

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ
KATEDRA ELEKTROMECHANIKY A VÝKONOVÉ
ELEKTRONIKY

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

Simulace prediktivního řízení asynchronního motoru

Originál (kopie) zadání BP

Abstrakt

Předkládaná bakalářská práce je zaměřena na řešení prediktivního řízení asynchronního motoru. Tato práce je řešena ve vývojovém prostředí programu MATLAB. V práci je řešeno řízení asynchronního motoru pomocí proudů I_{sdw} a I_{sqw} založeném na základě jejich předem vypočítaných predikčních hodnot a jejich správném spínání statorových napětí pomocí IGBT tranzistorů. Celá práce je shrnuta v závěru za pomoci vytvořených simulací.

Klíčová slova

Asynchronní motor, predikce řízení, magnetický tok, moment, proudy, otáčky, napětí, Parkova transformace, Clarkové transformace.

Abstract

This bachelor thesis is focused on the solution of predictive control asynchronous motor. This work is solved in the MATLAB development environment. The work deals with the control of an asynchronous motor using currents I_{sdw} and I_{sqw} based on their pre-calculated prediction values and their correct switching of stator voltages using IGBT transistors. The whole work is summarized in the conclusion with the help of created simulations.

Key words

Asynchronous motor, prediction control, magnetic flux, movement, currents, torque, voltage, Park's transformation, Clark's transformation.

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto bakalářskou práci vypracoval samostatně, s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, který je součástí této diplomové práce.

Dále prohlašuji, že veškerý software, použitý při řešení této bakalářské práce, je legální.

.....
podpis

Plzni dne

Stanislav Šiman

Poděkování

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu bakalářské práce Ing. Štěpánu Janoušovi, Ph.D. za cenné profesionální rady, vedení a připomínky k této práci.

Obsah

OBSAH	7
SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK	8
ÚVOD	11
1 PRINCIP A KONSTRUKCE ASYNCHRONNÍHO MOTORU	12
1.1 VÝZNAM A POUŽITÍ ASYNCHRONNÍHO MOTORU.....	12
1.2 ROZDĚLENÍ ELEKTRICKÝCH STROJŮ.....	12
1.3 KONSTRUKCE ASYNCHRONNÍHO MOTORU.....	12
1.4 STATOR ASYNCHRONNÍHO MOTORU.....	12
1.5 ROTOR ASYNCHRONNÍHO MOTORU.....	12
1.6 OBECNÝ PRINCIP ČINNOSTI.....	13
2 MATEMATICKÝ MODEL ASYNCHRONNÍHO MOTORU	14
2.1 CLARKOVÉ TRANSFORMACE.....	14
2.2 PARKOVA TRANSFORMACE.....	14
2.3 ODVOZENÍ MATEMATICKÉHO MODELU MOTORU.....	16
3 PROUDOVÝ MODEL MOTORU	19
3.1 ODHAD ÚHLU NATOČENÍ ROTORU.....	20
3.2 REGULÁTOR OTÁČEK.....	20
4 PREDIKTIVNÍ ŘÍZENÍ	22
4.1 VEKTORY NAPĚTÍ.....	24
4.2 ODVOZENÍ VELIKOSTI ŘÍDÍCÍHO VEKTORU NAPĚTÍ.....	25
5 ŘEŠENÍ SIMULACÍ	26
6 SIMULACE	27
ZÁVĚR	39
POUŽITÁ LITERATURA	40
PŘÍLOHY	41

Seznam symbolů a zkratek

i_1	Proud statorovým vinutím [A]
i_2	Proud rotorovým vinutím [A]
i_a	Proud fáze a asynchronního motoru [A]
i_b	Proud fáze b asynchronního motoru [A]
I_x	Proud vypočítaný Clarkovou transformací [A]
I_y	Proud vypočítaný Clarkovou transformací [A]
I_d	Proud vypočítaný Parkovou transformací [A]
I_q	Proud vypočítaný Parkovou transformací [A]
I_{sdw}	Požadovaný proud pro rotující souřadný systém statoru v ose d [A]
I_{sqw}	Požadovaný proud pro rotující souřadný systém statoru v ose q [A]
i_{sx}	Proud ve stojícím souřadném systému statoru v ose x [A]
i_{sy}	Proud ve stojícím souřadném systému statoru v ose y [A]
i_{sd}	Proud v rotujícím souřadném systému statoru v ose d [A]
i_{sq}	Proud v rotujícím souřadném systému statoru v ose q [A]
k	Konstanta sloužící pro výpočet požadovaného proudu P_{reg}
L_1	Vlastní indukčnost fáze statorového napětí [V]
L_2	Vlastní indukčnost fáze rotorového napětí [V]
L_h	Hlavní indukčnost [Wb]
L_r	Indukčnost rotoru [Wb]
m	Točivý moment motoru [Nm]
m_z	Zátěžný moment [Nm]
ψ_1	Spřažený statorový magnetický tok [Wb]
ψ_2	Spřažený rotorový magnetický tok [Wb]

Ψ_{rx}	Magnetický tok ve stojícím souřadném systému rotoru v ose x [Wb]
Ψ_{ry}	Magnetický tok ve stojícím souřadném systému rotoru v ose y [Wb]
Ψ_{rd}	Magnetický tok v rotujícím souřadném systému rotoru v ose d [Wb]
p_p	Počet pólových dvojic
P_{reg}	Proporcionální regulátor
R_r	Odpor rotoru [Ω]
s	Skluz motoru
t	Čas [s]
θ_1	Úhel natočení veličiny vůči souřadnému systému x, y [rad]
θ_2	Úhel natočení souřadného systému d, q vůči souřadnému systému x, y [rad]
u_1	Statorové napětí [V]
u_2	Rotorové napětí [V]
U_c	Stejnoseměrné napájecí napětí střídače [V]
u_{sd}	Napětí v rotujícím souřadném systému statoru v ose d [V]
u_{sq}	Napětí v rotujícím souřadném systému statoru v ose q [V]
ω_{dq}	Úhlová rychlost rotujícího souřadného systému [rad/s]
ω_e	Synchronní úhlová rychlost vektoru napětí napájecí sítě [rad/s]
ω_r	Úhlová rychlost rotoru [rad/s]
$\omega_{s\psi}$	Rychlost otáčení magnetického pole statoru [rad/s]
ω_w	Požadovaná otáčivá mechanická rychlost [rad/s]
ω_m	Mechanická rychlost motoru [rad/s]

Seznam zkratk:

DTC	Direct control torque
FCS – MPC	Finite control set – model predictive control
IGBT	Bipolární tranzistor s izolovaným hradlem
MMM	Matematický model motoru
MATLAB	Matrix Laboratory
PMM	Proudový model motoru

Úvod

Tato práce se zabývá řízením asynchronních motorů. Jejím cílem je navrhnout a ověřit pomocí programu MATLAB řízení asynchronního motoru pomocí metody FCS-MPC viz. seznam symbolů a zkratk. K řízení těchto strojů se používá mnoho způsobů.

Jedním z nejstarších, ale v dnešní době ještě stále platným řízením těchto strojů je metoda řízení U/f . Kdy $U/f = \text{konstanta}$. Používá se u řízení strojů s nízkými nároky na dynamické vlastnosti.

Vektorové řízení je dokonalejší typ řízení. Je to typ řízení kdy lze regulovat moment motoru i při nulových otáčkách. Touto metodou lze nastavit magnetický tok i směr otáčení a tím docílit plynulou změnu otáček.

Dalším z řady způsobů řízení asynchronních motorů je metoda DTC viz. seznam symbolů a zkratk. Zde se samostatně vyhodnocuje moment a magnetický tok stroje. Jeho výhodou je, že algoritmus výpočtů je jednoduchý, ale zato nezaručuje plnou dynamiku při nízkých otáčkách.

Pro jinou techniku řízení těchto strojů je metoda FCS-MPC. U tohoto typu řízení se díky matematickému modelu stroje vyjádřený rovnicemi vypočítává jeho budoucí pohyb a díky tomu lze vybrat tu nejvhodnější spínací kombinaci tranzistorů. Jedná se o velmi sofistikované řízení.

Tato práce je rozdělena do několika částí.

V první části je uvedeno dělení elektricky točivých strojů. Význam, použití, konstrukce a princip asynchronního motoru.

Ve druhé části je popsán blok FCS-MPC společně s MMM a PMM viz. seznam symbolů a zkratk ve kterém se provádějí matematické operace za účelem vhodného řízení asynchronního motoru. Je zde uveden převod spojitého tvaru rovnic do diskrétního tvaru. Výpočet konstant potřebných pro výpočet prediktivních proudů. A také převod ze stojící souřadné soustavy x, y do rotující souřadné soustavy d, q a naopak.

V části třetí, je popsán postup a řešení daného problému. Daná část popisuje fungování jednotlivých bloků mezi sebou.

Ve čtvrté části je za pomoci simulací ověřeno chování asynchronního motoru v závislosti na vstupních požadovaných proudech I_{sdw} a I_{sqw} viz. seznam symbolů a zkratk.

1 Princip a konstrukce asynchronního motoru

1.1 Význam a použití asynchronního motoru

Asynchronní motor patří dnes mezi nejrozšířenější typy pohonů, a to jak v domácnosti, tak v průmyslu. Díky své jednoduché konstrukci je jedním z nejlevnějších motorů. Mezi jeho další výhody patří i spolehlivost a nenáročnost na údržbu. Asynchronní motor se vyrábí v rozsahu výkonu od několika wattů do desítek MW. Dnes se užívá například k pohonu čerpadel, ventilátorů, kompresorů, výtahů, dopravníků a pro pohony obráběcích strojů [1].

1.2 Rozdělení elektrických strojů

Elektrické stroje se rozdělují na elektrické stroje točivé a netočivé. Točivé elektrické stroje se dále rozdělují na stejnosměrné a střídavé. Střídavé elektricky točivé stroje se ještě dělí na asynchronní a synchronní. Asynchronní motory se dělí podle provedení konstrukce rotoru na asynchronní motory s kotvou nakrátko, asynchronní motory s kroužkovou kotvou a se speciálním vinutím.

1.3 Konstrukce asynchronního motoru

Asynchronní motor se skládá stejně jako synchronní motor ze dvou částí. Tou první je stator, netočivá část. Druhou částí je rotor, točivá část elektrického motoru.

1.4 Stator asynchronního motoru

Stator asynchronního motoru se skládá stejně jako u synchronního stroje z elektrotechnických plechů magneticky měkkého materiálu do tvaru dutého válce s drážkami, které jsou od sebe navzájem odizolované lakem nebo oxidováním. Do drážek je vloženo třífázové vinutí spojené nejčastěji do hvězdy. Tato vinutí jsou vyvedena na svorkovnici sloužící pro napájení motoru. Obvykle pro připojení na rozvodnou síť 3*400 V.

1.5 Rotor asynchronního motoru

Rotor asynchronního motoru se skládá též jako stator z navzájem od sebe izolovaných elektrotechnických plechů. Rotor asynchronního motoru má několik způsobů provedení.

- 1) S kotvou nakrátko, nebo též kotva klecová, kde do drážek rotoru jsou vloženy měděné, mosazné nebo hliníkové tyče které jsou na obou koncích spojené zkratovacími kruhy.
- 2) S kotvou kroužkovou, kde do drážek rotorových plechů je uloženo izolované vinutí, které je vyvedeno na tři kroužky. Na ty dosedají kartáče, které mohou být připojeny na přídatnou impedanci. To zlepšuje rozběhové charakteristiky.
- 3) Speciální vinutí se rozděluje na kotvu vírovou a dvojitou klec. Mají složitější tvar tyčí.

1.6 Obecný princip činnosti

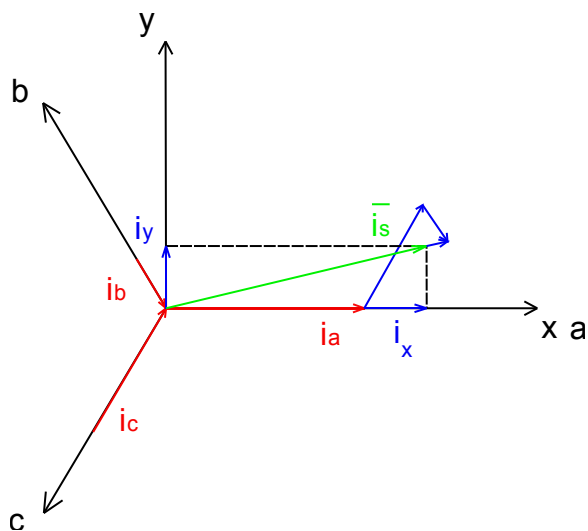
Ke vzniku točivého magnetického pole se nejčastěji využívá třífázové statorové vinutí. Vinutí jednotlivých fází jsou prostorově natočena vůči sobě o 120° a jsou napájena třífázovým harmonickým proudem, vzájemně časově posunutým o 120° . Statorové magnetické pole prochází vodiči rotoru, kde indukuje napětí, které způsobí průchod elektrického proudu. Rotorový proud vytvoří magnetické pole. Vzájemným působením statorového a rotorového magnetického pole vznikne vnitřní elektromagnetický moment. Tento moment působí na rotor ve směru otáčení statorového magnetického pole. Rotor se tím začíná urychlovat. Se zvyšujícími se otáčkami rotoru klesá vzájemná rychlost mezi točivým polem statoru a rotorem. To má za následek nižší frekvenci rotorového proudu a menší indukované napětí do rotoru. Teoreticky by zvyšování otáček mohlo pokračovat až do n_s . Při dosažení synchronních otáček se přestane indukovat napětí a zaniknou proudy kotvou, a tím i točivý moment. Aby byly pokryty ventilační a třecí ztráty, rotor se musí točit pomaleji než pole statoru [1].

2 Matematický model asynchronního motoru

Ve srovnání s jinými elektrickými motory je matematický model asynchronního motoru relativně složitý. Při jeho vytváření je nutno přijmout několik zjednodušujících předpokladů. Zprvė předpokládáme trojfázovou symetrii motoru, ve smyslu rozložení vinutí rotoru a statoru, jejich indukčností a odporů. Vinutí by měla zajistit harmonické rozložení magnetického pole ve vzduchové mezeře. Dále hodnoty odporů a indukčností jsou konstantní a rotorové veličiny jsou přepočteny na stator. Neméně důležitým předpokladem je pak napájení trojfázovým symetrickým napětím [5].

2.1 Clarkové transformace

Aby byl získán co nejjednodušší matematický popis motoru, je trojfázový, tedy přirozený, souřadný systém a, b, c transformován na dvoufázový souřadný systém α, β . To je provedeno zobrazením vektorů fází veličiny do Gaussovy roviny a jejich následným sečtením. Znázornění pro statorové napětí ve statorových souřadnicích je na *Obr. 1.1*. Tato transformace je nazvána podle MSc. Edith Clarkové [5].



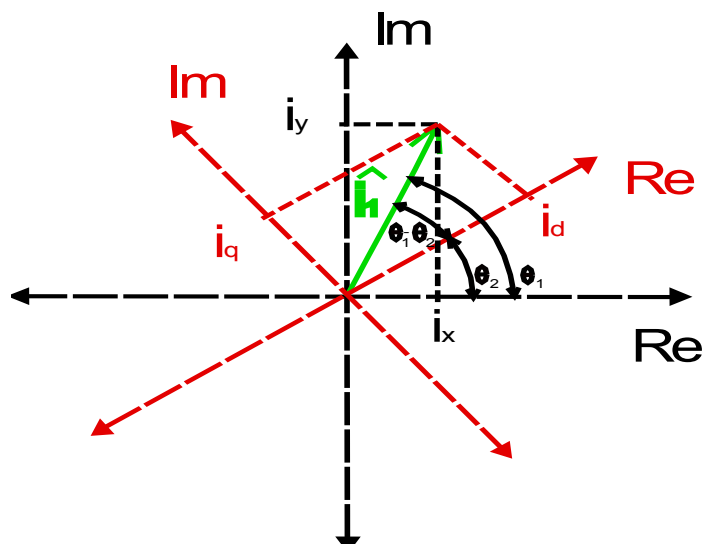
Obr. 1.1 Princip Clarkové transformace pro statorové proudy v systému a, b, c a x, y

Vzorce pro výpočet Clarkové transformace jsou uvedeny ve vztazích (1.1) a (1.2).

2.2 Parkova transformace

Další transformace souřadnic, jež velmi usnadní matematický popis asynchronního motoru se nazývá Parkova. Spočívá v roztočení souřadného systému (souřadnice x, y),

úhlovou rychlostí ω_{dq} , čímž je získán rotující souřadný systém (souřadnice d, q) [5]. Vzorce pro výpočet Parkovy transformace jsou uvedeny ve vztazích (1.6) a (1.7). Princip je zobrazen na Obr. 1.2.



Obr. 1.2 Princip Parkovy transformace pro satorové proudy [5]

V tomto MMM jsou uvedeny transformace pro výpočet satorových proudů a napětí i_{sd} , i_{sq} a u_{sd} , u_{sq} . Všechny tyto veličiny slouží pro výpočet predikovaných proudů. Viz. odstavec predikce stavu. Tento MMM slouží k převodu měřených veličin asynchronního motoru.

Transformace z třífázové soustavy na stojící souřadný systém x, y je dána vztahy (1.1) a (1.2).

$$I_x = i_a \quad (1.1)$$

$$I_y = \frac{1}{\sqrt{3}} * (i_a + 2 * i_b) \quad (1.2)$$

Zpětná transformace ze stojící souřadné soustavy x, y na třífázovou soustavu je dána vztahy (1.3), (1.4) a (1.5).

$$i_a = I_x \quad (1.3)$$

$$i_b = \frac{1}{2} * I_x + \frac{\sqrt{3}}{2} * I_y \quad (1.4)$$

$$i_c = \frac{1}{2} * I_x - \frac{\sqrt{3}}{2} * I_y \quad (1.5)$$

Průběhy proudů satoru viz. Obr. 2.1 a Obr. 2.8.

Pro výpočet proudů I_d a I_q je zapotřebí několik kroků. V druhém kroku musíme stojící souřadný systém x, y převést na rotující souřadný systém d, q . Tyto vztahy mezi těmito soustavami jsou vyjádřeny vztahy (1.6) a (1.7).

$$I_d = I_x \cos(\theta_2) + I_y \sin(\theta_2) \quad (1.6)$$

$$I_q = I_y \cos(\theta_2) - I_x \sin(\theta_2) \quad (1.7)$$

V našem případě se $i_{sd} = I_d$ a $i_{sq} = I_q$.

Zpětná transformace z rotující soustavy d, q na stojící soustavu x, y je dána vztahy (1.8) a (1.9).

$$I_x = I_d \cos(\theta_2) - I_q \sin(\theta_2) \quad (1.8)$$

$$I_y = I_q \cos(\theta_2) + I_d \sin(\theta_2) \quad (1.9)$$

2.3 Odvození matematického modelu motoru

Pro všechny veličiny provedeme Clarkové a Parkovu transformaci [5]. Pro statorové napětí ve statorovém souřadnicovém systému je možno psát

$$\bar{u}_1 = R_1 \bar{i}_1 + \frac{d}{dt} \bar{\psi}_1 \quad (2.0)$$

kde $\bar{\psi}_1$ je spřažený magnetický tok statoru. Pro rotorové napětí v rotorovém souřadném systému platí

$$\bar{u}_2 = R_2 \bar{i}_2 + \frac{d}{dt} \bar{\psi}_2 = 0, \quad (2.1)$$

kde $\bar{\psi}_2$ je spřažený magnetický tok rotoru. Spřažené magnetické toky jsou dány vztahy

$$\bar{\psi}_1 = L_1 \bar{i}_1 + L_h e^{j\theta_1} \bar{i}_2 \quad (2.2)$$

$$\bar{\psi}_2 = L_2 \bar{i}_2 + L_h e^{-j\theta_1} \bar{i}_1, \quad (2.3)$$

kde L_1 a L_2 jsou vlastní indukčnosti statoru a rotoru, L_h je vzájemná indukčnost při nulovém θ , což je úhel natočení mezi rotorovými a statorovými souřadnými systémy. Nyní budou obě napěťové rovnice převedeny do společného rotujícího souřadného systému, což je provedeno vynásobením obou stran rovnice (2.0) komplexorem $e^{j\theta}$, pro rotorovou rovnici (2.1). To samé platí pro rovnice (2.2) a (2.3). Rovněž je zvolena úhlová rychlost, jakou se bude souřadný systém d, q otáčet. Logickou volbou je zvolení úhlové rychlosti statorového

napětí ω_e , neboť bývá jako vstupní veličina známa. Jak se později ukáže, vztah pro výsledný moment je na této volbě nezávislý. Pouze výpočet je více či méně složitý. Výsledkem je soustava rovnic [5]

$$\bar{u}_1 = R_1 \bar{i}_1 + \frac{d}{dt} \bar{\psi}_1 + j\omega_e \bar{\psi}_1 \quad (2.4)$$

$$\bar{u}_2 = R_2 \bar{i}_2 + \frac{d}{dt} \bar{\psi}_2 + j(\omega_e - \omega_r) \bar{\psi}_2 = 0 \quad (2.5)$$

$$\bar{\psi}_1 = L_1 \bar{i}_1 + L_h \bar{i}_2 \quad (2.6)$$

$$\bar{\psi}_2 = L_2 \bar{i}_2 + L_h \bar{i}_1, \quad (2.7)$$

kde ω_r je úhlová rychlost rotoru a platí $\omega_e - \omega_m = s\omega_e$. Nyní budou z rovnic (1.3.5) vyjádřeny proudy. Zavedením činitele celkového rozptylu

$$\sigma = 1 - \frac{L_h^2}{L_1 L_2}, \quad (2.8)$$

jsou získány vztahy

$$\bar{i}_1 = \frac{1}{\sigma L_1} \bar{\psi}_1 - \frac{1-\sigma}{\sigma L_h} \bar{\psi}_2 \quad (2.9)$$

$$\bar{i}_2 = \frac{1}{\sigma L_2} \bar{\psi}_2 - \frac{1-\sigma}{\sigma L_h} \bar{\psi}_1. \quad (3.0)$$

Následně jsou proudové rovnice (2.9) a (3.0) dosazeny do napěťových rovnic (2.4) a (2.5) a vyjádřeny spřažené magnetické toky. Výsledné stavové rovnice jsou

$$\frac{d\bar{\psi}_1}{dt} = \bar{u}_1 - \left(\frac{R_1}{\sigma L_1} + j\omega_e \right) \bar{\psi}_1 + \frac{R_1 L_h}{\sigma L_1 L_2} \bar{\psi}_2 = \quad (3.1)$$

$$= \bar{u}_1 - j\omega_e \bar{\psi}_1 + \frac{1}{\tau_1} \left(\bar{\psi}_1 - \frac{L_h}{L_2} \bar{\psi}_2 \right)$$

$$\frac{d\bar{\psi}_2}{dt} = - \left[\frac{R_2}{\sigma L_2} + j(\omega_e - \omega_r) \right] \bar{\psi}_2 + \frac{R_2 L_h}{\sigma L_2 L_1} \bar{\psi}_1 = \quad (3.2)$$

$$= -j(\omega_e - \omega_r) \bar{\psi}_2 + \frac{1}{\tau_2} \left(\bar{\psi}_2 - \frac{L_h}{L_1} \bar{\psi}_1 \right),$$

kde $\tau_1 = \sigma L_1/R_1$ je časová konstanta statoru při rotorovém vinutí nakrátko a $\tau_2 = \sigma L_2/R_2$ je časová konstanta rotoru při statorovém vinutí nakrátko.

Nyní chybí pouze rovnice pro okamžitý moment motoru. Při odvození se vychází z energetické bilance motoru, kdy celková vnitřní energie motoru je rovna součtu mechanické a magnetické energie. Pokud bude modul spřaženého magnetického toku konstantní, je možno napsat na souřadnicovém systému nezávislý vztah [5]

$$m = \frac{3}{2} P_p \operatorname{Im}[\bar{\psi}_1 \bar{i}_1] = -\frac{3}{2} P_p \operatorname{Im}[\bar{\psi}_2 \bar{i}_2], \quad (3.3)$$

kde P_p je počet pólových dvojic. Spolu s pohybovou rovnicí rotačních hmot

$$m - m_z = \frac{J}{P_p} \frac{d\omega_m}{dt} \rightarrow \omega_m = \frac{P_p}{J} \int_0^t (m - m_z) dt + \omega_{m0}, \quad (3.4)$$

kde m_z je zátěžný moment a J je moment setrvačnosti, jsou odvozeny všechny rovnice nutné pro vyjádření matematického modelu asynchronního motoru [5]. Stavový popis systému je tedy sestaven z rovnic (2.9), (3.0), (3.1), (3.2), (3.3) a (3.4).

3 Proudový model motoru

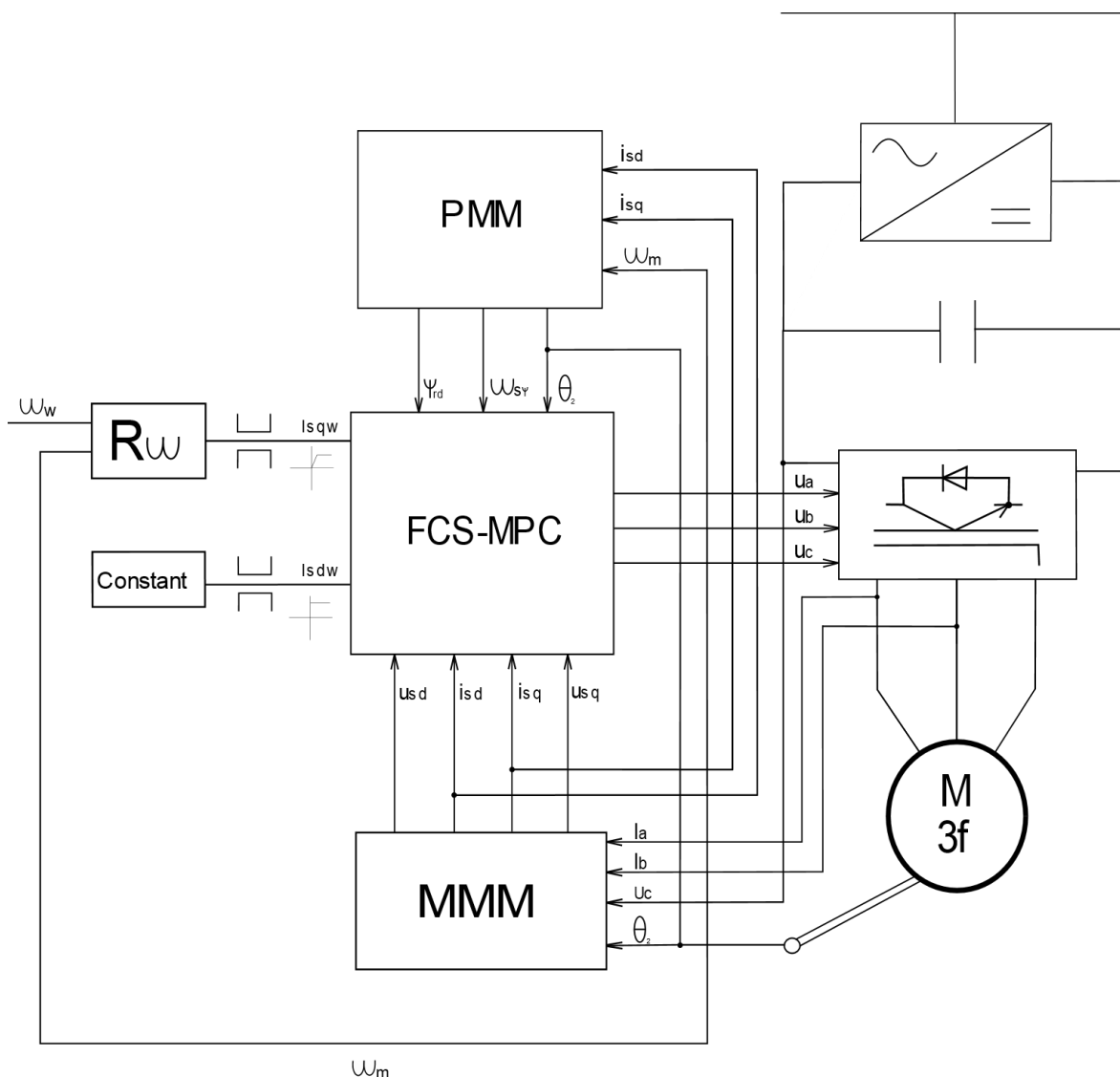
Kompletní algoritmy proudového modelu

$$i_{sx} = i_a \tag{3.5}$$

$$i_{sy} = \frac{1}{\sqrt{3}} * (i_a + 2 * i_b) \tag{3.6}$$

Vzorec pro výpočet predikovaného magnetického toku rotoru v ose d viz. vztah (3.7).

$$\psi_{rdk+1} = (R_r * \frac{L_h}{L_r} * i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} * \psi_{rd}) * \Delta t + \psi_{rd} \tag{3.7}$$



Obr. 1.3 Schéma zapojení řídicího systému asynchronního motoru

Důvodem k použití proudového modelu motoru byl ten, že proudový model motoru má namísto od napětového modelu motoru malou chybu při řízení motoru v malých otáčkách. Je to dáno tím, že napětový model motoru má tuto chybu při řízení motoru v malých

otáčkách dán kvůli úbytkům napětí na polovodičích a mrtvým časům. Tyto efekty se tak neprojevují ve vyšších rychlostech, protože je zde větší napětí a proporcčně jsou úbytky i efekty mrtvých časů zanedbatelné.

3.1 Odhad úhlu natočení rotoru

V proudovém modelu motoru je počítán i úhel natočení rotoru. Ten je zapotřebí kvůli výpočtu hodnot proudů i_{sd} , i_{sq} a napětí u_{sd} , u_{sq} . Viz. vztah (3.8).

$$\theta_{2k+1} = ((\omega_m * p_p) + \omega_r) * \Delta t + \theta_2 \quad (3.8)$$

Kde ω_m je mechanická rychlost motoru, p_p je počet pólových dvojic a ω_r je úhlová rychlost rotoru.

Výpočet rychlosti statorového magnetického toku je dán vztahem (3.9).

$$\omega_{s\psi} = \omega_{r\psi} + \omega_m \quad (3.9)$$

Kde $\omega_{r\psi}$ je rychlost rotujícího magnetického pole rotoru a ω_m je mechanická rychlost motoru.

Toto zapojení viz. *Obr. 1.3* je rozděleno na tzv. silovou a řídicí část. V řídicí části je blok pro regulaci otáček R_ω , blok pro výpočet predikce proudů FCS-MPC, matematický model motoru MMM a proudový model motoru PMM. V silové části je asynchronní motor společně se zdrojem napětí, střídačem tvořeným třemi páry IGBT tranzistorů a jejich vstupy. Pro vypočítání prediktivních proudů v bloku FCS-MPC viz. odstavec prediktivní řízení a pro vypočítání požadovaných veličin u_{sd} , u_{sq} a i_{sd} , i_{sq} , viz. odstavec matematický model asynchronního motoru.

3.2 Regulátor otáček

Regulátor otáček reguluje požadovanou hodnotu nastavených otáček. Do regulátoru otáček vstupují dva vstupy. První vstup je požadovaná hodnota otáček. A druhý vstup jsou měřené otáčky asynchronního motoru. Regulátor otáček je navržen jako proporcionálně integrační regulátor (PI – regulátor). Regulační odchylka je rozdíl mezi požadovanou hodnotou rychlosti otáček ω_p a měřené rychlosti otáček ω_m . Viz. vztah (4.0). Proporcionální regulátor je prostý zesilovač kdy akční veličina je přímo úměrná regulační odchylce. Zde k je činitel zesílení a ω_{p1} je rozdíl ω_p a ω_m . Po přepočtení vstupních hodnot je vypočítána hodnota P_{reg} proporcionálního regulátoru viz. vztah (4.1). Integrační regulátor pracuje od proporcionálního regulátoru odlišně. U integračního regulátoru je akční veličina přímo

úměrná integrálu regulační odchylky. Viz. vztah (4.2). Integrovaný regulátor má schopnost odstranit trvalou regulační odchylku, která se projevuje u proporcionálního regulátoru. Regulace požadovaných otáček je znázorněna viz *Obr. 3.2* a *Obr. 3.4*.

$$\omega_{p1} = \omega_p - \omega_m \quad (4.0)$$

$$P_{reg} = k * \omega_{p1} \quad (4.1)$$

$$I_{reg} = I_k * \int \omega_{p1} * dt + t_{(0)} \quad (4.2)$$

Kde P_{reg} je akční veličina proporcionálního regulátoru. I_{reg} je akční veličina integračního regulátoru. I_k je zesilující konstanta integračního regulátoru, dt je vzorkovací perioda a k je konstanta proporcionálního regulátoru.

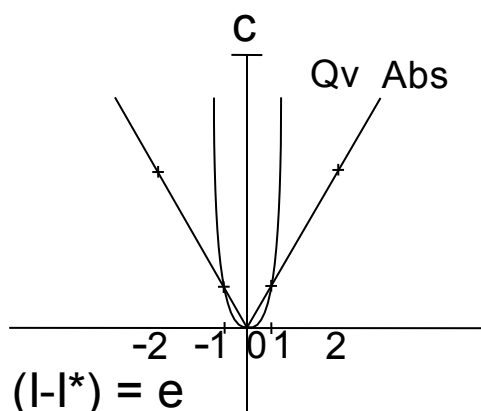
4 Prediktivní řízení

Je řízení s matematickým modelem a konečným počtem zásahů. Možné akční zásahy při řízení střídače jsou vektory napětí, které střídač dokáže realizovat na svém výstupu. V případě dvouúrovňového třífázového střídače je počet možných akčních zásahů $2^3 = 8$. [6] Akční zásahy se vypočítávají pomocí ztrátové funkce viz. vztah (4.3).

Vztah ztrátové funkce podle kvadratické normy:

$$c = (I_{sdk+1} - I_{sdw})^2 + (I_{sqk+1} - I_{sqw})^2 \quad (4.3)$$

Kde I_{sdw} je požadovaný proud motoru v ose d statoru, který se od predikcí vypočítaného proudu I_{sdk+1} viz. vztah (4.8) odečítá. To samé platí i pro druhou závorku reprezentující osu q statoru. Výpočet proudu I_{sqk+1} viz. vztah (4.9).



Obr. 1.4 Vztah kvadratické a absolutní normy

Na Obr. 1.4 je znázorněn rozdíl mezi kvadratickou normou označenou jako Qv a absolutní normou označenou jako Abs. Pro vypočítání ztrátové funkce c se používá kvadratická funkce, protože má od bodu 0 do bodů 1 a -1 znázorněném na Obr. 1.4 velmi malou odchylku e . Ta se vypočítává ze vztahu $(I-I^*)$, kde I je požadovaný proud a I^* je naměřený proud. Naopak absolutní norma je od bodu 0 v bodě 1 vzdálena o něco více. Regulátor otáček u kvadratické normy pak nemusí zasahovat ve větší míře do regulovaného procesu, což ovlivňuje i spínací kombinaci vektorů statoru. Naopak u bodu 2 a -2 kvadratická norma na rozdíl od absolutní normy roste daleko více. To znamená, že regulátoru reaguje na změnu ve větší míře a intenzitě než u absolutní normy. V elektrických pohonech se ve větší míře s výhodou používá kvadratická norma.

V bloku FCS-MPC se vypočítávají ze zadaných hodnot ztrátové funkce c . Těch je pro každou d, q osu rotujícího souřadného systému osm. Dva nulové vektory a šest nenulových vektorů.

Diferenciální rovnice, ze které vychází rovnice proudu I v ose d, q a ψ v ose statoru jsou dány vztahy (4.4), (4.5) a (4.6).

$$\frac{di_{sd}}{dt} = -\alpha \cdot i_{sd} + \omega_{s\psi} \cdot i_{sq} + \beta \cdot \psi_{rd} + \delta \cdot u_{sd} \quad (4.4)$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = -\omega_{s\psi} \cdot i_{sd} - \mu \cdot i_{sq} - \eta \cdot \omega_{s\psi} \cdot \psi_{rd} + \delta \cdot u_{sq} \quad (4.5)$$

$$\frac{d\psi_{rd}}{dt} = R_r \cdot \frac{L_h}{L_r} \cdot i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \cdot \psi_{rd} \quad (4.6)$$

Kde $\alpha, \beta, \delta, \mu$ a η jsou konstanty, které charakterizují tento stroj.

Rovnice pro výpočet konstant $\alpha, \beta, \delta, \mu$ a η viz. *Tab. 1.1*.

$\alpha = \frac{R_s + R_r \cdot \frac{L_h^2}{L_r^2}}{\lambda}$	$\beta = \frac{R_r \cdot \frac{L_h}{L_r^2}}{\lambda}$	$\delta = \frac{1}{\lambda}$	$\mu = \frac{R_s}{\lambda}$	$\eta = \frac{\frac{L_h}{L_r}}{\lambda}$
$\lambda = L_{s\sigma} + L_{r\sigma} \cdot \frac{L_h}{L_r}$				

Tab. 1.1 Výpočet konstant motoru čerpáno z [2]

Rovnice pro převedení spojitého tvaru na diskretní je dána vztahem (4.7)

$$\frac{dI}{dt} = \frac{\Delta I}{\Delta t} \quad (4.7)$$

Kde $\Delta I = I_{k+1} - I_k$ přičemž I_{k+1} je hodnota proudu v budoucím kroce $k+1$ predikovaného proudu a I_k je hodnota proudu v přítomném kroce k .

Převedené rovnice proudu ze spojitého tvaru vztahy (4.4), (4.5) a (4.6) na diskretní tvar jsou dány vztahy (4.8), (4.9) a (3.7).

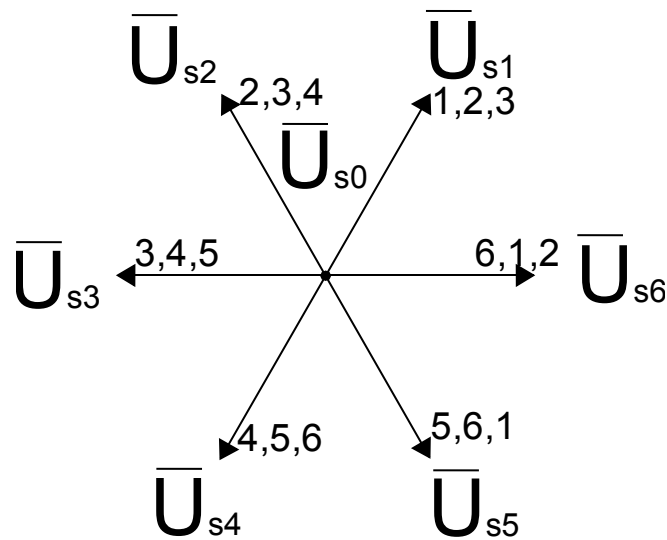
$$I_{sdk+1} = (-\alpha \cdot i_{sd} + \omega_{s\psi} \cdot i_{sq} + \beta \cdot \psi_{rd} + \delta \cdot u_{sd}) \cdot \Delta t + i_{sd} \quad (4.8)$$

$$I_{sqk+1} = (-\omega_{s\psi} \cdot i_{sd} - \mu \cdot i_{sq} - \eta \cdot \omega_{s\psi} \cdot \psi_{rd} + \delta \cdot u_{sq}) \cdot \Delta t + i_{sq} \quad (4.9)$$

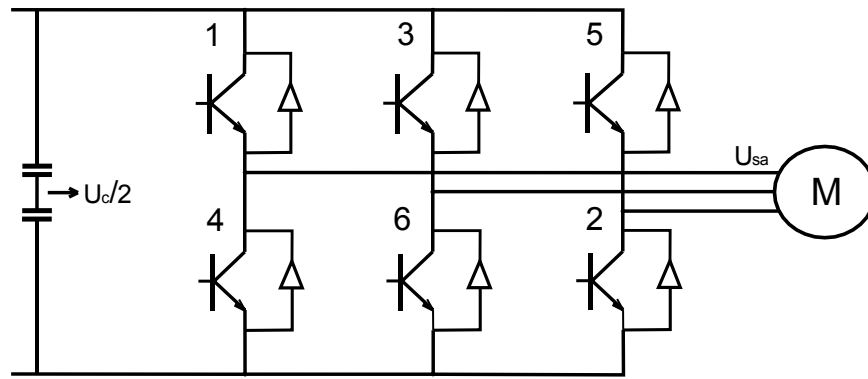
Kde I_{sdk+1} je predikovaný proud v ose d statoru. I_{sqk+1} je predikovaný proud v ose q statoru.

4.1 Vektory napětí

Vektory napětí statoru jsou zde řídicí vektory, kterými lze ovládat střídač. Jejich kombinace je uvedena vždy u každého řídicího vektoru. Viz. *Obr. 1.6*. Pro řídicí vektor \bar{U}_{s1} jsou spínací vektory IGBT tranzistorů napěťového střídače rovno kombinaci 110. Tzn. že z horní řady IGBT tranzistorů 1, 3, 5 viz. *Obr. 1.6* budou sepnuty 1 a 3 tranzistor a z dolní řady IGBT tranzistorů 4, 6, 2 bude sepnut pouze tranzistor číslo 2. Napětí se v takovémto případě rozloží na velikosti $1/3$ a $2/3$ napájecího napětí. Napětí na tranzistorech 1 a 3 bude $1/3$ napájecího napětí a napětí na tranzistoru 2 bude $2/3$ napájecího napětí. U řídicího vektoru \bar{U}_{s2} to bude kombinace 010. Tzn. že z horní řady IGBT tranzistorů bude sepnut 3 tranzistor a z dolní řady IGBT tranzistorů budou sepnuty 4 a 2 tranzistor. V tomto případě bude $1/3$ napájecího napětí na tranzistorech 4 a 2. A na tranzistoru 3 budou $2/3$ napájecího napětí. Pro řídicí vektor \bar{U}_{s3} to bude kombinace 011. Pro řídicí vektor \bar{U}_{s4} to bude kombinace 001. Pro řídicí vektor \bar{U}_{s5} to bude kombinace 101. A pro řídicí vektor \bar{U}_{s6} to bude kombinace 100.



Obr. 1.5 Řídicí vektory napětí statoru



Obr. 1.6 Zapojení střídače s asynchronním motorem

4.2 Odvození velikosti řídicího vektoru napětí

Pro odvození jednotlivého řídicího napětí statoru je zapotřebí jeho vyjádření pomocí jednotlivých fázových napětí motoru. Proto lze napsat rovnici viz. vztah (5.0).

$$\bar{U}_s = k * (U_{sa} + \bar{a} * U_{sb} + \bar{a}^2 * U_{sc}) \quad (5.0)$$

Řídicí vektor \bar{U}_s se skládá z jednotlivých velikostí fázových napětí motoru. Kde U_{sa} je rovno $1/3 U_c$. U_{sb} je rovno $1/3 U_c$ a U_{sc} je rovno $2/3 U_c$. Pro jeho odvození využijeme Clarkové transformace. Proto můžeme napsat vzorec viz. vztah (5.1).

$$\bar{U}_s = k * \left(\frac{U_c}{3} + (-0.5 + j\frac{\sqrt{3}}{2}) * \frac{U_c}{3} + (-0.5 - j\frac{\sqrt{3}}{2}) * \left(-\frac{2}{3}U_c\right) \right) \quad (5.1)$$

Po vypočítání vzorce (5.1) pak dopočítáme napětí U_x pro osu x a napětí U_y pro osu y.

$$U_x = \frac{1}{3} * U_c \quad (5.2)$$

$$U_y = \frac{1}{\sqrt{3}} * U_c \quad (5.3)$$

Po vypočítání napětí U_x a U_y můžeme vyjádřit rovnice pomocí Parkovy transformace pro napětí U_d a U_q rotujícího souřadného systému. Viz. rovnice (5.4) a (5.5).

$$U_d = \left(\left(\frac{1}{3} * U_c * \cos \theta \right) + \left(\frac{1}{\sqrt{3}} * U_c * \sin \theta \right) \right) \quad (5.4)$$

$$U_q = \left(\left(\frac{1}{\sqrt{3}} * U_c * \cos \theta \right) - \left(\frac{1}{3} * U_c * \sin \theta \right) \right) \quad (5.5)$$

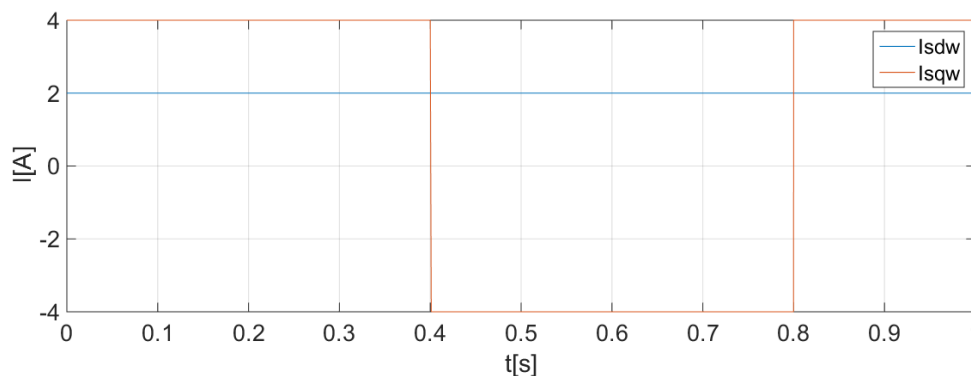
5 Řešení simulací

Při postupu návrhu tohoto řešení se navrhoval obvod ve vývojovém prostředí pro návrh elektrických zapojení Plecs. V tomto programu bylo zapotřebí po správném výběru asynchronního motoru přes okno Window, Library Browser, Electrical, Machines, Induction Machine (Squirrel Cage), nastavení jeho parametrů. Tyto hodnoty v Block parameters byly voleny následovně. Statorový odpor 0.4Ω , rozptylová statorová indukce 0.002 H , rotorový odpor 0.8Ω , rozptylová rotorová indukce 0.002 H , magnetická indukce 0.07 H , setrvačnost 0.1 J , koeficient tření 0 , počet pólových dvojic 2 , zátěžný moment 0 Nm , počáteční rotorová rychlost 0 , počáteční rotorová pozice 0 , počáteční statorové proudy $[i_{sa0} \ i_{sb0}] [0 \ 0]$ a počáteční statorový tok $[psisd0 \ psisq0] [0 \ 0]$. Poté se navrhnul střídačový obvod tvořený třemi páry IGBT tranzistorů a stejnosměrným zdrojem. Dále se zapojily vstupy pro IGBT tranzistory. Horní IGBT tranzistory byly zapojeny přímo ze vstupů a dolní se zapojili s funkcí, která je uváděla do vodivého stavu při podmínce, že hodnota na vstupu je rovna 0 . Výstupem v tomto obvodu jsou Probe1, proudy i_a , i_b a napětí stejnosměrného zdroje U_c . Výstup Probe1 je výstup funkce Probe, která slouží k vizualizaci vybraných veličin dané komponenty. V této funkci je to asynchronní motor, který má za vybrané veličiny statorové fázové proudy, rotorové proudy v rotujícím souřadném systému os (dq), statorový tok (dq), magnetizační tok (dq), rotorový tok (dq), mechanická rychlost, rotorová pozice a elektrické otáčky. Po navrhnutí tohoto elektrického obvodu se navrhly bloky FCS – MPC, PMM a MMM. Po definování rovnic v blocích FCS – MPC viz. odstavec prediktivní řízení, PMM a MMM viz. odstavec matematický model asynchronního motoru se tyto bloky spojili dohromady společně s blokem Plecs. Viz. Obr. 1.3. Mezi těmito bloky ještě musí být zpoždovací bloky Z^{-1} . Ty zpožďují vstupní signál o pevné nebo proměnné periody vzorkování. Po zapojení vstupů $I_{sdw} = 8 \text{ A}$ a $I_{sqw} = 8 \text{ A}$ a -8 A a jejich odzkoušení se poté připojil regulátor otáček viz. odstavec regulátor otáček.

Průběh velikosti magnetického toku rotoru v ose d pro rotující souřadný systém d, q je znázorněn na obrázcích Obr. 1.9 a Obr. 2.6. Průběh polohy magnetického toku rotoru v ose d pro rotující souřadný systém d, q je znázorněn na obrázcích Obr. 2.0 a Obr. 2.7. Průběh proudu i_{sd} je zobrazen na Obr. 2.2 a Obr. 2.9. Průběh proudu i_{sq} je zobrazen na Obr. 2.3 a Obr. 3.0. Pro Obr. 1.7, Obr. 1.8, Obr. 1.9, Obr. 2.0, Obr. 2.1, Obr. 2.2 a Obr. 2.3 jsou zadány požadované hodnoty proudů $I_{sdw} = 2 \text{ A}$ a $I_{sqw} = 4 \text{ A}$ a -4 A . Pro Obr. 2.4, Obr. 2.5, Obr. 2.6, Obr. 2.7, Obr. 2.8, Obr. 2.9 a Obr. 3.0 jsou zadány požadované hodnoty proudů $I_{sdw} = 4 \text{ A}$ a $I_{sqw} = 8 \text{ A}$ a -8 A . Průběhy mechanických otáček jsou zobrazeny na Obr. 3.2 a Obr. 3.4.

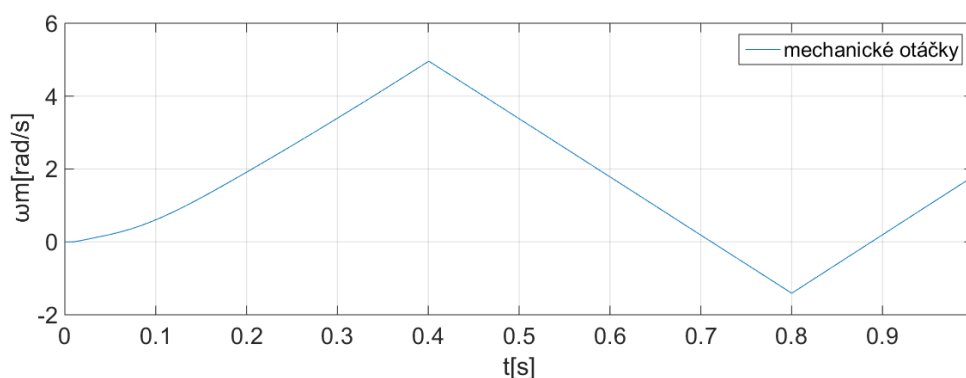
6 Simulace

Následujících šest simulací je děláno pro požadované proudy I_{sdw} a I_{sqw} . Všechny tyto grafy jsou simulovány v programu Simulink. Po připojení bloku Repeating Sequence vytvářející proud I_{sqw} a bloku Constant vytvářející proud I_{sdw} do obvodu s blokem FCS – MPC, MMM, PMM, napěťovým střídačem a asynchronním motorem jsou znázorněny průběhy pomocí měřícího bloku Scope.



Obr. 1.7 Znáznornění proudů I_{sdw} a I_{sqw}

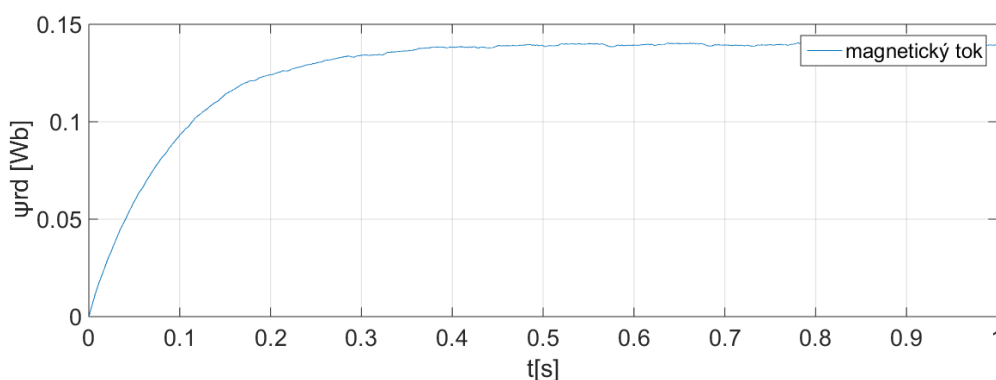
Obr. 1.7 nám znázorňuje průběhy zadaných proudů I_{sdw} a I_{sqw} . Proud I_{sdw} je nastavený na konstantní hodnotu 2 A. Proud I_{sqw} se mění v čase 0.4 s ze 4 A na -4 A a v čase 0.8 s z -4 A na 4 A. Průběh mechanických otáček motoru reagující na tyto proudy viz. Obr. 1.8.



Obr. 1.8 Znáznornující mechanické otáčky asynchronního motoru

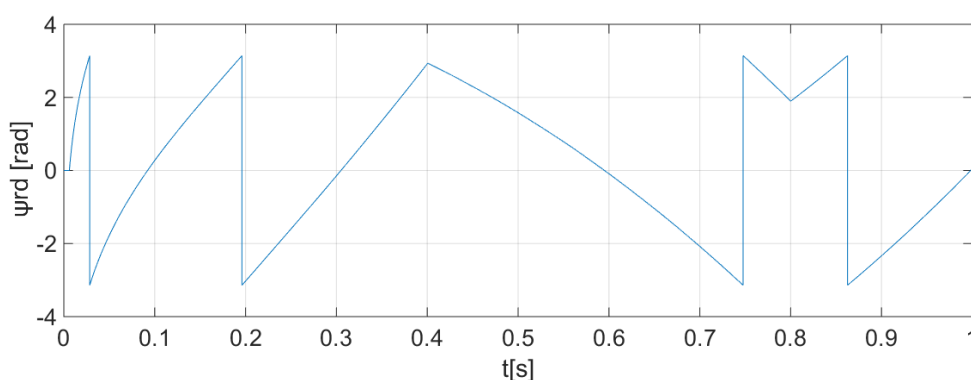
Obr. 1.8 nám znázorňuje průběh mechanických otáček v závislosti na nastavené hodnotě $I_{sdw} = 2$ A, zátěžném momentu = 0 Nm, počtem pólových dvojic = 2 a v závislosti

na změně požadovaného statorového proudu I_{sqw} viz. *Obr. 1.7*. Z *Obr. 1.8* je vidět, jak se otáčky na začátku průběhu blíží k hodnotě 5 rad/s při $I_{sqw} = 4$ A. Po změně hodnoty I_{sqw} ze 4 A na -4 A se mechanické otáčky blíží k hodnotě -1.46 rad/s. Mechanické otáčky jsou výstupem z obvodu Plecs.



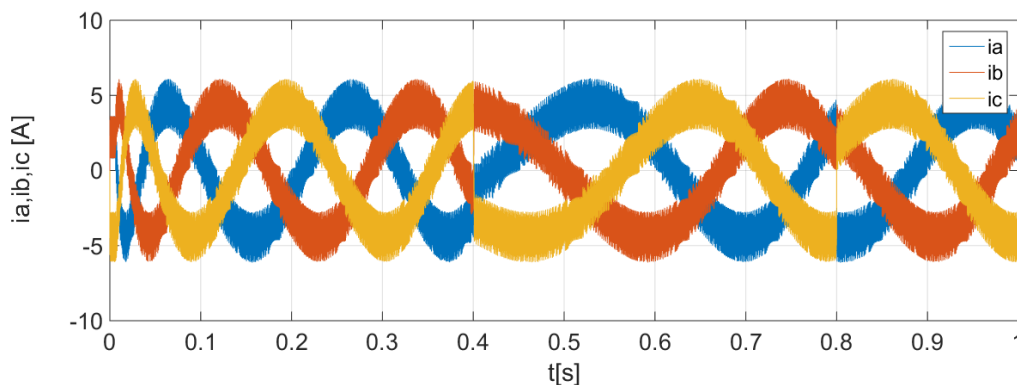
Obr. 1.9 Znárodnující velikost magnetického toku rotoru v ose d

Obr. 1.9 nám ukazuje velikost magnetického toku rotoru v ose d , který se po náběhu drží na hodnotě 0.14 Wb. Je dán nastavenou hodnotou $I_{sdw} = 2$ A. Velikost magnetického toku je výstupem z proudového modelu motoru. Vzorec pro výpočet ψ_{rdk+1} viz. vztah (3.7).



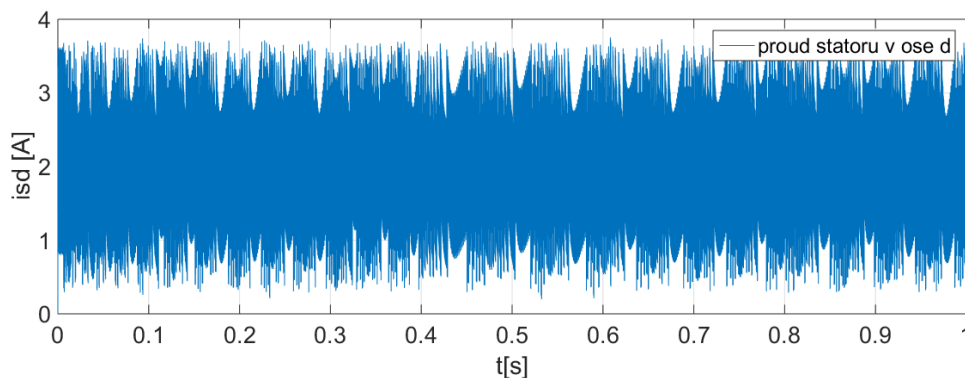
Obr. 2.0 Znárodnující polohu magnetického toku rotoru v ose d

Na *Obr. 2.0* je vidět, že změna směru magnetického toku se děje při změně požadovaného statorového proudu I_{sqw} ze 4 A na -4 A v čase 0.4 s a z -4 A na 4 A v čase 0.8 s. Poloha magnetického toku je výstupem z proudového modelu motoru. Z *Obr. 2.0* je patrné, že poloha magnetického toku rotoru v ose d se změní v čase od 0 s do 0.4 s o 15.7 rad. V čase od 0.4 s do 0.8 s se poloha magnetického toku rotoru v ose d změní o 7.42 rad.



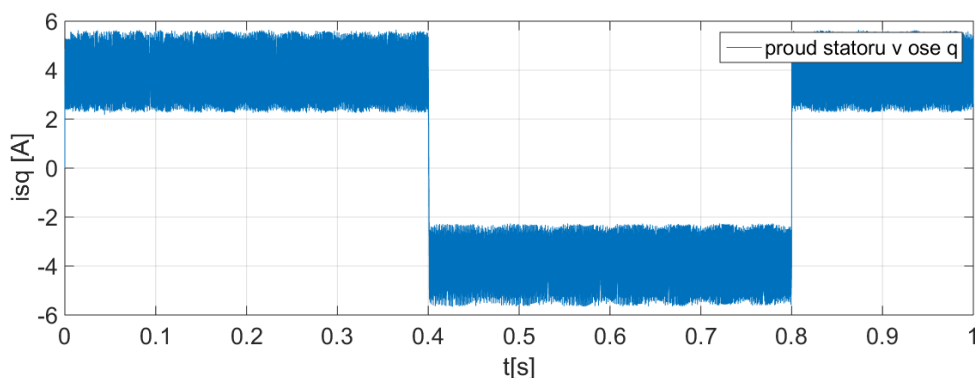
Obr.2.1 Znárodnující průběhy proudů statoru asynchronního motoru

Na Obr. 2.1 jsou vidět průběhy proudů statoru, které se mění při změně požadovaného statorového proudu I_{sqw} v čase 0.4 s a 0.8 s. Ty jsou dány změnou spínací kombinace výstupních signálů z bloku FCS – MPC, které řídí střídač.



Obr. 2.2 Znárodnující proud statoru v rotujícím souřadném systému d, q pro proud v ose d

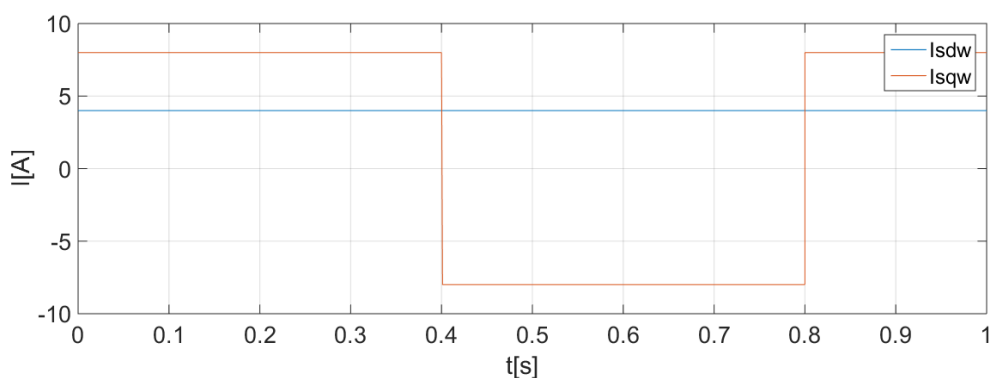
Z Obr. 2.2 je znázorněn průběh proudu i_{sd} . Proud i_{sd} je výstupem z MMM. Vzorec pro výpočet proudu i_{sd} viz. vztah (1.6). Slouží k vypočítání prediktivních proudů I_{sdk+1} , I_{sqk+1} a prediktivního magnetického pole rotoru ψ_{rdk+1} .



Obr. 2.3 Znárodnující proud statoru v rotujícím souřadném systému d, q pro proud v ose q

Z Obr. 2.3 je vidět, že proud i_{sq} se mění jak podle velikosti nastaveného proudu, tak i v čase nastaveném v Repeating Sequence v čase 0.4 s a 0.8 s. Podle toho se mění i mechanické otáčky viz. Obr. 1.8. Proud i_{sq} je výstupem z MMM. Vzorec pro výpočet proudu i_{sq} viz. vztah (1.7). Proud i_{sq} se používá pro výpočet velikosti rotorové úhlové rychlosti a k vypočítání prediktivních proudů I_{sdk+1} a I_{sqk+1} .

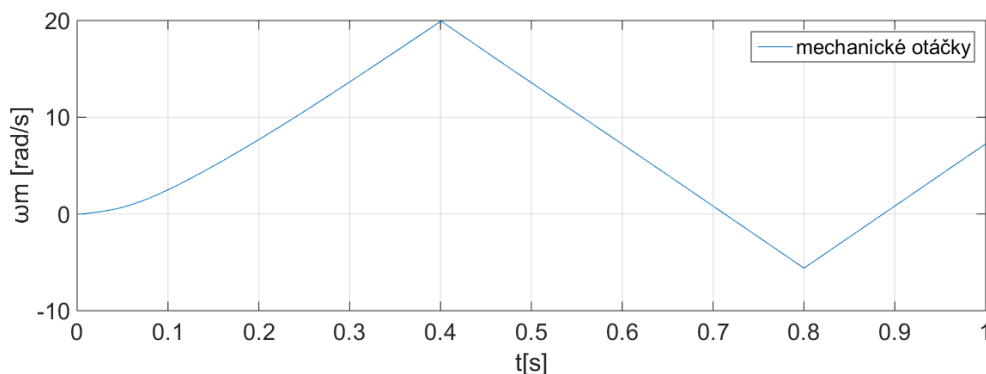
Následujících šest simulací je navrženo pro proud $I_{sdw} = 4$ A nastaveného v bloku Constant a proud I_{sqw} nastaveného v bloku Repeating Sequence na hodnoty 8 A a -8 A. Je zde vidět průběh po připojení bloku Repeating Sequenci a bloku Constant k řídicímu a silovému obvodu s blokem FCS-MPC, střídačem, asynchronním motorem, MMM a PMM.



Obr 2.4 Znárodnující průběh požadovaných proudů I_{sdw} a I_{sqw}

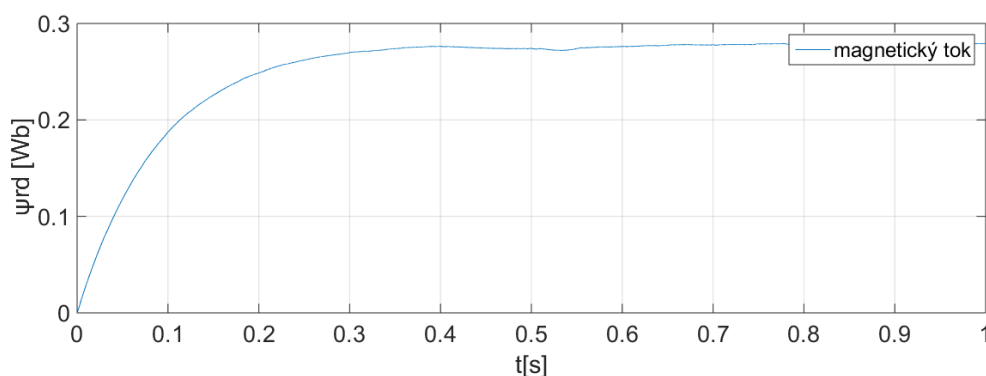
Na Obr. 2.4 je vidět průběh požadovaného proudu I_{sqw} , který je realizován blokem Repeating Sequence. Ten se mění dle nastavení z kladné hodnoty 8 A na zápornou hodnotu -

8 A v čase 0.4 s a ze záporné hodnoty se vrátí zpět na kladnou hodnotu v čase 0.8 s. Proud I_{sdw} , je nastavený na konstantní hodnotu 4 A.



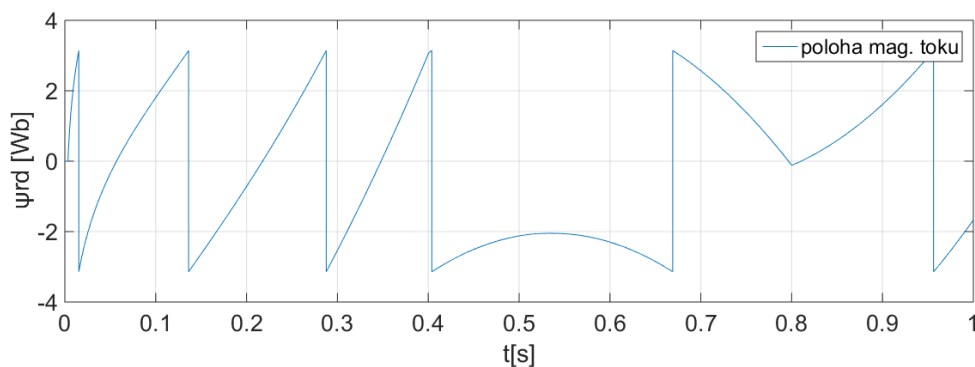
Obr. 2.5 Znáznorňující mechanické otáčky asynchronního motoru

Jak je vidět z Obr. 2.5 jsou při vyšším proudu I_{sdw} a vyšším proudu I_{sqw} viz. Obr. 2.4 při stejném zátěžném momentu a stejném počtem pólových dvojic vyšší mechanické otáčky než mechanické otáčky znázorněné na Obr. 1.8. Hodnota mechanických otáček v čase 0.4 s je 20 rad/s. A hodnota mechanických otáček v čase 0.8 s je -5.6 rad/s.



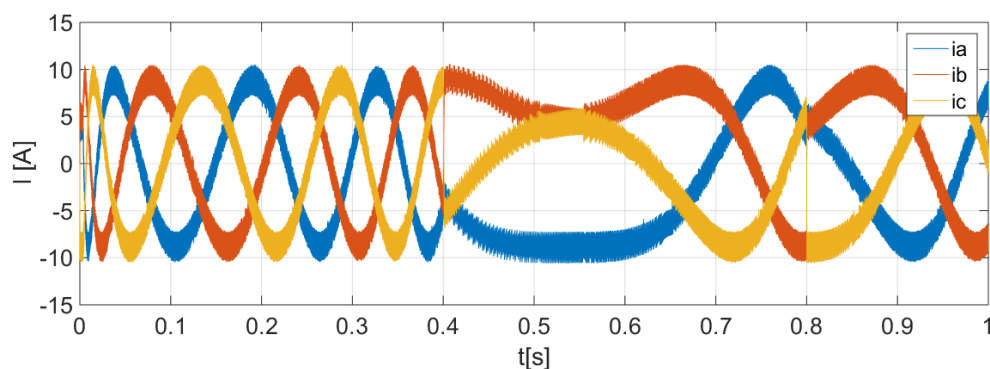
Obr. 2.6 Znáznorňující velikost magnetického toku rotoru v ose d

Obr. 2.6 nám ukazuje, že při vyšší hodnotě proudu I_{sdw} která je 4 A je i větší magnetický tok rotoru v rotující souřadné soustavě d, q v ose d než na Obr. 1.9. Velikost magnetického toku rotoru ψ_{rd} je 0.27 Wb. Vzorec pro výpočet ψ_{rdk+1} viz. vztah (3.7).



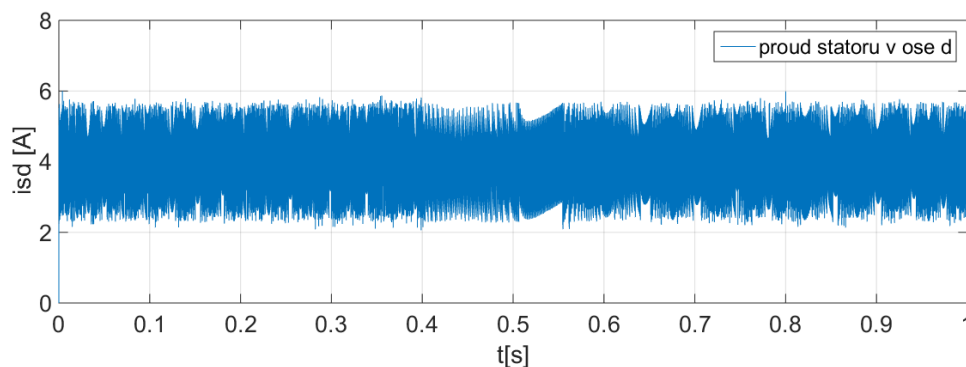
Obr. 2.7 Znárodnující průběh polohy magnetického toku rotoru v ose d

Obr. 2.7 nám ukazuje změnu polohy magnetického toku rotoru v rotujícím souřadném systému d, q rotoru v ose d měnící se v závislosti změny požadovaného proudu I_{sqw} z 8 A na -8 A v čase 0.4 s a z -8 A na 8 A v čase 0.8 s. Z Obr. 2.7 je patrné, že magnetický tok rotoru v ose d se změní o 21.98 rad od 0 s do 0.4 s. Při změně I_{sqw} v čase 0.4 s se magnetický tok rotoru v ose d změní o 5.42 rad od 0.4 s do 0.8 s.



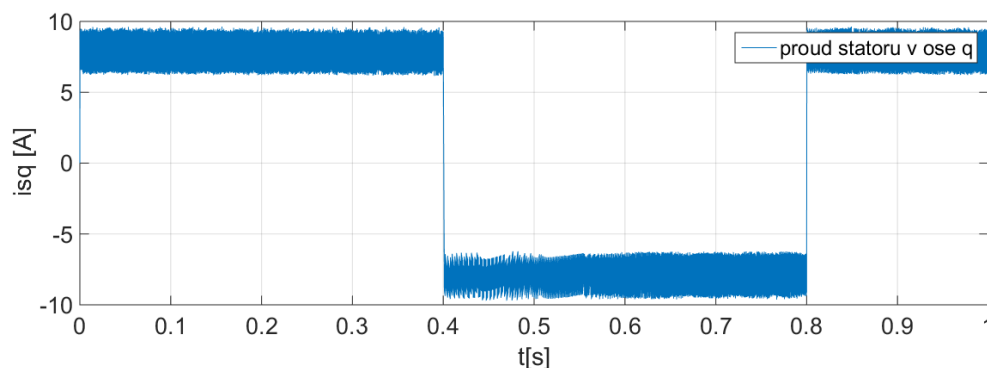
Obr. 2.8 Znárodnující průběhy proudů statoru asynchronního motoru

Obr. 2.8 nám ukazuje průběhy proudů statoru, které se mění podle nastavení proudu I_{sqw} v Repeating Sequence v čase 0.4 s a 0.8 s. Ty jsou dány změnou spínací kombinace výstupních signálů z bloku FCS – MPC, které řídí střídač.



Obr. 2.9 Znárodnující průběh proudu statoru v rotujícím souřadném systému d, q pro osu d

Obr. 2.9 nám ukazuje průběh proudu i_{sd} v závislosti na čase pro nastavenou požadovanou hodnotu $I_{sdw} = 4$ A. Vzorec pro výpočet proudu i_{sd} viz. vztah (1.6). Slouží k vypočítání prediktivních proudů I_{sdk+1} , I_{sqk+1} a prediktivního magnetického pole rotoru Ψ_{rdk+1} .

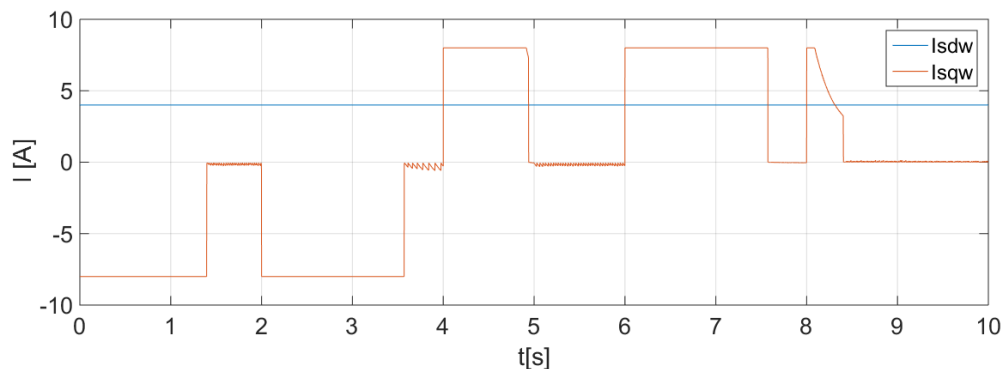


Obr. 3.0 Znárodnující průběh proudu statoru v rotujícím souřadném systému d, q pro osu q

Z Obr. 3.0 je vidět, že proud i_{sq} se mění jak podle velikosti nastaveného proudu I_{sqw} , tak i v čase nastaveném v Repeating Sequence v čase 0.4 s a 0.8 s. Podle toho se mění i mechanické otáčky viz Obr. 2.5. Vzorec pro výpočet proudu i_{sq} viz. vztah (1.7). Proud i_{sq} se používá pro výpočet velikosti rotorové úhlové rychlosti a k vypočítání prediktivních proudů I_{sdk+1} a I_{sqk+1} .

V následujících simulacích je znázorněna regulace otáček v závislosti na čase pro požadovanou hodnotu otáček nastavenou v bloku Repeating Sequence. Nastavený

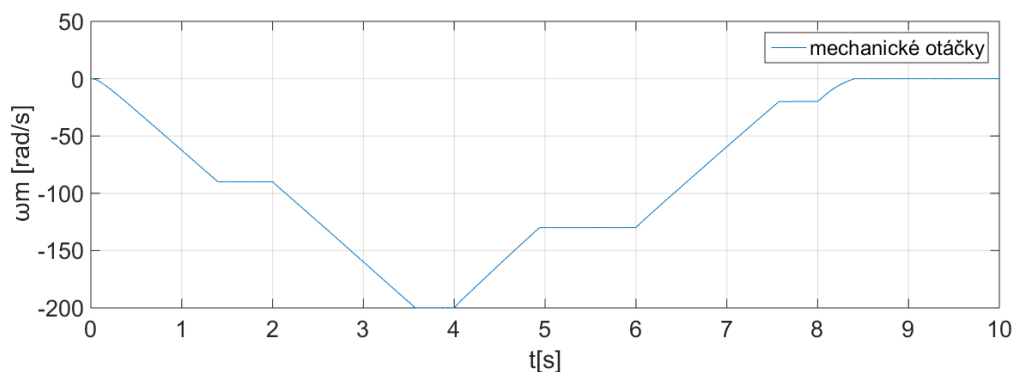
požadovaný proud I_{sdw} pro *Obr. 3.1* a *Obr. 3.2* je 4 A. Nastavený požadovaný proud I_{sdw} pro *Obr. 3.3* a *Obr. 3.4* je 8 A. Pro regulaci požadovaných otáček byl použit proporcionálně integrační regulátor. Viz. odstavec regulátor otáček.



Obr. 3.1 Znárodnující průběhy proudů I_{sdw} a I_{sqw}

Na *Obr. 3.1* jsou vidět průběhy nastavených proudů I_{sdw} a I_{sqw} . Modrou barvou je vyznačený proud I_{sdw} . A oranžovou barvou je vyznačený proud I_{sqw} . Nastavené mechanické otáčky asynchronního motoru v bloku Repeating Sequence pak určují velikost proudu I_{sqw} . Ten je výstupem z PI – regulátoru. Hodnoty časů nastavené v bloku Repeating Sequence jsou 0, 2, 2.001, 4, 4.001, 6, 6.001, 8, 8.001, 10. Hodnoty požadovaných otáček pro jednotlivé časy nastavené v bloku Repeating Sequence jsou -90 -90 -200 -200 -130 -130 -20 -20 0 0. Tzn. že v čase od 0 s do 2 s je hodnota nastavených požadovaných otáček -90 rad/s. V čase od 2,001 s do 4 s je hodnota nastavených požadovaných otáček -200 rad/s. Takto jsou časy a jejich hodnoty požadovaných otáček nastaveny po 2 s až do 10 s. V čase od 0 s do 1.4 s je proud $I_{sqw} = -8$ A. Je to dáno tím, že se při roztáčení asynchronního motoru nastaví proud I_{sqw} na maximální hodnotu. V této chvíli zabírá z větší části proporcionální regulátor. Po dosažení nastavených požadovaných otáček v čase 1.4 s PI – regulátorem se hodnota proudu I_{sqw} pohybuje v rozmezí od -0.05 A do -0.25 A. V tomto okamžiku zabírá z větší části integrační regulátor. Viz *Obr. 3.1*. V čase od 2 s do 3.5 s je nastavený proud $I_{sqw} = -8$ A. Viz. *Obr. 3.1*. Je to dáno nastavením požadovaných otáček asynchronního motoru z -90 rad/s na -200 rad/s. V této chvíli zabírá z větší části proporcionální regulátor. V čase od 3.5 s do 4 s je hodnota I_{sqw} v rozmezí od -0.05 A do -0.6 A. V tomto okamžiku zabírá z větší části integrační regulátor. V čase od 4.001 s do 4.9 s je nastavený proud $I_{sqw} = 8$ A. Je to dáno nastavením požadovaných otáček asynchronního motoru z -200 rad/s na -130 rad/s. V této chvíli zabírá z větší části proporcionální regulátor. V čase od 4.9 s do 6 s je hodnota I_{sqw}

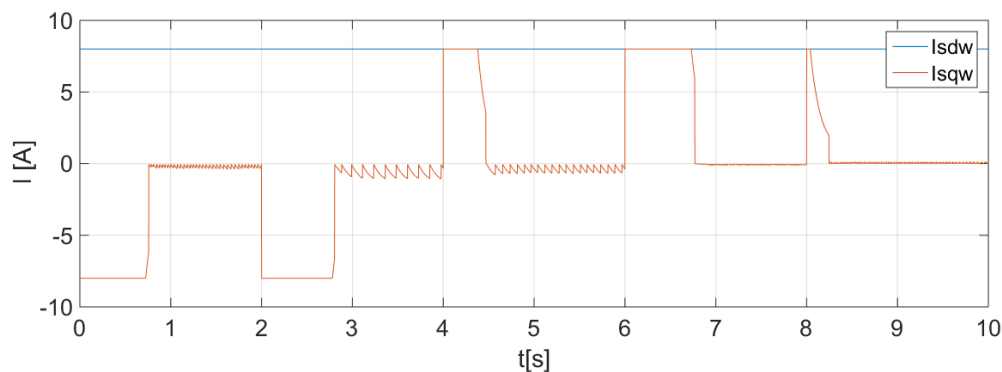
v rozmezí od -0.05 A do -0.3 A. V tomto okamžiku zabírá z větší části integrační regulátor. V čase od 6.001 s do 7.5 s je nastavený proud $I_{sqw} = 8$ A. Je to dáno nastavením požadovaných otáček asynchronního motoru z -130 rad/s na -20 rad/s. V této chvíli zabírá z větší části proporcionalní regulátor. V čase od 7.5 s do 8 s je hodnota I_{sqw} v rozmezí od 0 A do -0.4 A. V tomto okamžiku zabírá z větší části integrační regulátor. V čase od 8.001 s do 8.1 s je nastavený proud $I_{sqw} = 8$ A. Je to dáno nastavením požadovaných otáček asynchronního motoru z -20 rad/s na 0 rad/s. V této chvíli zabírá z větší části proporcionalní regulátor. V čase od 8.1 s do 8.4 s je hodnota I_{sqw} v rozmezí od 8 A do 3.2 A. Je to dáno přiblížením se k nulovým otáčkám asynchronního motoru. V čase od 8.4 s do 10 s se proud I_{sqw} pohybuje od 0 A do 0.1 A. V tomto okamžiku zabírá z větší části integrační regulátor.



Obr. 3.2 Znárodnující průběh mechanických otáček asynchronního motoru

Na Obr. 3.2 jsou znázorněny mechanické otáčky asynchronního motoru. Ty se mění v závislosti na změně proudu I_{sqw} viz Obr. 3.1 představující moment asynchronního motoru. Z Obr. 3.2 je patrné kdy po změně požadovaných otáček nastavených v bloku Repeating Sequence dosáhne asynchronní motor skutečných otáček. Po nastavení požadovaných otáček -90 rad/s dosáhne asynchronní motor v čase 1.4 s požadovaných otáček. Po nastavení požadovaných otáček -200 rad/s dosáhne asynchronní motor za 1.5 s v čase 3.5 s požadovaných otáček. Po nastavení požadovaných otáček -130 rad/s dosáhne asynchronní motor za 0.9 s v čase 4.9 s požadovaných otáček. Po nastavení požadovaných otáček -20 rad/s dosáhne asynchronní motor za 1.5 s v čase 7.5 s požadovaných otáček. Po nastavení požadovaných otáček 0 rad/s dosáhne asynchronní motor za 0.4 s v čase 8.4 s požadovaných otáček. Nastavené požadované otáčky asynchronního motoru se mění po 2 s. Rychlost dosažení požadovaných otáček asynchronního motoru je dána proudem I_{sdw} , proudem I_{sqw} , nastavenými konstantami integračního a proporcionalního regulátoru, zátěžným momentem

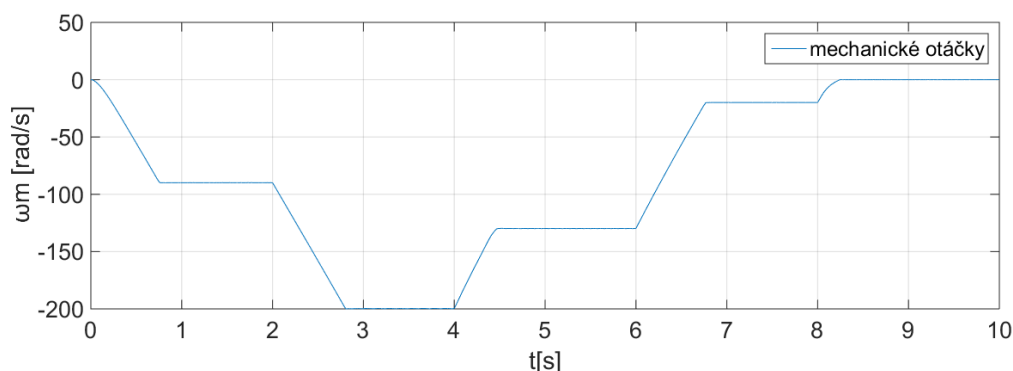
a počtem pólových dvojic. Nastavené hodnoty konstant v tomto měření byly. Nastavená hodnota konstanty integračního regulátoru byla 1.6. A nastavená hodnota konstanty proporcionálního regulátoru byla 0.527.



Obr. 3.3 Znárodnující průběh proudu I_{sdw} a I_{sqw} vypočítaného regulátorem otáček

Na Obr. 3.3 jsou vidět průběhy nastavených proudů I_{sdw} a I_{sqw} . Modrou barvou je vyznačený proud I_{sdw} . A oranžovou barvou je vyznačený proud I_{sqw} . Nastavené mechanické otáčky asynchronního motoru v bloku Repeating Sequence pak určuje velikost proudu I_{sqw} . Ten je výstupem z PI – regulátoru. Hodnoty časů nastavené v bloku Repeating Sequence jsou 0, 2, 2.001, 4, 4.001, 6, 6.001, 8, 8.001, 10. Hodnoty požadovaných otáček pro jednotlivé časy nastavené v bloku Repeating Sequence jsou -90 -90 -200 -200 -130 -130 -20 -20 0 0. Tzn. že v čase od 0 s do 2 s je hodnota nastavených požadovaných otáček -90 rad/s. V čase od 2,001 s do 4 s je hodnota nastavených požadovaných otáček -200 rad/s. Takto jsou časy a jejich hodnoty požadovaných otáček nastaveny po 2 s až do 10 s. V čase od 0 s do 0.76 s je proud $I_{sqw} = -8$ A. Je to dáno tím, že se při roztáčení asynchronního motoru nastaví proud I_{sqw} na maximální hodnotu. V této chvíli zabírá z větší části proporcionální regulátor. Po dosažení nastavených požadovaných otáček v čase 0.76 s PI – regulátorem se hodnota proudu I_{sqw} pohybuje v rozmezí od -0.05 A do -0.4 A. V tomto okamžiku zabírá z větší části integrační regulátor. Viz Obr. 3.3. V čase od 2 s do 2.8 s je nastavený proud $I_{sqw} = -8$ A. Viz. Obr. 3.3. Je to dáno nastavením požadovaných otáček asynchronního motoru z -90 rad/s na -200 rad/s. V této chvíli zabírá z větší části proporcionální regulátor. V čase od 2.8 s do 4 s je hodnota I_{sqw} v rozmezí od -0.05 A do -1.05 A. V tomto okamžiku zabírá z větší části integrační regulátor. V čase od 4.001 s do 4.5 s je nastavený proud $I_{sqw} = 8$ A. Je to dáno nastavením požadovaných otáček asynchronního motoru z -200 rad/s na -130 rad/s. V této

chvíli zabírá z větší části proporcionální regulátor. V čase od 4.5 s do 6 s je hodnota I_{sqw} v rozmezí od -0.05 A do -0.8 A. V tomto okamžiku zabírá z větší části integrační regulátor. V čase od 6.001 s do 6.7 s je nastavený proud $I_{sqw} = 8$ A. Je to dáno nastavením požadovaných otáček asynchronního motoru z -130 rad/s na -20 rad/s. V této chvíli zabírá z větší části proporcionální regulátor. V čase od 6.7 s do 8 s je hodnota I_{sqw} v rozmezí od -0.05 A do -0.15 A. V tomto okamžiku zabírá z větší části integrační regulátor. V čase od 8.001 s do 8.04 s je nastavený proud $I_{sqw} = 8$ A. Je to dáno nastavením požadovaných otáček asynchronního motoru z -20 rad/s na 0 rad/s. V této chvíli zabírá z větší části proporcionální regulátor. V čase od 8.04 s do 8.2 s je hodnota I_{sqw} v rozmezí od 8 A do 2 A. Je to dáno přiblížením se k nulovým otáčkám asynchronního motoru. V čase od 8.2 s do 10 s se proud I_{sqw} pohybuje od 0 A do 0.13 A. V tomto okamžiku zabírá z větší části integrační regulátor.



Obr. 3.4 Znárodnující regulaci mechanických otáček na požadovanou hodnotu

Na Obr. 3.4 jsou znázorněny otáčky asynchronního motoru. Ty se mění v závislosti na změně proudu I_{sqw} viz Obr. 3.3, který představuje moment motoru. Z Obr. 3.4 je patrné kdy po změně požadovaných otáček nastavených v bloku Repeating Sequence dosáhne asynchronní motor skutečných otáček. Po nastavení požadovaných otáček -90 rad/s dosáhne asynchronní motor v čase 0.7 s požadovaných otáček. Po nastavení požadovaných otáček -200 rad/s dosáhne asynchronní motor za 0.8 s v čase 2.8 s požadovaných otáček. Po nastavení požadovaných otáček -130 rad/s dosáhne asynchronní motor za 0.5 s v čase 4.5 s požadovaných otáček. Po nastavení požadovaných otáček -20 rad/s dosáhne asynchronní motor za 0.7 s v čase 6.7 s požadovaných otáček. Po nastavení požadovaných otáček 0 rad/s dosáhne asynchronní motor za 0.2 s v čase 8.2 s požadovaných otáček. Nastavené požadované otáčky asynchronního motoru se mění po 2 s. Rychlost dosažení požadovaných otáček asynchronního motoru je dána proudem I_{sdw} , proudem I_{sqw} , nastavenými konstantami

integračního a proporcionálního regulátoru, zátěžným momentem a počtem pólových dvojic. Nastavené hodnoty konstant v tomto měření byly. Nastavená hodnota konstanty integračního regulátoru byla 1.6. A nastavená hodnota konstanty proporcionálního regulátoru byla 0.527.

Závěr

V dnešní, velmi rychle se rozvíjející a technicky zaměřené době je zapotřebí použití výkonných a velmi dobře říditelných elektrických strojů, jako jsou například asynchronní motory. I pro řízení těchto strojů jsou zapotřebí zařízení, která nám to umožní.

V úvodu této práce uvádím vybrané varianty řízení. Od metody řízení U/f až po alternativu, kterou je prediktivní řízení. Prediktivní řízení je předpovídání budoucího kroku asynchronního motoru. Díky tomu lze správně předem vědět, který spínací vektor sepnout.

Pro volbu simulací bylo rozhodnuto z hlediska jejich věcnosti znázorňující průběhy jednotlivých veličin. Z nich lze snadno a přehledně vyčíst dané průběhy jednotlivých veličin a porovnat je mezi sebou.

U regulace proudu pohonu s asynchronním motorem bylo dosaženo předpokládaných výsledků. Po nastavení hodnot proudů I_{sdw} a I_{sqw} viz. *Obr. 2.4*, které jsou dvakrát větší než hodnoty proudů I_{sdw} a I_{sqw} viz. *Obr. 1.7*, nastavením počtem pólových dvojic p_p rovno 2 a zátěžného momentu m_z rovno $0 N_m$, jsou mechanické otáčky viz. *Obr. 2.5* čtyřikrát větší než mechanické otáčky viz. *Obr. 1.8*.

V měření pro zadání požadovaných mechanických otáček blokem Repeating Sequence viz. *Obr. 3.2* a *Obr. 3.4* byly ověřeny mechanické otáčky asynchronního motoru na zadanou hodnotu při zadaném zátěžném momentu m_z rovno $0 N_m$, počtem pólových dvojic p_p rovno 2, proudem I_{sqw} představujícího moment motoru, proudem I_{sdw} představující magnetický tok motoru a regulátorem otáček. Mechanické otáčky asynchronního motoru viz. *Obr. 3.4* se dostaly na požadovanou hodnotu mechanických otáček asynchronního motoru rychleji než viz. *Obr. 3.2*. Je to dáno tím, že pro mechanické otáčky viz. *Obr. 3.4* je nastavený proud I_{sdw} větší viz. *Obr. 3.3* než nastavený proud I_{sdw} viz. *Obr. 3.1* nastavený pro mechanické otáčky viz. *Obr. 3.2* při stejných zadaných hodnotách zátěžného momentu m_z , počtem pólových dvojic p_p , proudem I_{sqw} a stejných hodnot konstant regulátoru otáček.

Díky těmto měřením bylo ověřeno, jak spolu souvisí zadané proudy I_{sdw} , I_{sqw} , jejich predikce a regulace otáček. To je podnět pro další studování dané problematiky a jejich případnou implementaci v praxi.

Použitá literatura

- [1] BARTOŠ, Václav. *Elektrické stroje*. Plzeň: Západočeská univerzita, 2006. ISBN 80-7043-444-9.
- [2] ZEMAN, Karel, PEROUTKA, Zdeněk a JANDA, Martin. *Automatická regulace pohonů s asynchronními motory*. 1. vyd. Plzeň: Západočeská univerzita, 2004. 200 s. ISBN 80-7043-350-7.
- [3] VONDRÁŠEK, František a kol. *Výkonová elektronika. Svazek 3, Měniče s vlastní komutací a bez komutace. Část 2, Měniče kmitočtu a střídavého napětí*. 3., rozšířené vydání. V Plzni: Západočeská univerzita, 2017. 287 stran. ISBN 978-80-261-0688-3.
- [4] JANOUSH, Štěpán. *Regulace a diagnostika pohonu s PMSM*. Plzeň, 2011. Diplomová práce (Ing.). Západočeská univerzita v Plzni, Fakulta elektrotechnická. Vedoucí práce Zdeněk Peroutka.
- [5] MYNÁŘ, Z. Algoritmy odbuzování při řízení asynchronního motoru [online]. Brno: Vysoké učení technické v Brně. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. 2012.
- [6] Potlačení elektromagnetického hluku pohonu pomocí FCS – MPC. Dostupné z <https://dspace5.zcu.cz/bitstream/11025/26482/1/Kroneisl.pdf>

Přílohy

Příloha A – Výpočet prediktivních proudů a ztrátové funkce

```
function [vyst1, vyst2, vyst3] = fcn(Id,Iq,us,isd,isq,ksird,wksi)
%#codegen
vyst1=0; vyst2=0; vyst3=0; deltat = 25e-6;
%cv = vypočítaná ztrátová funkce

if Id > 8
    Id = 8;

end

if Id < -8
    Id = -8;
end

if (Iq > 9)
    Iq = 9;

end

if (Iq < -9)
    Iq = -9;

end

K = -16;
K1 = wksi;
K2 = 150;
K3 = 13.89;
K4 = 5.56;
K5 = 13.5;

% první vektor napětí
Idk1 = (K * isd + K1 * isq + K2 * ksird + K3 * us(5)) * deltat + isd;
Iqk1 = (-K1 * isd - K4 * isq - K5 * K1 * ksird + K3 * us(6)) * deltat + isq;

% druhý vektor napětí
Idk2 = (K * isd + K1 * isq + K2 * ksird + K3 * us(7)) * deltat + isd;
Iqk2 = (-K1 * isd - K4 * isq - K5 * K1 * ksird + K3 * us(8)) * deltat + isq;

% třetí vektor napětí
Idk3 = (K * isd + K1 * isq + K2 * ksird + K3 * us(9)) * deltat + isd;
Iqk3 = (-K1 * isd - K4 * isq - K5 * K1 * ksird + K3 * us(10)) * deltat + isq;

% čtvrtý vektor napětí
Idk4 = (K * isd + K1 * isq + K2 * ksird + K3 * us(11)) * deltat + isd;
Iqk4 = (-K1 * isd - K4 * isq - K5 * K1 * ksird + K3 * us(12)) * deltat + isq;
```

```
% pátý vektor napětí
Idk5 = (K * isd + K1 * isq + K2 * ksird + K3 * us(13)) * deltat + isd;
Iqk5 = (-K1 * isd - K4 * isq - K5 * K1 * ksird + K3 * us(14)) * deltat +
isd;

% šestý vektor napětí
Idk6 = (K * isd + K1 * isq + K2 * ksird + K3 * us(15)) * deltat + isd;
Iqk6 = (-K1 * isd - K4 * isq - K5 * K1 * ksird + K3 * us(16)) * deltat +
isd;

% cv01d = (Idknv - Id)^2;
% cv01q = (Iqknv - Iq)^2;
cv1d = (Idk1 - Id)^2;
cv1q = (Iqk1 - Iq)^2;
cv2d = (Idk2 - Id)^2;
cv2q = (Iqk2 - Iq)^2;
cv3d = (Idk3 - Id)^2;
cv3q = (Iqk3 - Iq)^2;
cv4d = (Idk4 - Id)^2;
cv4q = (Iqk4 - Iq)^2;
cv5d = (Idk5 - Id)^2;
cv5q = (Iqk5 - Iq)^2;
cv6d = (Idk6 - Id)^2;
cv6q = (Iqk6 - Iq)^2;

% c01 = cv01d+cv01q;
c1 = cv1d+cv1q;
c2 = cv2d+cv2q;
c3 = cv3d+cv3q;
c4 = cv4d+cv4q;
c5 = cv5d+cv5q;
c6 = cv6d+cv6q;

pole = [c1, c2, c3, c4, c5, c6];

[x,y] = min(pole);

if y==1
    vyst1=1;
    vyst2=1;
    vyst3=0;
end

if y==2
    vyst1=0;
    vyst2=1;
    vyst3=0;
end

if y==3
    vyst1=0;
    vyst2=1;
    vyst3=1;
end

if y==4
    vyst1=0;
    vyst2=0;
    vyst3=1
end
```

```
end
```

```
if y==5  
    vyst1=1;  
    vyst2=0;  
    vyst3=1;
```

```
end
```

```
if y==6  
    vyst1=1;  
    vyst2=0;  
    vyst3=0;
```

```
end
```