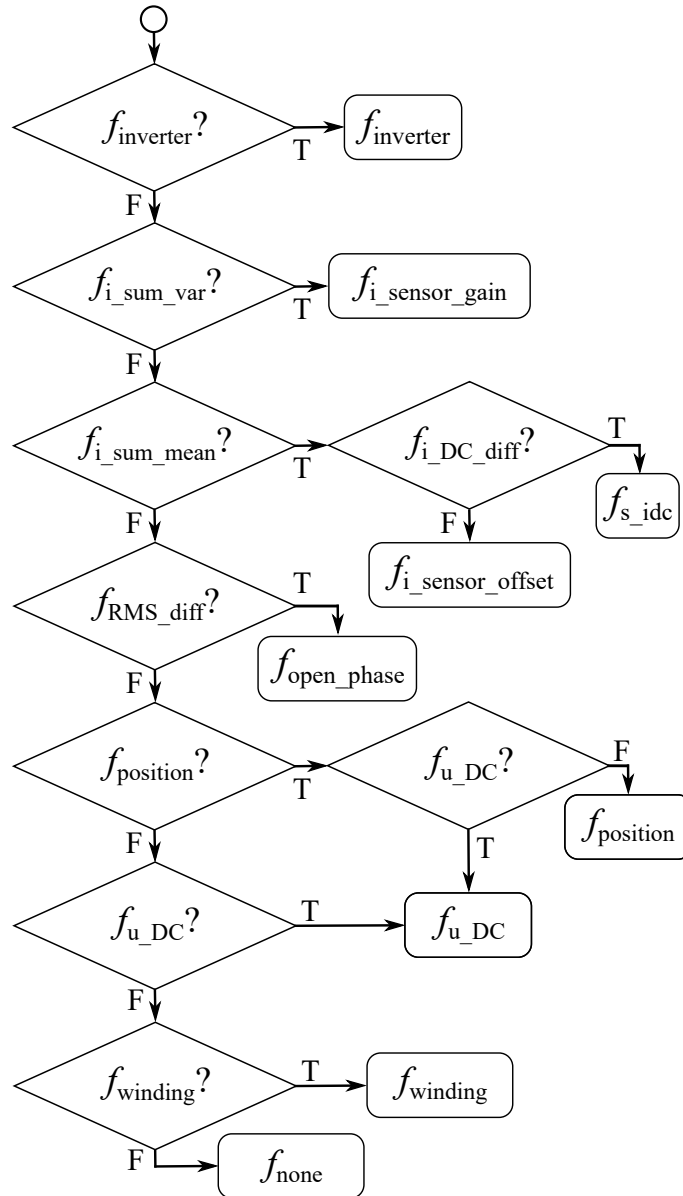
obsahuje minimální hodnoty indikátorů poruch při aktivní emulované poruše. Červeně jsou označeny hodnoty, které označují falešné poruchy – situace, kdy nemá být hlášena porucha, ovšem hodnota indikátoru odpovídá poruše. Aby bylo těmto falešným poplachům zamezeno, byl vytvořen rozhodovací algoritmus, který potlačuje falešné poruchy na základě informací z detekčních algoritmů, které nejsou falešnými poruchami ovlivněny.

	$i_{\text{RMS_diff}}$ [A]	$i_{\text{DC_diff}}$ [A]	δ_{mm} [-]	$i_{\text{sum_var}}$ [A ²]	$i_{\text{sum_mean}}$ [A]	θ_{diff} [°]	k_{DC} [-]
$f_{\text{open_phase}}$	5,594	0,057	0,100	0,089	0,165	41,721	1,484
$f_{\text{s_idc}}$	0,152	0,325	0,006	0,145	0,997	3,420	0,998
f_{winding}	0,374	0,040	0,042	0,074	0,314	5,079	1,018
$f_{\text{i_gain}}$	0,855	0,583	0,060	2,767	0,371	3,716	0,995
$f_{\text{i_offset}}$	0,381	0,067	0,051	0,240	2,493	9,736	1,070
f_{position}	0,146	0,049	0,030	0,199	0,405	19,325	1,083
$f_{\text{u_DC}}$	0,107	0,061	0,006	0,103	0,339	7,287	1,248
Minimum	0,721	0,108	0,025	0,063	2,130	16,273	1,228

Tab. 8.3: Maximální a minimální hodnoty indikátorů při aktivovaných poruchách

Rozhodovací algoritmus je popsán vývojovým diagramem na Obr. 8.1. Tento diagram popisuje realizaci celkového diagnostického systému pohonu s PMSM. Je vytvořen na základě experimentálních indikátorů uvedených v Tab. 8.3. Rozhodovací algoritmus nejprve kontroluje diagnostický výstup měniče. První z ověřovaných senzorů jsou senzory proudů, protože je detekce jejich poruch nezávislá na ostatních senzorech. Detekce zkratu vinutí na kostru je posuzována pouze v případě, kdy

je aktivní indikátor $f_{\text{sum_mean}}$, ve zbývajících případech je indikátor $i_{\text{DC_diff}}$ ovlivněn poruchami ostatních senzorů. Pokud senzory proudu pracují správně, následuje ověření rozpojení fáze pomocí indikátoru $i_{\text{RMS_diff}}$. Detekci poruchy senzoru napětí, senzoru natočení rotoru a detekci mezizávitového zkratu je možné provést až po kontrole poruchy rozpojení fáze, jelikož rozpojení fáze způsobuje neplatnost modelu použitého v algoritmech detekce $f_{\text{u_DC}}$, f_{position} a f_{winding} . V případě, že jsou senzory napětí DC sběrnice a natočení rotoru v pořádku, je možné provádět kontrolu mezizávitového zkratu.



Obr. 8.1: Vývojový diagram f_{DET} celkového diagnostického systému poruchy vinutí a senzorů PMSM

Na základě hodnot v Tab. 8.2 a Tab. 8.3 byly zvoleny prahové hodnoty jednot-

livých algoritmů, jak je uvedeno v Tab. 8.4. Tyto prahové hodnoty jsou použity v experimentálním ověření celkové diagnostiky.

Parametr	Symbol	Hodnota
Práh chyby rozdílů efektivních hodnot proudů	$i_{\text{RMS_diff_th}}$	0,6 A
Práh poruchy rozdílu proudů DC sběrní	$i_{\text{DC_diff_th}}$	0,1 A
Práh poruchy typu mezizávitový zkrat	$\delta_{\text{mm_th}}$	0,02
Práh chyby rozptylu součtu proudů	$i_{\text{sum_var_th}}$	0,5 A ²
Práh chyby střední hodnoty součtu proudů	$i_{\text{sum_mean_th}}$	0,5 A
Práh poruchy senzoru natočení rotoru	$\theta_{\text{diff_th}}$	15°
Práh poruchy senzoru napětí DC sběrnice	$k_{\text{dc_th}}$	0,1

Tab. 8.4: Použité prahové hodnoty pro detekci jednotlivých poruch

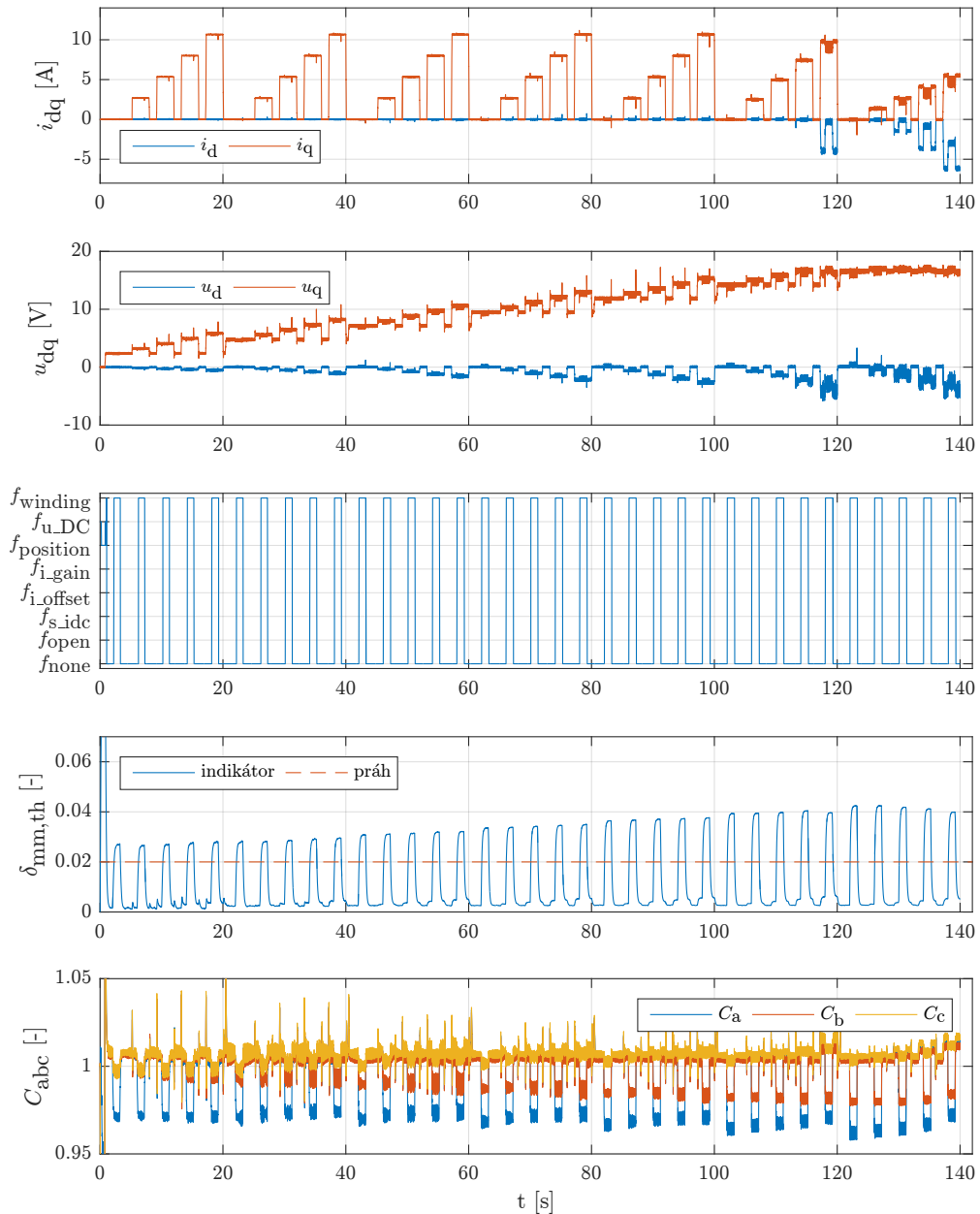
Je nutné poznamenat, že porucha senzoru proudu odebíraného DC sběrní není tímto systémem podchycena. K potvrzení diagnostického výstupu, zda se jedná o poruchu offsetu senzoru fázového proudu f_{i_offset} nebo únik proudu f_{s_idc} , by byl nutný redundantní senzor odebíraného proudu DC sběrní, který nebyl implementován. V reálném bateriově napájeném zařízení by to mohl být senzor, který je často součástí obvodů kontroly baterií.

8.1 Experimentální výsledky

Algoritmy uvedené v této kapitole byly nejprve ověřeny na naměřených průbězích z testovací platformy v prostředí Simulink. Následně byly otestovány na mikrokontroléru pro ověření funkce a zjištění jejich výpočetní náročnosti.

Pracovní podmínky motoru (žádaná rychlost otáčení ω_m^* , žádaný mechanický moment T_L^*) a emulovaných poruch (profil poruchy f_E) ve všech experimentech vycházejí z profilu uvedeného na Obr. 4.6. Algoritmus použitý pro detekci mezizávitového zkratu je estimátor C_{abc} uvedený v podkapitole 6.6. Ve všech experimentech byl motor v režimu momentové regulace a dynamometr v režimu otáčkové regulace.

Grafy experimentálních výsledků celkové diagnostiky mají stejné uspořádání. Nejprve je uveden průběh měřeného statorového proudu dq . Následuje průběh statorového napětí dq . Třetí graf vždy zobrazuje průběh dekódované diagnostikované poruchy. Poslední v pořadí jsou vždy grafy indikátorů zkoumaných poruch.

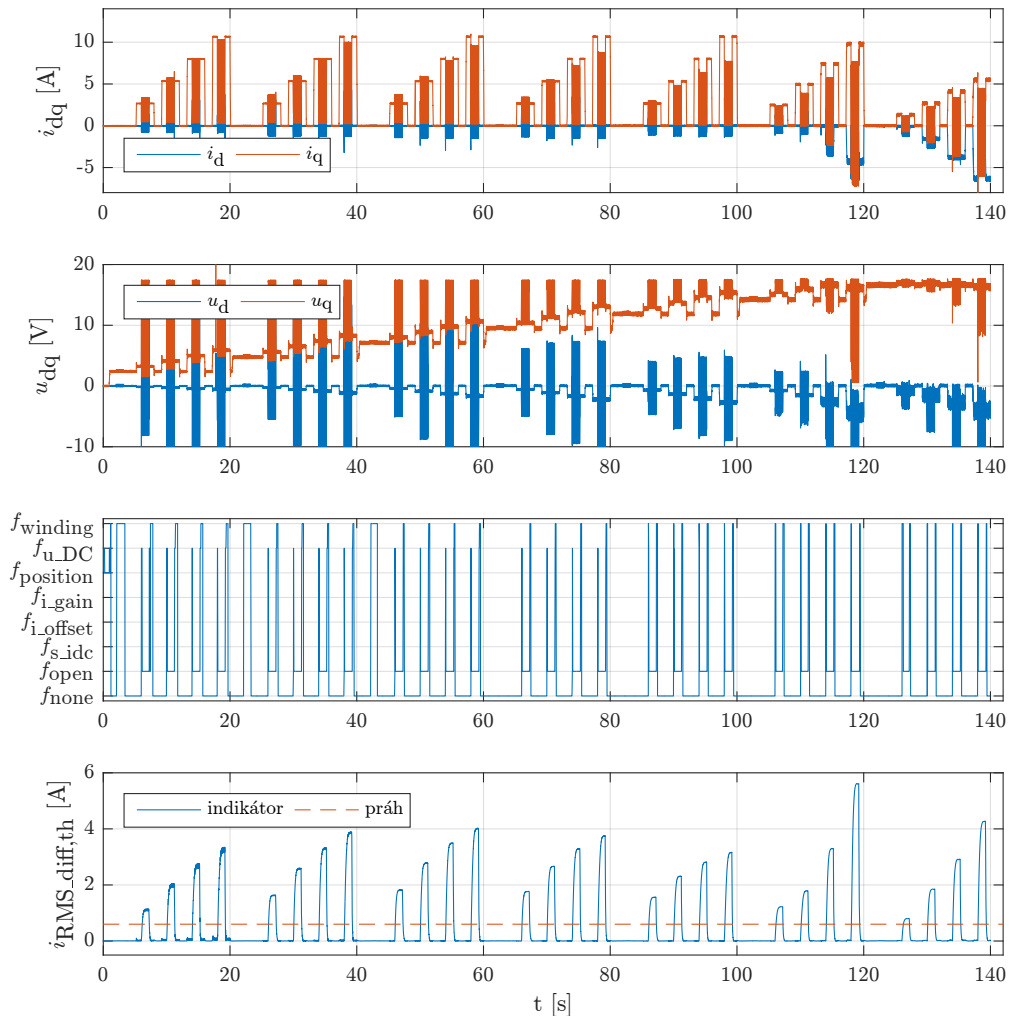


Obr. 8.2: Experiment s mezizávitovým zkratem $\sigma = 9/60$, $R_f = 80 \text{ m}\Omega$ uvnitř fázového vinutí a

8.1.1 Poruchy vinutí

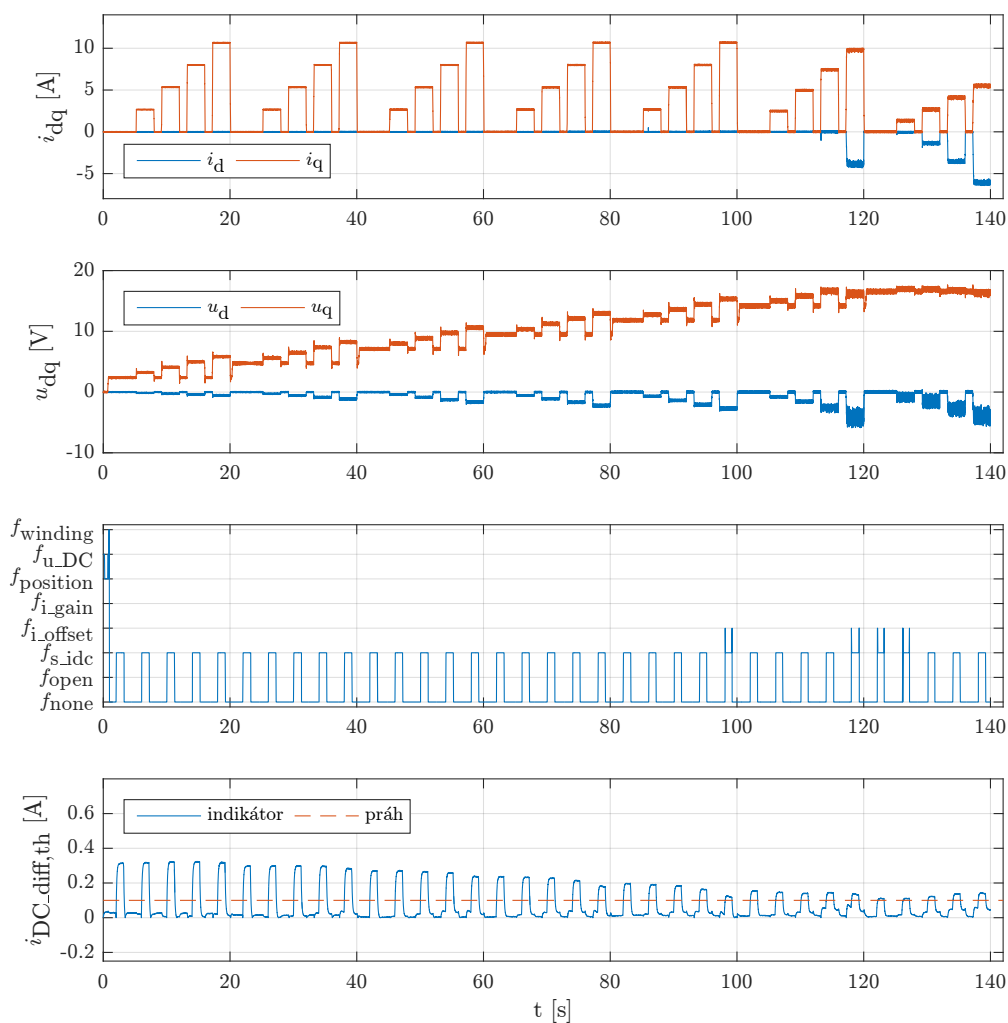
Nejprve jsou uvedeny výsledky experimentu s emulovanou poruchou typu ITSF. Na Obr. 8.2 jsou průběhy experimentu s emulovaným zkratem $\sigma = 9/60$, $R_f = 80 \text{ m}\Omega$ ve fázovém vinutí a . K detekci poruchy vinutí byl použit algoritmus C_{abc} . Působení této poruchy ovlivní funkci regulační smyčky pouze minimálně. Průběh indikátoru poruchy odpovídá výsledkům experimentů z kapitoly 6. Z výsledků je patrné, že

porucha typu ITSF se závažností $\sigma = 9/60$ a $R_f = 80 \text{ m}\Omega$ neovlivňuje algoritmy detekce poruch sensorů a diagnostika správně vyhodnotí poruchy vinutí ve všech pracovních bodech.



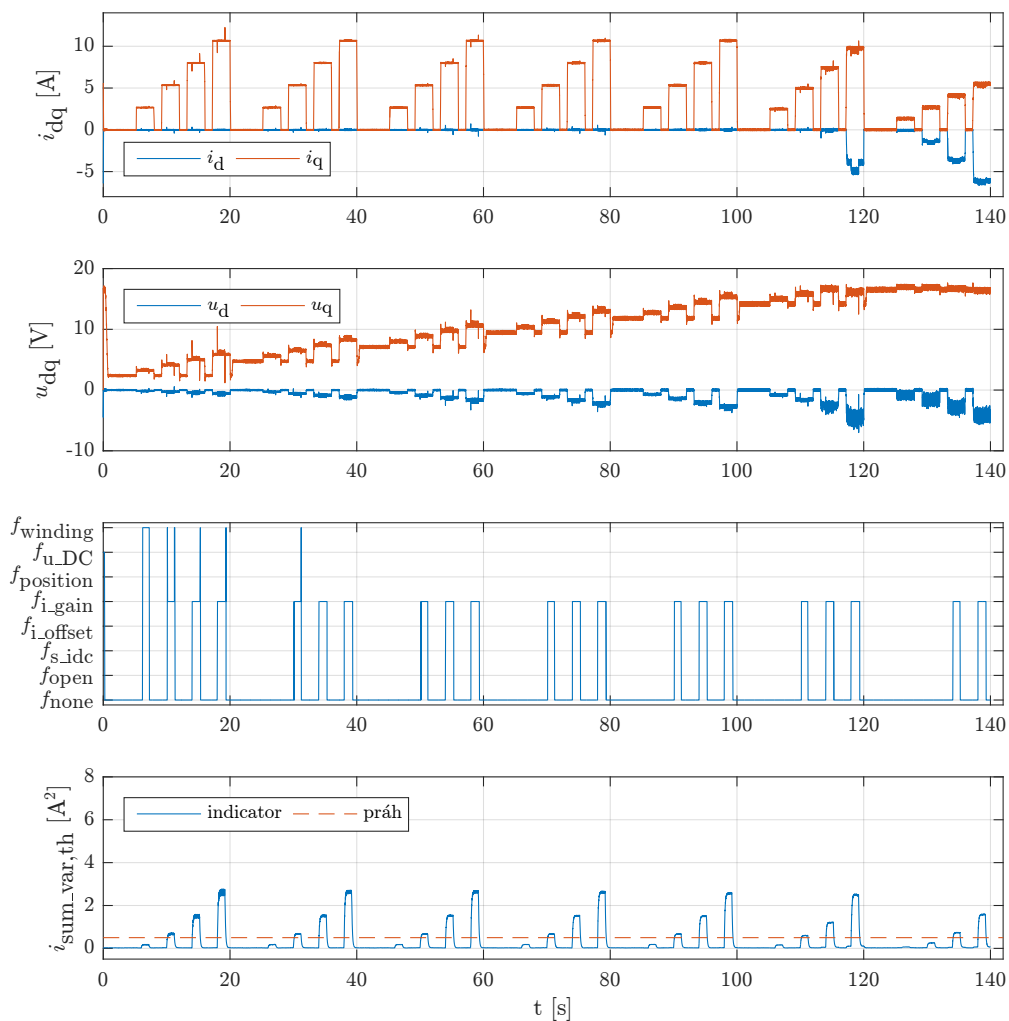
Obr. 8.3: Experiment s rozpojenou fází a přes rezistor $R_{op} = 33 \Omega$

Na Obr. 8.3 jsou průběhy experimentu s poruchou typu rozpojené fázové vinutí. Tato porucha zásadně ovlivní generování momentu motoru. Dle teoretických předpokladů je velikost indikátoru poruchy přímo úměrná zatížení motoru a pokud není motor zatížen, nelze rozhodnout o poruše. Ve výsledcích detekce je patrný vliv pomalejší dynamiky filtru výpočtu RMS hodnot fázových proudů. Tento fakt se projevuje krátkodobou falešnou diagnostikou $f_{winding}$ a f_{u_DC} v okamžicích aktivace a deaktivace poruchy. Zároveň je v několika pracovních bodech bez zatížení nesprávně indikována porucha $f_{winding}$. Estimátor C_{abc} v tomto případě vyhodnocuje asymetrii vinutí motoru vlivem rozpojení fáze dříve než algoritmus porovnávání RMS hodnot fázových proudů.



Obr. 8.4: Experiment se zkratem středu vinutí na kostru motoru přes rezistor $R_{sc} = 12 \Omega$

Obr. 8.4 ukazuje výsledek experimentu s emulovanou poruchou zkratu středu vinutí motoru na kostru motoru přes rezistor s odporem $R_{sc} = 12 \Omega$, viz Obr. 4.2. Velikost chybového proudu protékajícího DC sběrnici je v řádu stovek miliampér pro $R_{sc} = 12 \Omega$. Indikátor poruchy má klesající tendenci se zatížením motoru, což je způsobeno nepřesností modelu odhadu spotřebované energie měničem, jak ukazuje poslední graf. Graf typu diagnostikované poruchy (třetí v pořadí) však ukazuje, že v ustáleném stavu je zkrat na kostru správně zjištěn ve všech případech. Během přechodných dějů emulované poruchy je indikována porucha f_{i_offset} vlivem pomalejšího zpracování f_{s_idc} .

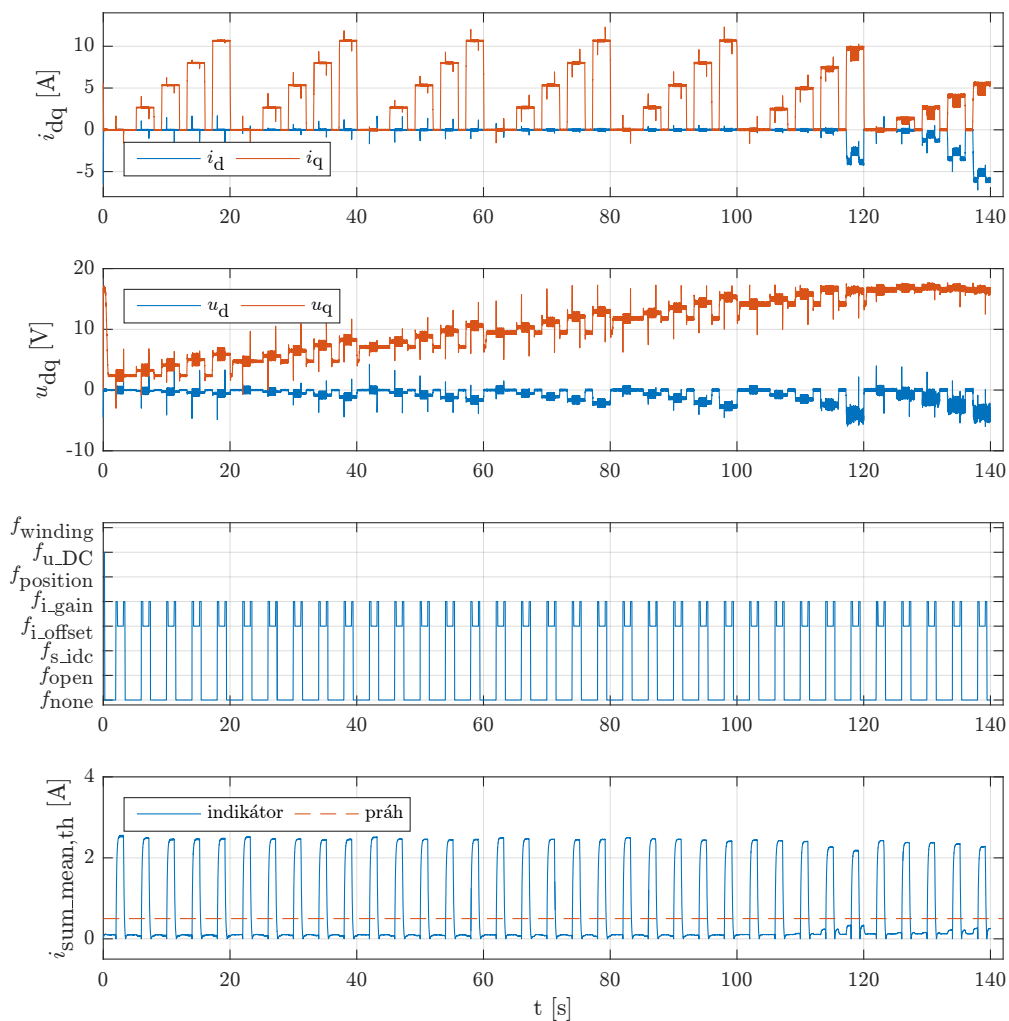


Obr. 8.5: Experiment s chybou zesílení senzoru fázového proudu (0,8)

8.1.2 Poruchy senzorů

První experiment s výsledky na Obr. 8.5 ukazuje průběhy diagnostiky chyby zesílení (0,8 namísto 1) jednoho ze snímačů fázového proudu. Dle předpokladů je velikost indikátoru $i_{\text{sum_var}}$ úměrná velikosti fázových proudů a pokud není motor zatížen, nelze o poruše rozhodnout. Pro nejnižší rychlost a nízké zatížení je nesprávně indikována porucha vinutí, protože nedošlo k překročení prahové hodnoty. Bez zátěže není porucha indikována vůbec, jelikož jsou statorové proudy nulové. V ostatních pracovních bodech je porucha f_{i_gain} korektně detekována.

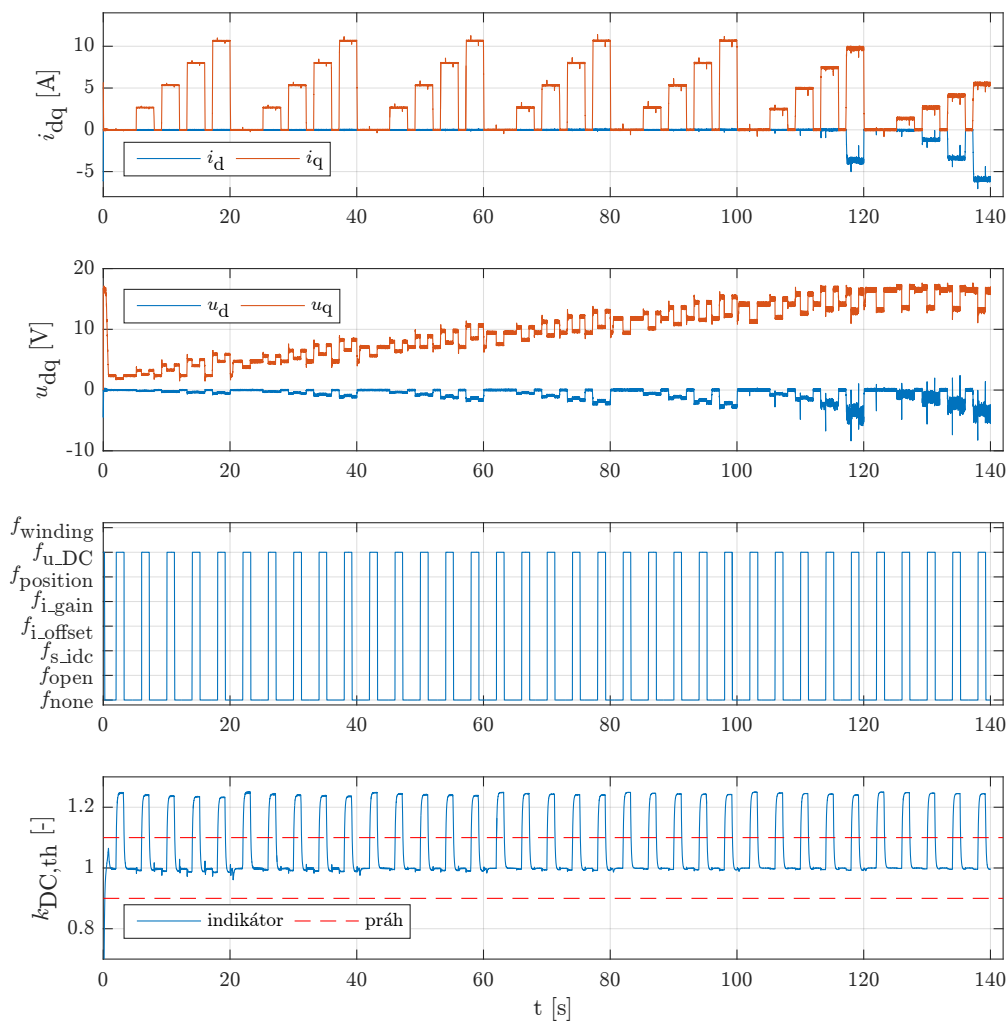
Obr. 8.6 ukazuje průběhy diagnostiky poruchy offsetu 2,5 A senzoru fázového proudu. V okamžicích aktivace a deaktivace emulované poruchy je krátkodobě chybně diagnostikována porucha f_{i_gain} (skokové změny střední hodnoty se projeví v odhadu rozptylu), v ostatních případech je porucha korektně detekována.



Obr. 8.6: Experiment s offsetem senzoru fázového proudu (2,5 A)

Výsledky experimentu s emulovanou poruchou zesílení (0,8 namísto 1) senzoru napětí DC sběrnice jsou na Obr. 8.7. Ve všech pracovních bodech je emulovaná porucha správně diagnostikována. Chyba senzoru napětí DC sběrnice se projeví nesprávně na indikátoru poruchy natočení rotoru, odchylka je však malá a nedojde k falešnému hlášení poruchy.

Na Obr. 8.8 jsou průběhy z experimentu poruchy 20° senzoru natočení rotoru. Emulovaná porucha se projeví překmitem na estimované rychlosti a nesprávným zátěžným úhlem v důsledku nesprávných přepočtů mezi abc a dq souřadnicovými systémy. Důsledkem chybného měření natočení rotoru dochází k nesprávné reakci algoritmu $Cabc$, jak je krátkodobě patrné v okamžicích aktivace a deaktivace poruchy. Indikátor chyby natočení rotoru sleduje změny pouze s malou chybou a proto je porucha v průběhu emulace ve všech ustálených pracovních bodech správně detekována.

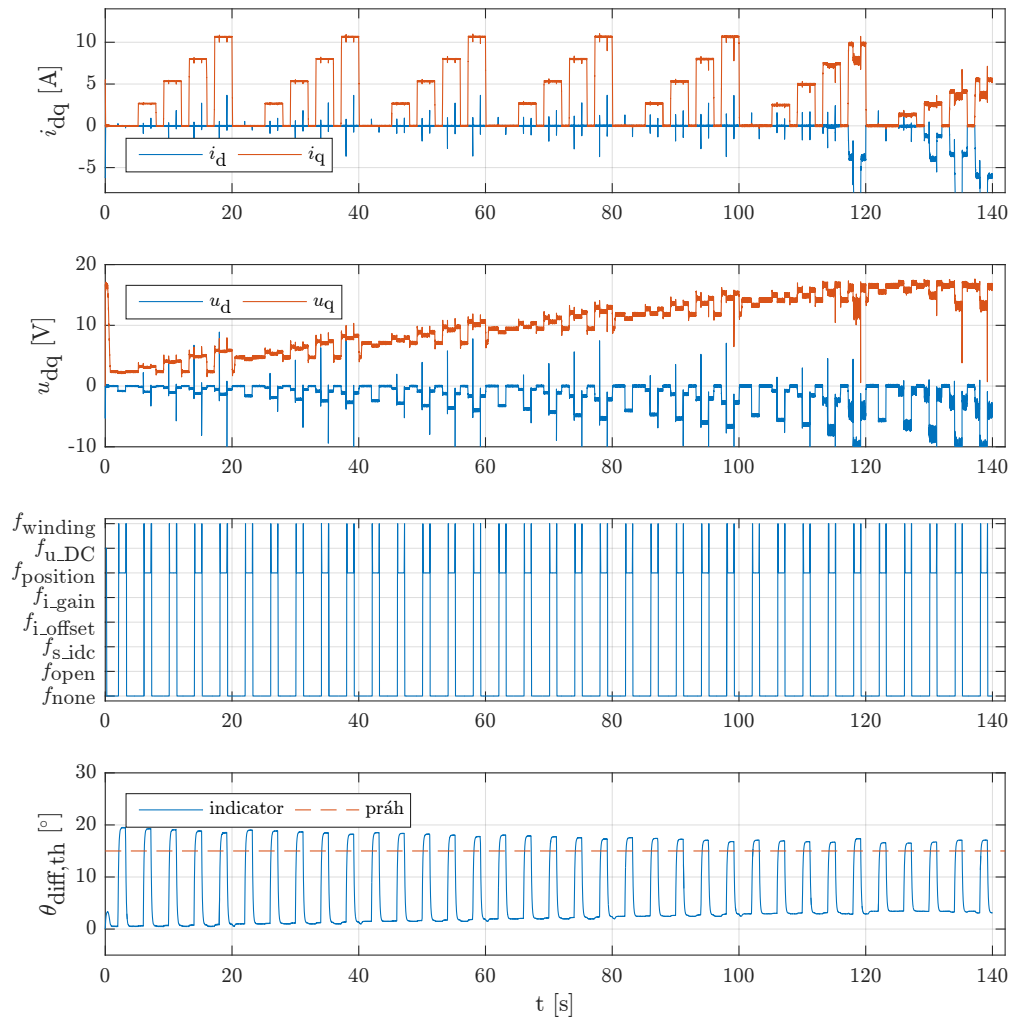


Obr. 8.7: Experiment chyby zesílení senzoru napětí DC sběrnice (0,8)

8.2 Diskuse výsledků

Z experimentálních výsledků je patrné, že zvolené emulované poruchy je možné správně detekovat, pokud to dovolují pracovní podmínky motoru. Tím byly ověřeny teoretické předpoklady nutné pro funkci jednotlivých algoritmů. Ve všech případech, mimo poruchu offsetu senzoru proudu a zkratu středu vinutí na kostru, je pro správnou diagnostiku nutné, aby se rotor motoru točil. Aby bylo možné rozpoznat rozpojení fáze nebo chybu zesílení senzoru proudu, hodnota jednoho z proudů i_{dq} musí být nenulová. Prezentovaná metoda celkové diagnostiky pohonu byla prezentována jako součást konferenčního příspěvku [64].

Byla ověřena také výpočetní náročnost uvedených algoritmů detekce poruchy senzorů regulační smyčky. Celková doba výpočtu algoritmu detekce a vyhodnocení poruchy senzorů byla změřena $t_c = 14 \mu\text{s}$ (vytížení mikrokontroléru 22 %).



Obr. 8.8: Experiment s chybou senzoru natočení rotoru 20°

Doplňující metodou ke kontinuální celkové diagnostice je mechanismus ověření základních parametrů před startem pohonu. Příklad implementace algoritmu základního ověření parametrů motoru (statorový odpor a indukčnosti) v rámci inicializace pohonu je uveden v Příloze C.

Závěr

Zvolené cíle mé dizertační práce byly koncipovány tak, aby měly široké využití v praxi, a to nejenom v průmyslových aplikacích, ale také v automobilovém průmyslu, kde získávají synchronní motory nezastupitelné postavení. Mimo plně elektrických vozidel, kde se PMSM používají jako hlavní pohon, se synchronní motory používají i v zařízeních hybridních automobilů (např. kompresor klimatizace diskutovaný v [65], u kterého je také vhodné diagnostikovat poruchu co nejdříve).

Ve své práci jsem navázal na odborné práce věnované synchronním motorům i jejich poruchám. V úvodní části jsem nejprve seznámil s problematikou modelování motoru PMSM bez poruchy, který byl následně rozšířen o emulaci poruchy. Z takto vytvořeného modelu byly získány analytické vztahy pro časový průběh zkratového proudu, chybová statorová napětí v $dq0$ souřadnicovém systému a vztahy zvlhnutí momentu vlivem působení poruchy, což je cenné z praktického hlediska. Model byl verifikován oproti reálnému motoru. Zjistil jsem, pro které pracovní podmínky je velikost zkratového proudu minimální. Důležitým zjištěním je skutečnost, že pro potlačení účinku poruchy typu mezizávitový zkrat je nutné téměř kompletně odbudit motor, což je pro testovaný motor TGT3 nerealizovatelné. Dále byl vytvořen Simscape třífázový model PMSM včetně emulace poruch, který byl využit v době, kdy nebyl k dispozici reálný motor s emulací poruchy ITSF.

Samostatnou kapitolu jsem věnoval vytvořené testovací platformě PMSM motoru s emulací poruch vinutí a senzorů. Byl v ní uveden popis HW a SW, byly shrnuty použité metody a specifikovány testovací profily pro verifikaci algoritmů na datech změřených a zaznamenaných na testovací platformě motoru TGT3.

Prvním hlavním cílem práce byla detekce mezizávitového zkratu jednoho fázového vinutí motoru PMSM. Byly prezentovány a implementovány tři standardní metody detekce poruchy vinutí ITSF. K nim jsem navrhl tři nové metody detekce poruchy statorového vinutí založené na modelu motoru a estimaci stavů pomocí EKF. Těchto šest metod detekce poruchy ITSF statorového vinutí jsem ověřil na datech změřených na reálném motoru při různých pracovních podmínkách. Zjistil jsem, že všechny algoritmy dosahují porovnatelných výsledků při zjišťování ITSF.

Za stěžejní považuji porovnání prezentovaných algoritmů v různých provozních podmínkách (různé nastavení regulátorů, porovnání ve čtyřech pracovních kvadrantech). Porovnáno bylo rovněž chování detekčních algoritmů s nepřesným nastavením parametrů motoru. Algoritmy byly reálně implementovány na mikrokontrolér a byla zjištěna jejich výpočetní náročnost. Z výsledků porovnání šesti detekčních algoritmů je patrné, že algoritmus Cabc funguje nejlépe z navržených algoritmů a je také robustní z hlediska nestandardních vlivů. Naproti tomu je však výpočetně nejnáročnější.

Přidaná hodnota dizertační práce z hlediska detekce ITSF nespočívá pouze ve vytvoření nových metod založených na estimátorech, ale i ve vylepšení standardně používaných metod. Algoritmus irdqn byl rozšířen o detekci fázového vinutí s poruchou a algoritmy ud2, ird2 byly rozšířeny nejenom o detekci fázového vinutí s poruchou, ale i o metodu potlačení vlivu pracovních podmínek motoru na velikosti indikátoru poruchy, která byla vytvořena na základě analýzy amplitudy zkratového proudu.

Všechny algoritmy detekce poruchy ITSF vyžadují bezchybné měření jednotlivých veličin regulační smyčky PMSM motoru. Proto byl druhým hlavním cílem práce návrh a implementace algoritmů pro ověření senzorů regulační smyčky. Podařilo se mi zvolit kombinaci algoritmů, které jsou pouze minimálně ovlivněny mezizávitovým zkratem.

Za důležitý výsledek této práce považuji také vytvoření rozhodovacího mechanismu, který umožňuje na základě detekce dílčích poruch určit nejzávažnější poruchu pohonu. Tento algoritmus byl úspěšně experimentálně ověřen jako součást reálného řídicího systému PMSM motoru s mikrokontrolérem.

Téma detekce poruch statorového vinutí synchronního motoru není uzavřené. Práce se věnovala analýze a detekci mezizávitového zkratu jedné fáze, pouze konvenčního PMSM s překrytými třífázovými vinutími. Pravděpodobnost zkratu mezi fázovými vinutími je možné snížit konstrukcí statoru motoru se zesílenou izolací fázových vinutí. Takto optimalizovaná konstrukce ovšem není obvyklá, a proto je i detekce zkratu mezi fázovými vinutími vhodným tématem pro navazující výzkum. Analýza poruch vinutí vícefázových motorů je dalším vhodným navazujícím tématem na tuto práci, jelikož se vícefázové motory začínají více prosazovat v oblasti elektromobility.

Literatura

- [1] Ahn, G.; Lee, J.; Park, C. H.; aj.: Inter-turn Short Circuit Fault Detection in Permanent Magnet Synchronous Motors Based on Reference Voltage. V *2019 IEEE 12th International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED)*, IEEE, Srpen 2019, ISBN 978-1-7281-1832-1, s. 245–250, doi:10.1109/DEMPED.2019.8864924.
URL <https://ieeexplore.ieee.org/document/8864924/>
- [2] Auger, F.; Hilaiet, M.; Guerrero, J. M.; aj.: Industrial Applications of the Kalman Filter: A Review. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, ročník 60, č. 12, Prosinec 2013: s. 5458–5471, ISSN 0278-0046, doi:10.1109/TIE.2012.2236994.
URL <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6400245>
- [3] Beng, G. F. H.; Zhang, X.; Vilathgamuwa, D. M.: Sensor Fault-Resilient Control of Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, ročník 20, č. 2, Duben 2015: s. 855–864, ISSN 1083-4435, doi:10.1109/TMECH.2014.2311126.
URL <http://ieeexplore.ieee.org/document/6784125/>
- [4] Bennett, J.; Mecrow, B.; Atkinson, D.; aj.: Safety-critical design of electromechanical actuation systems in commercial aircraft. *IET Electric Power Applications*, ročník 5, č. 1, 2011: str. 37, ISSN 17518660, doi:10.1049/iet-epa.2009.0304.
URL <https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-epa.2009.0304>
- [5] Chen, Y.; Liang, S.; Li, W.; aj.: Faults and Diagnosis Methods of Permanent Magnet Synchronous Motors: A Review. *Applied Sciences*, ročník 9, č. 10, Květen 2019: str. 2116, ISSN 2076-3417, doi:10.3390/app9102116.
URL <https://www.mdpi.com/2076-3417/9/10/2116>
- [6] Corne, B.; Vervisch, B.; Debruyne, C.; aj.: Comparing MCSA with vibration analysis in order to detect bearing faults — A case study. V *2015 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, IEEE, Květen 2015, ISBN 978-1-4799-7941-7, s. 1366–1372, doi:10.1109/IEMDC.2015.7409240.
URL <http://ieeexplore.ieee.org/document/7409240/>
- [7] Da, Y.; Shi, X.; Krishnamurthy, M.: Health monitoring, fault diagnosis and failure prognosis techniques for Brushless Permanent Magnet Machines. V *2011*

- IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, IEEE, Záhř 2011, ISBN 978-1-61284-248-6, s. 1–7, doi:10.1109/VPPC.2011.6043248.
URL <http://ieeexplore.ieee.org/document/6043248/>
- [8] Faiz, J.; Exiri, S.: Short-circuit fault diagnosis in permanent magnet synchronous motors- an overview. V *2015 Intl Aegean Conference on Electrical Machines & Power Electronics (ACEMP), 2015 Intl Conference on Optimization of Electrical & Electronic Equipment (OPTIM) & 2015 Intl Symposium on Advanced Electromechanical Motion Systems (ELECTROMOTION)*, IEEE, Záhř 2015, ISBN 978-1-4673-7239-8, s. 18–27, doi:10.1109/OPTIM.2015.7427038.
URL <http://ieeexplore.ieee.org/document/7427038/>
- [9] Filka, R.; Balazovic, P.; Dobrucky, B.: A Seamless Whole Speed Range Control of Interior PM Synchronous Machine without Position Transducer. V *2006 12th International Power Electronics and Motion Control Conference*, IEEE, Srpen 2006, ISBN 1-4244-0121-6, s. 1008–1014, doi:10.1109/EPEPEMC.2006.4778532.
URL <http://ieeexplore.ieee.org/document/4778532/>
- [10] Foo, G. H. B.; Zhang, X.; Vilathgamuwa, D. M.: A Sensor Fault Detection and Isolation Method in Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives Based on an Extended Kalman Filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, ročník 60, ř. 8, Srpen 2013: s. 3485–3495, ISSN 0278-0046, doi: 10.1109/TIE.2013.2244537.
URL <http://ieeexplore.ieee.org/document/6428675/>
- [11] Freescale: 3-Phase BLDC / PMSM Low Voltage Power Stage User Guide. 2012.
- [12] Freescale: AN4986 - Automated PMSM Parameter Identification. 2014.
- [13] Gandhi, A.; Corrigan, T.; Parsa, L.; aj.: Recent Advances in Modeling and Online Detection of Stator Interturn Faults in Electrical Motors. V *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, ročník 58, Kvřten 2011, ISSN 0278-0046, s. 1564–1575, doi:10.1109/TIE.2010.2089937.
URL <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=5611601>
- [14] Gao, F.; Zhang, G.; Li, M.; aj.: Inter-turn Fault Identification of Surface-Mounted Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Inverter Harmonics. *Energies*, ročník 13, ř. 4, Űnor 2020: str. 899, ISSN 1996-1073, doi: 10.3390/en13040899.
URL <https://www.mdpi.com/1996-1073/13/4/899>

- [15] Grouz, F.; Sbita, L.; Boussak, M.: Current sensors faults detection, isolation and control reconfiguration for PMSM drives. V *2013 International Conference on Electrical Engineering and Software Applications*, IEEE, Březen 2013, ISBN 978-1-4673-6301-3, s. 1–6, doi:10.1109/ICEESA.2013.6578414.
URL <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6578414>
- [16] Gu, B.-G.: Study of IPMSM Interturn Faults Part I: Development and Analysis of Models With Series and Parallel Winding Connections. *IEEE Transactions on Power Electronics*, ročník 31, č. 8, Srpen 2016: s. 5931–5943, ISSN 0885-8993, doi:10.1109/TPEL.2015.2496142.
URL <http://ieeexplore.ieee.org/document/7312493/>
- [17] Gu, B. G.; Choi, J. H.; Jung, I. S.: Development and analysis of interturn short fault model of PMSMs with series and parallel winding connections. V *IEEE Transactions on Power Electronics*, ročník 29, Duben 2014, ISSN 08858993, s. 2016–2026, doi:10.1109/TPEL.2013.2265400.
- [18] Heinzl, G.; Rüdiger, A.; Schilling, R.; aj.: Spectrum and spectral density estimation by the Discrete Fourier transform (DFT), including a comprehensive list of window functions and some new flat-top. *Max Plank Institute*, 2002: s. 1–84.
- [19] Hermann, R.; Krener, A.: Nonlinear controllability and observability. *IEEE Transactions on Automatic Control*, ročník 22, č. 5, Říjen 1977: s. 728–740, ISSN 0018-9286, doi:10.1109/TAC.1977.1101601.
URL <http://ieeexplore.ieee.org/document/1101601/>
- [20] Hu, R.; Wang, J.; Mills, A.; aj.: Current Residual Based Stator Inter-Turn Fault Detection in Permanent Magnet Machines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020: s. 1–1, ISSN 0278-0046, doi:10.1109/TIE.2020.2965500.
URL <https://ieeexplore.ieee.org/document/8960656/>
- [21] Huang, G.; Fukushima, E. F.; She, J.; aj.: Current Sensor Fault Diagnosis Based on Sliding Mode Observer for Permanent Magnet Synchronous Traction Motor. V *2018 IEEE 27th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, IEEE, Červen 2018, ISBN 978-1-5386-3705-0, s. 835–840, doi:10.1109/ISIE.2018.8433824.
URL <https://ieeexplore.ieee.org/document/8433824/>
- [22] IEEE Robotics and Automation Society.; IEEE Engineering in Medicine and Biology Society.: *Biomedical Robotics and Biomechatronics (BioRob)*, 2010 3rd

- IEEE RAS and EMBS International Conference on* : date: 26-29 Sept. 2010. IEEE Xplore, 2010, ISBN 9781424438266.
- [23] Isermann, R.: *Fault-Diagnosis Applications*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2011, ISBN 978-3-642-12766-3, doi:10.1007/978-3-642-12767-0.
- [24] Isermann, R.; Münchhof, M.: *Identification of Dynamic Systems*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2011, ISBN 978-3-540-78878-2, doi:10.1007/978-3-540-78879-9.
- [25] Kim, K.-H.; Gu, B.-G.; Jung, I.-S.: Online fault-detecting scheme of an inverter-fed permanent magnet synchronous motor under stator winding shorted turn and inverter switch open. *IET Electric Power Applications*, ročník 5, č. 6, 2011: str. 529, ISSN 17518660, doi:10.1049/iet-epa.2010.0272. URL <http://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-epa.2010.0272>
- [26] Kral, C.; G., T.: Condition Monitoring and Fault Detection of Electric Drives. V *Fault Detection*, InTech, Březen 2010, doi:10.5772/9074. URL <http://www.intechopen.com/books/fault-detection/condition-monitoring-and-fault-detection-of-electric-drives>
- [27] Kundur, P. P.; Balu, N. J.; Lauby, M. G.: *Power system stability and control*. McGraw-Hill, 1994, ISBN 9780070635159, 1176 s.
- [28] Lee, H.; Jeong, H.; Kim, S. W.: Diagnosis of Interturn Short-Circuit Fault in PMSM by Residual Voltage Analysis. V *2018 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, IEEE, Červen 2018, ISBN 978-1-5386-4941-1, s. 160–164, doi:10.1109/SPEEDAM.2018.8445207. URL <https://ieeexplore.ieee.org/document/8445207/>
- [29] Liu, L.: *Robust Fault Detection and Diagnosis for Permanent Magnet Synchronous Motors*. Dizertační práce, Florida State University, 2006.
- [30] Liu, X.; Miao, W.; Xu, Q.; aj.: Inter-Turn Short-Circuit Fault Detection Approach for Permanent Magnet Synchronous Machines Through Stray Magnetic Field Sensing. *IEEE Sensors Journal*, ročník 19, č. 18, Zář 2019: s. 7884–7895, ISSN 1530-437X, doi:10.1109/JSEN.2019.2918018. URL <https://ieeexplore.ieee.org/document/8718612/>
- [31] Lyshevski, S. E.: *Electromechanical Systems, Electric Machines, and Applied Mechatronics*. Electric Power Engineering Series, Taylor & Francis, 1999, ISBN

9780849322754.

URL <http://books.google.cz/books?id=3GYU1N1XKw8C>

- [32] Mazzoletti, M. A.; Bossio, G. R.; De Angelo, C. H.; aj.: A Model-Based Strategy for Interturn Short-Circuit Fault Diagnosis in PMSM. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, ročník 64, č. 9, Zář 2017: s. 7218–7228, ISSN 0278-0046, doi:10.1109/TIE.2017.2688973.
URL <http://ieeexplore.ieee.org/document/7889000/>
- [33] Meinguet, F.: *Fault-tolerant permanent-magnet synchronous machine drives Fault detection and isolation, control reconfiguration and design considerations*. Dizertační práce, Brussels School of Engineering, 2012.
- [34] Mocanu, R.; Onea, A.: Phase resistance estimation and monitoring of PMSM used in electrical vehicles. V *2014 18th International Conference on System Theory, Control and Computing (ICSTCC)*, IEEE, Ř 2014, ISBN 978-1-4799-4601-3, s. 512–519, doi:10.1109/ICSTCC.2014.6982468.
URL <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6982468>
- [35] Moon, S.; Jeong, H.; Lee, H.; aj.: Detection and Classification of Demagnetization and Interturn Short Faults of IPMSMs. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, ročník 64, č. 12, Prosinec 2017: s. 9433–9441, ISSN 0278-0046, doi:10.1109/TIE.2017.2703919.
URL <http://ieeexplore.ieee.org/document/7930452/>
- [36] Moon, S.; Jeong, H.; Lee, H.; aj.: Interturn Short Fault Diagnosis in a PMSM by Voltage and Current Residual Analysis With the Faulty Winding Model. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, ročník 33, č. 1, Březen 2018: s. 190–198, ISSN 0885-8969, doi:10.1109/TEC.2017.2726142.
URL <https://ieeexplore.ieee.org/document/7976326/>
- [37] Nejad, M. A. S.; Taghipour, M.: Inter-turn stator winding fault diagnosis and determination of fault percent in PMSM. V *2011 IEEE Applied Power Electronics Colloquium (IAPEC)*, IEEE, Duben 2011, ISBN 978-1-4577-0007-1, s. 128–131, doi:10.1109/IAPEC.2011.5779847.
URL <http://ieeexplore.ieee.org/document/5779847/>
- [38] Persson, J.: *Innovative standstill position detection combined with sensorless control of synchronous motors*. Dizertační práce, École Polytechnique Fédérale De Lausanne, 2005, doi:10.5075/EPFL-THESIS-3221.
URL <https://infoscience.epfl.ch/record/33688>

- [39] Recherche, G. D.; Green, D. N.; Umr, C.; aj.: Modeling of Non-Salient PM Synchronous Machines under Stator Winding Inter-turn Fault Condition: Dynamic Model - FEM Model. V *2007 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, IEEE, Zář 2007, ISBN 978-0-7803-9760-6, s. 635–640, doi:10.1109/VPPC.2007.4544200.
URL <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4544200>
- [40] Rodriguez, P.; Teodorescu, R.; Candela, I.; aj.: New Positive-sequence Voltage Detector for Grid Synchronization of Power Converters under Faulty Grid Conditions. V *37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, IEEE, 2006, ISBN 0-7803-9716-9, s. 1–7, doi:10.1109/PESC.2006.1712059.
- [41] Rosero, J.; Romeral, J. L.; Cusido, J.; aj.: Fault detection of eccentricity and bearing damage in a PMSM by means of wavelet transforms decomposition of the stator current. V *2008 Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, IEEE, Únor 2008, ISBN 978-1-4244-1873-2, ISSN 1048-2334, s. 111–116, doi:10.1109/APEC.2008.4522708.
URL <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4522708>
- [42] STMicroelectronics: UM1052 - STM32F PMSM single/dual FOC SDK v4.0. 2012.
- [43] STMicroelectronics: UM1472 - Discovery kit with STM32F407VG MCU. 2016.
- [44] Taghipour-GorjiKolaie, M.; mohammad Razavi, S.; Shamsi-Nejad, M. A.; aj.: Inter-turn stator winding fault detection in PMSM using magnitude of reactive power. V *2011 IEEE International Conference on Computer Applications and Industrial Electronics (ICCAIE)*, IEEE, Prosinec 2011, ISBN 978-1-4577-2059-8, s. 256–261, doi:10.1109/ICCAIE.2011.6162141.
URL <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6162141>
- [45] TGDrives: Střídavé synchronní servomotory TGT a TGH. 2015.
- [46] Trancho, E.; Ibarra, E.; Arias, A.; aj.: A novel PMSM hybrid sensorless control strategy for EV applications based on PLL and HFI. V *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, IEEE, Říjen 2016, ISBN 978-1-5090-3474-1, s. 6669–6674, doi:10.1109/IECON.2016.7793330.
URL <http://ieeexplore.ieee.org/document/7793330/>

- [47] Ullah, Z.; Hur, J.: A Comprehensive Review of Winding Short Circuit Fault and Irreversible Demagnetization Fault Detection in PM Type Machines. *Energies*, ročník 11, č. 12, Listopad 2018: str. 3309, ISSN 1996-1073, doi: 10.3390/en11123309.
URL <http://www.mdpi.com/1996-1073/11/12/3309>
- [48] Urresty, J.-C.; Riba, J.-R.; Romeral, L.: Application of the zero-sequence voltage component to detect stator winding inter-turn faults in PMSMs. *Electric Power Systems Research*, ročník 89, Srpen 2012: s. 38–44, ISSN 03787796, doi:10.1016/j.epsr.2012.02.012.
URL <http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0378779612000624>
- [49] Vaclavek, P.; Blaha, P.: Interior permanent magnet synchronous machine field weakening control strategy - the analytical solution. V *2008 SICE Annual Conference*, IEEE, Srpen 2008, ISBN 978-4-907764-30-2, s. 753–757, doi: 10.1109/SICE.2008.4654756.
URL <http://ieeexplore.ieee.org/document/4654756/>
- [50] Vaclavek, P.; Blaha, P.: Synchronous machine drive observability analysis and sensorless control design. V *2008 IEEE 2nd International Power and Energy Conference*, PECon 08, IEEE, Prosinec 2008, ISBN 978-1-4244-2404-7, s. 265–270, doi:10.1109/PECON.2008.4762482.
URL <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4762482>
- [51] Vaseghi, B.; Nahid-mobarakh, B.; Takorabet, N.; aj.: Inductance Identification and Study of PM Motor With Winding Turn Short Circuit Fault. V *IEEE Transactions on Magnetics*, ročník 47, Květen 2011, ISSN 0018-9464, s. 978–981, doi:10.1109/TMAG.2010.2083639.
URL <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=5754794>
- [52] Vošmik, D.; Peroutka, Z.: Sensorless control of permanent magnet synchronous motor employing extended Kalman filter in combination with HF injection method. V *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications*, 2011, ISBN 9781612841670.
URL <https://ieeexplore.ieee.org/document/6020558>
- [53] Wan, E.; Van Der Merwe, R.: The unscented Kalman filter for nonlinear estimation. V *Proceedings of the IEEE 2000 Adaptive Systems for Signal Processing, Communications, and Control Symposium (Cat. No.00EX373)*, IEEE,

- 2000, ISBN 0-7803-5800-7, s. 153–158, doi:10.1109/ASSPCC.2000.882463.
URL <http://ieeexplore.ieee.org/document/882463/>
- [54] Welch, G.; Bishop, G.: An Introduction to the Kalman Filter. *In Practice*, ročník 7, č. 1, 2006: s. 1–16, ISSN 10069313, doi:10.1.1.117.6808.
- [55] Zafarani, M.; Goktas, T.; Akin, B.: A comprehensive analysis of magnet defect faults in permanent magnet synchronous motors. V *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, IEEE, Březen 2015, ISBN 978-1-4799-6735-3, s. 2779–2783, doi:10.1109/APEC.2015.7104743.
URL <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=7104743>
- [56] Zhiqian Chen; Tomita, M.; Doki, S.; aj.: An adaptive sliding observer for sensorless control of synchronous motors. V *Proceedings of the 2001 IEEE International Conference on Control Applications (CCA'01) (Cat. No.01CH37204)*, IEEE, 2001, ISBN 0-7803-6733-2, s. 738–743, doi:10.1109/CCA.2001.973956.
URL <http://ieeexplore.ieee.org/document/973956/>

Publikační činnost autora

- [57] Otava, L.: Simulink model code generation for motor control applications. V *Proceedings of the 21th Conference STUDENT EEICT 2015*, Brno, 2015, ISBN 978-80-214-5148-3.
- [58] Otava, L.: Surface Mounted PMSM Stator Winding Fault Modelling. V *Proceedings of the 20th Conference STUDENT EEICT 2014*, 2014, ISBN 978-80-214-4924-4, s. 72–76.
- [59] Otava, L.; Graf, M.; Buchta, L.: Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Stator Winding Fault Modelling. *IFAC-PapersOnLine*, ročník 48, č. 4, 2015: s. 324–329, ISSN 24058963, doi:10.1016/j.ifacol.2015.07.055.
- [60] Otava, L.; Buchta, L.: PMSM stator winding faults modelling and measurement. V *2015 7th International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops (ICUMT)*, IEEE, Říjen 2015, ISBN 978-1-4673-9283-9, s. 138–143, doi:10.1109/ICUMT.2015.7382418.
URL <https://ieeexplore.ieee.org/document/7382418>
- [61] Otava, L.: Implementation of PMSM Inter-turn Short Fault Detection Using Frequency Analysis of Stator Currents. *IFAC-PapersOnLine*, ročník 49, č. 25, 2016: s. 86–91, ISSN 24058963, doi:10.1016/j.ifacol.2016.12.015.
- [62] Otava, L.; Buchta, L.: Permanent magnet synchronous motor stator winding fault detection. V *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, IEEE, Říjen 2016, ISBN 978-1-5090-3474-1, s. 1536–1541, doi:10.1109/IECON.2016.7793941.
URL <http://ieeexplore.ieee.org/document/7793941/>
- [63] Otava, L.; Buchta, L.: Implementation and verification of the PMSM stator inter-turn short fault detection algorithm. V *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications*, IEEE, Zář 2017, ISBN 978-90-75815-27-6, s. P.1–P.10, doi:10.23919/EPE17ECCEEurope.2017.8099080.
URL <https://ieeexplore.ieee.org/document/8099080>
- [64] Otava, L.; Buchta, L.: Integrated diagnostic system for winding fault detection of the three-phase PMSM. V *2020 12th International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops (ICUMT)*, Říjen 2020, ISBN 978-1-7281-9281-9, s. 33–40.
- [65] Glos, J.; Otava, L.; Václavěk, P.: Non-linear Model Predictive Control of Cabin Temperature and Air Quality in Fully Electric Vehicles. *Transactions on Vehicular Technology*, Dosud nezveřejněno, přijato k publikaci.

Seznam symbolů, veličin a zkratek

T_s	perioda vzorkování [s]
T	mechanický moment [Nm]
J	moment setrvačnosti [kgm ²]
i	okamžitá hodnota elektrického proudu [A]
j	imaginární jednotka
e	okamžitá hodnota zpětně indukovaného napětí [V]
Ψ	magnetický tok [Wb]
ψ_m	magnetický indukční tok permanentních magnetů [Wb]
u	okamžitá hodnota elektrického napětí [V]
L	indukčnost [H]
R_s	odpor statorového vinutí [Ω]
ω	elektrická úhlová rychlost [rad/s]
θ	elektrické natočení rotoru [rad]
σ	poměr zkratované části vinutí [-]
P_p	počet pólových dvojic motoru [-]
R_f	odpor zkratované části vinutí [Ω]
s	operátor Laplaceovy transformace
i_f	okamžitá hodnota zkratového proudu [A]
f_E	okamžitá hodnota emulované poruchy
f_{WA}	hodnota okenní funkce aktivované emulované poruchy
f_{WD}	hodnota okenní funkce deaktivované emulované poruchy
Q	kovarianční matice šumu procesu
R	kovarianční matice šumu měření
M_p	fázová bezpečnost uzavřeného regulačního obvodu
AC	Alternating current – střídavý proud
ACIM	AC induction motor – střídavý indukční motor (asynchronní motor)
AD	analogově digitální
BLDC	Brushless direct current (motor) – bezkartáčový stejnosměrný (elektricky komutovaný) motor
BEMF	Back electromotive force – zpětně indukované napětí
CSV	Comma separated values – hodnoty oddělené čárkou uložené v souboru s příponou *.csv
DC	Direct current – stejnosměrný proud
DMA	Direct memory addressing – přímý přístup do paměti
DSP	Digital signal processing – číslicové zpracování signálů
DFT	Discrete Fourier transform – diskrétní Fourierova transformace

EEMF	Extended electromotive force – rozšířené zpětně indukované napětí
EKF	Extended Kalman filter – rozšířený Kalmanův filtr
FOC	Field-oriented control – vektorové řízení
FFT	Fast Fourier transform – rychlá Fourierova transformace
HW	Hardware – fyzicky existující technické vybavení
IPMSM	Interior permanent magnet synchronous motor – synchronní motor s permanentními magnety uvnitř rotoru
ITFS	Interturn short fault – porucha mezizávitový zkrat
MCSA	Motor current signature analysis – analýza charakteristik statorových proudů
NTC	Negative temperature coefficient - termistor s negativním teplotním koeficientem
OZ	Operační zesilovač
PI	proporcionálně integrační regulátor
PID	proporcionálně integračně derivační regulátor
PM	Permanent magnet – permanentní magnet
PMSM	Permanent magnet synchronous motor – synchronní motor s permanentními magnety na rotoru
PM	Permanent magnet – permanentní magnet
PWM	Pulse width modulation – pulzně-šířková modulace
RMS	Root mean squered – efektivní hodnota
SPI	Serial peripheral interface – sériové rozhraní pro připojení periferií
SPMSM	Surface mounted PMSM – PMSM s magnety na povrchu rotoru
SVM	Space vector modulation – modulace prostorového vektoru
SW	Software – programové vybavení
TLC	Target language compiler – překladač pro cílový programovací jazyk

Projekty

Projekty spojené s dizertační prací

- TE01020197 CAK3 - Centrum aplikované kybernetiky 3, 2014-2019
- TE02000103 CIDAM - Center for Intelligent Drives and Advanced Machine Control, 2014-2019

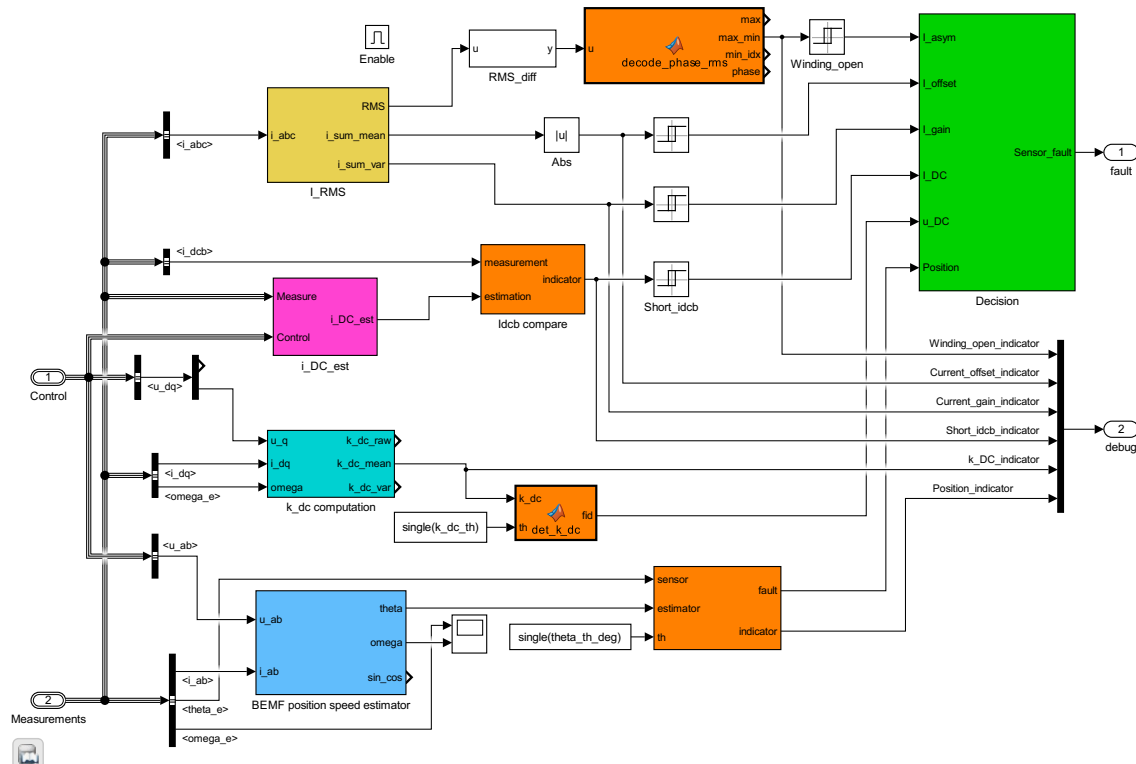
Ostatní relevantní projekty, na kterých se autor dizertační práce během studia podílel

- FEKT-S-14-2429 - Výzkum nových řídicích metod, měřicích postupů a inteligentních prostředků v automatizaci, 2014-2016
- FEKT-S-17-4234 - Průmysl 4.0 v automatizaci a kybernetice, 2017-2018
- 8A15001 3Ccar - Integrated Components for Complexity Control in affordable electrified cars, 2017-2018
- 737469 AUTODRIVE - Advancing fail-aware, fail-safe, and fail-operational electronic components, systems, and architectures for fully automated driving to make future mobility safer, affordable, and end-user acceptable, 2018-2020

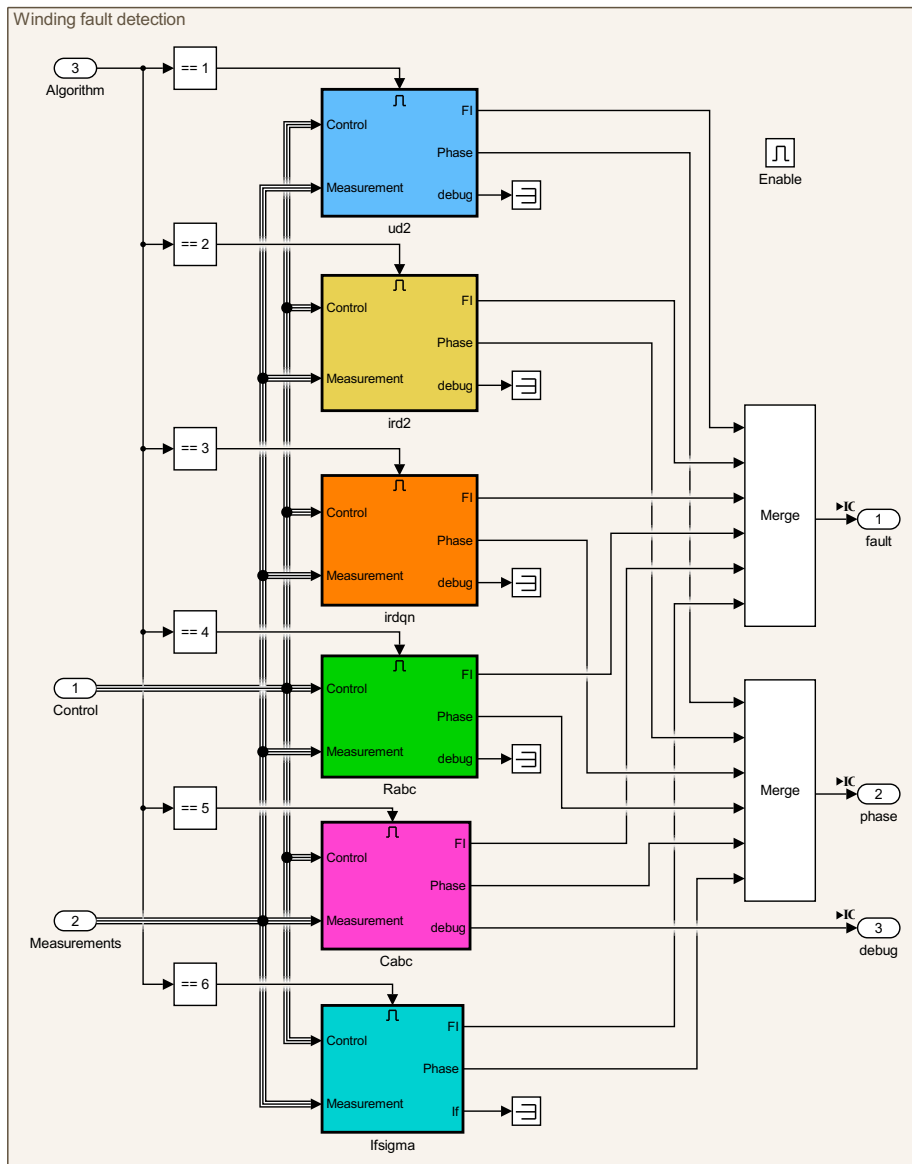
Seznam příloh

A Simulink model testovací platformy	134
B Stanovení indukčností statorového vinutí	138
C Ověření elektrických parametrů motoru při inicializaci měniče	139
D Nastavení regulátorů proudu vektorového řízení	141
E Pozorovatel natočení rotoru (Angle tracking observer)	142

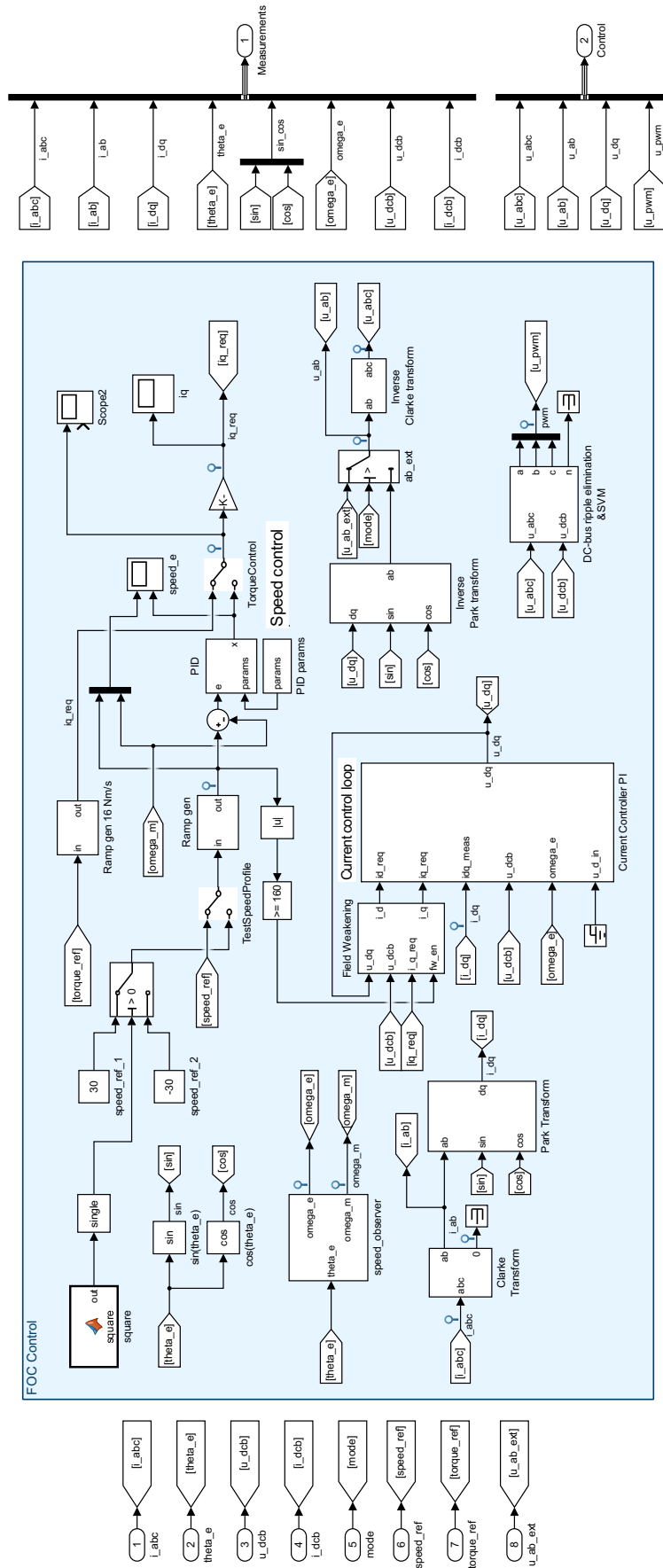
A Simulink model testovací platformy



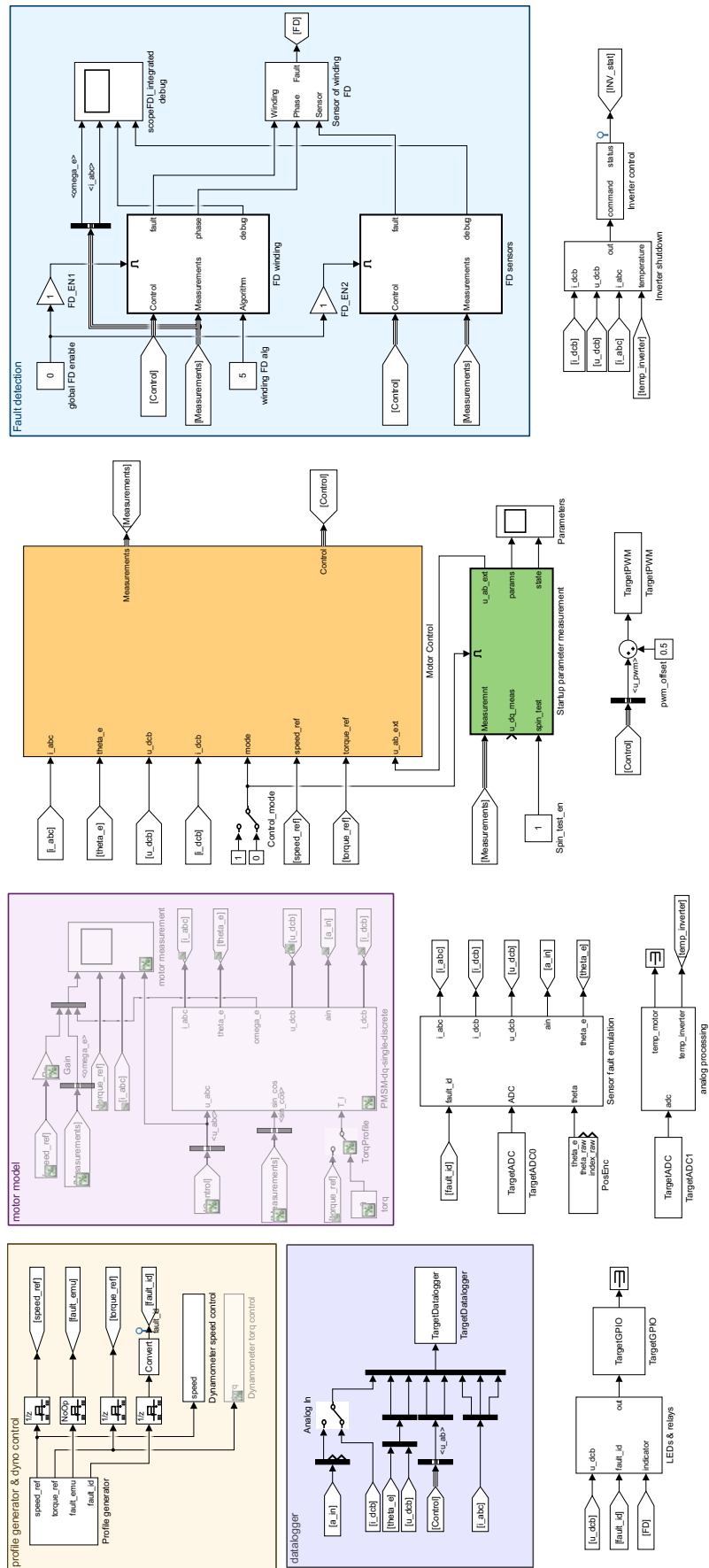
Obr. A.1: Schéma implementovaného subsystému algoritmu detekce poruchy senzoriů (FD sensors)



Obr. A.2: Schéma implementovaného subsystému algoritmu detekce poruchy vinutí (FD winding)



Obr. A.3: Schéma implementovaného subsystému vektorového řízení (Motor control)



Obr. A.4: Schéma nejvyšší úrovně pro generování kódu firmwaru testovací platformy

B Stanovení indukčností statorového vinutí

Parametry motoru TGT3 udávané výrobcem zahrnují pouze hodnotu indukčnosti $L_{2\text{ph}} = 0,85 \text{ mH}$ [45], proto bylo nutné stanovit jednotlivé indukčnosti modelu motoru měřením a výpočtem. Pro výpočet byla uvažována tři měření indukčnosti na svorkách vinutí A-N, A-B a B-C (ostatní svorky nepřipojeny), při rotoru zarovnaném s fázovým vinutím a . Následující soustava rovnic využívá výpočet indukčností sériově spojených vázaných cívek pro reprezentaci naměřených hodnot. S použitím (3.3) a dosazeným úhlem natočení rotoru $\theta = 0 \text{ rad}$ vznikne soustava rovnic indukčností

$$\begin{bmatrix} L_{AN} \\ L_{AB} \\ L_{BC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} \\ L_{aa} + L_{bb} - 2L_{ab} \\ L_{bb} + L_{cc} - 2L_{bc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{\Delta m} + L_{ls} + L_m \\ \frac{3}{2}L_{\Delta m} + 2L_{ls} + 3L_m \\ 2L_{ls} - 3L_{\Delta m} + 3L_m \end{bmatrix}. \quad (\text{B.1})$$

Řešením této soustavy rovnic jsou rovnice pro přepočet indukčností

$$\begin{bmatrix} L_{ls} \\ L_m \\ L_{\Delta m} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 3 & -\frac{4}{3} & \frac{1}{3} \\ -2 & \frac{10}{9} & -\frac{1}{9} \\ 0 & \frac{2}{9} & -\frac{2}{9} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{AN} \\ L_{AB} \\ L_{BC} \end{bmatrix}. \quad (\text{B.2})$$

Pro měření indukčností by využit RLC metr HIOKI 3511-50. Měření probíhalo při frekvenci 120 Hz. Z naměřených hodnot byly vypočítány indukčnosti statorového vinutí

$$\begin{bmatrix} L_{ls} \\ L_m \\ L_{\Delta m} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 3 & -\frac{4}{3} & \frac{1}{3} \\ -2 & \frac{10}{9} & -\frac{1}{9} \\ 0 & \frac{2}{9} & -\frac{2}{9} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0,379 \\ 0,835 \\ 1,010 \end{bmatrix} \text{ mH} = \begin{bmatrix} 0,3588 \\ 0,0505 \\ -0,038 \end{bmatrix} \text{ mH}. \quad (\text{B.3})$$

Přepočítané indukčnosti $dq\theta$ modelu jsou

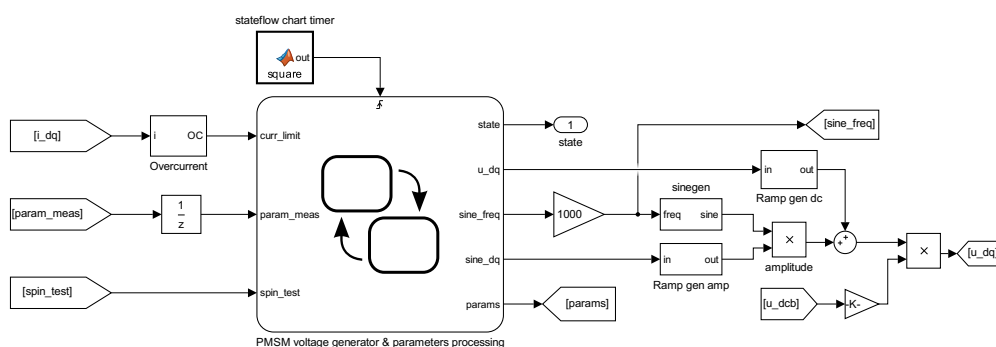
$$\begin{bmatrix} L_d \\ L_q \\ L_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ls} + \frac{3}{2}L_m + \frac{3}{2}L_{\Delta m} \\ L_{ls} + \frac{3}{2}L_m - \frac{3}{2}L_{\Delta m} \\ L_{ls} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,3764 \\ 0,4928 \\ 0,3588 \end{bmatrix} \text{ mH}. \quad (\text{B.4})$$

C Ověření elektrických parametrů motoru při inicializaci měniče

Před startem pohonu dochází volitelně ke změření základních parametrů motoru (a případnému porovnání s referenčními parametry), podobně jako je popsáno v [12]. Algoritmus změří hodnoty R_s , L_d a L_q buzením vinutí motoru konstantním a harmonickým napětím s dominancí d složky, aby nedocházelo k otáčení rotoru motoru.

Výpočet R_s vychází z Ohmova zákona. Indukčnosti L_d a L_q jsou vypočítány z frekvenčního přenosu LR obvodu. Volitelné měření ψ_m je provedeno výpočtem rovnice $u_q = R_s i_q + \omega \psi_m$ při ustálených otáčkách motoru.

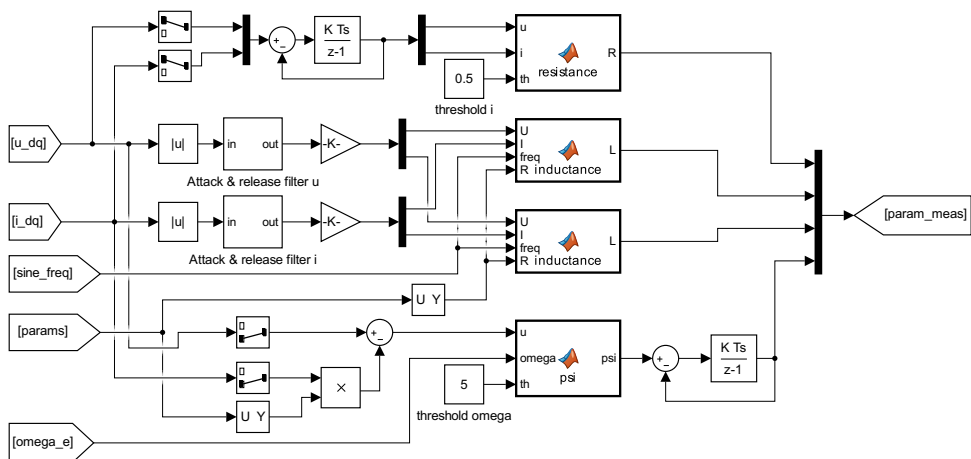
Nejprve je měřen odpor vinutí. Odpor je určen průměrem z několika měření pro různé proudy. Následně je změřena indukčnost L_d pro různé amplitudy a frekvence U_d a nakonec L_q pro jednu amplitudu U_q , s fixovaným rotorem pomocí proudu I_d . Konstantu motoru ψ_m je možné určit až po roztočení rotoru. Libovolné točení rotorem není možné u všech strojů, proto je ověření tohoto parametru volitelné. Mechanismus generování profilů napětí a průměrování měřených parametrů je implementován pomocí Simulink Stateflow. Diagram generování budícího napětí je na Obr. C.1.



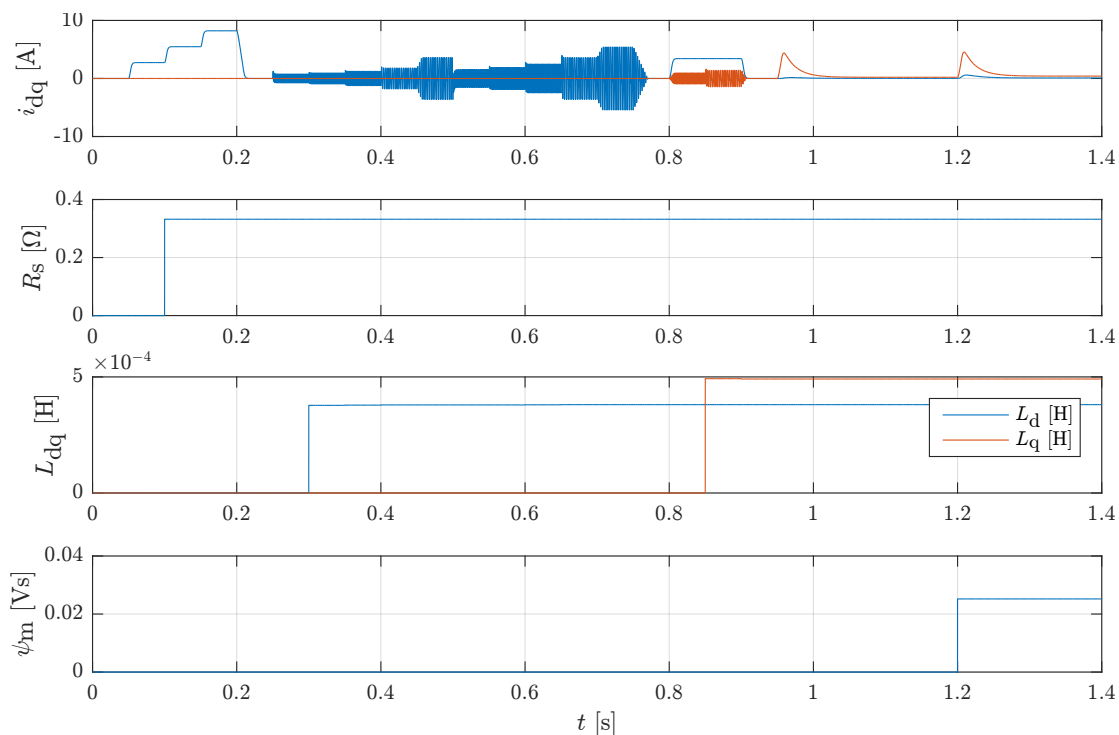
Obr. C.1: Blokové schéma realizace generování profilů napětí a průměrování vypočítaných parametrů motoru

Výpočet parametrů je realizován pomocí Simulinkových bloků a MATLAB funkcí, jak ukazuje Obr. C.2. Grafy na Obr. C.3 ukazují průběh algoritmu během simulace. První graf ukazuje měřené proudy vzniklé buzením statorového vinutí harmonickými signály. Následující graf ukazuje výsledný změřený odpor (průměr), poslední graf ukazuje naměřené indukčnosti (průměry).

Tímto způsobem byly změřeny parametry testovací platformy $R_s = 0,32 \Omega$, $L_d = 0,42 \text{ mH}$, $L_q = 0,5 \text{ mH}$ a $\psi_m = 0,025 \text{ V s}$. Tyto parametry se velice blíží parametrům uvedeným v Tab. 4.2.



Obr. C.2: Blokové schéma výpočtu parametrů motoru



Obr. C.3: Průběhy statorových proudů a vypočítaných parametrů při měření před startem motoru (simulace)

D Nastavení regulátorů proudu vektorového řízení

Pro nastavení PI regulátorů proudů i_d a i_q byla použita metoda frekvenčních charakteristik s požadavkem na hodnotu fázové bezpečnosti uzavřeného obvodu. Fázová bezpečnost M_P je definována jako změna fáze, na frekvenci odpovídající jednotkovému zesílení otevřeného obvodu, která způsobí nestabilitu uzavřeného obvodu. Fázová bezpečnost M_P tedy určuje rychlost výsledného regulačního obvodu a volí se v rozsahu 45° (rychlejší odezva) až 60° (pomalejší odezva).

Výpočet je založen na přenosu otevřené regulační smyčky $F_0(s)$ tvořené sériovým spojením PI regulátoru s přenosem F_R a setrvačného članku (LR obvod vinutí) s dopravním zpožděním (v důsledku vzorkování a PWM modulace) s přenosem F_S .

$$F_S = \frac{k_s}{T_1 s + 1} e^{-T_d s} = \frac{\frac{1}{R_s}}{\frac{L_s}{R_s} s + 1} e^{-T_d s}, \quad F_R = k_r \frac{T_r s + 1}{s} = k_r T_r \left(1 + \frac{1}{T_r} \frac{1}{s} \right) \quad (\text{D.1})$$

Nula PI regulátoru je volena tak, aby kompenzovala pól soustavy. Dosazením $T_r = T_1$ do přenosu soustavy a regulátoru je vytvořen přenos otevřené smyčky

$$F_0(s) = e^{-T_d s} \frac{k_r k_s}{s}. \quad (\text{D.2})$$

Fázová a amplitudová frekvenční charakteristika otevřeného obvodu je popsána rovnicemi

$$\arg(F_0(j\omega)) = -\frac{\pi}{2} - T_d \omega, \quad |F_0(j\omega)| = \frac{k_r k_s}{\omega}. \quad (\text{D.3})$$

Úpravou rovnice fázové frekvenční charakteristiky je získán vztah pro výpočet frekvence $\omega_{\ddot{r}}$ pro zadanou M_P , jak popisuje rovnice

$$-\frac{\pi}{2} - T_d \omega_{\ddot{r}} = (-180 + M_P) \frac{2\pi}{360} \quad (\text{D.4})$$

Frekvence $\omega_{\ddot{r}}$ odpovídá jednotkovému zesílení přenosu otevřeného obvodu. Z amplitudové frekvenční charakteristiky je možné pro tuto frekvenci vypočítat zesílení regulátoru

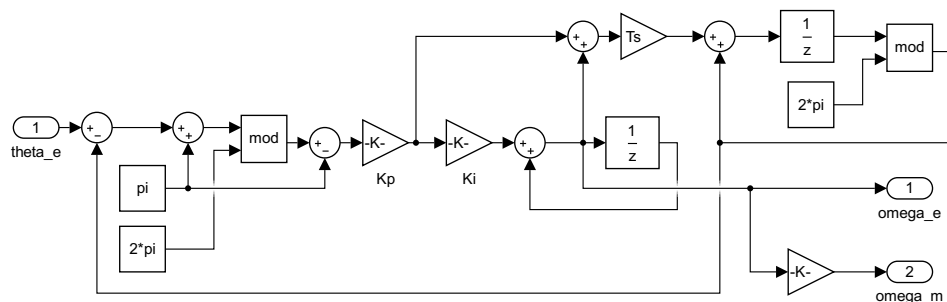
$$\frac{k_r k_s}{\omega_{\ddot{r}}} = 1. \quad (\text{D.5})$$

Celkový výpočet zesílení PI regulátoru popisuje rovnice

$$k_r = \frac{\omega_{\ddot{r}}}{k_s} = \frac{\frac{\pi}{2} - M_P \frac{2\pi}{360}}{k_s T_d}. \quad (\text{D.6})$$

E Pozorovatel natočení rotoru (Angle tracking observer)

K odhadu rychlosti otáčení rotoru motoru z polohy rotoru byla použita struktura pozorovatele natočení (Angle tracking observer – ATO). Rychlost otáčení je časová derivace polohy (filtrována diference po sobě jdoucích vzorků diskrétního signálu). Použití diference pro získání rychlosti je problematické z hlediska důsledků šumu měření senzoru polohy. Hodnota polohy je navíc periodická funkce, u které dochází ke skokové změně hodnoty polohy z 2π rad na 0 rad a naopak, což je z hlediska použití diference problematické. Proto se používá struktura pozorovatele úhlu založená na regulačním obvodu, u kterého je hodnota polohy na výstupu integrátoru řízena pomocí diskrétního PI regulátoru. Žádaná hodnota této regulační smyčky je senzorem měřená poloha. Hodnota na vstupu řízeného integrátoru odpovídá rychlosti. Diagram této struktury je na Obr. E.1.



Obr. E.1: Diagram implementace pozorovatele rychlosti otáčení rotoru

Hodnota regulační odchylky je pomocí funkce modulo omezena na rozsah $\pm \pi$ rad. Odhadovaná rychlost je získána z integrační složky PI regulátoru, tím je vhodně filtrovaná pro další zpracování. Během experimentů bylo použito nastavení $K_p = 500$ a $K_i = 100T_s$.