



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

MODERNÍ METODY BEZSNÍMAČOVÉHO ŘÍZENÍ POHONŮ S PMSM MOTOREM

NOVEL METHODS OF SENSORLESS CONTROL OF DRIVES WITH PMSM MOTOR

DIZERTAČNÍ PRÁCE

DOCTORAL THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Ing. Jaroslav Lepka

ŠKOLITEL

SUPERVISOR

prof. Ing. Pavel Václavek, Ph.D.

BRNO 2017

OBSAH

1 Úvod	3
1.1 Cíle dizertační práce.....	4
2 Matematické Modelování PMSM motoru	5
2.1.1 Matematický model trojfázového synchronního motoru s vnitřně uloženými permanentními magnety ve stojícím souřadném systému α, β	5
2.1.2 Matematický model trojfázového synchronního motoru s vnitřně uloženými permanentními magnety v rotujícím souřadném systému d, q	6
2.1.3 Matematický model trojfázového synchronního motoru s vnitřně uloženými permanentními magnety v rotujícím souřadném systému d, q s uvážením přídavných nelinearit.....	7
2.2 Matematický model IPMSM motoru s využitím definice rozšířeného indukovaného napětí – Extended BEMF	9
2.3 Estimátor rozšířeného indukovaného napětí v rotující souřadné soustavě	10
2.4 Komplexní návrh odbuzování synchronního motoru s permanentním magnetem	11
2.5 Nízké otáčky synchronního motoru s permanentním magnetem	14
2.5.1 Injektování vysokofrekvenčního signálu ve stojící α, β souřadné soustavě svázané se statorem	14
3 Detekce přetížení motoru – US patent 9,496,817 B1	17
4 Detekce zablokovaného rotoru – US 2017/0126153 A1	21
5 Implementace průmyslového řešení bezsnímačového řízení PMSM motoru	24
5.1 Použitý mikrokontrolér	24
5.1.1 PWM generátor – eFlexPWM modul	25
5.2 Časování aplikace.....	26
5.3 Bezpečnost podle IEC norem.....	26
6 Ukázky průmyslových řešení založených na bezsnímačovém řízení	27
6.1 Moderní řízení automatických praček.....	27
7 Závěr	30
Životopis autora	34

1 ÚVOD

Střídavé pohony se s rozvojem moderních spínacích prvků a výkonných mikrokontrolérů stávají stěžejními typy elektrických pohonů, které nacházejí využití téměř ve všech oblastech lidské činnosti. Nahrazují zastaralé pohony se stejnosměrnými motory a díky svým vlastnostem jsou nasazovány do aplikací, kde nebylo možno zastaralé typy pohonů použít. V posledních letech došlo k výraznému pokroku v technologii permanentních magnetů, což má za následek masový rozvoj a použití střídavých pohonů na bázi synchronních motorů s permanentními magnety. Relativně jednoduchá konstrukce motoru, vysoká provozní spolehlivost, dostupnost v širokém rozsahu provozních napětí a výkonů a obzvláště vysoká účinnost vede k jejich masivnímu nasazování nejen v průmyslových pohonech, ale i v oblasti domácích spotřebičů, automobilovém průmyslu a medicínských aplikacích. Využití pohonů se synchronními motory s permanentními magnety je úzce spojeno s rozvojem výkonové elektroniky a mikroelektroniky.

Řízení motorů s permanentními magnety vyžaduje informaci o poloze rotoru, kterou běžně získáme měřením pomocí různých typů senzorů. Tlak na cenovou optimalizaci řešení a zvýšení spolehlivosti vede k eliminaci senzorů a přenesení problému na stranu mikrokontroléru. Vývoj metod estimace polohy současně se zvyšujícím se výpočetním výkonem mikrokontrolérů je směr, kterým se ubírají moderní metody řízení PMSM motorů. Dizertační práce se v této oblasti zabývá analýzou metod estimace polohy v celém provozním rozsahu otáček zahrnující estimaci polohy při nulových, nízkých, středních a vysokých otáčkách. Jednotlivé metody jsou analyzovány s ohledem na realizaci a vhodnost použití. Detailní rozbor chování motoru, modifikovaný matematický model lépe odpovídající reálným stavům motoru, metody měření parametrů matematického modelu a podmínky optimálních provozních podmínek jsou součástí úvodní části práce.

Řízení motorů s permanentními magnety založené na principu vektorového řízení se běžně používá pro jeho flexibilitu, možnost nezávislého řízení stavových veličin a optimalizaci chování pohonu. Řídicí struktury použité v práci jsou analyzovány s ohledem na integraci estimace polohy a otáček v různých stavech pohonu. Zvláštní část je věnována provozování motoru při nulových a nízkých otáčkách a stavu odbuzování.

Vývoj nových bezpečnostních algoritmů spolupracujících se strukturami bezsnímačového řízení jsou významnou částí práce. Nové algoritmy jsou chráněny dvěma americkými patenty. Obě navržená a patentovaná řešení lze použít při návrhu průmyslových realizací bezsnímačového řízení, které vyžadují splnění mezinárodních IEC norem.

V části práce zabývající se realizací komplexního průmyslového řešení jsou v krátkosti popsány klíčové prvky zahrnující mikrokontrolér NXP s jeho unikátními vlastnostmi navrženými pro řízení elektrických motorů a spínaných zdrojů, způsoby přesného časování aplikace, topologii hardwaru svázanou s vlastnostmi mikrokontroléru a metody měření analogových veličin.

Nedílnou součástí práce jsou ukázky komplexních průmyslových aplikací navržených a realizovaných na základě teoretických rozborů uvedených v této práci.

1.1 Cíle dizertační práce

Cíle dizertační práce spočívají ve vývoji bezsnímačového frekvenčního řízení pohonu se synchronním motorem s permanentními magnety s návazností na nové moderní metody diagnostiky stavu pohonu. Komplexní řešení bude obsahovat strukturu vektorového řízení se zpětnou vazbou od polohy a rychlosti získanou z estimátorů navržených pro různé provozní stavy motoru v celém rozsahu otáček pohonu. Těžiště práce spočívá v odvození a vývoji metod odhadu polohy a otáček rotoru při různých provozních podmínkách, vývoji metod a algoritmů diagnostiky stavů motoru svázaných se strukturou bezsnímačového řízení a jejich integraci do řídicích struktur.

Cíle dizertační práce lze stručně shrnout do následujících bodů:

- Analýza modelů motoru s permanentními magnety ve stojící souřadné soustavě α, β a rotující souřadné soustavě d, q za účelem návrhu estimátorů polohy a otáček pro celý rozsah provozních stavů motoru
- Návrh matematického modelu motoru s uvážením nelinearit
- Návrh estimátorů polohy pro nulové, nízké, střední a vysoké otáčky
- Analýza a návrh algoritmu odbuzování a MTPA algoritmu
- Vývoj algoritmů estimace teplotních poměrů motoru v návaznosti na navrženou strukturu bezsnímačového řízení PMSM motorů
- Vývoj algoritmů detekce zablokovaného rotoru pro bezsnímačové řízení PMSM motorů
- Integrace detekce přetížení a detekce zablokovaného rotoru do struktury bezsnímačového řízení s ohledem na požadavky mezinárodních IEC norem
- Praktická realizace bezsnímačového řízení s integrovanými prvky IEC norem a algoritmů detekce přetížení a detekce zablokovaného rotoru
- Využití unikátních funkcí mikrokontrolérů firmy NXP Semiconductors, navržených autorem práce, pro úspěšnou realizaci bezsnímačového řízení s nově vyvinutými algoritmy.
- Praktická realizace navržených algoritmů

2 MATEMATICKÉ MODELOVÁNÍ PMSM MOTORU

Řešení bezsnímačového řízení PMSM motoru vychází z matematického modelu synchronního motoru s permanentními magnety. Analýzy modelů motoru, jsou základem pro odvození metod estimace polohy a rychlosti rotoru [20], [21], [11].

2.1.1 Matematický model trojfázového synchronního motoru s vnitřně uloženými permanentními magnety ve stojícím souřadném systému α, β

V současné době existuje celá řada matematických modelů synchronních motorů vhodných k různým účelům [26], [27], [19]. Matematický popis synchronního motoru je založen na obecné teorii elektrického stroje [20], jenž využívá definici tzv. prostorového vektoru [24], [25]. Pak lze trojfázové veličiny, jako jsou napětí, proudy a magnetický tok, vyjádřit jako komplexní prostorové vektory. K jednoznačnému popisu komplexního prostorového vektoru v ortogonálním souřadném systému postačují dvě souřadnice. Pak tedy můžeme pohlížet na trojfázový motor jako na dvoufázový stroj. Použití dvoufázového modelu motoru redukuje počet rovnic a zjednodušuje návrh řídicího algoritmu.

Transformací matematického modelu vyjádřeného ve trojfázovém souřadném systému a, b, c do dvoufázové pravoúhlé souřadné soustavy α, β získáme zjednodušený model ve smyslu redukce počtu rovnic.

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = R_s \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_0 + \Delta L \cdot \cos(2 \cdot \theta_e) & \Delta L \cdot \sin(2 \cdot \theta_e) \\ \Delta L \cdot \sin(2 \cdot \theta_e) & L_0 - \Delta L \cdot \cos(2 \cdot \theta_e) \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \omega_e \cdot 2 \cdot \Delta L \cdot \begin{bmatrix} -\sin(2 \cdot \theta_e) & \cos(2 \cdot \theta_e) \\ \cos(2 \cdot \theta_e) & \sin(2 \cdot \theta_e) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \omega_e \cdot \psi_{pm} \cdot \begin{bmatrix} -\sin(\theta_e) \\ \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \quad (1)$$

Rovnici pak můžeme rozložit do složek napětí následovně:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{\alpha R} \\ u_{\beta R} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{\alpha Li} \\ u_{\beta Li} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{\alpha L\omega} \\ u_{\beta L\omega} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{\alpha BEMF} \\ u_{\beta BEMF} \end{bmatrix} \quad (2)$$

Složku úbytků napětí na odporu vinutí statoru v souřadné soustavě α, β vyjádříme jako:

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha R} \\ u_{\beta R} \end{bmatrix} = R_s \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3)$$

Složku úbytků napětí na indukčnostech způsobených změnou proudů v čase v souřadné soustavě α, β vyjádříme jako:

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha Li} \\ u_{\beta Li} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_0 + \Delta L \cdot \cos(2 \cdot \theta_e) & \Delta L \cdot \sin(2 \cdot \theta_e) \\ \Delta L \cdot \sin(2 \cdot \theta_e) & L_0 - \Delta L \cdot \cos(2 \cdot \theta_e) \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (4)$$

Složku úbytků napětí závislou na diferenci indukčnosti ΔL měnící se během jedné elektrické otáčky a závislou na elektrické úhlové rychlosti ω_e vyjádříme v souřadné soustavě α, β jako:

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha L\omega} \\ u_{\beta L\omega} \end{bmatrix} = \omega_e \cdot 2 \cdot \Delta L \cdot \begin{bmatrix} -\sin(2 \cdot \theta_e) & \cos(2 \cdot \theta_e) \\ \cos(2 \cdot \theta_e) & \sin(2 \cdot \theta_e) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (5)$$

Složka indukovaných napětí z rotoru do obvodu statoru způsobenou otáčením permanentních magnetů na rotoru úhlovou rychlostí ω_e s uvážením vlivu polohy rotoru v souřadné soustavě α, β je vyjádřena jako:

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha BEMF} \\ u_{\beta BEMF} \end{bmatrix} = \omega_e \cdot \psi_{pm} \cdot \begin{bmatrix} -\sin(\theta_e) \\ \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \quad (6)$$

Kde:

$$L_0 = \frac{L_d + L_q}{2} \quad (7)$$

$$\Delta L = \frac{L_d - L_q}{2} \quad (8)$$

L_0 reprezentuje střední hodnotu indukčnosti a ΔL diferenci indukčnosti.

2.1.2 Matematický model trojfázového synchronního motoru s vnitřně uloženými permanentními magnety v rotujícím souřadném systému d, q

Pro analýzu a syntézu regulačních obvodů je vhodné definovat prostorové vektory v souřadném systému d, q rotujícím rychlostí otáčejícího se magnetického pole, tj. $\omega_r = \omega_e$. Elektromagnetické a elektromechanické děje pak následně popisují rovnice:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = R_s \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_e \cdot \begin{bmatrix} 0 & -L_q \\ L_d & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_e \cdot \psi_{pm} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot p_p \cdot (\psi_{pm} \cdot i_q + (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q) \quad (10)$$

Z analýzy matematického modelu plyne, že se jedná o nelineární dynamický systém s křížovými vazbami. Na napěťovou rovnici (9) můžeme pohlížet jako na součet tří členů:

“lineární člen”, “člen křížových vazeb” a “člen indukovaného napětí”. Pak lze rovnici (9) přepsat do tvaru:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{d_lin} \\ u_{q_lin} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{d_cross_coupl} \\ u_{q_cross_coupl} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{d_BEMF} \\ u_{q_BEMF} \end{bmatrix} \quad (11)$$

Odpovídající členy rovnice (11) pak definujeme následovně:

a) Lineární člen

$$\begin{bmatrix} u_{d_lin} \\ u_{q_lin} \end{bmatrix} = R_s \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (12)$$

b) Člen křížových vazeb

$$\begin{bmatrix} u_{d_cross_coupl} \\ u_{q_cross_coupl} \end{bmatrix} = \omega_e \cdot \begin{bmatrix} -L_q \\ L_d \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} \quad (13)$$

c) Člen indukovaného napětí

$$\begin{bmatrix} u_{d_BEMF} \\ u_{q_BEMF} \end{bmatrix} = \omega_e \cdot \psi_{pm} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (14)$$

Z rovnice pro elektromagnetický moment v d, q souřadném systému (10) je zřejmé, že výsledná velikost elektromagnetického momentu je součtem dvou členů, a to synchronního momentu a reluktančního momentu.

1) Synchronní moment (moment od permanentních magnetů)

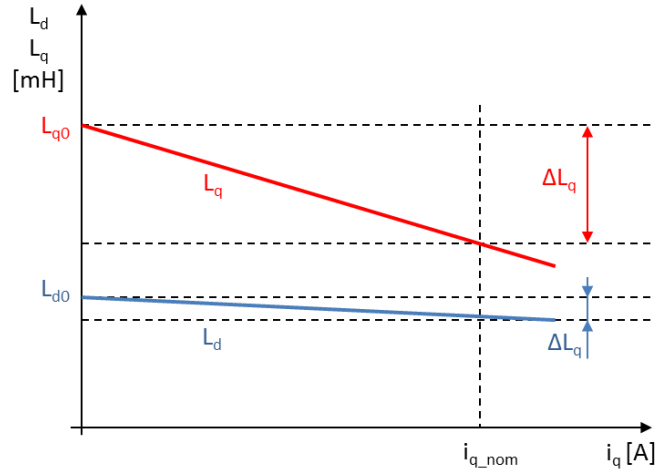
$$T_e = \frac{3}{2} \cdot p_p \cdot \psi_{pm} \cdot i_q \quad (15)$$

2) Reluktanční moment

$$T_{rel} = \frac{3}{2} \cdot p_p \cdot (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q \quad (16)$$

2.1.3 Matematický model trojfázového synchronního motoru s vnitřně uloženými permanentními magnety v rotujícím souřadném systému d, q s uvážením přídavných nelinearit

V předchozích kapitolách byl vytvořen matematický model synchronního motoru s permanentními magnety, který zanedbává některé nelinearity. Tyto nelinearity ovšem významně ovlivňují návrh řídicích struktur, chování řízení v celém rozsahu otáček a zatěžovacích momentů, stabilitu pohonu a použitelnost bezsnímačového řízení pro sériovou výrobu.



Obr. 1: Závislost indukčností L_d , L_q na zatěžovacím momentu

Na základě analýzy zhruba 35 motorů různých výrobců, konstrukcí statoru, rotoru, typů permanentních magnetů a výkonů do 1 kW lze říct, že závislost indukčností L_d , L_q na zatěžovacím momentu při konstantní rychlosti můžeme aproximovat lineární závislostí indukčností na zatěžovacím momentu, a tedy proudu i_q . Tomu odpovídají křivky znázorněné na Obr. 1. Indukčnost L_d je téměř konstantní nebo jen velmi málo závislá na zatěžovacím momentu, ΔL_d se pohybovala v řádech jednotek procent. Daleko větší závislost vykazoval parametr L_q , kde ΔL_q se pohyboval v řádech desítek procent (typicky 20 % - 30 %). Nebylo výjimkou, kdy ΔL_q dosahovalo 50 % a více.

Na základě analýzy různých typů motorů lze matematický model v d , q rotující souřadné soustavě upravit s ohledem na zatěžovací moment, teplotu vinutí a fluktuaci parametrů při hromadné výrobě (typicky 10 %) takto:

$$u_d = [R_{T1}[1 + \alpha \cdot (T - T_1)] + \Delta R_{s_prod}] \cdot i_d + [k_{Ld} \cdot i_q + L_{d0} + \Delta L_{d_prod}] \frac{d}{dt} i_d - \omega_e \cdot [k_{Lq} \cdot i_q + L_{q0} + \Delta L_{q_prod}] \cdot i_q \quad (17)$$

$$u_q = [R_{T1}[1 + \alpha \cdot (T - T_1)] + \Delta R_{s_prod}] \cdot i_q + [k_{Lq} \cdot i_q + L_{q0} + \Delta L_{q_prod}] \frac{d}{dt} i_q - \omega_e \cdot [k_{Ld} \cdot i_q + L_{d0} + \Delta L_{d_prod}] \cdot i_d + \omega_e \cdot (\psi_{pm} + \Delta \psi_{pm_prod}) \quad (18)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot p_p (\psi_{pm} + \Delta \psi_{pm_prod}) \cdot i_q \quad (19)$$

$$+ \frac{3}{2} \cdot p_p \cdot ([k_{Ld} \cdot i_q + L_{d0} + \Delta L_{d_prod}] - [k_{Lq} \cdot i_q + L_{q0} + \Delta L_{q_prod}]) \cdot i_d \cdot i_q$$

$$\psi_d = [k_{Ld} \cdot i_q + L_{d0} + \Delta L_{d_prod}] \cdot i_d + \psi_{pm} + \Delta \psi_{pm_prod} \quad (20)$$

$$\psi_q = [k_{Lq} \cdot i_q + L_{q0} + \Delta L_{q_prod}] \cdot i_q \quad (21)$$

2.2 Matematický model IPMSM motoru s využitím definice rozšířeného indukovaného napětí – Extended BEMF

IPMS motor se z hlediska konstrukce chová jako motor s vnitřním uspořádáním magnetů. Předpokladem pro úpravu matematického modelu v d, q souřadném systému jsou rozdílné hodnoty L_d a L_q ($L_d \neq L_q$). Pak lze matematický model (9) uspořádat následovně:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + \frac{d}{dt} L_d & -\omega_e \cdot L_q \\ \omega_e \cdot L_d & R_s + \frac{d}{dt} L_q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_e \cdot \psi_{pm} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (22)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot p_p \cdot (\psi_{pm} \cdot i_q + (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q) \quad (23)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \psi_{pm} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (24)$$

Pokud bychom aplikovali Parkovu transformaci na rovnici (22) a provedli transformaci z d, q souřadného systému do systému γ, δ , dostali bychom nový, poměrně komplikovaný matematický model v souřadné soustavě γ, δ závislý na úhlu θ_{error} .

Definujeme-li:

$$E_{sal} = \frac{d}{dt} (L_q - L_d) \cdot i_q + (L_d - L_q) \cdot \omega_e \cdot i_d + \omega_e \cdot \psi_{pm} \quad (25)$$

můžeme přepsat matematický model (22) do vhodnějšího tvaru. Nový tvar matematického modelu je vyjádřen následující soustavou rovnic:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + \frac{d}{dt} L_d & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_q & R_s + \frac{d}{dt} L_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + E_{sal} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (26)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot p_p \cdot (\psi_{pm} \cdot i_q + (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q) \quad (27)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \psi_{pm} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (28)$$

Díky symetrii matice parametrů lze nyní provést Parkovu transformaci a matematický model vyjádřený v souřadné soustavě d, q převést do souřadné soustavy γ, δ . Matematický model v γ, δ soustavě pak vypadá následovně:

$$\begin{bmatrix} u_\gamma \\ u_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + \frac{d}{dt} \cdot L_d & -\hat{\omega}_{\gamma\delta} \cdot L_q \\ \hat{\omega}_{\gamma\delta} \cdot L_q & R_s + \frac{d}{dt} \cdot L_d \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + E_{sal} \cdot \begin{bmatrix} -\sin(\theta_{error}) \\ \cos(\theta_{error}) \end{bmatrix} \quad (29)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot p_p \cdot (\psi_{pm} \cdot i_q + (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q) \quad (30)$$

Kde:

$\hat{\omega}_{\gamma\delta}$ - je úhlová rychlost estimované souřadné soustavy γ, δ

2.3 Estimátor rozšířeného indukovaného napětí v rotující souřadné soustavě

Matematický model (29) převedeme do stavového vyjádření a získáme následující soustavu rovnic pro proudy v kolmých osách [27].

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_d} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} \\ \frac{1}{L_d} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{\gamma 1} \\ u_{\delta 1} \end{bmatrix} + (-1) \cdot \begin{bmatrix} e_\gamma \\ e_\delta \end{bmatrix} \quad (31)$$

Kde členy $u_{\gamma 1}, u_{\delta 1}$ jsou vyjádřeny následovně:

$$\begin{aligned} u_{\gamma 1} &= u_\gamma + \hat{\omega}_{\gamma\delta} \cdot L_q \cdot i_\delta \\ u_{\delta 1} &= u_\delta - \hat{\omega}_{\gamma\delta} \cdot L_q \cdot i_\gamma \end{aligned} \quad (32)$$

Výstupní rovnice stavového modelu je pak definovaná následovně:

$$Y = \begin{bmatrix} 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} \quad (33)$$

Obecný tvar modelu vyjádřený ve stavovém prostoru je popsán soustavou rovnic:

$$\begin{aligned} \dot{X} &= \mathbf{A} \cdot X + \mathbf{B} \cdot U + \mathbf{D} \\ Y &= \mathbf{C} \cdot X \end{aligned} \quad (34)$$

Cílem je estimovat veličiny proudu \hat{i}_γ a \hat{i}_δ na základě matematického modelu zformovaného pro matematicky získanou veličinu rozšířeného indukovaného napětí. Obecný tvar estimátoru definujeme následovně:

$$\hat{X} = \mathbf{A} \cdot \hat{X} + \mathbf{B} \cdot U + \mathbf{K} \cdot (Y - \mathbf{C} \cdot \hat{X}) \quad (35)$$

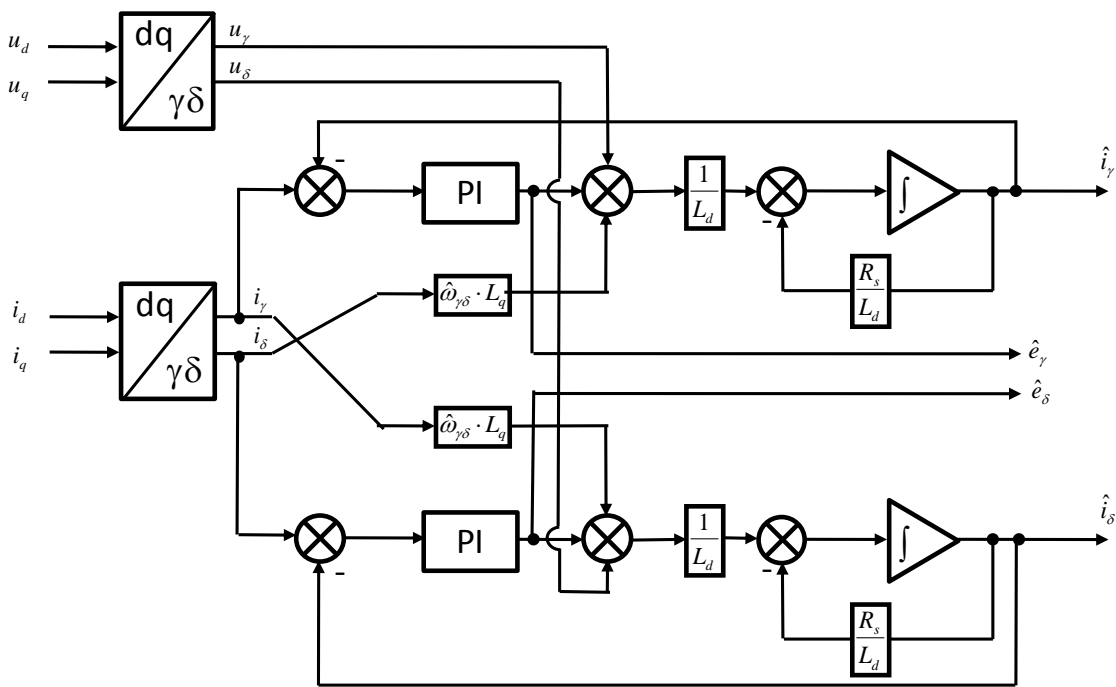
Matice \mathbf{K} definuje systém zpětných vazeb vedených do matematického modelu

zpřesňujících a stabilizujících odhad estimovaných veličin v našem případě proudů \hat{i}_γ a \hat{i}_δ .

Na základě matematického modelu (31) a obecného tvaru estimátoru (35) můžeme zformovat tvar estimátoru následovně:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_\gamma \\ \hat{i}_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_d} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{i}_\gamma \\ \hat{i}_\delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} \\ \frac{1}{L_d} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{\gamma 1} \\ u_{\delta 1} \end{bmatrix} + \mathbf{K} \cdot \left(\begin{bmatrix} 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{i}_\gamma \\ \hat{i}_\delta \end{bmatrix} \right) \quad (36)$$

Blokový diagram vyjadřující graficky topologii estimátoru je zobrazen na Obr. 2.

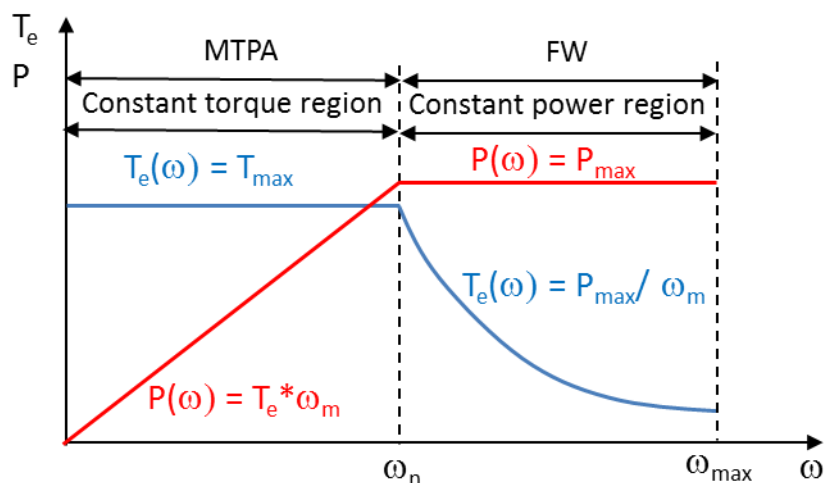


Obr. 2: Topologie estimátoru proudů \hat{i}_γ a \hat{i}_δ v rotující souřadné soustavě γ, δ

2.4 Komplexní návrh odbuzování synchronního motoru s permanentním magnetem

Stav odbuzování umožňuje dosáhnout vyšší otáčky než nominální za specifických provozních podmínek. Nominální otáčky jsou definovány pro dané zatížení motoru, napájecí napětí a konstrukční parametry.

Algoritmus, který zajišťuje správné provozní podmínky motoru ve vysokých otáčkách, se jmenuje odbuzování (field weakening) [30], [28], [29], [27]. Provozní stavy pohonu demonstruje Obr. 3.



Obr. 3: Provozní stavy motoru

Z obrázku jsou vidět dva základní stavy pohonu:

1. Oblast s konstantním momentem: rozsah otáček se pohybuje v rozmezí $0 < \omega < \omega_n$.
2. Oblast s konstantním výkonem: rozsah otáček se pohybuje v rozmezí $\omega_n < \omega < \omega_{max}$.

Komplexní řešení odbuzování vyžaduje interakci řídicí struktury odbuzování s řídicími signály vektorového řízení a informace z reálného systému jako jsou omezení napájecího napětí, omezení proudu motoru a maximální dovolený magnetický tok statoru působící proti magnetickému toku permanentních magnetů, čemuž odpovídá d složka statorového proudu. Jelikož napájecí napětí se může měnit za běhu pohonu, je zapotřebí měřit toto napětí v reálném čase. Cílem robustního řešení odbuzovacího algoritmu je docílit toho, aby přechod ze stavu bez odbuzování do stavu odbuzování a zpět byl hladký bez zvlnění elektromagnetického momentu. Dále je pak nutné zaručit, aby odbuzováním nedošlo k poškození permanentních magnetů, aby dynamika změny žádané rychlosti odpovídala požadavkům na danou aplikaci, což ovlivňuje dynamiku odbuzování, a aby v ustáleném stavu nedocházelo k variaci elektromagnetického momentu.

Takovýmto požadavkům vyhovuje řešení chráněné americkým patentem US 2011/0050152 A1 popsaným v dokumentu [12]. Řídicí struktura odbuzování je znázorněna na Obr. 4.

$$u_{q_lim} = \sqrt{\left((u_{d_lim})^2 - (u_{d_set})^2\right)} \quad (37)$$

Dalším omezujícím faktorem v použité struktuře odbuzování je maximální dovolený proud fází motoru I_{max} . Rovnice (38) pak definuje omezení proudu v ose q , který omezuje moment motoru.

$$i_{q_lim} = \sqrt{\left(I_{max}^2 - (i_{d_set})^2\right)} \quad (38)$$

Omezující faktor i_{q_lim} ovlivňuje výstup regulátoru otáček, který definuje žádanou hodnotu elektromagnetického momentu, a tedy limituje akceleraci.

Regulátor odbuzování limituje výstupní veličinu do rozsahu $-i_{d_max} < i_{d_set} < 0$, kde horní limit 0 znamená, že nedochází k odbuzování a hodnota $-i_{d_max}$ limituje maximální dovolenou hodnotu magnetického toku.

Regulační odchylku e_{fw} můžeme vyjádřit následovně:

$$e_{fw} = \Delta i_{uq} - \Delta i_{iq} \quad (39)$$

Kde složka Δi_{uq} reprezentuje stav omezení napětí v ose q a je vyjádřena jako:

$$\Delta i_{uq} = \left(u_{q_lim} - |u_{q_set}|\right) \cdot \frac{I_{max}}{U_{max}} \cdot F_1(s) \quad (40)$$

Složka Δi_{iq} reaguje na požadavek elektromagnetického momentu, a tedy působí s předstihem na algoritmus odbuzování. Tato složka je vyjádřena následovně:

$$\Delta i_{iq} = \left(i_{q_set_lim} - i_{q_fdbk}\right) \cdot \text{sgn}(\omega_{fdbk}) \cdot F_2(s) \quad (41)$$

Dynamické systémy s přenosem $F_1(s)$ a $F_2(s)$ ve zjednodušeném případě reprezentují konstanty.

2.5 Nízké otáčky synchronního motoru s permanentním magnetem

Jednou z metod umožňujících odhadovat polohu rotoru motoru s permanentními magnety typu IPMSM je injektování vysokofrekvenčního signálu. Vysokofrekvenční napětí můžeme aplikovat buďto v rotujících souřadnicích d, q do osy d nebo osy q nebo ve stojících souřadnicích α, β do složek napětí u_α, u_β [1][22][23]. Vysokofrekvenční složky napětí jsou injektovány do statorových vinutí a způsobují vysokofrekvenční složky proudu. Měřené proudy transformované do stojících nebo rotujících souřadnic jsou pak demodulovány pomocí heterodynní techniky demodulace.

2.5.1 Injektování vysokofrekvenčního signálu ve stojící α, β souřadné soustavě svázané se statorem

Pro účely odhadu polohy IPMSM motoru v nulových a nízkých otáčkách můžeme využít principu funkce resolveru. Injektováním vysokofrekvenčního napětíového signálu do

symetrického trojfázového vinutí a následným vhodným zpracováním získaných zpětnovazebních veličin dostaneme informaci o poloze a rychlosti v nulových a nízkých otáčkách [22]. Vztah mezi elektrickou úhlovou rychlostí a úhlovou rychlostí injektovaného signálu vyjádřený následovně: $\omega_e \gg \omega_e$. V reálném systému opět pracujeme z rozsahem frekvencí $500 \text{ Hz} < f_c < 2 \text{ kHz}$.

Pro účely analýzy chování IPMSM motoru v nízkých otáčkách za předpokladu injektování vysokofrekvenčního napětového signálu upravíme matematický model v souřadné soustavě α, β popsany rovnicí (1) při zanedbání složek závislých na elektrické úhlové rychlosti ω_e a složky úbytků napětí na odporu vinutí následovně:

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha h} \\ u_{\beta h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_0 + \Delta L \cdot \cos(2 \cdot \theta_e) & \Delta L \cdot \sin(2 \cdot \theta_e) \\ \Delta L \cdot \sin(2 \cdot \theta_e) & L_0 - \Delta L \cdot \cos(2 \cdot \theta_e) \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha h} \\ i_{\beta h} \end{bmatrix} \quad (42)$$

Injektované složky napětí jsou symetrické a jsou aplikovány v obou osách souřadného systému α, β . Vektor napětí definujeme jako:

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha h} \\ u_{\beta h} \end{bmatrix} = U_m \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega_c \cdot t) \\ \sin(\omega_c \cdot t) \end{bmatrix} \quad (43)$$

Úpravami získáme vektor proudů:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha h} \\ i_{\beta h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_1 \cdot \sin(\omega_c \cdot t) & -I_2 \cdot \sin(\omega_c \cdot t - 2 \cdot \theta_e) \\ -I_1 \cdot \cos(\omega_c \cdot t) & -I_2 \cdot \cos(\omega_c \cdot t - 2 \cdot \theta_e) \end{bmatrix} \quad (44)$$

Následnou analýzu chování odezvy motoru na injektovaný vysokofrekvenční signál můžeme provést z tvaru rovnice (44)

Polohu rotoru získáme demodulací signálů proudu obsahujících informaci o poloze rotoru. Reálnou a imaginární složku proudu násobíme a následně filtrujeme vysokofrekvenční složku pomocí dolní propusti.

$$LPF(i_{\alpha h} \cdot i_{\beta h}) = -I_1 \cdot I_2 \cdot \sin(2 \cdot \theta_e) \quad (45)$$

Reálnou a imaginární složku proudu zpožděnou o $-\pi/4$ opět násobíme a následně filtrujeme vysokofrekvenční složku pomocí dolní propusti.

$$LPF\left(i_{\alpha h} \cdot e^{-j\frac{\pi}{4}} \cdot i_{\beta h} \cdot e^{-j\frac{\pi}{4}}\right) = I_1 \cdot I_2 \cdot \cos(2 \cdot \theta_e) \quad (46)$$

Demodulované signály reprezentované rovnicemi (45) a (46) je nutné normalizovat pro zjednodušení dalšího zpracování. Pro normalizaci použijeme následující vztah, který využívá trigonometrické zjednodušení:

$$\sqrt{(-I_1 \cdot I_2 \cdot \sin(2 \cdot \theta_e))^2 + (I_1 \cdot I_2 \cdot \cos(2 \cdot \theta_e))^2} = I_1 \cdot I_2 \quad (47)$$

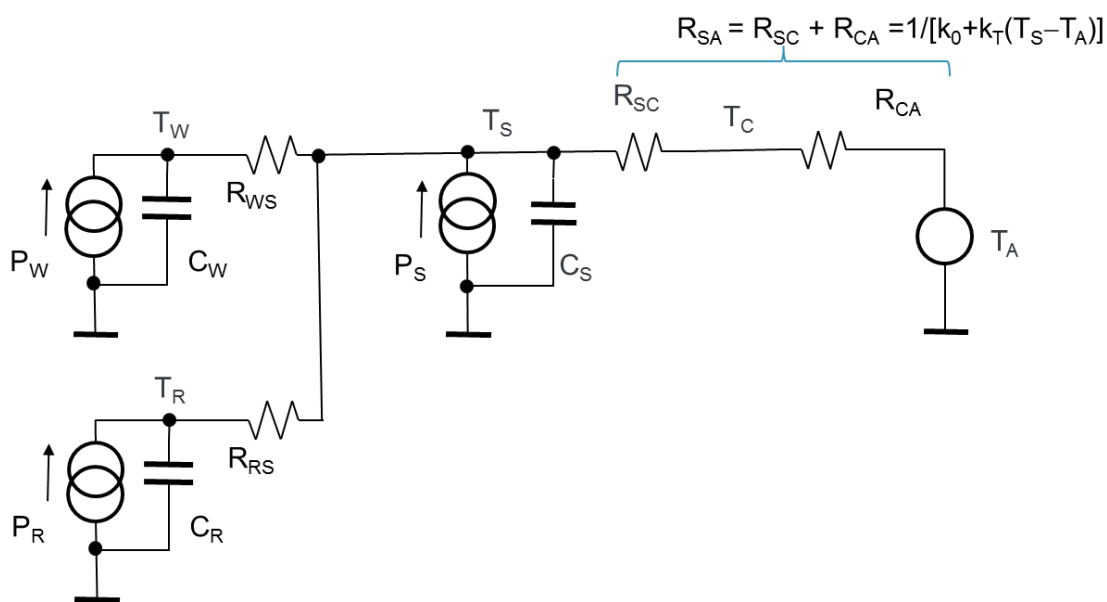
Dělením rovnic (45) a (46) rovnicí (47) dostaneme rovnice normalizované

3 DETEKCE PŘETÍŽENÍ MOTORU – US PATENT 9,496,817 B1

Základním požadavkem na spolehlivou funkci elektrického pohonu je monitorování teploty vinutí elektrického motoru [6], [7], [8], [9], [10]. Nesprávné podmínky provozování pohonu mohou vést k dosažení takové teploty vinutí, při které dochází k porušení izolace a nevratnému poškození motoru, případně ke vzniku podmínek pro vznícení. Takový stav je považován za nebezpečný a z hlediska mezinárodních norem IEC a UL je výrobce elektrických pohonů povinen pohon zabezpečit proti přetížení a následnému přehřátí.

Nově navržený algoritmus detekce přetížení motoru chráněný americkým patentem [13] poskytuje unikátní řešení estimace teplotních poměrů motoru v reálném čase. Navržený algoritmus lze rovněž použít pro diagnostiku měřicího kanálu s měřením teploty.

Navržený algoritmus je založený na termodynamickém modelu podle Obr. 6.



Obr. 6: Obecný termodynamický model motoru.

Ztráty v rotoru lze zanedbat vzhledem k poměru ztrát ve vinutí a statoru. Stejně tak i ztráty ventiláčnické můžeme zanedbat, jelikož se zaměřujeme na pohony s velkým rozsahem otáček, a tedy ventilátor umístěný na hřídeli není použit. Pak lze elektrický příkon rovněž vyjádřit jako:

$$P_{in} = P_{mech} + P_w + P_{Fe} \quad (52)$$

Mechanický výkon na hřídeli předpokládá znalost skutečných otáček hřídele a mechanického momentu.

$$P_{mech} = M_{mech} \cdot \omega_{mech} \quad (53)$$

$$P_{mech} = \frac{3}{2} \cdot [U_{BEMF}(\omega, i_d, i_q) + (L_d - L_q) \cdot \omega \cdot i_d] \cdot i_q \quad (54)$$

Ztráty ve vinutí motoru lze vyjádřit jako:

$$P_w = \frac{3}{2} \cdot R_w \cdot I_w^2 \quad (55)$$

$$I_w^2 = I_{wd}^2 + I_{wq}^2 \quad (56)$$

$$R_w = R_{w0} + k_{rw} \cdot \Delta T_w \quad (57)$$

Ztráty v železe se skládají ze ztrát hysterezních a ztrát vířivými proudy. Jsou silně nelineární a jsou funkcí proudu, respektive její amplitudy a frekvence. Velikost ztrát lze s jistým omezením vyjádřit jako:

$$P_{Fe}(I_w, \omega_{el}) = \frac{3}{2} \cdot R_{Fe}(I_w, \omega_{el}) \cdot I_w^2 \quad (58)$$

Stav odbuzování, kdy i_d složka je nenulová, ovlivňuje významně ztráty v železe. Stav, kdy i_d složka je negativní nastává za podmínek optimálního provozování elektrického pohonu pomocí MTPA algoritmu a při provozu pohonu ve vysokých otáčkách výrazně převyšujících nominální otáčky, kdy napájecí frekvence proudu dosahuje hodnot stovek Hz až jednotek kHz. Veličinu R_{Fe} pak můžeme vyjádřit následovně:

$$R_{Fe}(I_w, \omega_{el}) = k_1 \cdot |\omega_{el}| + k_2 \omega_{el}^2 \quad (59)$$

Konstanty k_1 a k_2 se získají měřením na reálném stroji a simulací v Matlabu

Veličiny P_w a P_{Fe} lze získat v reálném čase i jiným způsobem podle následující úvahy.

$$P_{losses} = P_{in} - P_{mech} = P_w + P_{Fe} \quad (60)$$

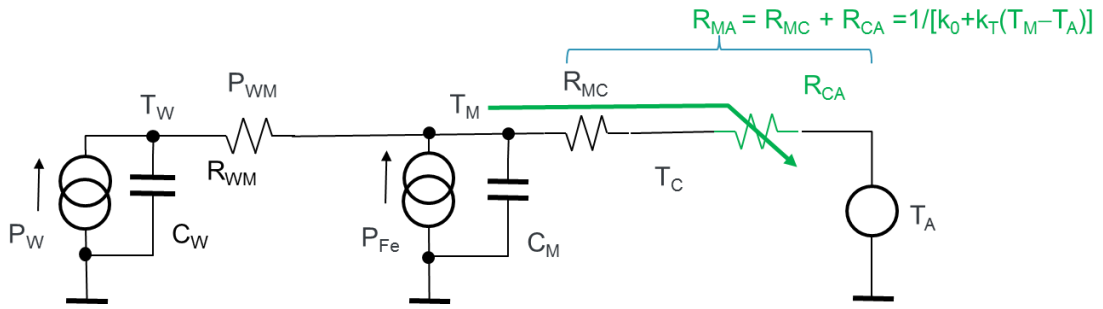
Získané celkové ztráty v motoru rozdělíme v poměru ztrát ve vinutí a v železe následovně:

$$P_w = \frac{(R_{w0} + k_{rw} \cdot \Delta T_w)}{(R_{w0} + k_{rw} \cdot \Delta T_w) + (k_1 \cdot |\omega_{el}| + k_2 \cdot \omega_{el}^2)} \cdot P_{losses} \quad (61)$$

$$P_{Fe} = \frac{(k_1 \cdot |\omega_{el}| + k_2 \cdot \omega_{el}^2)}{(R_{w0} + k_{rw} \cdot \Delta T_w) + (k_1 \cdot |\omega_{el}| + k_2 \cdot \omega_{el}^2)} \cdot P_{losses} \quad (62)$$

Zjednodušený termodynamický model zanedbávající ztráty v rotoru ukazuje

Obr. 7.



Obr. 7: Zjednodušený termodynamický model motoru.

Rovnice

$$R_{MA} = R_{MC} + R_{CA} = \frac{1}{[k_0 + k_T \cdot (T_M - T_A)]} \quad (63)$$

definuje nelineární tepelný odpor mezi státorem a okolním prostředím.

Koeficienty k_0 a k_T vyjadřují závislosti na jednotlivých způsobech šíření tepla z motoru do okolního prostředí, a to prouděním, vedením a zářením. Koeficienty se získají z měření motoru.

Průběh estimované teploty vinutí motoru popisuje nelineární dynamický systém:

$$T_w(s) \cong T_M(s) + R_{wm} \cdot \frac{1}{\tau_2 \cdot s + 1} \cdot P_w(s) \quad (64)$$

Průběh estimované teploty statoru (feromagnetického materiálu) a šasi motoru vyjadřuje nelineární dynamický systém

$$T_M(s) \cong \frac{R_{MA}}{\tau_1 \cdot s + 1} \cdot \left(P_{Fe}(s) + \frac{1}{\tau_2 \cdot s + 1} \cdot P_w(s) \right) + T_A(s) \quad (65)$$

Kde:

$$\tau_2 = R_{WM} \cdot C_W \quad (66)$$

$$\tau_1 = c \cdot R_{MA} = c \cdot [k_0 + k_T \cdot (T_M - T_A)] \quad (67)$$

kde c , k_0 , k_T jsou konstanty získané měřením.

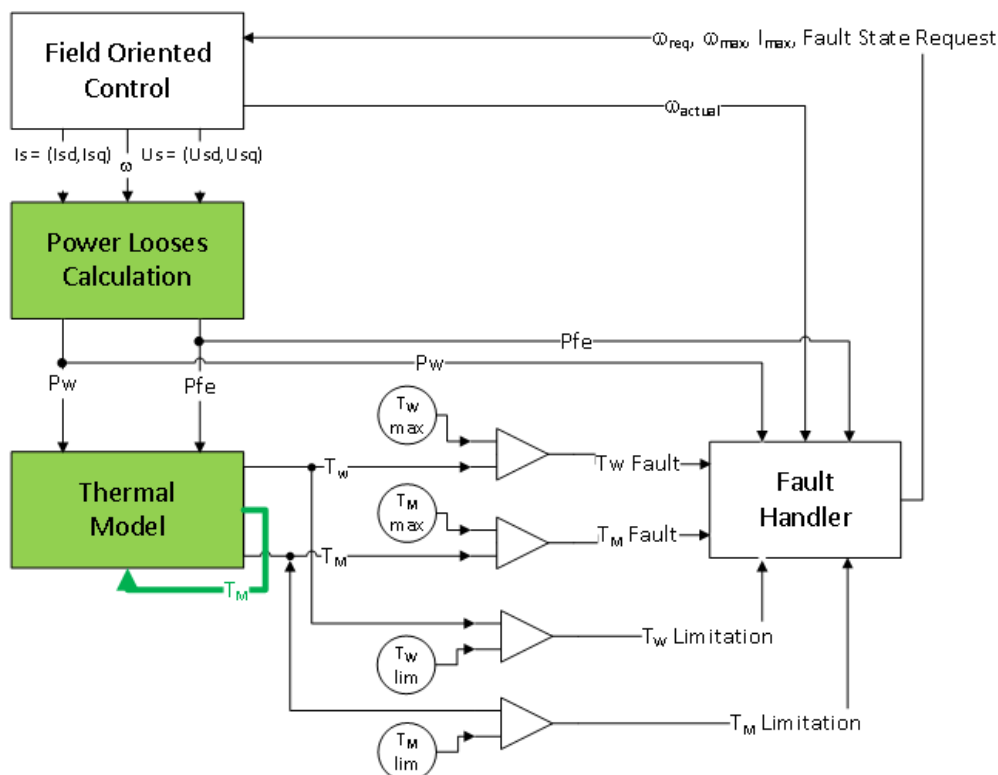
Vzhledem k dynamice tepelných dějů v motoru lze říci, že estimace teploty vinutí a teploty statoru poskytuje téměř spojitou informaci, což umožňuje lépe řídit elektrický pohon vzhledem k podmínce přetížení a predikovat stav, kdy dojde k odpojení pohonu.

Estimace teploty v motoru výrazně snižuje cenu řešení, zjednodušuje hardwarové řešení a tím zároveň zvyšuje spolehlivost elektrického pohonu.

Mezinárodní normy IEC a UL pro některé typy výrobků striktně vyžadují detekci stavu přetížení pohonu. Navržené unikátní řešení pak podléhá komplexnímu testování pomocí FMEA testů a finální certifikací. Výše popsané inovativní řešení bylo implementováno, testováno a certifikováno nejuznávanější evropskou certifikační autoritou, a to německou VDE. Výrobky s popsaným řešením jsou v současné době v masové produkci a algoritmus je ověřen na velkém množství výrobků v oblasti bílé techniky.

Estimace teplotních poměrů v motoru je založena na zpracování elektrických veličin, které jsou použity pro řízení pohonu.

Obr. 8 ukazuje návaznost estimátoru teploty na řídicí struktury vektorového řízení.

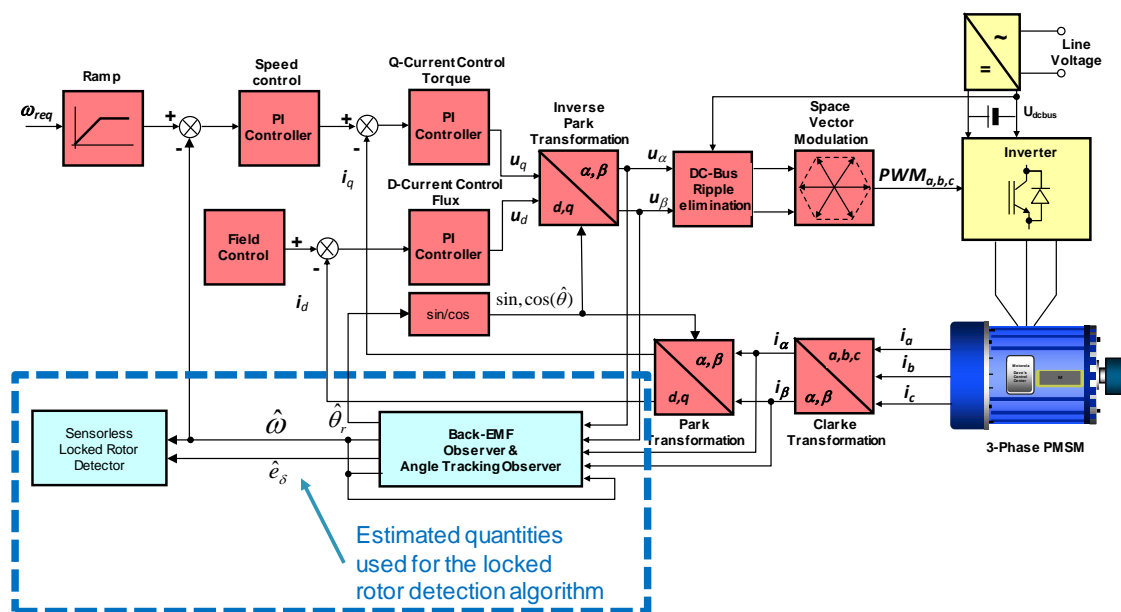


Obr. 8: Blokový diagram integrace estimace teploty vinutí motoru s vektorovým řízením

4 DETEKCE ZABLOKOVANÉHO ROTORU – US 2017/0126153 A1

Detekce zablokovaného rotoru je jedním ze základních požadavků definovaných pro elektrické pohony [2], [3], [4], [5]. Řídicí struktury elektrických pohonů využívající pozičních a rychlostních senzorů ve zpětných vazbách mohou řešit tuto problematiku poměrně snadno. Řízení založené na bezsnímačové technologii ovšem tuto možnost nemá a je tedy nutno nalézt spolehlivé řešení, které je schopno rozpoznat, zda-li se rotor otáčí či nikoli. Pro některé typy aplikací je stav detekce zablokovaného rotoru striktně vyžadován mezinárodními normami pro daný typ výrobku jako např. normy IEC 60335 nebo UL 60335. Tuto problematiku řeší americký patent US 2017/0126153 A1 popsany v dokumentu [14].

Blokový diagram struktury vektorového řízení s blokem detekce zablokovaného rotoru je na Obr. 9. Z diagramu je zřejmé, že klíčové algoritmy jako jsou „Back-EMF Observer“, „AngleTracking Observer“ a „Locked Rotor Detection“ jsou rovněž ovlivněny korektním nastavením regulačních smyček a především správně navrženým řízením v případě, že dochází k saturacím v důsledku limitací řídicích veličin.



Obr. 9: Blokový diagram integrace algoritmu detekce zablokovaného rotoru se strukturou vektorového řízení

Detekce zablokovaného rotoru je založena na porovnání indukovaného napětí definovaného konstrukcí motoru a udávaného pomocí konstanty indukovaného napětí (BEMF constant) K_E s indukovaným napětím estimovaným v reálném čase pomocí dynamických struktur definovaných výše. Indukované napětí je obecně definováno jako:

$$e = K_E \cdot \omega_r \quad (68)$$

Amplituda indukovaného napětí je funkcí úhlové rychlosti, nelinearit v motoru a můžeme ji aproximovat následovně:

$$\hat{e}_q = c_{BemfCoef}(i_q, i_d, \hat{\omega}) \cdot \hat{\omega} + c_{BemfOffset}(i_q, i_d, \hat{\omega}) \cdot \text{sgn}(\hat{\omega}) \quad (69)$$

Rozdíl indukovaných napětí odhadovaných podle rovnice (69) a estimátoru rozšířeného indukovaného napětí s použitím digitálního filtru můžeme vyjádřit jako:

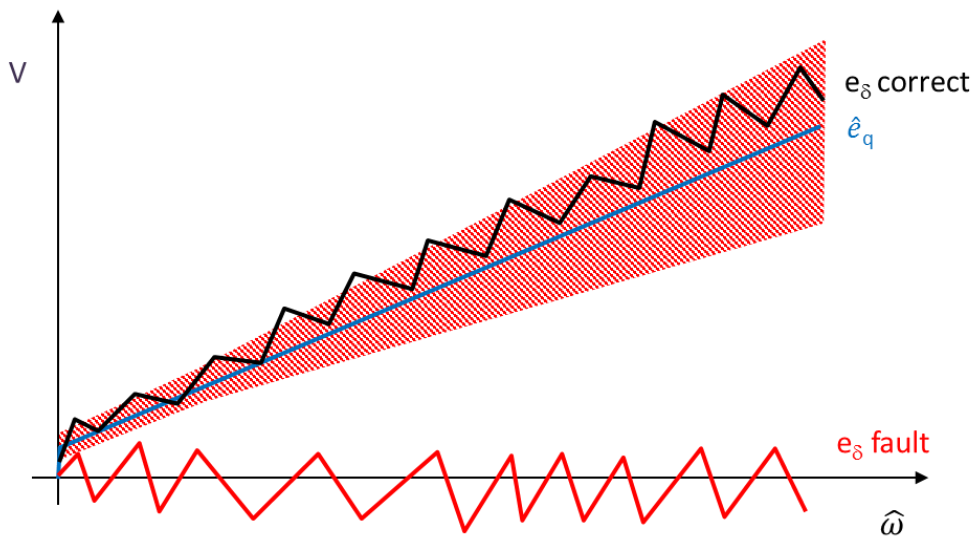
$$BEMF_{ErrorFilt} = Filter(|\hat{e}_\delta - \hat{e}_q|) \quad (70)$$

V nejjednodušším případě volíme filtr 1. řádu ve tvaru:

$$Filter(s) = \frac{1}{T_f \cdot s + 1} \quad (71)$$

Parametry $C_{BemfCoef}$ a $C_{BemfOffset}$ získáme buď přímým měřením motoru nebo od výrobce motoru. Parametr T_f reprezentující časovou konstantu filtru je aplikačně závislý a je definovaný na základě dynamiky pohonu.

V reálné aplikaci je obtížné dosáhnout shody veličin \hat{e}_q a \hat{e}_δ v důsledku nelinearit motoru, odchylek parametrů matematického modelu použitého pro estimátor rozšířeného indukovaného napětí, nepřesnosti koeficientů $C_{BemfCoef}$ a $C_{BemfOffset}$ a celé řady dalších vlivů. Pro spolehlivou detekci založenou na indukovaném napětí definujeme parametr $BEMF_{ErrorThreshold}$ vyjádřený rovnicí (72) a graficky znázorněný na Obr. 10.



Obr. 10: Grafické znázornění podmínek detekce zablokovaného rotoru

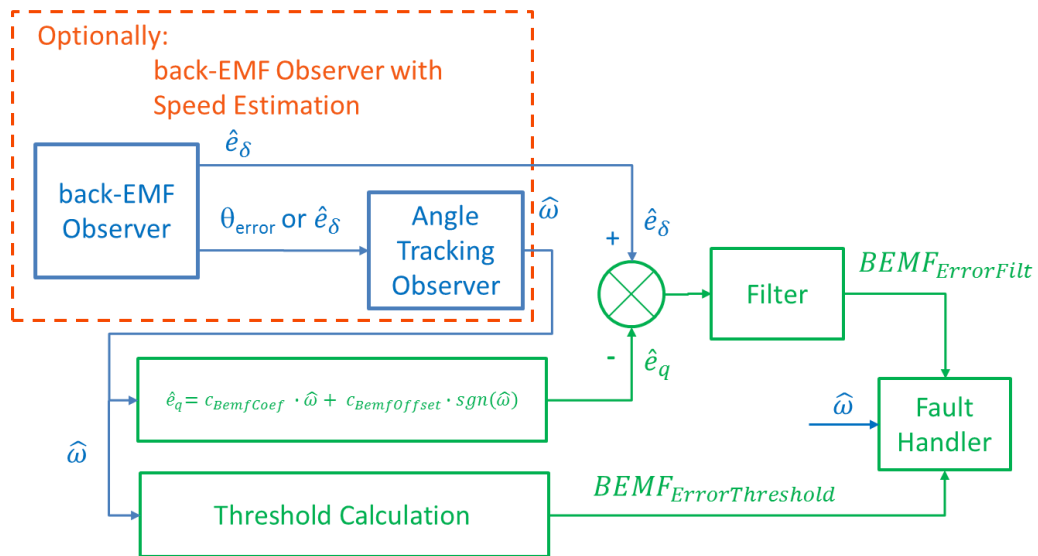
Situaci popisovanou obrázkem vyjádříme matematicky následovně:

$$BEMF_{ErrorThreshold} = \begin{cases} c_{BemfThresholdMin}, & c_{BemfThresholdCoef} \cdot \hat{\omega} < c_{BemfThresholdMin} \\ c_{BemfThresholdCoef} \cdot \hat{\omega}, & c_{BemfThresholdCoef} \cdot \hat{\omega} \geq c_{BemfThresholdMin} \end{cases} \quad (72)$$

Vyhodnocení poruchového stavu zablokovaného rotoru je splněno za předpokladu podmínek definovaných rovnicí (73)

$$Fault_{BlockedRotor} = \begin{cases} BEMF_{ErrorFilt} > BEMF_{ErrorThreshold} \\ |\hat{\omega}| < \omega_{StallMin} \end{cases} \quad (73)$$

Princip detekce zablokovaného rotoru popisovaný v této kapitole graficky reprezentuje blokový diagram Obr. 11.



Obr. 11: Blokový diagram algoritmu detekce zablokovaného rotoru

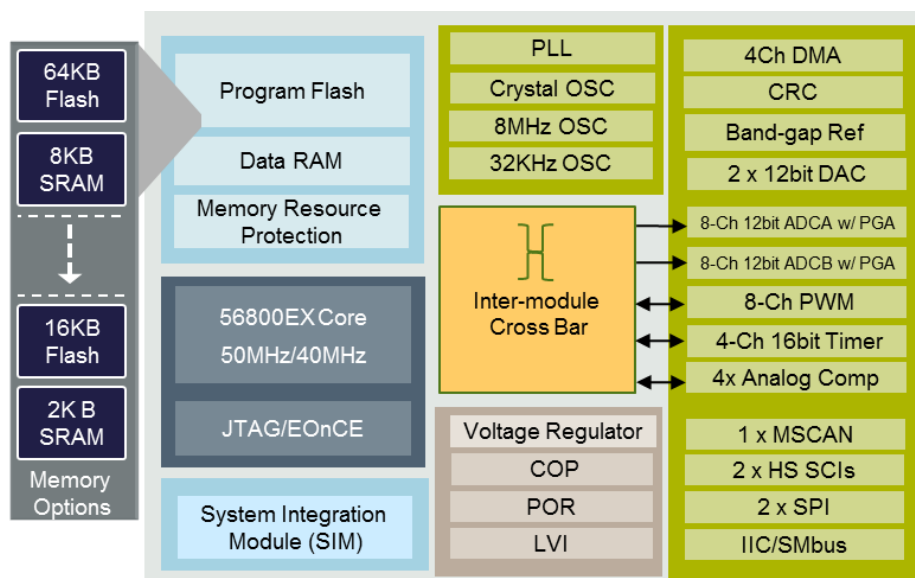
5 IMPLEMENTACE PRŮMYSLOVÉHO ŘEŠENÍ BEZSNÍMAČOVÉHO ŘÍZENÍ PMSM MOTORU

Implementace bezsnímačového řízení PMSM motoru na úrovni průmyslového řešení vhodného pro hromadnou výrobu vyžaduje splnění celé řady velmi komplexních požadavků. Splnění těchto požadavků klade důraz na volbu vhodného mikrokontroléru. V našem případě byl zvolen mikrokontrolér NXP Semiconductors. Kromě požadavků na bezsnímačové řízení je požadováno splnění mezinárodních norem definujících provozní bezpečnost realizace podle norem IEC a UL.

5.1 Použitý mikrokontrolér

Klíčovým prvkem systému řízení pohonu je vhodný mikrokontrolér. Komplexnost řešení a složitost implementace vyžaduje specializovaný mikrokontrolér navržený pro tyto účely. Vhodným kandidátem je rodina mikrokontrolérů MC56F84xxx a MC56F82xxx založených na vlastní architektuře jádra [18].

Topologie mikrokontroléru je zobrazena na Obr. 12.



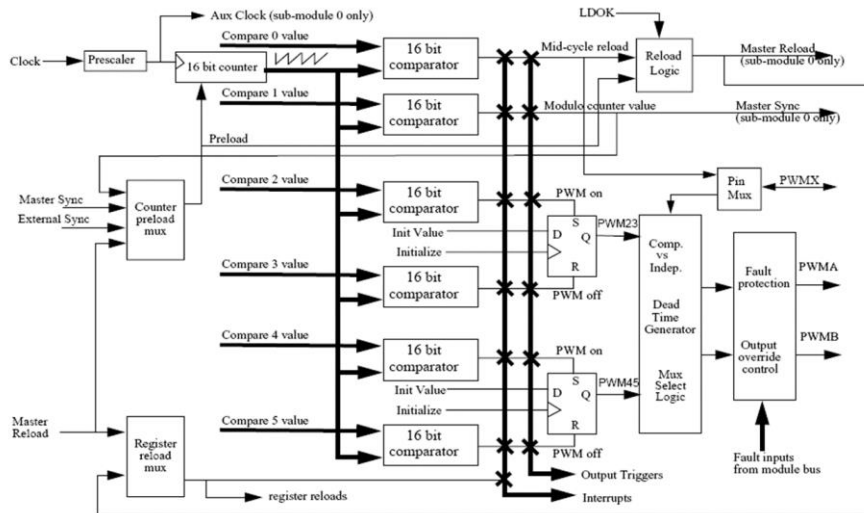
Obr. 12: Blokové schéma mikrokontroléru MC56F82xxx

Z hlediska řízení elektrických motorů jsou důležité periferní moduly mikrokontroléru, které tvoří rozhraní mezi výkonovou částí měniče a algoritmy řídicích struktur. Nejdůležitější informace předávané mezi měničem a mikrokontrolérem jsou řídicí signály spínacích prvků, typicky tranzistorů typu IGBT nebo MOSFET a analogové veličiny, které slouží jako zpětné vazby z řízeného systému, což obvykle bývají třífázové proudy a napětí stejnosměrného meziobvodu měniče. K tomuto účelu jsou navrženy moduly PWM generátoru (eFlexPWM) a ADC převodníku s vlastnostmi vzájemné spolupráce na úrovni hardwaru bez interakce s jádrem mikrokontroléru.

5.1.1 PWM generátor – eFlexPWM modul

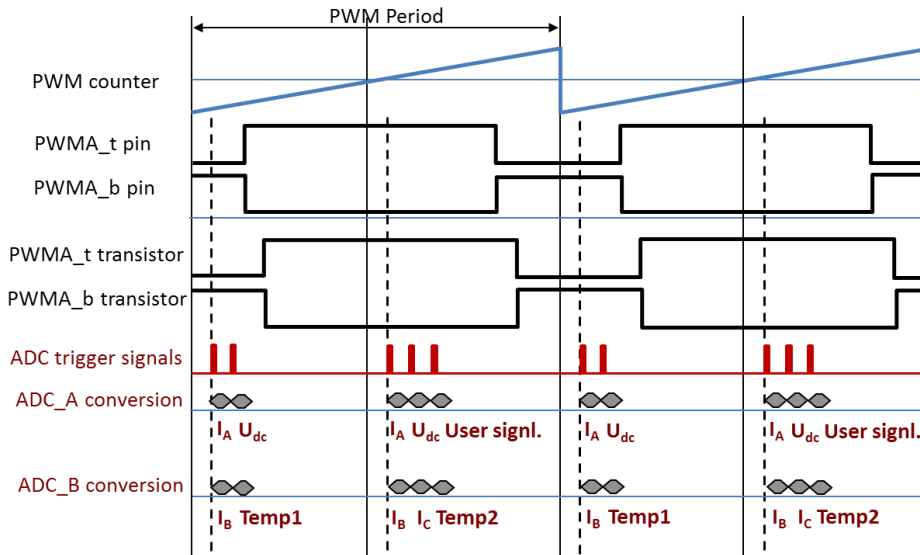
Unikátní modul pro generování PWM signálů byl navržen jako univerzální a velmi komplexní řešení podporující všechny dosud známé typy motorů (ACIM, BLDC, PMSM, SR, SynR, atd.) a řídicích algoritmů [18].

eFlex PWM modul se skládá z ekvivalentních submodulů, kde každý submodul umožňuje řídit jednu větev měniče, čili generuje dva signály pro horní a spodní tranzistor větve měniče. Blokové schéma submodulu je zobrazeno na následujícím obrázku Obr. 13.



Obr. 13: Blokové schéma submodulu eFlexPWM modulu

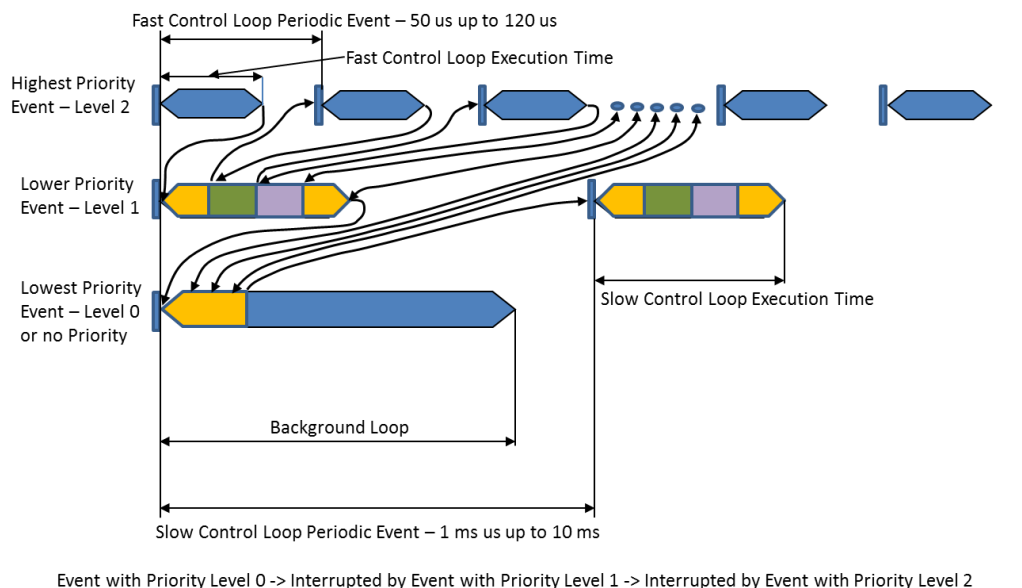
Podstatnou vlastností eFlexPWM modulu je možnost synchronizovat generování PWM signálů s okamžiky měření analogových veličin pomocí AD převodníku. Princip synchronizace a přesného časování vzorkování AD převodníku ukazuje Obr. 14.



Obr. 14: Synchronizace ADC převodníku s PWM signály

5.2 Časování aplikace

Základem úspěšné implementace bezsnímačového řízení PMSM motoru je správný návrh časování aplikace a následné rozdělení řídicích algoritmů do odpovídajících periodických událostí, které jsou zpracovávány s konstantní periodou vzorkování. Časování aplikací implementovaných v této práci a běžně používaných ve mnou navržených průmyslových realizacích je založeno na schématu časování podle Obr. 15.



Obr. 15: Definice časových událostí aplikace bezsnímačového řízení PMSM motoru a jejich vzájemné závislosti

5.3 Bezpečnost podle IEC norem

Průmyslová řešení řízení elektrických motorů v mnoha případech spadají do kategorie aplikací vyžadujících splnění mezinárodních norem. Veškerá zařízení, která mohou způsobit zranění člověka nebo poškodit majetek musí splňovat požadavky norem pro daný typ aplikace. IEC 60730 a IEC 60335-1 jsou základní normy [15], [16], [17], které jsou implementovány v rámci realizace bezsnímačového řízení PMSM motoru. Implementace norem vyžaduje zohlednit jejich požadavky v návrhu hardwaru, softwaru a řídicích algoritmů. Norma IEC 60730 klasifikuje aplikační software do tří kategorií:

- Class A: ovládací funkce, které nevyžadují detekovat nebezpečný provoz zařízení
- Class B: ovládací funkce, které mají zabránit nebezpečnému stavu spotřebiče
- Class C: ovládací funkce, které jsou určeny k tomu, aby zabránily zvláštnímu nebezpečí jako např. výbuch

V této práci se zaměřuji na skupiny aplikací spadající do kategorie „class B“.

Jedním ze základních požadavků na aplikaci je tzv. „core self-test“ specifikovaný v části normy IEC 60730, Annex H definující požadavky na elektronická řízení. Integrace požadavků norem je nutné zohlednit již od samého počátku návrhu struktury softwaru a jeho časování.

6 UKÁZKY PRŮMYSLOVÝCH ŘEŠENÍ ZALOŽENÝCH NA BEZSNÍMAČOVÉM ŘÍZENÍ

Teorie bezsnímačového řízení popisovaná v této práci je obecně použitelná na různé typy průmyslových aplikací, jako např. spotřební elektronika, bílá technika, automobilové aplikace, medicínské aplikace a celá řada dalších použití. Aby bylo možno vyrábět a prodávat zařízení s řízením PMSM motoru na bázi bezsnímačového řízení, je nutné splnit požadavky mezinárodních norem pro daný výrobek, které vedou k celé řadě požadavků na mikrokontrolér, hardware měniče, softwarovou implementaci, testování pomocí FMEA (Failure Mode and Effects Analysis) testů a následnou certifikaci řešení certifikační autoritou.

Jako příklad komplexnosti řešení bezsnímačového řízení PMSM motoru jsou v dizertační práci uvedeny tři příklady aplikací:

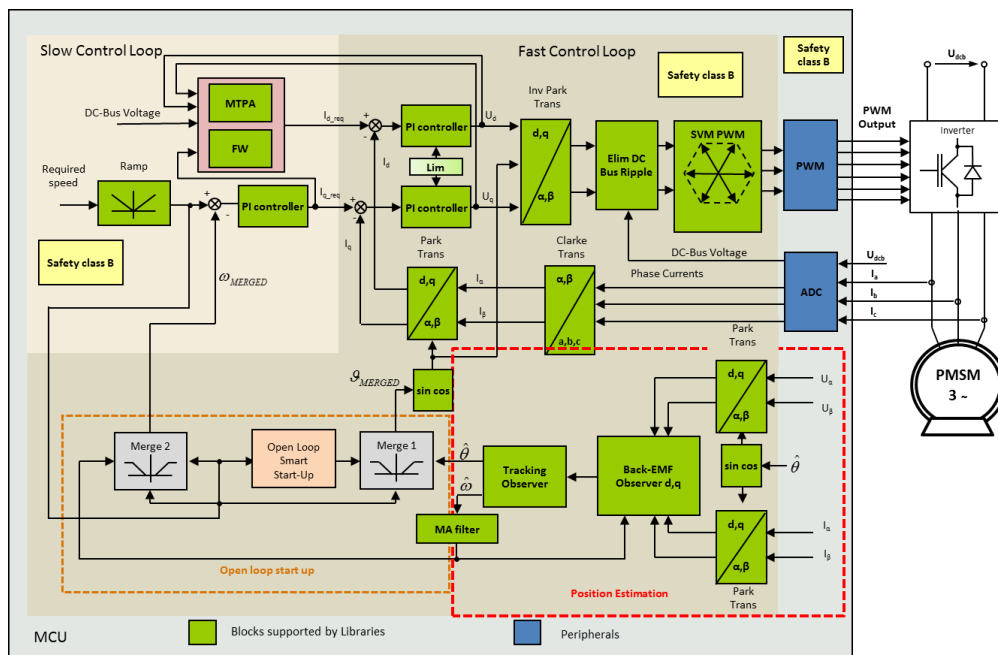
- Moderní řízení automatických praček
- Řízení unikátního řešení srdeční pumpy
- Bateriově napájený elektroskútr

V rámci tezí bude uveden jeden aplikační příklad.

6.1 Moderní řízení automatických praček

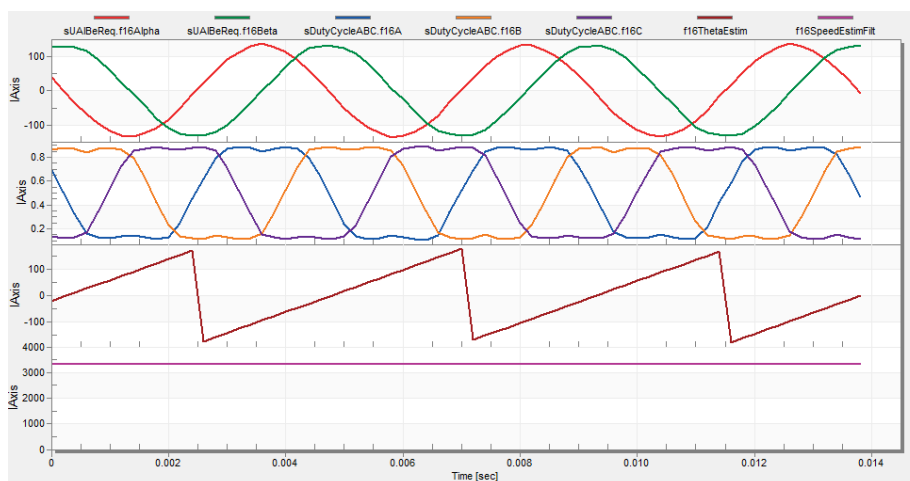
Jednou z nejkompexnějších a nejnáročnějších aplikací z hlediska řízení jsou právě nejvyšší modely automatických praček, kde se klade velký důraz na cenovou optimalizaci řešení, což vede k optimalizaci hardwarového řešení jak ze strany mechaniky pračky, tak i ze strany měniče a potřebných senzorů. Dlouhodobá snaha při vývoji tohoto typu aplikací je eliminovat téměř vše, co lze vypočítat mikrokontrolérem jako např. eliminace senzoru polohy rotoru PMSM motoru, eliminace akcelerometru pro detekci nevyvážení bubny, eliminace senzoru teploty vinutí motoru, optimalizace měření fázových proudů motoru atd.

Blokové schéma aplikace řízení pračky s trojfázovým PMSM motorem je zobrazeno na Obr. 16.



Obr. 16: Blokové schéma řízení automatické pračky s trojfázovým PMSM motorem

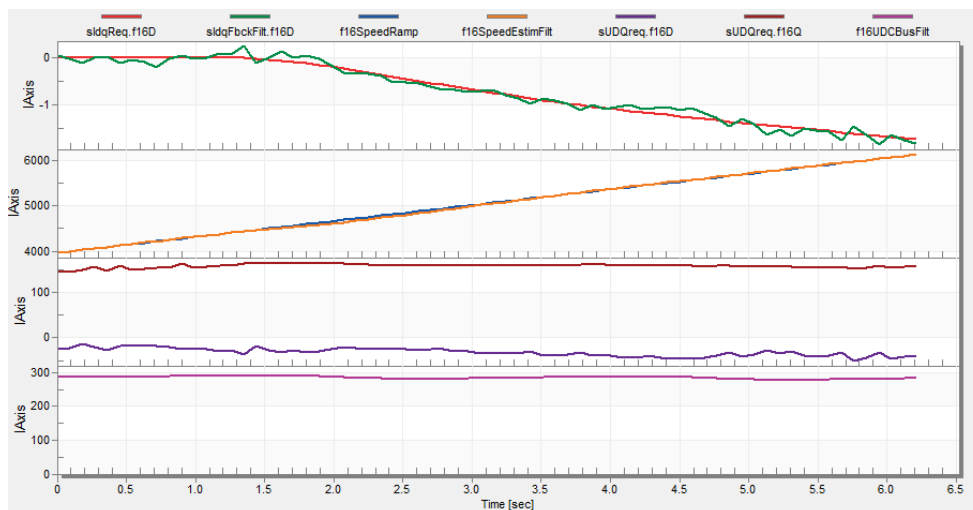
Několik záznamů průběhů veličin vektorového řízení v závislosti na stavu pohonu získaných z měření na reálném zařízení je demonstrováno na obrázcích níže. Obr. 17 ukazuje závislosti odhadové polohy pomocí estimátoru založeném na indukovaném napětí (proměnná *f16ThetaEstim*), odhadované rychlosti (proměnná *f16SpeedEstimFilt*), napěťových signálů U_α , U_β generovaných regulátory smyček momentu a toku po transformaci do α , β souřadného systému (proměnné *sUAlBeReq.f16Alpha* a *sUAlBeReq.f16Beta*) a generované trojfázové SVM modulace relativně k aktuální hodnotě napětí stejnosměrného meziobvodu (proměnné *sDutyCycleABC.f16A*, *sDutyCycleABC.f16B*, *sDutyCycleABC.f16C*).



Obr. 17: Průběhy řídicích veličin v reálném čase

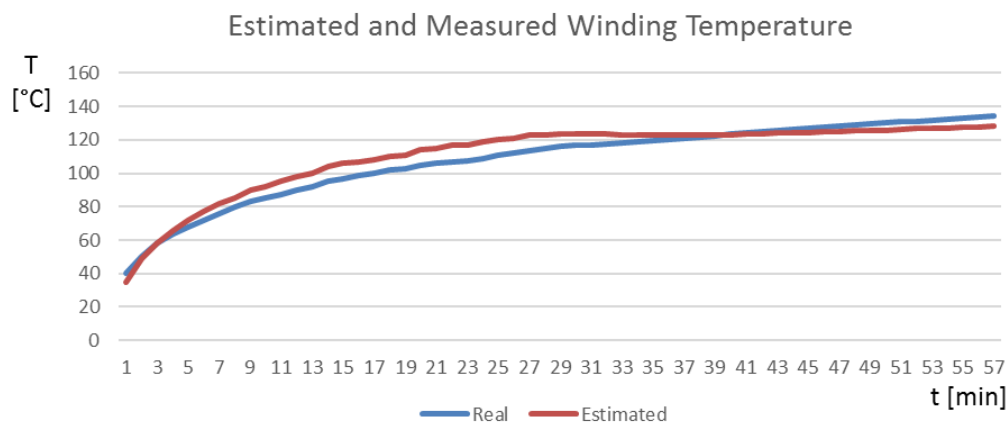
Obr. 18 demonstruje přechodový děj akcelerace motoru z rychlosti cca 4000 ot/min na rychlost cca 6000 ot/min, což vyžaduje algoritmus odbuzování patentovaný firmou NXP Semiconductors [12]. Veličina žádané hodnoty proudu d složky odpovídající

magnetickému toku generovanému statorovým vinutím (proměnná $sIdqReq.f16D$) a skutečný proud transformovaný do d složky (proměnná $sIdqFbckFilt.f16D$) jsou regulační smyčkou udržovány na hodnotě 0 A. V okamžiku, kdy se dostáváme do stavu omezení napájecího napětí, algoritmus odbuzování začíná generovat magnetický tok statorovým vinutím, který působí proti magnetickému toku generovanému permanentními magnety. Proud generovaný d složkou klesá do záporných hodnot a skutečná rychlost motoru (proměnná $f16SpeedEstimFilt$) sleduje profil rychlosti (proměnná $f16SpeedRamp$). Napětí stejnosměrného meziobvodu ukazuje proměnná $f16UDCBusFilt$ a jednotlivé složky napětí v d, q souřadném systému zobrazují proměnné $sUDQreq.f16D$ a $sUDQreq.f16Q$.



Obr. 18: Přechodový děj akcelerace motoru ve stavu odbuzování

Součástí realizace řešení moderních automatických praček je použití diagnostických algoritmů vyvinutých a popisovaných v této dizertační práci a jejich integrace do struktury bezsnímačového řízení.



Obr. 19: Přechodový děj estimace teploty vinutí motoru

Měřenou teplotu vinutí pomocí snímače teploty v porovnání s estimovaným průběhem vidíme na Obr. 19. Přechodový děj teploty vinutí byl měřen a zaznamenáván po dobu cca 60 min, kdy se teplota vinutí změnila z počáteční teploty cca 40 °C na hodnotu cca 135 °C a pračka provedla celý prací cyklus včetně odstředování při vysokých otáčkách.

7 ZÁVĚR

Shrnutí: Hlavním cílem dizertační práce bylo prozkoumat problematiku bezsnímačového řízení motorů s permanentními magnety a vyvinout nové algoritmy řízení a diagnostiky pohonu s ohledem na průmyslovou realizaci. Tento rozsáhlý cíl zahrnoval studium a odvození algoritmů řízení při různých provozních podmínkách motorů a zařízení, která jsou motory poháněna. Důraz na realizaci vyvinutých algoritmů řízení, estimace polohy a rychlosti s ohledem na velký rozsah provozních rychlostí, momentů a výkonů vedl na studium podmínek průmyslové realizace, vývoj nových metod a algoritmů a jejich integraci do řídicích struktur bezsnímačového řízení. S tím úzce souvisí volba mikrokontroléru a jeho hardwarových vlastností specifických pro takovýto druh řízení a aplikací. Vývoj unikátních vlastností mikrokontrolérů, optimalizace řešení pohonu splňující podmínky průmyslové realizace pomocí nových patentovaných metod diagnostiky a jejich integrace do řídicích struktur motoru vytváří komplexní řešení vhodné pro průmyslovou výrobu. Součástí práce jsou ukázky implementace v oblasti spotřební elektroniky, medicínské aplikace a elektricky poháněných dopravních prostředků. Splnění IEC norem ovlivňuje nejen samotnou realizaci, ale i celý vývojový proces, který je řízen pomocí V-modelu a systémem kvality. Součástí realizace byl rovněž návrh testování, definice FMEA testů a proces certifikace výrobku. Realizace moderního řízení automatických praček s navrženými novinkami chráněnými patenty byla certifikována u celosvětově uznávané německé certifikační autority VDE.

Dosažené výsledky: Estimace polohy a otáček ve velkém rozsahu provozních podmínek motoru vedla k návrhu estimátoru rozšířeného indukovaného napětí a následné estimaci polohy a rychlosti vhodné pro střední a vysoké otáčky kapitola 2.3. Spolehlivé provozování motoru ve vysokých otáčkách a hladký přechod ze stavu bez odbuzování do stavu odbuzování a zpět bylo teoreticky analyzováno a struktura implementace chráněná americkým patentem je popsána v kapitole 2.4. Provozní stav při nulových a nízkých otáčkách je vyřešen v kapitolách popisujících injektování vysokofrekvenčního signálu. Podstatná část práce se zaměřovala na využití veličin z optimalizované struktury vektorového řízení a interakci mezi bezsnímačovým řízením a algoritmy detekce stavu pohonu, což vedlo k unikátnímu návrhu algoritmů detekce přetížení motoru, kapitola 3 a detekce zablokovaného rotoru, kapitola 4. Obě navržená řešení jsou chráněna americkými patenty (US 9,496,817 B1 a US 2017/0126153 A1). Další podstatnou součástí popisovaného řešení je návrh periferních modulů mikrokontroléru optimalizovaných pro pokročilá řízení s elektrickými motory a spínanými zdroji. Zvláštní důraz byl kladen na generování PWM signálů a metod měření analogových veličin, což vyústilo v návrh a realizaci unikátního modulu eFlexPWM, kapitola 5.1.1 včetně podpory metod měření analogových veličin. Popisovaná teorie bezsnímačového řízení, detekce stavů motoru s patentovanými principy, které velmi úzce spolupracují s řídicími algoritmy, použití mikrokontroléru s unikátními vlastnostmi periferních modulů navrženými specificky pro tento typ aplikací a integrace mezinárodních IEC norem umožnila realizovat průmyslové aplikace popisované v této práci. Řešení moderního řízení automatických praček splňuje požadavky kladené na tento typ aplikací definované nejvýznamnějšími celosvětovými výrobci a mezinárodními IEC normami. Řešení bylo certifikováno uznávanou německou certifikační autoritou VDE a uvedeno do masové výroby.

Nové technologie navržené autorem této dizertační práce: V dizertační práci se prolínají technologie bezsnímačového řízení, modelování PMSM motorů, algoritmy diagnostiky motorů a unikátní vlastnosti mikrokontroléru. Z tohoto výčtu autor dizertační práce navrhl matematický model trojfázového synchronního motoru s vnitřně uloženými permanentními magnety v rotujícím souřadném systému d, q s uvážením přídavných nelinearit popsany v kapitole 2.1.3. Dále pak byla analyzována metoda injektování vysokofrekvenčního signálu ve stojící α, β souřadné soustavě svázané se statorem a navržena struktura heterodynní demodulace, kapitola 2.5.1. Významnou částí práce je unikátní algoritmus detekce přetížení motoru popisovaný v kapitole 3, který byl patentovaný autorem dizertační práce u amerického patentového úřadu [13]. Kapitola 5 popisující nový algoritmus detekce zablokovaného rotoru, který byl rovněž patentovaný autorem práce a je tedy chráněn americkým patentem [14]. Poslední rozsáhlou částí navrženou autorem dizertační práce a popisovanou v této práci je eFlex PWM modul, který byl realizován a je součástí mikrokontrolérů firmy NXP Semiconductor. Kromě výše zmíněných algoritmů jsou součástí práce implementačně závislé části, které byly navrženy autorem jako např. měření proudů PMSM motorů pomocí snímacích odporů v interakci s diagnostikou definovanou IEC normami využívající vlastností synchronizace mezi eFlexPWM a ADC moduly.

LITERATURA

- [1] SEMAN, S., LUOMI, J. *Application of carrier frequency signal injection in sensorless control of a PMSM drive with forced dynamic*. The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 2003. PEDS 2003, 2003, vol. 2, s. 1663-1668.
- [2] MELEXIS TESSENDERLO NV. *Control of sinusoidally driven brushless DC (BLDC) motors*. Inventors: Paintz, Christian a Thomas Freitag. Int.Cl.: H02P 6/18. United States. Patent Application Publication, US 2011/0074327. 2011-03-11.
- [3] ELECTROLUX HOME PRODUCTS CORPORATION N.V. *Sensorless safety system for determining rotation of an electric household appliance laundry drum powered by a three-phase asynchronous motor*. Inventors: Boscaroli Enrico, Marson Enrico a Paolo POSA. Int.Cl.: H02P 6/00, D06F 58/28, D06F 37/42. United States. Patent, US 8,860,345 B2. 2014-10-14.
- [4] TECUMSEH PRODUCTS COMPANY. *Brushless and sensorless DC motor control system with locked and stopped rotor detection*. Inventors: TERRY Robert L. a Arnold G. WYATT. Int.Cl.: H02H 5/04. United States. Patent, US 7,042,180 B2. 2006-05-09.
- [5] SCHNEIDER ELECTRIC USA, INC. *Method and apparatus for estimating induction motor rotor temperature*. Inventors: COLBY Roy S, GAO Zhi a Larry A TURNER. Int.Cl.: G01R 27/00, H02P 23/00. United States. Patent, US 7,769,552 B2. 2010-08-03.
- [6] ABB RESEARCH LTD. *Device for the thermal overload protection of an electric motor and related methods*. Inventors: CORBETTA Giuliano a Ezio MANZONI. Int.Cl.: H02H 6/00. European Patent Office, EP 0 999629 B1. 2008-08-13.
- [7] MILANFAR, P., LANG, J. H. *Monitoring the thermal condition of permanent-magnet synchronous motors*. *Aerosp. Electron, IEEE Transaction on*. 1996, vol 32, issue. 4, s. 1421-1429
- [8] KRAL, CH., HAUMER, A., LEE, S. B. *A practical thermal model for the estimation of permanent magnet and stator winding temperatures*. *Power Electronics, IEE Transactions on*, 2014, vol. 29, no. 1. s. 455-464.
- [9] FAN, J., ZHANG, CH., WANG, Z., DONG, Y., NINO, C. E., TARIQ, A. R., STRANGAS, E. G. *Thermal analysis of permanent magnet motor for the electric vehicle application considering driving duty cycle*. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2010, vol. 46, no. 6., s. 2493-2496.
- [10] PARK, J-B., MOOSAVI, M., TOLIYAT, H. A. *Electromagnetic-Thermal coupled analysis method for interior PMSM*. *IEEE Transactions on Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, 2015, s. 1209-1214.
- [11] MUŠÁK, M., ŠTULRAJTER, M. *Novel methods for parameters investigation of PM synchronous motors*. *Acta Technica Corviniensis, Bulletin of Engineering*, 2013, Fascicule 1, ISSN 2067-3809.
- [12] FREESCALE SEMICONDUCTORS, INC. *Method and apparatus for control of an AC electric motor with field weakening*. Inventors: FILKA, R., BALAZOVIC, P. Int.Cl.: H02P 6/08. United States. Patent Application Publication, US 2011/0050152 A1. 2011-03-03.
- [13] FREESCALE SEMICONDUCTOR, INC. *Electric motor thermal management*. Inventors: LEPKA, J., PROKOP L. Int.Cl.: G05B 5/00, H02P 29/00, H02P 29/02. United States. Patent, US 9,496,817 B1. 2016-12-15.

- [14] FREESCALE SEMICONDUCTOR, INC. *Method and apparatus for motor lock or stall detection*. Inventors: LEPKA, J., PROKOP, L. Int.Cl.: H02P 6/12, H02P 29/02. United States. Patent Application Publication, US 2017/0126153 A1. 2017-05-04.
- [15] IEC 60730-1. *Automatic electrical controls for household and similar use – Part 1: General requirements*. Edition 4.0. 2010-03
- [16] IEC 60335-1. *Household and similar electrical appliances – Safety - Part 1: General requirements*. Edition 5.0. 2010-05
- [17] IEC 60335-2-7. *Household and similar electrical appliances – Safety - Part 2-7: Particular requirements for washing machines*. Edition 7.1. 2012-03
- [18] FREESCALE SEMICONDUCTORS, INC. *MC56F827xx Reference Manual*. Document Number: MC56F827XXRM, Rev. 3, 10/2013.
- [19] Filka Roman. *Sensorless Control of IPM Synchronous Motors for Entire Speed Range Including Start-Up*. Žilinská universita v Žilíně, 2008. Dizertačná práca.
- [20] ŠUBRT, J. *Elektrické regulační pohony II*. VUT Brno, 1987, ISBN 55-582-87, Brno.
- [21] CAHA, Z., ČERNÝ, M. *Elektrické pohony*. SNTL, ISBN 80-03-00417-7, Praha.
- [22] WANG, G., YANG, R., WANG, Y., YU, Y., XU, D. *Initial rotor position estimation for sensorless interior PMSM with signal injection*. The 2010 International Power Electronics Conference – ECCE ASIA, 2010, s. 2758-2752.
- [23] KIM, S. I., IM, J. H., SONG, E. Y., KIM, R. Y. *A new rotor position estimation method of IPMSM using all-pass filter on high-frequency rotating voltage signal injection*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, vol.63, no 10, s. 6499-6509.
- [24] FREESCALE SEMICONDUCTORS, INC. *3-Phase AC Induction Motor Vector Control Using a 56F80x, 56F8100 or 56F8300 Device*. Author: LEPKA, J., AN1930, Rev. 2, 2/2005.
- [25] FREESCALE SEMICONDUCTORS, INC. *3-Phase AC Induction Motor Vector Control Using a 56F805*. Author: LEPKA, J., Designer Reference Manual - Rev 0, DRM023, Rev. 0, 2003.
- [26] FREESCALE SEMICONDUCTORS, INC. *3-Phase PM Synchronous Motor Vector Control Using Using a 56F80x, 56F8100, or 56F8300 Device*. Author: PROKOP, L., GRASBLUM, P., Application note, AN1931, Rev. 3, 1/2005.
- [27] FILKA, R., BALAZOVIC, P., DOBRUCKY, B. *A seamless whole speed range control of interior PM synchronous machine without position transducer*. Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. EPE-PEMC 2006. 12th International, 2006, s. 1008-1014.
- [28] FAJKUS, P., KLÍMA, B., HUTAK, P. *High speed range field oriented control for permanent magnet synchronous motor*. International Symposium on Power Electronics Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, IEEE, 2012, s. 225-230.
- [29] SIMANEK, J., NOVAK, J., CERNY, O., DOLECEK, R. *FOC and flux weakening for traction drive with permanent magnet synchronous motor*. 2008 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2008, s. 753-758.
- [30] HALDER, S., SRIVASTAVA, S. P., AGARWAL, P. *Flux weakening control algorithm with MTPA control of PMSM drive*. 2014 IEEE 6th India International Conference on Power Electronics (IICPE), IEEE, 2014, s. 1-5.

ŽIVOTOPIS AUTORA

Jméno: Jaroslav Lepka

Datum narození: 24.9.1968

Adresa: Dr. Parmy 179, 744 01, Frenštát p. R.

Pracovní zkušenosti

1992 – 1999 FEKT VUT Brno, Brno
Ústav automatizace a měřicí techniky

1999 – současnost NXP Semiconductors (Freescale Semiconductors, Motorola),
Rožnov p. R.
Pozice: Application engineer
Od 2014 - Motor Control & Safety Team Leader
Dosažená technická úroveň/kvalifikace: Principal Engineer

Dosažené vzdělání:

1983 -1987 Gymnázium, Frenštát p. R.

1987 – 1992 Vysoké učení technické v Brně, Brno
Typ studia: inženýrské
Obor: elektrických pohonů a výkonová elektronika

Vybrané publikace

FREESCALE SEMICONDUCTOR, INC. *Electric motor thermal management*. Inventors: LEPKA, J., PROKOP L. Int.Cl.: G05B 5/00, H02P 29/00, H02P 29/02. United States. Patent, US 9,496,817 B1. 2016-12-15.

FREESCALE SEMICONDUCTOR, INC. *Method and apparatus for motor lock or stall detection*. Inventors: LEPKA, J., PROKOP, L. Int.Cl.: H02P 6/12, H02P 29/02. United States. Patent Application Publication, US 2017/0126153 A1. 2017-05-04.

FREESCALE SEMICONDUCTORS, INC. *3-Phase AC Induction Motor Vector Control Using a 56F80x, 56F8100 or 56F8300 Device*. Author: LEPKA, J., AN1930, Rev. 2, 2/2005.

FREESCALE SEMICONDUCTORS, INC. *3-Phase AC Induction Motor Vector Control Using a 56F805*. Author: LEPKA, J., Designer Reference Manual - Rev 0, DRM023, Rev. 0, 2003.

LEPKA, J. *Sensorless PMSM drive for dishwasher pump using Freescale MC56F8006 device*. Electronic Science, Korea, Sept. 2009, pages 112 - 116.