

**KATEDRA
ELEKTROENERGETIKY**

**ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V PRAZE**

FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ



**PŘÍMÉ ŘÍZENÍ MOMENTU
ASYNCHRONNÍHO
MOTORU S VYJÁDŘENÝM
MODULÁTOREM**

DIPLOMOVÁ PRÁCE

KVĚTEN 2022

**DAVID
JÄSCHKE**

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Jäschke** Jméno: **David** Osobní číslo: **474741**
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**
Zadávající katedra/ústav: **Katedra elektrických pohonů a trakce**
Studijní program: **Elektrotechnika, energetika a management**
Specializace: **Elektroenergetika**

II. ÚDAJE K DIPLOMOVÉ PRÁCI

Název diplomové práce:

Přímé řízení momentu asynchronního motoru s vyjádřeným modulátorem

Název diplomové práce anglicky:

Direct Torque Control of Induction Motor with Modulator

Pokyny pro vypracování:

- 1) Proveďte rešerši strategií přímého řízení momentu
- 2) V prostředí Matlab/Simulink vytvořte matematický model zvolené metody přímého řízení momentu
- 3) Upravte simulační model pro napojení na systém dSpace

Seznam doporučené literatury:

- [1] QUANG, Nguyen P. a Jörg-Andreas DITTRICH. Vector Control of Three-Phase AC Machines: System Development in the Practice. 1. Aufl. Berlin, Heidelberg: Springer-Verlag, 2008.
[2] B.K. Bose, Modern power electronics and AC drives, Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2002.

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) diplomové práce:

doc. Ing. Jan Bauer, Ph.D. katedra elektrických pohonů a trakce FEL

Jméno a pracoviště druhé(ho) vedoucí(ho) nebo konzultanta(ky) diplomové práce:

Datum zadání diplomové práce: **09.02.2022**

Termín odevzdání diplomové práce: **20.05.2022**

Platnost zadání diplomové práce: **30.09.2023**

doc. Ing. Jan Bauer, Ph.D.
podpis vedoucí(ho) práce

podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

prof. Mgr. Petr Páta, Ph.D.
podpis děkana(ky)

III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

Diplomant bere na vědomí, že je povinen vypracovat diplomovou práci samostatně, bez cizí pomoci, s výjimkou poskytnutých konzultací. Seznam použité literatury, jiných pramenů a jmen konzultantů je třeba uvést v diplomové práci.

Datum převzetí zadání

Podpis studenta

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych zde nyní touto cestou poděkoval panu doc. Ing. Janu Bauerovi, Ph.D. za odborné vedení a podnětné rady při zpracovávání této diplomové práce. Také bych chtěl dále poděkovat své rodině a přátelům za podporu během celé doby studia.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že jsem předloženou práci vypracoval samostatně a že jsem uvedl veškeré použité informační zdroje v souladu s Metodickým pokynem o dodržování etických principů při přípravě vysokoškolských závěrečných prací.

V Praze dne 20. května 2022

.....

ABSTRAKT

Tato diplomová práce obsahuje rešerši dostupných metod přímého řízení momentu (DTC) a na jejím základě vzniká porovnání dvou variant DTC řízení používaných pro řízení dvouúrovňového napěťového střídače, a to konkrétně Takahashiho DTC a Constant Frequency Torque Regulator DTC (CFTR-DTC), které dosahuje konstantní spínací frekvence. Porovnání probíhá na základě vytvořených modelů v programu Matlab/Simulink, které se skládají z vlastního algoritmu řízení, dvouúrovňového napěťového střídače a asynchronního motoru. Porovnáním předchází uvedení matematického modelu asynchronního stroje včetně jeho odvození do obecného rotujícího souřadnicového systému os a také jeho přepočtení do systémů souřadnicových os používaných v teorii pohonů.

Klíčová slova: matematický model asynchronního motoru, prostorový vektor, Clarkové transformace, Parkova transformace, přímé řízení momentu, constant frequency torque regulator DTC, modulace prostorového vektoru

ABSTRACT

This master thesis includes a survey of available direct torque control (DTC) methods and based on this survey, a comparison of two selected DTC methods used to control a two-level voltage inverter is made, namely Takahashi DTC and Constant Frequency Torque Regulator DTC (CFTR-DTC), which achieves a constant switching frequency. The comparison is made based on the models created in program Matlab/Simulink, which consist of a control algorithm, a two-level voltage inverter and an asynchronous motor. The comparisons are preceded by the introduction of the mathematical model of the asynchronous machine, including its derivation into a general rotating axis coordinate system, as well as its conversion into the coordinate axis systems used in drive theory.

Keywords: mathematical model of asynchronous motor, space vector, Clarke transformation, Park transformation, direct torque control, constant frequency torque regulator DTC, space vector modulation

OBSAH

ÚVOD.....	1
KAPITOLA 1: MATEMATICKÝ MODEL ASYNCHRONNÍHO STROJE	2
1.1 PROSTOROVÝ VEKTOR	4
1.2 CLARKOVÉ TRANSFORMACE.....	5
1.3 PARKOVA TRANSFORMACE.....	8
1.4 ROVNICE ASYNCHRONNÍHO STROJE VYJÁDŘENÉ V RŮZNÝCH SYSTÉMECH	11
1.5 VÝKON A MOMENT	14
1.6 NAPĚŤOVÝ U-I MODEL ASYNCHRONNÍHO MOTORU	15
KAPITOLA 2: PŘÍMÉ ŘÍZENÍ MOMENTU	16
2.1 VARIANTA TAKAHASHIHO DTC ŘÍZENÍ.....	16
2.1.1 Volba optimálního vektoru	18
2.1.2 Blokové schéma modelu	19
2.1.3 Vlastnosti Takahashiho DTC řízení	21
2.2 SVM-DTC.....	22
2.2.1 Modulační prostorového vektoru	23
2.2.2 Vlastnosti SVM-DTC	24
2.3 MODEL-BASED PREDICTIVE CONTROL (MPC).....	25
2.3.1 Vlastnosti MPC-DTC.....	26
2.4 CONSTANT FREQUENCY TORQUE REGULATOR DTC (CFTR-DTC)	26
2.4.1 Vlastnosti CFTR-DTC	28
KAPITOLA 3: MODEL TAKAHASHIHO DTC V PROGRAMU MATLAB/SIMULINK.....	29
KAPITOLA 4: MODEL CONSTANT FREQUENCY TORQUE REGULATOR (CFTR-DTC) V PROGRAMU MATLAB/SIMULINK.....	33
KAPITOLA 5: POROVNÁNÍ VÝSLEDKŮ SIMULACÍ OBOU SCHÉMAT	35
5.1 USTÁLENÝ CHOD S MALÝM ZATÍŽENÍM A MALÝMI OTÁČKAMI	35
5.2 DETAIL PŘEDCHOZÍCH PRŮBĚHŮ.....	38
5.3 CHOD MOTORU S DEFINOVANOU SEKVENCÍ ŽÁDANÝCH OTÁČEK A ZÁTĚŽNÉHO MOMENTU	40
KAPITOLA 6: ÚPRAVA MODELŮ PRO PŘIBLÍŽENÍ SE K REÁLNÉ IMPLEMETACI ŘÍZENÍ.....	42
6.1 VLIV OCHRANNÉ DOBY A NENULOVÉ SPÍNACÍ DOBY TRANZISTORŮ	42
ZÁVĚR	44
LITERATURA	45
PŘÍLOHA A: SEZNAM ZKRATEK	46

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1-1 Třífázový systém asynchronního stroje se statorovým a rotorovým vinutím [3]	2
Obr. 1-2 Prostorový vektor [4].....	5
Obr. 1-3 Transformace třífázového systému „a-b-c“ do ortogonálního systému „ $\alpha - \beta$ “ [1]	6
Obr. 1-4 Transformace prostorového vektoru \mathbf{a} ze systému „ $\alpha - \beta$ “ do „ $x - y$ “ [4]	9
Obr. 1-5 Náhradní schéma asynchronního stroje ve tvaru T-článku pro obecné děje [1]	12
Obr. 2-1 Napěťové vektory získatelné dvouúrovňovým napěťovým střídačem [7]	16
Obr. 2-2 Ilustrace pohybu prostorového vektoru statorového toku [8]	17
Obr. 2-3 Optimální výběr napěťových vektorů [8]	18
Obr. 2-4 Blokové schéma Takahashiho DTC řízení [8]	19
Obr. 2-5 Pohyb statorového vektoru magnetického toku uvnitř hysterezního pásma [8]	20
Obr. 2-6 Hysterezní regulátor momentu v bloku „B“ [8]	20
Obr. 2-7 Blokové schéma regulačního obvodu SVM-DTC [9] (upraveno)	22
Obr. 2-8 Ukázka sestavení žádaného prostorového vektoru \mathbf{u}_1^* [11] (upraveno)	23
Obr. 2-9 Zjednodušené blokové schéma obecné MPC regulace [13].....	25
Obr. 2-10 Blokové schéma regulačního obvodu FS-PTC [14].....	25
Obr. 2-11 Blokové schéma regulačního obvodu CFTR-DTC [15]	27
Obr. 2-12 Průběh stavové proměnné momentu a statorového toku [15]	28
Obr. 3-1 Celkový pohled na simulační schéma	29
Obr. 3-2 Zapojení bloku „střídač“	31
Obr. 3-3 Zapojení matematického modelu motoru v bloku „U-I model v alfa beta“	32
Obr. 3-4 Zapojení algoritmu pro výpočet průměrné spínací frekvence za jednu elektrickou otáčku	32
Obr. 4-1 Celkový pohled na simulační schéma CFTR-DTC	33
Obr. 4-2 Zapojení modulátoru momentu v bloku „Reg M“	34

SEZNAM TABULEK

Tab. 1-1 Tabulka možných variant výpočtu momentu [1].....	14
Tab. 2-1 Spínací tabulka pro metodu Takahashiho DTC řízení [8].....	21
Tab. 2-2 Porovnání simulací [12] (upraveno).....	24
Tab. 3-1 Tabulka parametrů asynchronního stroje využívaného v simulacích.....	30
Tab. 3-2 Tabulka parametrů regulátorů použitých v simulacích	30
Tab. 4-1 Tabulka parametrů vyjádřeného modulátoru použitého v simulaci.....	34

Obr. 5-1 Takahashiho DTC při 10 Nm a 100 ot/min	36
Obr. 5-2 Trajektorie statorového toku Takahashiho DTC řízení	36
Obr. 5-3 CFTR-DTC při 10 Nm a 100 ot/min	37
Obr. 5-4 Trajektorie statorového toku CFTR-DTC řízení	37
Obr. 5-5 Takahashiho DTC při 10 Nm a 100 ot/min – detail	38
Obr. 5-6 CFTR-DTC při 10 Nm a 100 ot/min – detail	39
Obr. 5-7 Takahashiho DTC s definovanou sekvencí otáček a zatížení	40
Obr. 5-8 CFTR-DTC s definovanou sekvencí otáček a zatížení	41
Obr. 6-1 Vysvětlení mrtvé doby a nenulové spínací době tranzistorů [11]	42

ÚVOD

Asynchronní motory díky své konstrukci představují takřka bezúdržbové elektrické stroje. S tímto se pojí další řada výhod jako je například dlouhá životnost, vysoká účinnost, relativně levná sériová výroba, malé provozní náklady a vysoká spolehlivost. Všechny tyto výhody jsou bohužel na straně druhé, vyvážené velkou nevýhodou v podobě obtížné regulace otáček, která byla dříve bez možnosti použití dnešní moderní výkonové elektroniky realizována často změnou rotorového odporu, což vedlo například na složitou konstrukci rotoru s kroužky, které snižují spolehlivost a zvyšují nároky na údržbu stroje.

Právě kvůli obtížně proveditelné změně rychlosti otáčení asynchronních pohonů se dříve v regulovaných výkonových pohonech nejčastěji používaly stejnosměrné motory s cizím buzením, které mají výborné regulační vlastnosti pro použití v aplikacích s vysokým požadavkem na dynamiku pohonu. Těchto dobrých regulačních vlastností dosahují díky jejich možnosti odděleně regulovat magnetický tok a moment stroje. Nevýhoda stejnosměrných pohonů, která byla jedním z hlavních důvodů k postupnému přechodu od těchto pohonů k pohonům se střídavými motory, je složitější mechanická konstrukce, která musí z principu činnosti stejnosměrných motorů obsahovat komutátor, který představuje velkou mechanickou slabinu stroje a který zvyšuje nároky na údržbu, snižuje spolehlivost a produkuje jiskření. Právě jiskření zamezuje použití těchto motorů v některých prostředích, kde by mohlo dojít vlivem jiskření k inicializaci výbuchu nebo kvůli vysokofrekvenčnímu elektromagnetickému rušení, které jiskření představuje, by mohlo dojít k odrušení například sdělovacích zařízení a znemožnění tak správného fungování jiných elektronických systémů.

S příchodem a rozvojem výkonové elektroniky na dostatečnou úroveň bylo již možné snadno regulovat otáčky asynchronního motoru pomocí změny frekvence napájecího napětí využitím frekvenčního měniče, jehož řízení lze rozdělit dle principu do různých kategorií. Tato práce se zabývá konkrétně řízeními spadajícími do kategorie přímého řízení momentu (DTC).

Na začátku práce obsahuje kapitola 1 matematický model asynchronního stroje i jeho odvození v různých souřadnicových systémech dosažených použitím matematických aparátů, a to konkrétně pomocí Clarkové a Parkovi transformace, které jsou v této kapitole také popsány. V následující kapitole 2 jsou uvedeny čtyři různé metody řízení z kategorie přímého řízení momentu s popisem principu činnosti na základě provedené rešerše dostupné odborné literatury. Následující dvě kapitoly kapitola 3 a kapitola 4 obsahují sestavené modely v simulačním programu Matlab/Simulink vybraných řízení frekvenčního měniče. V první zmíněné kapitole je zvoleno Takahashiho DTC řízení a ve druhé zmíněné je to Constant Frequency Torque Regulator DTC (CFTR-DTC). Výsledky jejich simulací s následným porovnáním dosažených regulačních vlastností obou řízení jsou pak obsahem kapitoly 5. V neposlední řadě kapitola 6 obsahuje způsoby jakým se vytvořené simulační modely přiblížily reálné implementaci řízení ve frekvenčním měniči. Konec vlastního textu práce pak patří závěrečnému zhodnocení.

Oba vytvořené simulační modely v programu Matlab/Simulink jsou obsahem elektronické přílohy této práce

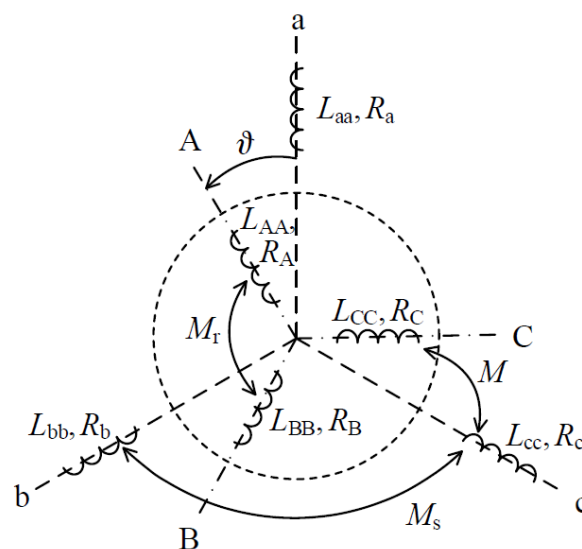
KAPITOLA 1: MATEMATICKÝ MODEL ASYNCHRONNÍHO STROJE

Střídavé pohony s asynchronními motory nahradily v mnoha aplikacích dříve hojně využívané stejnosměrné stroje s cizím buzením. Tuto možnost náhrady dovolil až vývoj výkonových polovodičových součástek a následný vznik výkonových polovodičových měničů, protože se poté střídavé pohony chovaly analogicky jako stejnosměrné pohony s cizím buzením tzn. měly možnost odděleného řízení momentu a magnetického toku motoru.

V této kapitole bude uveden popis a matematický model třífázového asynchronního stroje s vinutým rotorem jehož statorové i rotorové vinutí budou zapojena do hvězdy s nevyvedeným středem. Tento typ konstrukce asynchronního stroje má stator provedený stejně jako asynchronní stroj s kotvou nakrátko. Rozdíl přichází v konstrukci rotoru, která nemá vstříknutou hliníkovou nebo měděnou klec nakrátko, ale má v drážkách magnetického obvodu umístěné třífázové vinutí prostorově pootočené vůči sobě o 120° . Toto vinutí je následně přes kartáče a kroužky vyvedené na společnou svorkovnici stroje.

Na úvod odvození matematického modelu asynchronního stroje jsou uvedeny běžně využívané zjednodušující předpoklady. I po přijetí těchto zjednodušení bude mít model stále přijatelnou přesnost, a hlavně bude mít zvládnutelnou matematickou obtížnost: [1][2]

- napájecí soustava je tvořena třífázovou, souměrnou sítí s harmonickým průběhem napětí,
- vinutí jednotlivých fází jsou sinusově rozložena podél vzduchové mezery v drážkách rotoru a statoru,
- vzduchová mezera mezi statorem a rotorem je konstantní,
- veškeré odpory a indukčnosti jednotlivých fází statoru nebo rotoru jsou shodné,
- stroj pracuje v lineární části magnetizační charakteristiky,
- ztráty v železe jsou zanedbatelné.



Obr. 1-1 Třífázový systém asynchronního stroje se statorovým a rotorovým vinutím [3]

Dle výše uvedených zjednodušujících předpokladů a obrázku Obr. 1-1 zavádíme následující veličiny:

- $L_{aa} = L_{bb} = L_{cc}$ vlastní indukčnost jedné fáze statorového vinutí
- $R_a = R_b = R_c$ činný odpor jedné fáze statorového vinutí
- M_s vzájemná indukčnost mezi dvěma statorovými vinutími
- $L_{AA} = L_{BB} = L_{CC}$ vlastní indukčnost jedné fáze rotorového vinutí
- $R_A = R_B = R_C$ činný odpor jedné fáze rotorového vinutí
- M_r vzájemná indukčnost mezi dvěma rotorovými vinutími
- M vzájemná indukčnost odpovídajících si vinutí statoru a rotoru
- ϑ úhel natočení odpovídajících si os vinutí statoru a rotoru

Ze znalosti statické definice indukčnosti $L = \phi/I$ a pomocí vizualizace na obr lze odvodit vztah pro výsledný spřažený magnetický tok ψ_a pro vinutí fáze „a“. Analogické vztahy platí i pro ostatní fáze statoru i rotoru. [2]

$$\begin{aligned} \psi_a = L_{aa}i_a + M_s \cos(-120^\circ) i_b + M_s \cos(120^\circ) i_c + M(\vartheta)i_A + \\ + M(\vartheta) \cos(-120^\circ) i_B + M(\vartheta) \cos(120^\circ) i_C \end{aligned} \quad (1-1)$$

Rovnici (1-1) lze dále upravit pomocí předpokladu, že statorové ani rotorové vinutí nemá vyvedený střed a tudíž platí:

$$\begin{aligned} i_b = -i_a - i_c \\ i_B = -i_A - i_C \end{aligned} \quad (1-2)$$

Po dosazení rovnic (1-2) do tokové rovnice (1-1) získáme následující vztah pro statorovou fázi „a“. Analogické vztahy platí i pro ostatní statorové i rotorové fáze.

$$\begin{aligned} \psi_a = L_{aa}i_a + M_s(-0,5)(-i_a) + M(\vartheta)i_A + M(\vartheta)(-0,5)(-i_A) = \\ = (L_{aa} + 0,5M_s)i_a + 1,5M(\vartheta)i_A \end{aligned} \quad (1-3)$$

kde $(L_{aa} + 0,5M_s) = L_1$ je výsledná indukčnost jedné fáze statorového vinutí a $1,5M(\vartheta) = L_{1h}(\vartheta)$ je výsledná vzájemná indukčnost se všemi ostatními vinutími. Analogicky se veličiny zavádí i pro fáze rotorových vinutí.

Výsledná soustava tokových rovnic statorových i rotorových fází má následující podobu: [2]

$$\begin{aligned} \psi_a &= L_1 i_a + L_{1h} i_A & \psi_A &= L_2 i_A + L_{2h} i_a \\ \psi_b &= L_1 i_b + L_{1h} i_B & \psi_B &= L_2 i_B + L_{2h} i_b \\ \psi_c &= L_1 i_c + L_{1h} i_C & \psi_C &= L_2 i_C + L_{2h} i_c \end{aligned} \quad (1-4)$$

Nyní je možné pomocí Faradayova indukčního zákona sestavit základní napěťové rovnice pro jednotlivá statorová a rotorová vinutí.

$$\begin{aligned} u_a &= R_1 i_a + \frac{d\psi_a}{dt} & u_A &= R_2 i_A + \frac{d\psi_A}{dt} \\ u_b &= R_1 i_b + \frac{d\psi_b}{dt} & u_B &= R_2 i_B + \frac{d\psi_B}{dt} \\ u_c &= R_1 i_c + \frac{d\psi_c}{dt} & u_C &= R_2 i_C + \frac{d\psi_C}{dt} \end{aligned} \quad (1-5)$$

kde u jsou napětí statorových (a, b, c), respektive rotorových (A, B, C) vinutí, i jsou proudy statorových, respektive rotorových vinutí, ψ jsou spřažené magnetické toky statorových, respektive rotorových vinutí.

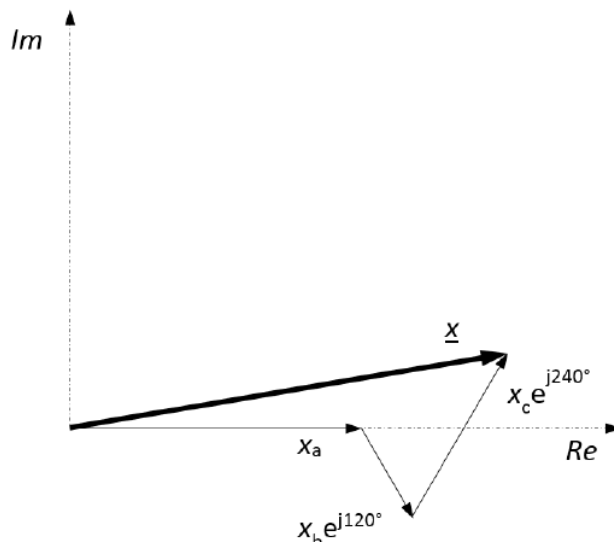
1.1 Prostorový vektor

Pro pozdější potřeby této práce si zde zavedeme pojem prostorový vektor. To jest způsob, jak vyjádřit tři skalární okamžité veličiny jednou vektorovou veličinou reprezentovanou souřadnicemi v komplexní rovině viz Obr. 1-2. V našem případě asynchronního stroje jsou tyto tři skalární veličiny x_a, x_b, x_c rozmístěné v prostoru stejným způsobem jako vinutí na Obr. 1-1, tedy vzájemně posunuty o 120° a ve sledu „a-b-c“ přičemž fáze „a“ je umístěna do reálné osy, fáze „b“ pootočená o 120° a fáze „c“ pootočená o 240° . Obecný prostorový vektor \mathbf{x} je poté definován pomocí jednotkových vektorů natočení „ \mathbf{a} “ a „ \mathbf{a}^2 “ uvedených v rovnici (1-7) následovně: [4]

$$\mathbf{x} = K(x_a + x_b \mathbf{a} + x_c \mathbf{a}^2) \quad (1-6)$$

kde jednotkové vektory natočení mají tvar:

$$\begin{aligned} \mathbf{a} &= e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \mathbf{a}^2 &= e^{-j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \end{aligned} \quad (1-7)$$



Obr. 1-2 Prostorový vektor [4]

Využijeme komplexní rovinu, která je ortogonálním systémem reálné a imaginární osy a tyto osy přeznačíme. Reálná osa bude přeznačena na osu α a imaginární osa na osu β .

1.2 Clarkové transformace

Transformace třífázového systému „a-b-c“ do ortogonálního systému „ $\alpha - \beta$ “ se nazývá Clarkové transformace. V maticovém zápisu má transformace následující předpis: [4]

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{K_0}{K} & \frac{K_0}{K} & \frac{K_0}{K} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1-8)$$

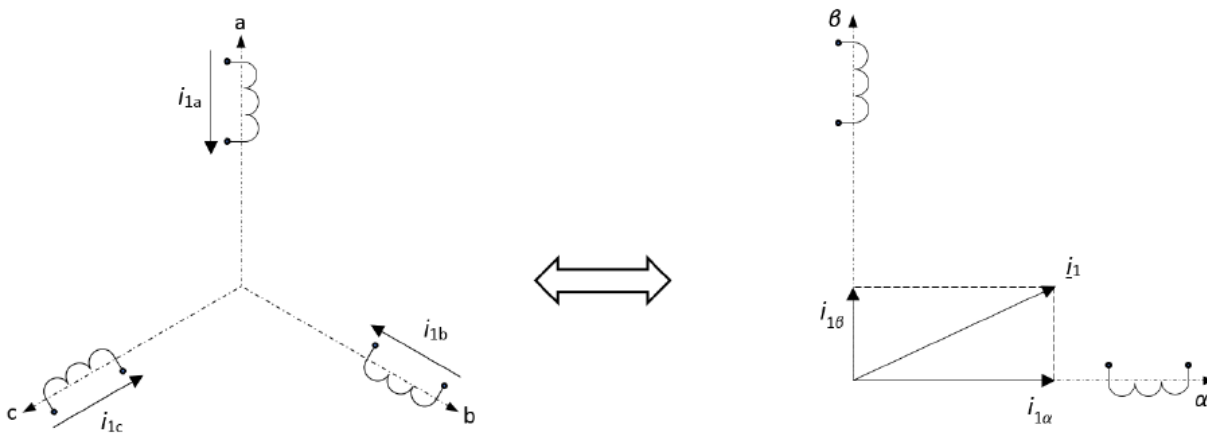
kde K je transformační konstanta, x_α je velikost průmětu prostorového vektoru x do osy α , x_β je velikost průmětu prostorového vektoru x do osy β a x_0 je tzv. nulová (homopolární) složka, která je díky spojení vinutí do hvězdy nulová, protože platí rovnice (1-2) a také její analogie s 1. harmonickými napětí. Tato nulová složka bude dále v textu zanedbána.

V případě transformování proudů nebo prvních harmonických napětí u vinutí zapojeného do hvězdy s nevyvedeným středem vinutí platí rovnice (1-2) a tak si lze jednu veličinu v třífázovém systému vyjádřit pomocí zbylých dvou a zjednodušit tak celou transformaci do tvaru:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} \frac{3}{2} & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & \sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \end{bmatrix} \quad (1-9)$$

Po aplikování Clarkové transformace ve zjednodušené verzi dle rovnice (1-9) na prostorový vektor statorového proudu i_1 (Obr. 1-3) můžeme vypočítat složky α, β tohoto proudu následovně:

$$\begin{aligned} i_{1\alpha} &= K \frac{3}{2} i_{1a} \\ i_{1\beta} &= K \sqrt{3} \left(\frac{i_{1a}}{2} + i_{1b} \right) \end{aligned} \quad (1-10)$$



Obr. 1-3 Transformace třífázového systému „a-b-c“ do ortogonálního systému „ $\alpha - \beta$ “ [1]

Jako transformační konstantu K lze volit libovolnou hodnotu mimo nuly, ale je výhodnější ji zvolit tak, aby měla transformace praktický a viditelný význam. Výhodnou jsou tedy tyto hodnoty:[3]

- $K = 1$ velikost prostorového vektoru v systému „ $\alpha - \beta$ “ je stejná, jako velikost vektoru v systému „a-b-c“,
- $K = \sqrt{\frac{2}{3}}$ výkon soustavy po transformaci se rovná výkonu před transformací,
- $K = \frac{\sqrt{2}}{3}$ amplituda časového průběhu v systému „ $\alpha - \beta$ “ se rovná efektivní hodnotě průběhu v systému „a-b-c“,
- $K = \frac{2}{3}$ časový průběh veličiny v ose „ α “ se rovná průběhu veličiny v ose „a“, tento koeficient je volen nejčastěji a je zvolen i v simulacích v programu Matlab/Simulink obsažených v této práci.

Lze odvodit i inverzní Clarkové transformaci, která bude vypadat následovně: [1]

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \frac{1}{K} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & 0 & \frac{K}{3K_0} \\ -\frac{1}{3} & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{K}{3K_0} \\ \frac{1}{3} & -\frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{K}{3K_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (1-11)$$

Pro zjednodušenou transformaci uvedenou v rovnici (1-9) má pak inverzní Clarkové transformace tvar: [3]

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \end{bmatrix} = \frac{1}{K} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & 0 \\ -\frac{1}{3} & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (1-12)$$

Pomocí obecného předpisu pro konstrukci prostorového vektoru uvedeného v rovnici (1-6) můžeme nyní transformovat napěťové (1-5) i tokové (1-4) rovnice. V případě napěťových rovnic tak získáme z původních šesti skalárních rovnic pouze dvě rovnice vektorové. Aplikujeme na soustavu napěťových rovnic (1-5) obecný předpis pro prostorový vektor (1-6): [1]

$$\begin{aligned} K u_a &= K R_1 i_a + K \frac{d\psi_a}{dt} \\ K u_b \mathbf{a} &= K R_1 i_b \mathbf{a} + K \frac{d\psi_b}{dt} \mathbf{a} \\ K u_c \mathbf{a}^2 &= K R_1 i_c \mathbf{a}^2 + K \frac{d\psi_c}{dt} \mathbf{a}^2 \end{aligned} \quad (1-13)$$

Dále v textu budou uvedeny horní indexy „s, r“, tyto indexy značí provázanost veličiny se souřadnicovým systémem statoru v případě „s“ respektive provázanost veličiny se systémem rotoru pro případ „r“. Po sečtení rovnic (1-13) do jedné vektorové získáváme:

$$\mathbf{u}_1^s = K(u_a + u_b \mathbf{a} + u_c \mathbf{a}^2) = K R_1(i_a + i_b \mathbf{a} + i_c \mathbf{a}^2) + \frac{d}{dt} K(\psi_a + \psi_b \mathbf{a} + \psi_c \mathbf{a}^2) \quad (1-14)$$

kde člen $K(i_a + i_b \mathbf{a} + i_c \mathbf{a}^2)$ je prostorový vektor statorového proudu \mathbf{i}_1^s svázaný se statorem a člen $K(\psi_a + \psi_b \mathbf{a} + \psi_c \mathbf{a}^2)$ je prostorový vektor statorového toku $\boldsymbol{\psi}_1^s$ také svázaný se statorem. Výsledná vektorová rovnice statorového napětí pevně svázaná se statorem je:

$$\mathbf{u}_1^s = R_1 \mathbf{i}_1^s + \frac{d\boldsymbol{\psi}_1^s}{dt} \quad (1-15)$$

Analogickým způsobem vznikne i vektorová rovnice rotorového napětí pevně svázaná s rotorem ve tvaru:

$$\mathbf{u}_2^r = R_2 \mathbf{i}_2^r + \frac{d\boldsymbol{\psi}_2^r}{dt} \quad (1-16)$$

Stejným způsobem lze transformovat i tokové rovnice (1-4). Bohužel situace se zde komplikuje faktem, že už původní skalární tokové rovnice mají v sobě provázání statorového a rotorového systému, neboť v tokové rovnici statorové fáze vystupuje jak samotný tok vybuzený proudem statorových fází, tak i příspěvek toku vybuzeného od proudů rotorových fází.

Druhý v pořadí zmíněný příspěvek závisí na vzájemné indukčnosti mezi statorovými a rotorovými vinutími, která se obecně v čase mění díky otáčení souřadnicového systému rotoru vůči statorovému systému. Tuto skutečnost lze zohlednit násobením členem $e^{j\vartheta}$ respektive členem $e^{-j\vartheta}$. Výsledné vektorové tokové rovnice svázané se statorem a rotorem budou mít následující tvar: [1]

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\psi}_1^s &= L_1 \mathbf{i}_1^s + L_m \mathbf{i}_2^r e^{j\vartheta} \\ \boldsymbol{\psi}_2^r &= L_2 \mathbf{i}_2^r + L_m \mathbf{i}_1^s e^{-j\vartheta} \end{aligned} \quad (1-17)$$

kde $L_m = L_{1h} = L_{2h}$ je magnetizační indukčnost.

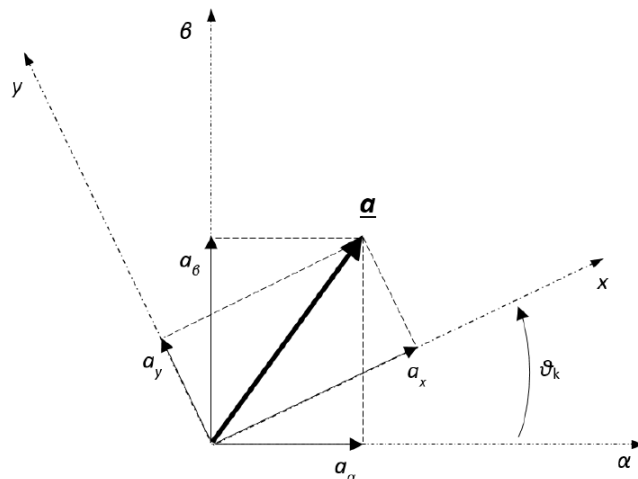
Znaménka u exponentu exponenciály se v obou rovnicích liší, protože z pohledu statoru se rotor od něj pohybuje kladným směrem (znaménko +) zatím co z pohledu rotoru se stator pohybuje opačným směrem a tedy záporným (znaménko -). Abychom neměli v tokových rovnicích (1-17) periodickou závislost na aktuálním úhlu natočení ϑ mezi statorovým a rotorovým systémem, provedeme další transformaci, a to tentokrát transformaci z dvouosého ortogonálního systému do opět dvouosého ortogonálního systému, který se bude vůči původnímu systému otáčet s úhlovou rychlostí ω_k . Tato transformace se často nazývá jako Parkova transformace a bude popsána v následující podkapitole.

1.3 Parkova transformace

Tato transformace umožní popis vektoru popsaného souřadnicemi v systému „ $\alpha - \beta$ “ v novém obecném systému „ $x - y$ “, který se otáčí úhlovou rychlostí ω_k vůči původnímu systému „ $\alpha - \beta$ “. Vzájemný úhel natočení těchto dvou systémů ϑ_k se dá vyjádřit jako $\vartheta_k = \omega_k t + \vartheta_{k0}$, kde ϑ_{k0} je vzájemný úhel těchto dvou systémů v čase $t = 0$ [3].

Pokud známe souřadnicový popis prostorového vektoru \mathbf{a} v souřadnicovém systému „ $\alpha - \beta$ “ tak můžeme tento prostorový vektor popsat ve složkách nového rotujícího systému „ $x - y$ “ pomocí Obr. 1-4 následujícími rovnicemi: [4]

$$\begin{aligned} a_x &= a_\alpha \cos \vartheta_k + a_\beta \sin \vartheta_k \\ a_y &= -a_\alpha \sin \vartheta_k + a_\beta \cos \vartheta_k \end{aligned} \quad (1-18)$$



Obr. 1-4 Transformace prostorového vektoru \underline{a} ze systému „ $\alpha - \beta$ “ do „ $x - y$ “ [4]

Zpětná transformace ve složkách má následující tvar: [4]

$$\begin{aligned} a_\alpha &= a_x \cos \vartheta_k - a_y \sin \vartheta_k \\ a_\beta &= a_x \sin \vartheta_k + a_y \cos \vartheta_k \end{aligned} \quad (1-19)$$

Tento zápis přímé a zpětné transformace lze také uvést za použití vektorů: [4]

$$\begin{aligned} \underline{a}_k &= \underline{a} e^{j\vartheta_k} \\ \underline{a} &= \underline{a}_k e^{-j\vartheta_k} \end{aligned} \quad (1-20)$$

Nejvíce přehledný je pak zápis maticový pro přímou transformaci: [4]

$$\begin{bmatrix} a_x \\ a_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \vartheta_k & \sin \vartheta_k \\ -\sin \vartheta_k & \cos \vartheta_k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_\alpha \\ a_\beta \end{bmatrix} \quad (1-21)$$

Zpětná transformace v maticovém zápisu: [4]

$$\begin{bmatrix} a_\alpha \\ a_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \vartheta_k & -\sin \vartheta_k \\ \sin \vartheta_k & \cos \vartheta_k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_x \\ a_y \end{bmatrix} \quad (1-22)$$

Pomocí těchto uvedených vztahů lze transformovat vektorové napěťové rovnice (1-15), (1-16) a vektorové tokové rovnice (1-17) ze systému spojený se statorem nebo rotorem do jednoho společného systému rotujícího úhlovou rychlostí ω_k vůči systému satorovému a

rotujícího úhlovou rychlostí $\omega_k - \omega$ vůči systému rotorovému. Tomu odpovídá násobení statorových rovnic členem $e^{j\vartheta_k}$ a rotorových rovnic členem $e^{j(\vartheta_k - \vartheta)}$ [4].

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_1^k e^{j\vartheta_k} &= R_1 \mathbf{i}_1^k e^{j\vartheta_k} + \frac{d(\boldsymbol{\psi}_1^k e^{j\vartheta_k})}{dt} \\ \mathbf{u}_2^k e^{j\vartheta_k} &= R_2 \mathbf{i}_2^k e^{j(\vartheta_k - \vartheta)} + \frac{d(\boldsymbol{\psi}_2^k e^{j(\vartheta_k - \vartheta)})}{dt} \end{aligned} \quad (1-23)$$

Členy s derivací upravíme pomocí pravidla pro derivaci složené funkce: [4]

$$\begin{aligned} \frac{d(\boldsymbol{\psi}_1^k e^{j\vartheta_k})}{dt} &= \frac{d\boldsymbol{\psi}_1^k}{dt} e^{j\vartheta_k} + \frac{de^{j\vartheta_k}}{dt} \boldsymbol{\psi}_1^k = \frac{d\boldsymbol{\psi}_1^k}{dt} e^{j\vartheta_k} + j\omega_k \boldsymbol{\psi}_1^k e^{j\vartheta_k} \\ \frac{d(\boldsymbol{\psi}_2^k e^{j(\vartheta_k - \vartheta)})}{dt} &= \frac{d\boldsymbol{\psi}_2^k}{dt} e^{j(\vartheta_k - \vartheta)} + \frac{de^{j(\vartheta_k - \vartheta)}}{dt} \boldsymbol{\psi}_2^k = \frac{d\boldsymbol{\psi}_2^k}{dt} e^{j(\vartheta_k - \vartheta)} + j(\omega_k - \omega) \boldsymbol{\psi}_2^k e^{j\vartheta_k} \end{aligned} \quad (1-24)$$

Dosazením rovnic (1-24) do rovnic (1-23) a vydělením statorové rovnice výrazem $e^{j\vartheta_k}$ respektive vydělením rotorové rovnice výrazem $e^{j(\vartheta_k - \vartheta)}$ získáme výslednou podobu napěťových rovnic vyjádřených ve společném systému souřadnic „ $x - y$ “, který rotuje úhlovou rychlostí ω_k vůči výchozímu stojícímu systému „ $\alpha - \beta$ “.

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_1^k &= R_1 \mathbf{i}_1^k + \frac{d\boldsymbol{\psi}_1^k}{dt} + j\omega_k \boldsymbol{\psi}_1^k \\ \mathbf{u}_2^k &= R_2 \mathbf{i}_2^k + \frac{d\boldsymbol{\psi}_2^k}{dt} + j(\omega_k - \omega) \boldsymbol{\psi}_2^k \end{aligned} \quad (1-25)$$

V rovnicích (1-25) jsou napěťové vektory tvořeny třemi členy. První je ohmický úbytek na odporu vinutí, druhý člen je označován jako transformační napětí a třetí člen spojený s otáčením vinutí v magnetickém poli je nazýván jako rotační napětí [3].

Do systému souřadnic „ $x - y$ “ převedeme také vektory tokových rovnic (1-17). Statorovou tokovou rovnici transformujeme pomocí transformování rotorového proudu do statorového souřadnicového systému. V případě rotorové tokové rovnice je to poté pomocí transformování statorového proudu do rotorového souřadnicového systému [1].

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_2^r &= \mathbf{i}_2^s e^{-j\vartheta} \\ \mathbf{i}_1^s &= \mathbf{i}_1^r e^{j\vartheta} \end{aligned} \quad (1-26)$$

Dosazením těchto rovnic (1-26) do tokových rovnic (1-17) získáváme následující rovnice:

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\psi}_1^s &= L_1 \mathbf{i}_1^s + L_m \mathbf{i}_2^s \\ \boldsymbol{\psi}_2^r &= L_2 \mathbf{i}_2^r + L_m \mathbf{i}_1^r \end{aligned} \quad (1-27)$$

Nyní, když máme vždy celou tokovou rovnici pro stator v souřadnicích spojených se státorem a tokovou rovnici pro rotor v souřadnicích spojeným s rotorem tak můžeme rovnice (1-27) transformovat do společného obecného souřadnicového systému „ $x - y$ “ rotujícího úhlovou rychlostí ω_k . Opět tuto transformaci provedeme vynásobením celé tokové rovnice výrazem $e^{j\vartheta_k}$ v případě statorové rovnice toku a v případě rotorové rovnice toku vynásobením celé rovnice výrazem $e^{j(\vartheta_k - \vartheta)}$.

$$\begin{aligned}\psi_1^k e^{j\vartheta_k} &= L_1 \mathbf{i}_1^k e^{j\vartheta_k} + L_m \mathbf{i}_2^k e^{j\vartheta_k} \\ \psi_2^k e^{j(\vartheta_k - \vartheta)} &= L_2 \mathbf{i}_2^k e^{j(\vartheta_k - \vartheta)} + L_m \mathbf{i}_1^k e^{j(\vartheta_k - \vartheta)}\end{aligned}\quad (1-28)$$

Vydělením statorové rovnice toku výrazem $e^{j\vartheta_k}$ respektive vydělením rotorové rovnice toku výrazem $e^{j(\vartheta_k - \vartheta)}$ získáme výslednou podobu tokových rovnic vyjádřených ve společném souřadnicovém systému souřadnic „ $x - y$ “, který rotuje úhlovou rychlostí ω_k vůči výchozímu stojícímu systému „ $\alpha - \beta$ “.

$$\begin{aligned}\psi_1^k &= L_1 \mathbf{i}_1^k + L_m \mathbf{i}_2^k \\ \psi_2^k &= L_2 \mathbf{i}_2^k + L_m \mathbf{i}_1^k\end{aligned}\quad (1-29)$$

V dalším textu již nebudou uváděny horní indexy prostorových vektorů značící systém, ke kterému jsou vázány, pokud by nemohlo dojít k záměně.

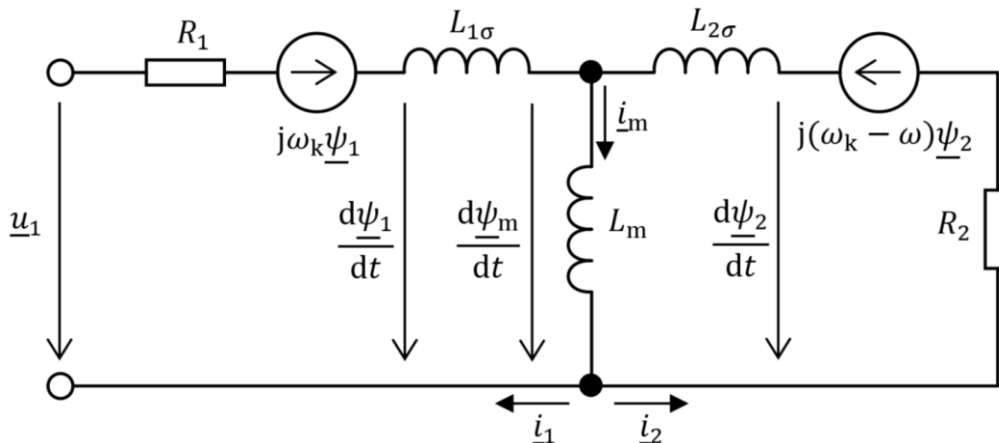
1.4 Rovnice asynchronního stroje vyjádřené v různých systémech

Výše uvedené výsledné vektorové rovnice napět'ové (1-25) a tokové (1-29) v obecném souřadnicovém systému souřadnic „ $x - y$ “ lze rozepsat do složek:

$$\begin{aligned}u_{1x} &= R_1 i_{1x} + \frac{d\psi_{1x}}{dt} - \omega_k \psi_{1y} \\ u_{1y} &= R_1 i_{1y} + \frac{d\psi_{1y}}{dt} + \omega_k \psi_{1x} \\ u_{2x} &= R_2 i_{2x} + \frac{d\psi_{2x}}{dt} - (\omega_k - \omega) \psi_{2y} \\ u_{2y} &= R_2 i_{2y} + \frac{d\psi_{2y}}{dt} + (\omega_k - \omega) \psi_{2x}\end{aligned}\quad (1-30)$$

$$\begin{aligned}\psi_{1x} &= L_1 i_{1x} + L_m i_{2x} \\ \psi_{1y} &= L_1 i_{1y} + L_m i_{2y} \\ \psi_{2x} &= L_2 i_{2x} + L_m i_{1x} \\ \psi_{2y} &= L_2 i_{2y} + L_m i_{1y}\end{aligned}$$

Rovnice (1-25) a (1-29) ve vektorovém tvaru tvoří výsledný matematický model asynchronního stroje v obecných souřadnicích „ $x - y$ “. Tomuto matematickému modelu odpovídá náhradní schéma asynchronního stroje ve tvaru T-článku pro obecné děje uvedeného na Obr. 1-5.



Obr. 1-5 Náhradní schéma asynchronního stroje ve tvaru T-článku pro obecné děje [1]

kde $\mathbf{i}_m = \mathbf{i}_1 + \mathbf{i}_2$ je magnetizační proud, $\psi_m = L_m \mathbf{i}_m$ je magnetizační tok, $L_{1\sigma} = L_1 - L_m$ je rozptylová indukčnost statoru a $L_{2\sigma} = L_2 - L_m$ je rozptylová indukčnost rotoru. Schéma odpovídá rotoru s kotvou nakrátko a proto je $\mathbf{u}_2 = 0$.

Nyní vhodnou volbou za obecnou úhlovou rychlost ω_k dostaneme modifikaci obecných rovnic (1-30) pro danou volbu úhlové rychlosti, a tedy i pro konkrétní souřadnicový systém. Budou uvedeny celkem tři souřadnicové systémy, první dva jsou hojně využívány a třetí bude uveden pouze pro úplnost: [4][2]

- **Souřadnicový systém svázaný se státorem**

Tento systém značíme „ $\alpha - \beta$ “ a platí zde $\omega_k = 0$. Obecné rovnice uvedené v (1-30) přejdou do tvaru:

$$\begin{aligned}
 u_{1\alpha} &= R_1 i_{1\alpha} + \frac{d\psi_{1\alpha}}{dt} \\
 u_{1\beta} &= R_1 i_{1\beta} + \frac{d\psi_{1\beta}}{dt} \\
 u_{2\alpha} &= R_2 i_{2\alpha} + \frac{d\psi_{2\alpha}}{dt} + \omega \psi_{2\beta} \\
 u_{2\beta} &= R_2 i_{2\beta} + \frac{d\psi_{2\beta}}{dt} - \omega \psi_{2\alpha} \\
 \psi_{1\alpha} &= L_1 i_{1\alpha} + L_m i_{2\alpha} \\
 \psi_{1\beta} &= L_1 i_{1\beta} + L_m i_{2\beta} \\
 \psi_{2\alpha} &= L_2 i_{2\alpha} + L_m i_{1\alpha} \\
 \psi_{2\beta} &= L_2 i_{2\beta} + L_m i_{1\beta}
 \end{aligned} \tag{1-31}$$

▪ **Souřadnicový systém svázaný se statorovým synchronním polem**

Tento systém značíme „ $d - q$ “ a platí zde $\omega_k = \omega_s$. Obecné rovnice uvedené v (1-30) přejdou do tvaru:

$$\begin{aligned}
 u_{1d} &= R_1 i_{1d} + \frac{d\psi_{1d}}{dt} - \omega_s \psi_{1q} \\
 u_{1q} &= R_1 i_{1q} + \frac{d\psi_{1q}}{dt} + \omega_s \psi_{1d} \\
 u_{2d} &= R_2 i_{2d} + \frac{d\psi_{2d}}{dt} - (\omega_s - \omega) \psi_{2q} \\
 u_{2q} &= R_2 i_{2q} + \frac{d\psi_{2q}}{dt} + (\omega_s - \omega) \psi_{2d} \\
 \psi_{1d} &= L_1 i_{1d} + L_m i_{2d} \\
 \psi_{1q} &= L_1 i_{1q} + L_m i_{2q} \\
 \psi_{2d} &= L_2 i_{2d} + L_m i_{1d} \\
 \psi_{2q} &= L_2 i_{2q} + L_m i_{1q}
 \end{aligned} \tag{1-32}$$

▪ **Souřadnicový systém svázaný s rotorem**

Tento systém značíme „ $k - l$ “ a platí zde $\omega_k = \omega$. Obecné rovnice uvedené v (1-30) přejdou do tvaru:

$$\begin{aligned}
 u_{1k} &= R_1 i_{1k} + \frac{d\psi_{1k}}{dt} - \omega \psi_{1l} \\
 u_{1l} &= R_1 i_{1l} + \frac{d\psi_{1l}}{dt} + \omega \psi_{1k} \\
 u_{2k} &= R_2 i_{2k} + \frac{d\psi_{2k}}{dt} \\
 u_{2l} &= R_2 i_{2l} + \frac{d\psi_{2l}}{dt} \\
 \psi_{1k} &= L_1 i_{1k} + L_m i_{2k} \\
 \psi_{1l} &= L_1 i_{1l} + L_m i_{2l} \\
 \psi_{2k} &= L_2 i_{2k} + L_m i_{1k} \\
 \psi_{2l} &= L_2 i_{2l} + L_m i_{1l}
 \end{aligned} \tag{1-33}$$

1.5 Výkon a moment

Vyjdeme z energetické bilance pro střídavý asynchronní stroj. Elektrický výkon odebíraný asynchronním motorem ze sítě se dělí na ztráty v železe, ztráty na ohmickém odporu vinutí (Jouleovy ztráty) a na výkon přenášený vzduchovou mezerou P_δ , který rozdělíme za použití skluzu s . Část $s P_\delta$ odpovídá ztrátám v rotorovém obvodu, zbylá část $(1 - s) P_\delta$ odpovídá součtu výkonu na hřídeli a mechanických ztrát [2].

Jako výchozí rovnici pro určení výpočtového vzorce momentu použijeme rovnici (1-34). Tato rovnice je univerzální a lze na jejím základě vytvořit 8 různých výpočtových vzorců momentu dle konkrétní zvolené varianty z tabulky Tab. 1-1 [1].

$$M = \frac{2}{3K^2} p_p \gamma |\mathbf{v} \times \boldsymbol{\mu}| = \frac{2}{3K^2} p_p \gamma |\mathbf{v}| |\boldsymbol{\mu}| \sin \delta = \frac{2}{3K^2} p_p \gamma (v_{Re} \mu_{Im} - v_{Im} \mu_{Re}) \quad (1-34)$$

kde K je transformační konstanta z Clarkové transformace (dále bude volena jako $K = 2/3$), proměnné $\boldsymbol{\mu}$, \mathbf{v} , γ jsou určeny z tabulky Tab. 1-1, úhel δ je měřený od vektoru \mathbf{v} k vektoru $\boldsymbol{\mu}$ v kladném smyslu.

Tab. 1-1 Tabulka možných variant výpočtu momentu [1]

varianta	1	2	3	4	5	6	7	8
$\boldsymbol{\mu}$	i_1	i_1	i_1	i_1	i_2	i_2	i_2	ψ_1
\mathbf{v}	i_2	ψ_1	ψ_m	ψ_2	ψ_1	ψ_m	ψ_2	ψ_2
γ	L_m	–	–	$\frac{L_m}{L_2}$	$\frac{L_m}{L_1}$	–	–	$\frac{L_m}{\sigma L_1 L_2}$

Uvedeme zde dva příklady často používaných výsledných vzorců pro výpočet momentu. První příklad je podle varianty 2:

$$M = \frac{2}{3K^2} p_p \gamma (v_{Re} \mu_{Im} - v_{Im} \mu_{Re}) = \frac{3}{2} p_p (\psi_{1\alpha} i_{1\beta} - \psi_{1\beta} i_{1\alpha}) \quad (1-35)$$

Druhý příklad je dle varianty 1:

$$M = \frac{2}{3K^2} p_p \gamma (v_{Re} \mu_{Im} - v_{Im} \mu_{Re}) = \frac{3}{2} p_p L_m (i_{2\alpha} i_{1\beta} - i_{2\beta} i_{1\alpha}) \quad (1-36)$$

Výsledný vzorec pro výpočet momentu uvedený výše v rovnici (1-36), je použit i v této práci ve vytvořených simulacích v programu Matlab/Simulink uvedených dále v práci.

1.6 Napěťový U-I model asynchronního motoru

Modely pro řízení jsou obecně používány v regulačních schématech pro výpočet aktuálních hodnot veličin, na které je model řízen a které tvoří po odečtení od žádané hodnoty dané veličiny regulační odchylky, které jsou dále vstupem do regulátorů.

Tento matematický model se používá v regulačních schématech pro výpočet aktuální velikosti prostorového vektoru magnetického statorového toku $|\boldsymbol{\psi}_1|$ v modelu asynchronního motoru pro řízení. Model lze odvodit ze základní rovnice pro výpočet statorového napětí (1-15) a má tvar:

$$\boldsymbol{\psi}_1 = \int (\mathbf{u}_1 - R_1 \mathbf{i}_1) dt \quad (1-37)$$

Tuto rovnici lze rozepsat do složek v souřadnicovém systému „ $\alpha - \beta$ “ vyjádřením spřaženého toku z rovnic (1-31). Výstupem z napěťového U-I modelu je poté velikost vektoru statorového toku $|\boldsymbol{\psi}_1|$, která slouží jako zpětnovazební veličina pro regulaci statorového toku.

$$\begin{aligned} \psi_{1\alpha} &= \int (u_{1\alpha} - R_1 i_{1\alpha}) dt \\ \psi_{1\beta} &= \int (u_{1\beta} - R_1 i_{1\beta}) dt \\ |\boldsymbol{\psi}_1| &= \sqrt{\psi_{1\alpha}^2 + \psi_{1\beta}^2} \end{aligned} \quad (1-38)$$

Vstupem tohoto modelu jsou prostorový vektor statorového proudu \mathbf{i}_1 transformovaný pomocí Clarkové transformace do složkách souřadnicového systému „ $\alpha - \beta$ “ a také prostorový vektor statorového napětí \mathbf{u}_1 přivedený na statorové vinutí motoru.

Součástí bloku napěťového U-I modelu v simulacích uvedených dále v této práci, je také výpočet momentu na hřídeli motoru z měřených veličin statorového proudu a statorového napětí stejně jako pro výpočet statorového toku. Moment je počítán podle rovnice:

$$M = \frac{3}{2} p_p (\psi_{1\alpha} i_{1\beta} - \psi_{1\beta} i_{1\alpha}) \quad (1-39)$$

Místo napěťového modelu pro řízení lze použít i proudový I-n model, jehož vstupem je měřený statorový proud a otáčky hřídele. V této práci není použit, a proto zde nebude detailněji popisován. Zde implementovaný U-I model má oproti proudovému I-n modelu výhodu matematické jednoduchosti a také pro počítání není třeba měřit otáčky hřídele. Ovšem v praktické implementaci nelze použít jednoduchou numerickou integraci v rovnicích (1-38) kvůli akumulaci DC offsetu při měření proudu [5].

KAPITOLA 2: PŘÍMÉ ŘÍZENÍ MOMENTU

Přímé řízení momentu (DTC) je ze základních třech řízení (skalární, vektorové a DTC) dostupných v měničích frekvence bráno jako řízení, aplikovatelné pro aplikace s požadavkem vysoké dynamiky pohonu. Za dobu své existence vzniklo několik obdobných přímých řízení momentu z čehož každé přichází s novou myšlenkou zlepšení často ale na úkor některých výhod původního modelu.

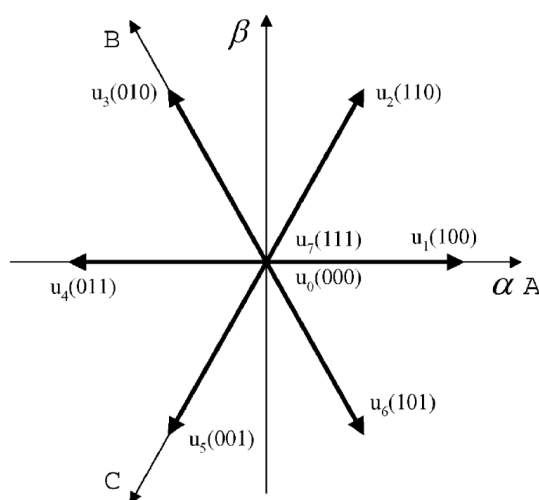
V následujících podkapitolách bude uvedeno a popsáno několik různých variant přímého řízení momentu. Jako referenční varianta DTC řízení je vybrána původní metoda Takahashiho DTC řízení, se kterou bude provedeno porovnání ostatních zmíněných variant.

2.1 Varianta Takahashiho DTC řízení

Tuto variantu přímého řízení momentu publikoval Isao Takahashi spolu s Toshihiko Noguchi v odborném článku roku 1986 [6]. Stejně jako u do té doby známého vektorového řízení je i tady snaha řídit odděleně moment a magnetický tok asynchronního stroje, podobně jako je tomu u stejnosměrného motoru s cizím buzením.

U přímého řízení momentu řídíme přímo velikost momentu a velikost i směr vektoru statorového magnetického toku. U vektorového řízení jsme řídili odděleně momentotvornou a tokotvornou složku statorového proudu, což mělo za následek řízení momentu a rotorového toku asynchronního stroje.

Napětovým dvouúrovňovým střídačem jsme schopni získat celkem 8 napětových vektorů viz Obr. 2-1. Přičemž 6 z nich je aktivních a 2 pasivní, které jsou umístěny v počátku souřadnicového systému. Tyto napětové vektory získáváme různou kombinací sepnutí tranzistorů ve střídači. Například kombinace vektoru $u_1(100)$ znamená, že ve fázi „A“ je sepnut horní tranzistor a ve fázích „B a C“ jsou sepnuty dolní tranzistory.



Obr. 2-1 Napětové vektory získatelné dvouúrovňovým napětovým střídačem [7]

Úpravou rovnice (1-15) vznikne rovnice (2-1) pro výpočet vektoru statorového toku. V této rovnici vidíme, že při zanedbání úbytku napětí na činném odporu statorového vinutí, je směr

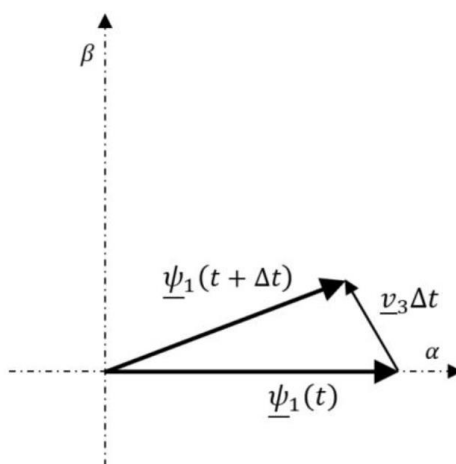
vektoru statorového toku shodný s aplikovaným napěťovým vektorem na motor a velikost tohoto tokového vektoru je přímo úměrná době, po kterou je napěťový vektor aplikovaný. [8]

$$\underline{\psi}_1 = \int (\underline{u}_1 - R_1 \underline{i}_1) dt \quad (2-1)$$

Pro lepší názornost převedeme rovnici (2-1), po zanedbání úbytku napětí na odporu statorového vinutí a po diskretizaci integrálu, na tvar uvedený v následující rovnici: [8]

$$\underline{\psi}_1(t + \Delta t) = \underline{\psi}_1(t) + \underline{u}_1 \Delta t \quad (2-2)$$

Grafickým znázorněním této rovnice je pak Obr. 2-2, který lépe znázorňuje pohyb prostorového vektoru statorového magnetického toku.



Obr. 2-2 Ilustrace pohybu prostorového vektoru statorového toku [8]

Na předchozím obrázku je vidět, že pokud aplikujeme vektor statorového napětí \underline{u}_3 na vinutí statoru po dobu Δt (viz Obr. 2-1) ve chvíli, kdy má statorový vektor magnetického toku $\underline{\psi}_1(t)$ směr shodný s osou „ α “ tak bude vektor toku $\underline{\psi}_1(t)$ postupně měnit po tuto dobu svoji polohu až do finální polohy vektoru statorového toku $\underline{\psi}_1(t + \Delta t)$ ve směru tokového vektoru $\underline{u}_3 \Delta t$ také zobrazeného na obrázku.

Ačkoliv zde bylo uvedeno, že úbytek na odporu statorového vinutí v rovnici (2-1) zanedbáme, tak je důležité si uvědomit, že v realitě se tento úbytek projevuje. Jeho přítomnost zajistí, že v případě spínání aktivních vektorů nebude pohyb vektoru statorového toku $\underline{\psi}_1$ přesně ve směru sepnutého vektoru napětí \underline{u} . Obdobně při sepnutí některého z pasivních vektorů šlo teoreticky se zanedbáním úbytku na odporu statorového vinutí předpokládat, že se vektor statorového toku $\underline{\psi}_1$ zastavil. V realitě ale bude tento tok vlivem odporu statorového vinutí zanikat podle následujícího vztahu:

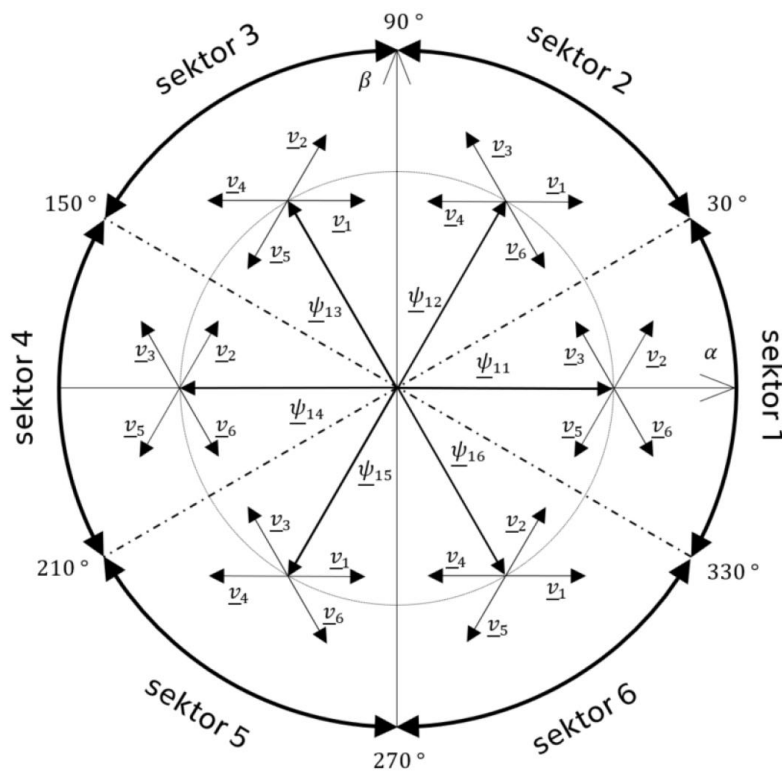
$$\underline{\psi}_1(t + \Delta t) = \underline{\psi}_1(t) + 0 \Delta t - R_1 \underline{i}_1 \Delta t = \underline{\psi}_1(t) - R_1 \underline{i}_1 \Delta t \quad (2-3)$$

2.1.1 Volba optimálního vektoru

Stojitý souřadnicový systém „ $\alpha - \beta$ “ svázaný se státorem rozdělíme na šest stejně velkých sektorů podle Obr. 2-3. Dle aktuálního sektoru, ve kterém se nachází prostorový vektor výsledného spřaženého magnetického toku statorového vinutí ψ_1 , je určena optimální skupina vektorů skládající se ze čtyř aktivních a dvou pasivních vektorů, ze kterých se podle aktuálního požadavku řízení na změnu momentu a toku motoru vybere jeden vektor, který střídač vyspíná.

Pro vysvětlení výběru výsledného vektoru uvažujme, že prostorový vektor statorového toku ψ_1 se nachází v sektoru 2 a prostorový vektor rotorového toku ψ_2 se otáčí proti pohybu hodinových ručiček (kladný směr otáčení). Pak platí podle zvoleného napětového vektoru následující: [8]

- v_3 velikost statorového toku **roste**, moment motoru **roste**,
- v_4 velikost statorového toku **klesá**, moment motoru **roste**,
- v_1 velikost statorového toku **roste**, moment motoru **klesá**,
- v_6 velikost statorového toku **klesá**, moment motoru **klesá**.



Obr. 2-3 Optimální výběr napětových vektorů [8]

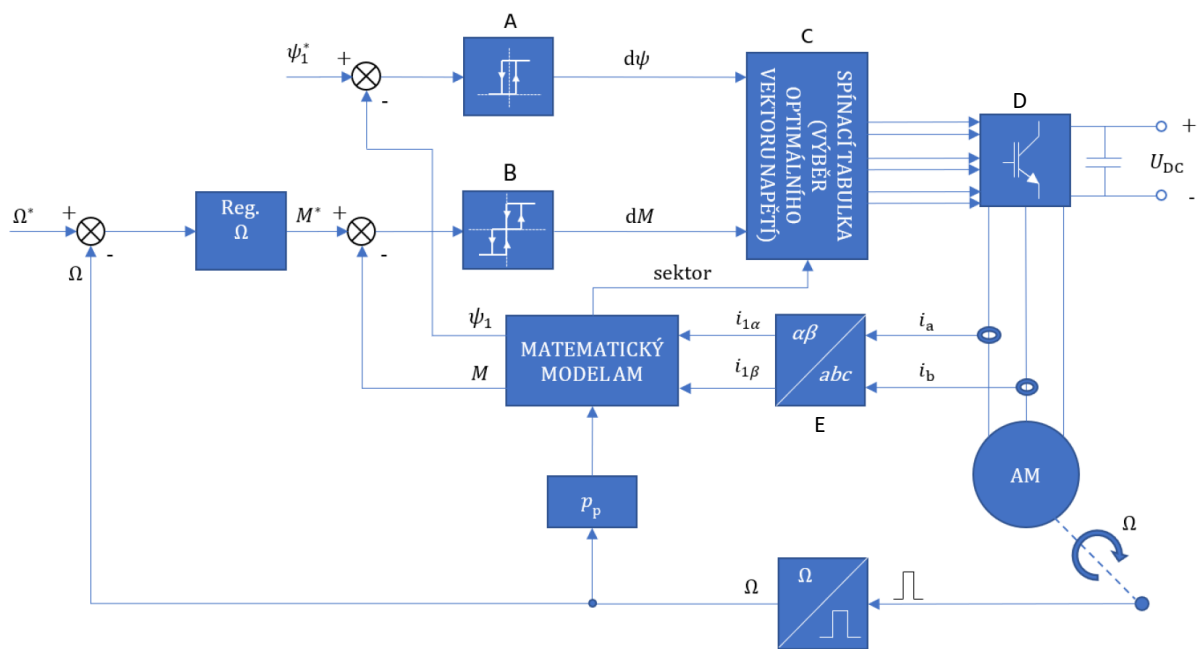
Vektory, které jsou rovnoběžné s osou aktuálního sektoru, nejsou běžně pro řízení využívány. Pokud by využívány byly, tak by prostorový vektor výsledného spřaženého magnetického toku ψ_1 příliš rychle překročil některou z hranic hysterezního pásma. Tato skutečnost by vedla k vysoké spínací frekvenci, která je nežádoucí [8].

2.1.2 Blokové schéma modelu

Blokové schéma této varianty DTC řízení je uvedeno na Obr. 2-4. Bloky „A“ a „B“ jsou hysterezní regulátory statorového toku, resp. momentu, které udržují regulovanou veličinu uvnitř hysterezního pásma o šířce $\pm\Delta\psi$ resp. o šířce $\pm\Delta M$.

V bloku „C“ je realizována spínací tabulka s předpisem dle Tab. 2-1. Z bloku „C“ je pak vyvedena šestice spínacích pulzů pro tranzistory můstkového dvouúrovňového střídače, který je reprezentován blokem „D“ jenž dále napájí samotný asynchronní motor.

Clarkové transformace je implementovaná podle rovnice (1-9) v bloku „E“ pomocí které se transformují statorové proudy do souřadnicového systému os „ $\alpha - \beta$ “ pro potřeby výpočtu aktuální velikosti magnetického toku $|\psi_1|$ a momentu na hřídeli v bloku „Matematický model AM“.

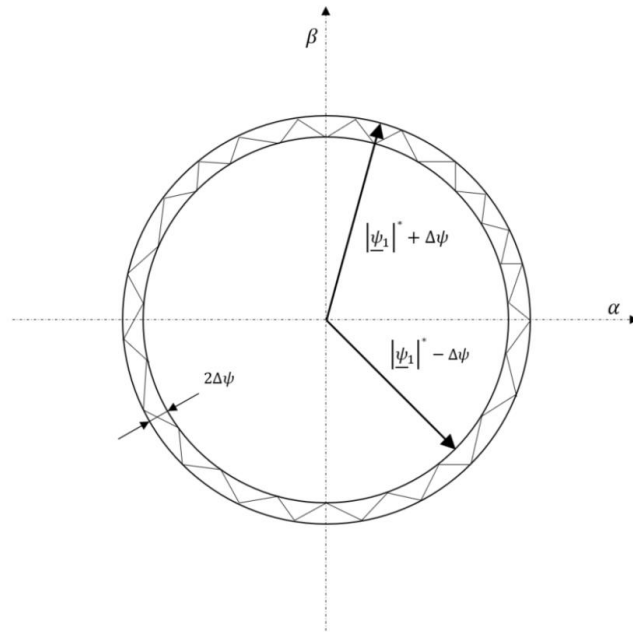


Obr. 2-4 Blokové schéma Takahashiho DTC řízení [8]

Otáčkový regulátor není nutným prvkem tohoto DTC řízení, avšak často se do regulačních schémat doplňuje jako nadřazený regulátor momentu kvůli častěji využívanému řízení na žádané otáčky, a nikoliv na žádaný moment.

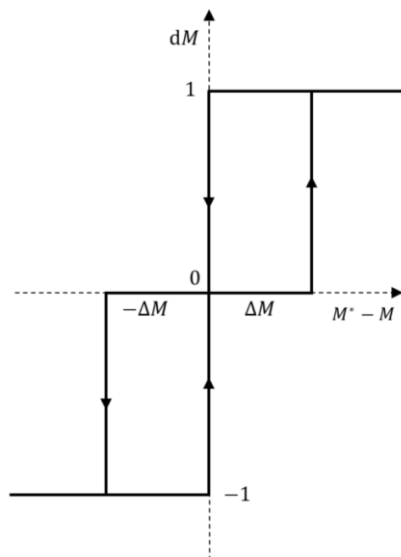
Výstupem hysterezního regulátoru v bloku „A“ je dvoustavová veličina $d\psi$ nabývajících hodnot 0 nebo 1. V Takahashiho metodě přímého řízení momentu se reguluje statorový magnetický tok ψ_1 tak, aby se jeho vrchol v ideálním případě pohyboval po kružnici. Protože přesný pohyb po kružnici s dostupnými napěťovými vektory není možný, jsou na obě strany od konstantní žádané velikosti toku $|\psi_1^*|$ umístěny další kružnice ve vzdálenosti $\Delta\psi$ a tím vznikne hysterezní pásmo o celkové šířce $2\Delta\psi$ viz Obr. 2-5. Výstup toho regulátoru se řídí následujícím pravidlem:

- $d\psi = 0$, pokud magnetický tok ψ_1 protnul vnější kružnici a je potřeba snížit $|\psi_1|$
- $d\psi = 1$, pokud magnetický tok ψ_1 protnul vnitřní kružnici a je potřeba zvýšit $|\psi_1|$



Obr. 2-5 Pohyb statorového vektoru magnetického toku uvnitř hysterezního pásma [8]

V případě hysterezního regulátoru momentu v bloku „B“ je výstupní veličina dM třístavová a nabývá hodnot -1, 0, 1. Tato skutečnost vyplývá z faktu, že snížení momentu můžeme dosáhnout buď sepnutím aktivního nebo pasivního vektoru. Hodnota výstupní veličiny dM se řídí pravidly zachycených na Obr. 2-6.



Obr. 2-6 Hysterezní regulátor momentu v bloku „B“ [8]

Výstup tohoto regulátoru je také možné popsat následovně: [8]

- $dM = 1$ požadavek na zvyšování momentu
- $dM = 0$ požadavek na malé snižování momentu (kladný směr otáčení ψ_2)
- $dM = -1$ požadavek na velké snižování momentu

Tab. 2-1 Spínací tabulka pro metodu Takahashiho DTC řízení [8]

$d\psi$	0			1		
dM	-1	0	1	-1	0	1
sektor 1	v_5	v_0	v_3	v_6	v_7	v_2
sektor 2	v_6	v_7	v_4	v_1	v_0	v_3
sektor 3	v_1	v_0	v_5	v_2	v_7	v_4
sektor 4	v_2	v_7	v_6	v_3	v_0	v_5
sektor 5	v_3	v_0	v_1	v_4	v_7	v_6
sektor 6	v_4	v_7	v_2	v_5	v_0	v_1

2.1.3 Vlastnosti Takahashiho DTC řízení

Toto schéma je prvním zástupcem schémat přímého řízení momentu. Jeho velká výhoda tkví v jeho robustnosti a relativně jednoduchém regulačním obvodu, který nevyužívá Parkovu transformaci souřadnic, PI regulátory v porovnání s konkurenčním vektorovým řízením (které také dosahuje vysoké dynamiky pohonu) ani nevyužívá žádné struktury připomínající svým principem modulátor.

Nevýhodou tohoto schématu jsou poměrně vysoké nároky na vzorkovací frekvenci veličin a tím pádem kvalitnější hardware pro reálnou implementaci

Další nevýhoda spočívá v chodu motoru při nízkých otáčkách. Při nízkých otáčkách je i otáčení vektoru rotorového toku ψ_2 pomalé, a proto je na o to delší čas sepnutý pasivní vektor v případě požadavku na snížení momentu. Po tuto delší dobu sepnutí pasivního vektoru ale stále klesá vektor magnetického toku statoru ψ_1 díky nezanedbatelnému odporu statorového vinutí podle rovnice (2-3). Motor se díky tomuto poklesu odbudí na tolik že se stává hůře říditelným a vzniká tak větší zvlnění velikosti statorového toku $|\psi_1|$ a potažmo vzniká i větší zvlnění momentu na hřídeli motoru.

Polemizující je pak proměnná spínací frekvence tohoto druhu řízení. Pozitivním důsledkem je rozprostření vydávaného hluku pohonu do větší oblasti slyšitelného spektra což působí méně rušivě než jeden monotónní zvuk. Ovšem nevýhodou této vlastnosti je fakt, že takto vzniká i elektromagnetické rušení ve větším rozmezí kmitočtu a může se tak pravděpodobněji setkat s některou frekvencí jiného systému a odrušit ho tím.

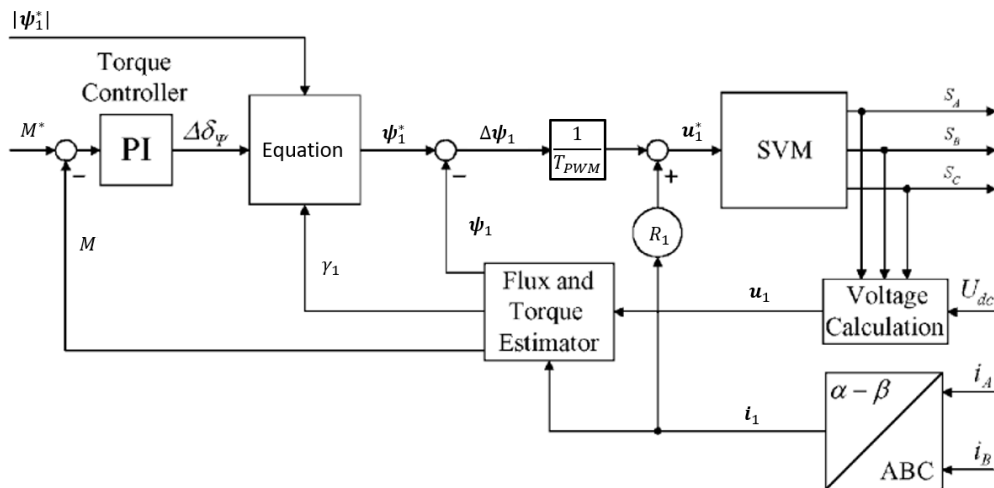
V dalších podkapitolách bude uvedeno několik vylepšených variant základní varianty Takahashiho DTC řízení, které některé nevýhody odstraňují a zase některé jiné nevýhody mohou přidat.

2.2 SVM-DTC

Strategie DTC řízení s konstantní spínací frekvencí lze v zásadě realizovat pomocí closed-loop (uzavřená regulační smyčka) schémat s PI regulátory, pomocí prediktivního, popřípadě dead-beat řízení nebo pomocí neuro-fuzzy regulátorů [9]. V této kapitole bude rozebrána první zmíněná varianta a to closed-loop schéma s PI regulátorem. Tato varianta se ještě dále dělí podle toho, které fyzikální veličiny to uzavřená smyčka je. Konkrétně zde bude popsána varianta SVM-DTC s uzavřenou regulační smyčkou momentu.

V této variantě přímého řízení momentu je výpočtem stanoven optimální požadovaný prostorový vektor \mathbf{u}_1^* , který je poté v bloku „SVM“ namodelován pomocí modulace prostorového vektoru (odtud označení SVM-DTC), která je dále popsána v následující podkapitole 2.2.1.

Díky faktu, že tato varianta neobsahuje ve své regulační struktuře hysterezní regulátory a místo těch obsahuje SVM, tak má tato varianta konstantní spínací frekvenci. Její schéma je zobrazeno na následujícím obrázku:



Obr. 2-7 Blokové schéma regulačního obvodu SVM-DTC [9] (upraveno)

Blok „Torque controller“ je momentový regulátor typu PI, jehož výstupem je přírůstek úhlu $\Delta\delta_\psi$, o který by se měl změnit úhel δ z rovnice (1-34) na jehož sinu záleží výsledný moment asynchronního motoru. Tento přírůstek se přičte v rovnici (2-5) k úhlu γ_1 , který značí polohu vektoru statorového toku $\boldsymbol{\psi}_1$ v souřadnicovém systému os „ $\alpha - \beta$ “. Poté se žádaný vektor statorového napětí \mathbf{u}_1^* vypočte následující rovnicí:

$$\mathbf{u}_1^* = \frac{1}{T_{PWM}} \Delta\boldsymbol{\psi}_1 + R_1 \mathbf{i}_1 \quad (2-4)$$

kde T_{PWM} je modulační perioda použita v bloku „SVM“ a $\Delta\boldsymbol{\psi}_1$ je rozdíl mezi žádaným a vypočítaným vektorem statorového toku.

Blok „Equation“ obsahuje výpočet žádaného prostorového vektoru statorového toku $\boldsymbol{\psi}_1^*$ podle následující rovnice: [9]

$$\boldsymbol{\psi}_1^* = |\boldsymbol{\psi}_1^*| e^{j(\gamma_1 + \Delta\delta_\psi)} \quad (2-5)$$

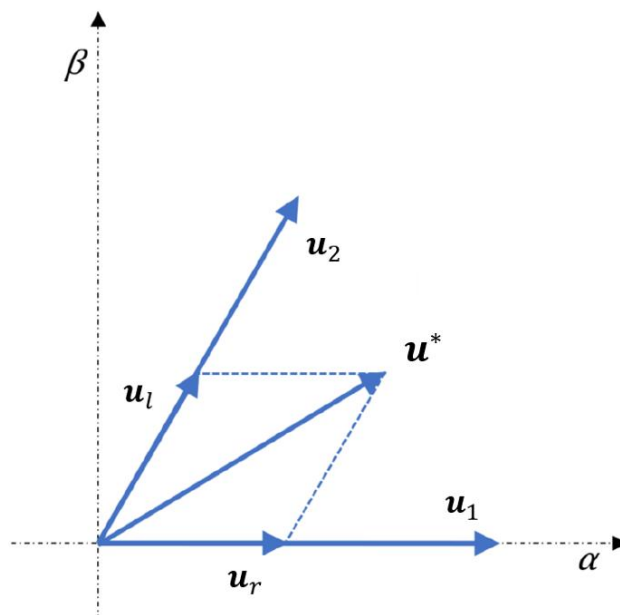
2.2.1 Modulace prostorového vektoru

Modulace prostorového vektoru je jednou ze dvou běžných modulačních strategií založených na základě pulzně-šířkové modulace (PWM) používaných v napěťových střídačích. Základním účelem modulačních strategií je vytvoření téměř libovolného prostorového vektoru fyzikální veličiny, který je požadován regulačním obvodem.

V našem případě modulujeme prostorový vektor statorového napětí sepnutím vhodné kombinace některých z osmi dostupných vektorů napětí, které můžeme získat na výstupu dvouúrovňového napěťového střídače viz Obr. 2-1, které rozdělí rovinu na sektory 1 až 6 (číslovány postupně v kladném směru, sektor 1 je mezi vektory \mathbf{u}_1 a \mathbf{u}_2). Mimo modulace prostorového vektoru existuje i sinusová modulace, která funguje na principu porovnávání hodnot nosného a modulačního signálu. Nosným signálem je trojúhelníkový průběh, který je v mikroprocesorové technice realizován obousměrným čítačem. Modulační signál je signál, kterým chceme modulovat nosný signál, výsledkem modulace je pak modulovaný signál.

V případě shody nosného a modulačního signálu při počítání čítače nahoru je vypnut horní spínač a sepnut spodní, v případě shody při počítání čítače dolů je sepnut horní spínač a rozepnut spodní. Tento typ modulace není v simulacích této práce použit, a proto zde nebude podrobněji vysvětlen (detailnější vysvětlení lze nalézt například v [10]).

Modulace prostorového signálu pracuje na principu složení obecného vektoru ze základních vektorů dvouúrovňového napěťového střídače během zvolené modulační periody T_{PWM} , která zároveň pevně určuje spínací frekvenci. Pro ilustraci je uveden příklad na Obr. 2-8, kde je žádaný vektor \mathbf{u}^* umístěn v sektoru 1. Tento vektor získáme poměrným sepnutím levého (\mathbf{u}_2) a pravého (\mathbf{u}_1) vektoru po dobu T_l respektive po dobu T_r , tak, abychom získali vektory \mathbf{u}_l respektive \mathbf{u}_r , jejichž vektorovým součtem vznikne žádaný vektor \mathbf{u}^* . Po zbytek času, který zbývá do modulační periody T_{PWM} , je sepnut nulový vektor \mathbf{u}_0 nebo \mathbf{u}_7 .



Obr. 2-8 Ukázka sestavení žádaného prostorového vektoru \mathbf{u}_1^* [11] (upraveno)

Časy T_l, T_r, T_0 , po které musí být levý, pravý a jeden z nulových vektorů sepnuty, jsou vypočteny následujícími rovnicemi: [11]

$$\begin{aligned} T_r &= T_{PWM} \frac{|\mathbf{u}_r|}{|\mathbf{u}_{1max}|} \\ T_l &= T_{PWM} \frac{|\mathbf{u}_l|}{|\mathbf{u}_{1max}|} \\ T_0 &= T_{PWM} - T_r - T_l \end{aligned} \quad (2-6)$$

kde T_r , T_l respektive T_0 jsou doby sepnutí pravého, levého, respektive jednoho z pasivních vektorů, T_{PWM} je modulační perioda a $|\mathbf{u}_{1max}|$ je maximální prakticky dosažitelná možná velikost výstupního napětí z modulátoru.

Tato hodnota v praktických případech je $|\mathbf{u}_{1max}| = U_{DC}/\sqrt{3}$. Vychází to z faktu, že aktivní vektory mají velikost $2/3 U_{DC}$, ale v praxi se kvůli omezení vyšších harmonických používá pouze oblast, která je vymezena vepsanou kružnicí uvnitř šestiúhelníku, který je vytvořen vrcholy aktivních vektorů.

2.2.2 Vlastnosti SVM-DTC

Tato varianta dosahuje konstantní spínací frekvence díky absenci hysterezních regulátorů. Také v porovnání s Takahashiho DTC řízením dosahuje tato varianta menšího zvlnění statorového i rotorového magnetického toku a také momentu na hřídeli. Zlepšení také dosahuje úroveň THD statorového proudu. Konkrétní hodnoty zlepšení jsou uvedeny v Tab. 2-2. Tato tabulka byla převzata z článku [12], kde bylo provedeno porovnání simulací v programu Matlab/Simulink SVM-DTC a Takahashiho DTC.

Tab. 2-2 Porovnání simulací [12] (upraveno)

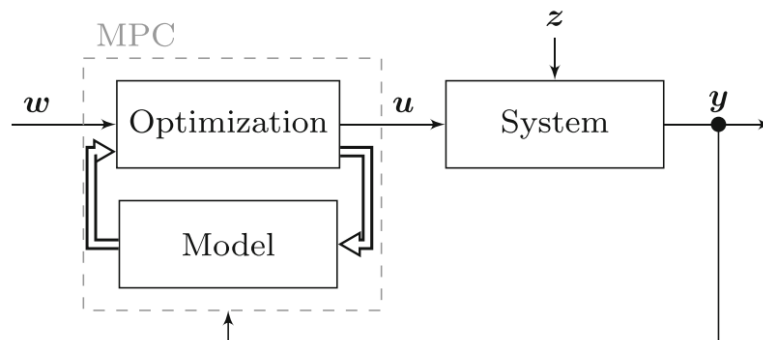
	Takahashiho DTC	SVM-DTC	Zlepšení [%]
Zvlnění momentu [Nm]	2,92	1,64	44,8
Zvlnění ψ_1 [Wb]	0,089	0,051	42,7
Zvlnění ψ_2 [Wb]	0,0175	0,012	31,4
THD i_{1A} [%]	12,7	4,9	61,5
Spínací frekvence	Variabilní 8,66 kHz	Konstantní 5,62 kHz	-

Nevýhodou této metody je částečná ztráta jednoduchosti původního regulačního obvodu kvůli použití modulátoru v podobě SVM spolu s PI regulátorem oproti předchozímu použití spínání na základě jednoduché spínací tabulky a hysterezních regulátorů.

Tato metoda nebyla vybrána pro porovnávání na základě vytvořených simulací v této práci, a proto zde nebude detailněji rozebrána.

2.3 Model-based Predictive Control (MPC)

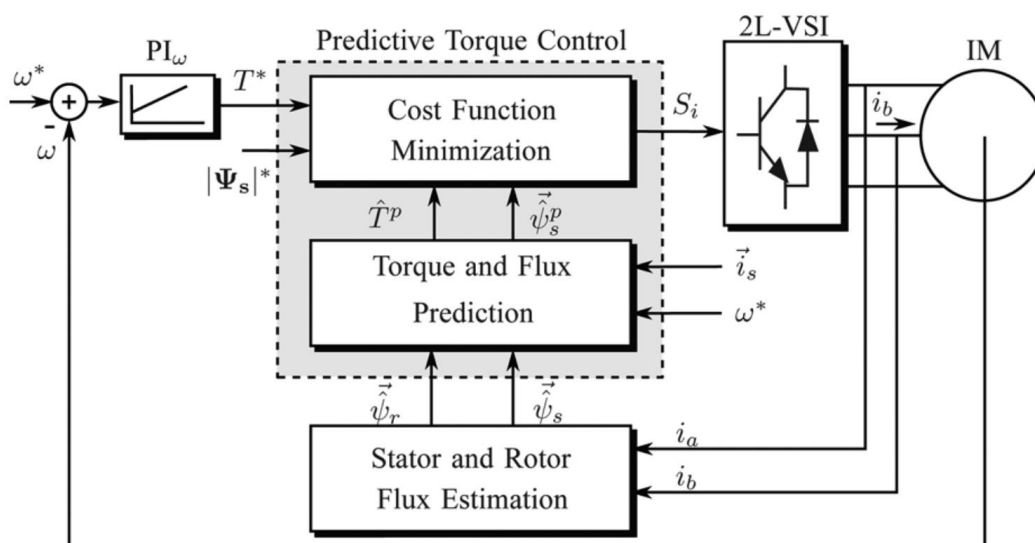
V teorii řízení je Model-based predictive control (MPC) skupina několika pokročilých metod řízení, které využívají model procesu k předvídání budoucího chování řízeného systému. Tyto metody se používají v celé řadě technologických průmyslů jako například zpracovatelský, chemický, v ropných rafinériích a také v energetice. V naší oblasti teorie frekvenčního řízení asynchronních motorů se tato skupina dá dále dělit na konvenční MPC a na finite-set predictive torque control (FS-PTC), která zde bude popisována a jejíž zjednodušené blokové schéma je uvedeno na Obr. 2-10 [13].



Obr. 2-9 Zjednodušené blokové schéma obecné MPC regulace [13]

kde w je žádaná hodnota, u je optimalizovaná veličina na základě předvídání dalšího chování systému tak, aby výstupní veličina y dosáhla hodnoty žádané veličiny w . Veličina z je chybová veličina vstupující do systému.

V metodě FS-PTC je výběr výstupního napěťového vektoru střídače učiněn na základě řešení nákladové funkce místo výběru daného vektoru z předem definované spínací tabulky, jako tomu bylo v Takahashiho DTC řízení. To znamená že je v dalším kroku sepnut vektor, který minimalizuje nákladovou funkci.



Obr. 2-10 Blokové schéma regulačního obvodu FS-PTC [14]

Minimalizovaná nákladová funkce v bloku „Cost Function Minimization“ má následující tvar:

$$\begin{aligned} g &= g_T + \lambda_\psi g_\psi \\ g_T &= |T^* - T^p| \\ g_\psi &= \left| |\psi_s^*| - |\psi_s^p| \right| \end{aligned} \quad (2-7)$$

kde T^* respektive T^p je žádaný moment na hřídeli, respektive predikovaný moment na hřídeli, $|\psi_s^*|$ respektive $|\psi_s^p|$ je žádaná velikost statorového toku, respektive predikovaná velikost statorového toku a λ_ψ je vážený faktor vyjadřující závislost mezi momentem na hřídeli a statorovým tokem [14].

Pomocí tohoto faktoru λ_ψ lze definovat prioritu jedné nebo druhé veličiny a je to jediný parametr, který je třeba v nákladové funkci naladit, což je i přes to složitější, než ladí konvenčních PI regulátorů nebo hysterezních regulátorů. Hodnota faktoru je nejčastěji experimentálně zjištěna na základě získané kvality řízení. [14]

Řízení probíhá ve třech krocích, kdy v prvním je výpočtem stanoven statorový a rotorový tok, poté je provedeno sedm predikcí statorového toku a momentu pro každou z možných spínacích kombinací dvouúrovňového napěťového střídače (z původních osmi vektorů vznikne sedm, díky totožnosti obou pasivních vektorů) a na závěr je sepnuta taková spínací kombinace, která minimalizuje nákladovou funkci uvedenou v rovnici (2-7) [14].

Obecně MPC metody nemusí být použity pouze při řízení momentu, ale mohou být použity například i pro snižování spínacích ztrát polovodičových součástek

2.3.1 Vlastnosti MPC-DTC

Tato metoda má jednoduchou implementaci a jednoduché zohlednění nelinearit a omezujících podmínek. Obecně jsou strategie PTC spojeny s některými problémy, jako je nárůst celkového harmonického zkreslení a vysoká výpočetní náročnost [15].

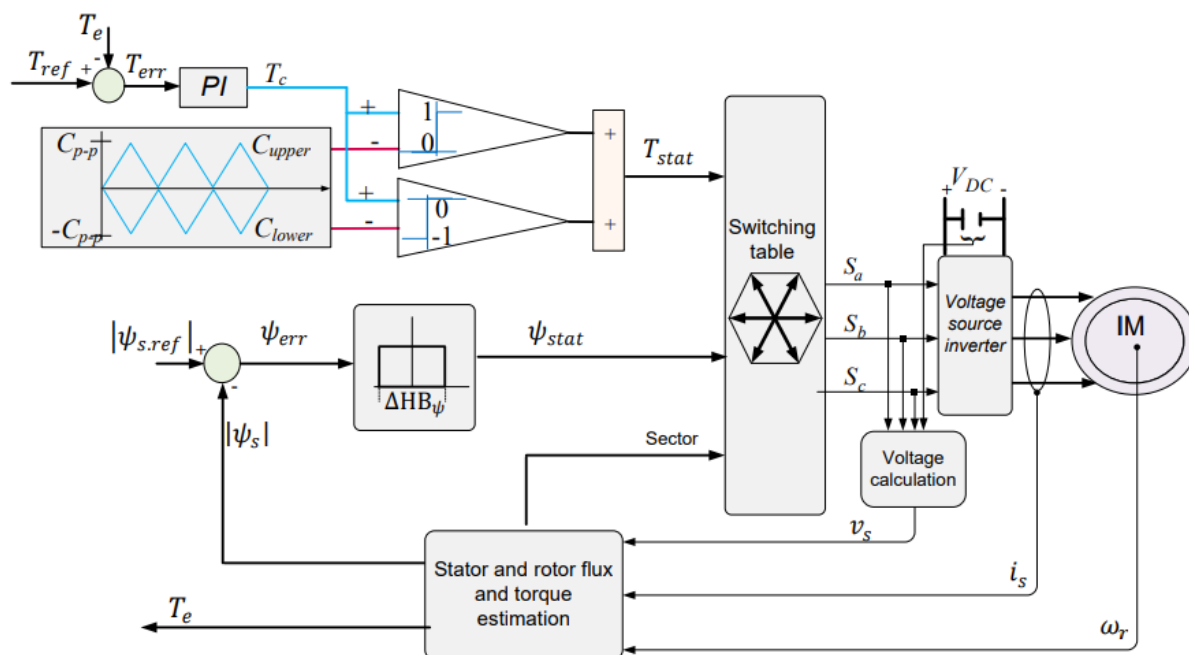
Detailnější rozbor této skupiny metod v této práci nebude uveden, ale lze ho nalézt například v [16], [17].

2.4 Constant Frequency Torque Regulator DTC (CFTR-DTC)

Metoda CFTR-DTC poskytuje výkonnou strategii řízení pro indukční motory a motory s permanentními magnety. Tato metoda CFTR-DTC byla původně vyvinuta za účelem dosažení konstantní spínací frekvence frekvenčních měničů a snížení zvlnění točivého momentu a statorového proudu [15].

Na rozdíl od dříve uvedené metody SVM-DTC řízení v podkapitole 2.2 a metod MPC uvedených v podkapitole 2.3, lze uvedené nevýhody Takahashiho DTC řízení řešit použitím CFTR pouze za cenu malé úpravy regulačního obvodu výchozího schématu Takahashiho DTC řízení

uvedeného na Obr. 2-4, takže zůstane zachována jeho původní jednoduchost regulačního obvodu. Blokové schéma CFTR-DTC je uvedeno na následujícím obrázku: [15]



Obr. 2-11 Blokové schéma regulačního obvodu CFTR-DTC [15]

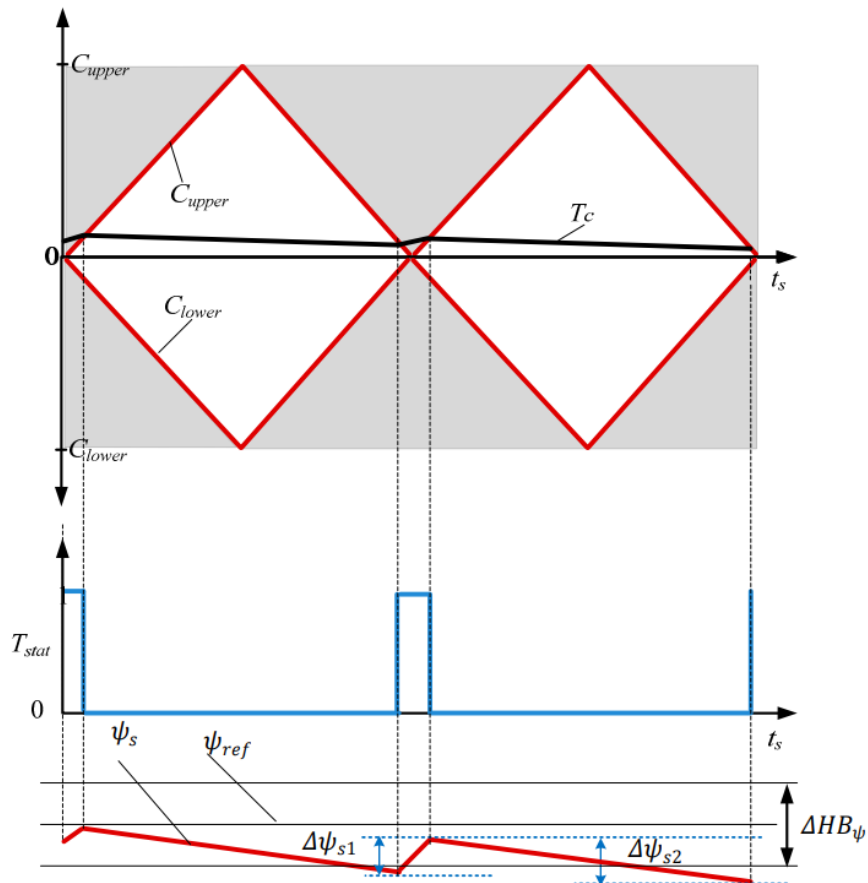
Jak je vidět na obrázku, jediná změna oproti schématu Takahashiho DTC řízení je odstranění momentového hysterezního regulátoru. Stavová proměnná momentu T_{stat} (opět nabývá hodnot 0, 1 nebo -1) je tak součtem výstupu dvou komparátorů, které porovnávají vždy samostatně jeden ze dvou trojúhelníkových průběhů s výstupem z PI regulátoru momentu. Trojúhelníkové průběhy jsou rozdělené na dva a to vrchní (C_{upper}) a spodní (C_{lower}) s amplitudou C_{p-p} respektive $-C_{p-p}$ a s periodou opakování průběhů T . Omezení výstupní veličiny T_c z PI regulátoru je nastaveno v regulátoru na stejnou hodnotu, jakou je amplituda trojúhelníkových průběhů.

Hodnota stavové proměnné požadavku na změnu momentu je určena následujícím předpisem a je vizualizována na Obr. 2-12:

- $T_{stat} = -1$, pokud $T_c \leq C_{lower}$
- $T_{stat} = 0$, pokud $C_{lower} < T_c < C_{upper}$
- $T_{stat} = 1$, pokud $T_c \geq C_{upper}$

Na základě hodnoty stavové proměnné momentu a toku je vybrán napěťový vektor dle stejné Tab. 2-1, která byla použita i v metodě Takahashiho DTC řízení.

Volba proporcionální a integrační složky PI regulátoru probíhá na základě dovolené maximální strmosti změny proměnné T_c a je to předmětem ladění regulátoru tak, aby řízení podávalo dobré regulační výsledky.



Obr. 2-12 Průběh stavové proměnné momentu a statorového toku [15]

2.4.1 Vlastnosti CFTR-DTC

Jedná se o metodu přímého řízení momentu s konstantní spínací frekvencí polovodičových součástek. Konstantní spínací frekvence byla v tomto schématu docílena pomocí CFTR momentu, kterým byl nahrazen hysterezní regulátor momentu v původním schématu Takahashiho DTC řízení.

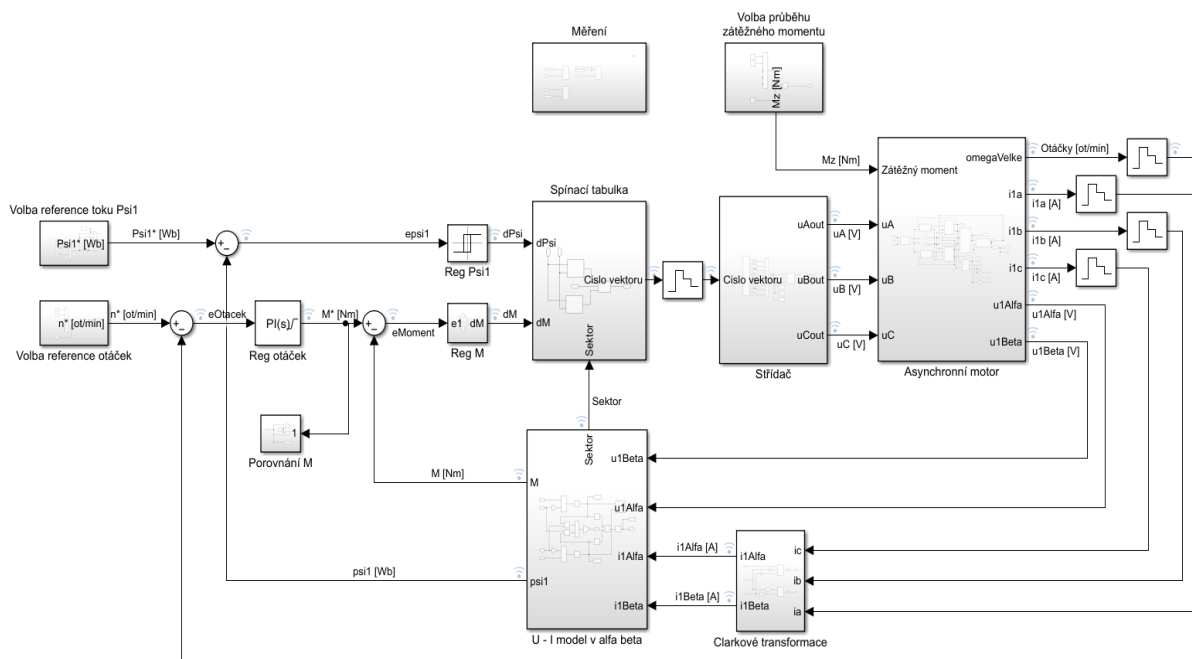
Výhodou tohoto řízení je také jednoduchá implementace do původního schématu bez ztráty jednoduchosti volby napětového vektoru, která stále probíhá na základě pevně dané spínací tabulky a není zde tedy potřeba žádná modulace v podobě například SVM.

Naopak nevýhodou této metody je částečná ztráta dobré momentové odezvy v případě dynamických dějů, kterou původní Takahashiho DTC řízení mělo jako hlavní výhodu [18].

KAPITOLA 3: MODEL TAKAHASHIHO DTC V PROGRAMU MATLAB/SIMULINK

V této kapitole bude uveden popis vytvořeného modelu simulujícího variantu Takahashiho DTC řízení, které má uvedený teoretický popis v kapitole 2.1. Tato simulace má nastavený řešič s konstantním krokem $1 \mu\text{s}$ s metodou řešiče „ode3 (Bogacki-Shampine)“.

Na následujícím obrázku je zobrazen celkový pohled na simulační schéma. Toto schéma se skládá z hysterezních regulátorů toku a momentu, spínací tabulky, napěťového střídače, matematického modelu asynchronního motoru, U-I modelu v souřadnicovém systému „ $\alpha - \beta$ “ a zbylých doplňkových struktur (bloky zadávající referenci, blok Clarkové transformace, blok měření, ...)



Obr. 3-1 Celkový pohled na simulační schéma

Na výstupních signálech otáček a statorového proudu z bloku „asynchronní motor“ a na signálu mezi spínací tabulkou a střídačem jsou umístěny bloky „Zero Order Hold“, které vzorkují průběhy s nastavitelnou vzorkovací periodou. Tyto bloky jsou ve schématu zařazeny z důvodu přiblížení se reálné implementaci řízení. Pokud by zde tyto bloky nebyly tak bychom řízení včetně vzorkování veličin počítali s každým výpočetním krokem, který je v těchto simulacích nastaven jako $1 \mu\text{s}$. V praxi je tato hodnota příliš malá a vedlo by to na zdražování řídicích obvodů měniče. V této práci je zvolena tato vzorkovací perioda jako $45 \mu\text{s}$, což je hodnota, která přibližně odpovídá běžným vzorkovacím periodám reálných frekvenčních měničů.

V bloku „asynchronní motor“ je sestaven model asynchronního motoru, jehož parametry jsou uvedeny v následující Tab. 3-1. Tento model motoru odpovídá svými parametry reálnému asynchronnímu motoru, který je umístěn v laboratoři, spadající pod správu katedry elektrických pohonů a trakce FEL ČVUT. Tyto parametry jsou štítkové ($P_n, I_n, U_n, f_n, \cos \varphi_n, n_n, p_p$),

vypočtené (M_n), změřené měřením naprázdno nebo nakrátko ($R_1, R_2, L_{1\sigma}, L_{2\sigma}, L_m, L_1, L_2$) popřípadě změřené dobehovou metodou (J).

Tab. 3-1 Tabulka parametrů asynchronního stroje využívaného v simulacích

P_n	12 kW	R_1	370 mΩ
I_n	22 A	R_2	225 mΩ
U_n	380 V	$L_{1\sigma}$	2,27 mH
f_n	50 Hz	$L_{2\sigma}$	2,27 mH
$\cos \varphi_n$	0,8	L_m	82,5 mH
n_n	1460 ot/min	L_1	84,77 mH
M_n	78,5 Nm	L_2	84,77 mH
p_p	2	J	0,4 kg·m ⁻²

kde P_n je jmenovitý výkon stroje, I_n je efektivní hodnota jmenovitého fázového proudu stroje, je U_n jmenovité sdružené napětí na svorkách stroje, f_n je jmenovitá napájecí frekvence, $\cos \varphi_n$ je jmenovitý účinek, n_n jsou jmenovité otáčky, M_n je jmenovitý moment na hřídeli, p_p je počet pólpárů, R_1 respektive R_2 je statorový, respektive rotorový činný odpor vinutí, $L_{1\sigma}$ respektive $L_{2\sigma}$ je statorová, respektive rotorová rozptylová indukčnost, L_m je magnetizační indukčnost, L_1 respektive L_2 je statorová, respektive rotorová indukčnost, J je moment setrvačnosti hřídele.

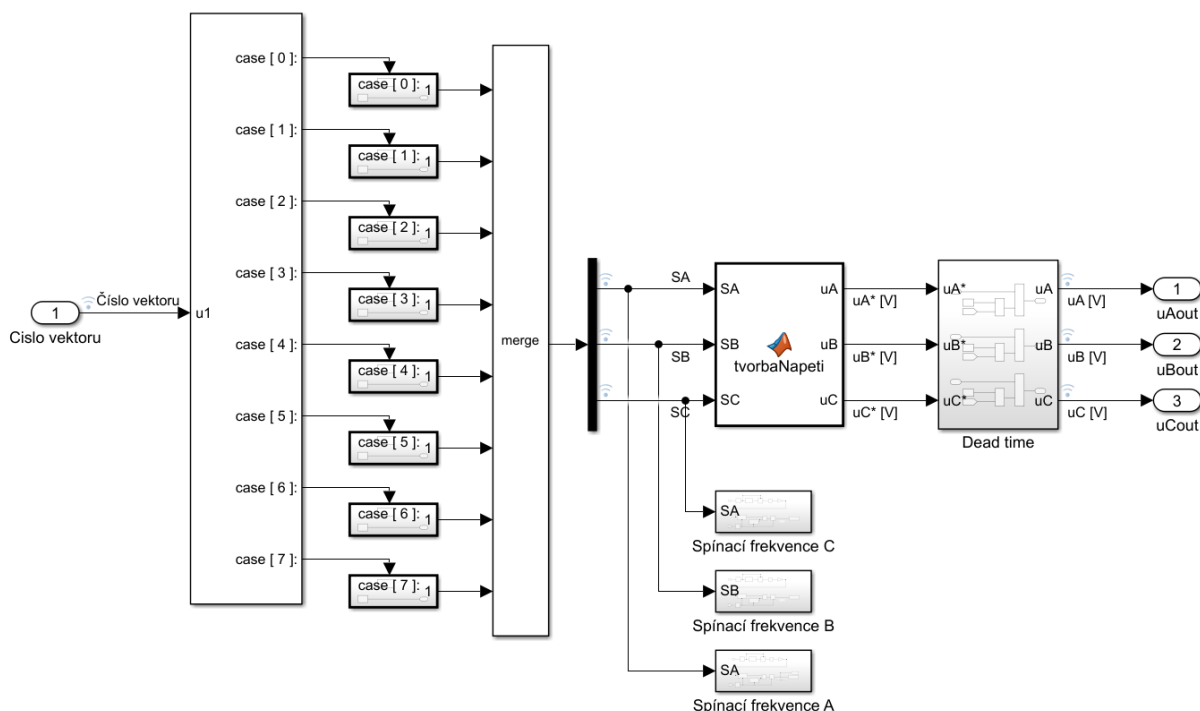
V následující Tab. 3-2 jsou uvedeny parametry použitých regulátorů, přičemž regulátor otáček je typu PI a regulátory statorového toku a momentu jsou hysterezní.

Tab. 3-2 Tabulka parametrů regulátorů použitých v simulacích

	Složka P	Složka I	Šířka hysterezního pásma
Regulátor Ω	10	10	-
Regulátor ψ_1	-	-	1 % z ψ_{1n}
Regulátor M	-	-	2 % z M_n

Tyto hodnoty složek PI regulátoru byly zjištěny experimentálně na základě zkoumání odezvy řízení na skokový požadavek otáček. Šířky hysterezních pásem byly voleny na základě dosažené spínací frekvence tak, aby byla v nižších jednotkách kHz.

Rekonstrukce napětí byla prováděna v bloku „střídač“ jehož zapojení je na následujícím obrázku:



Obr. 3-2 Zapojení bloku „střídač“

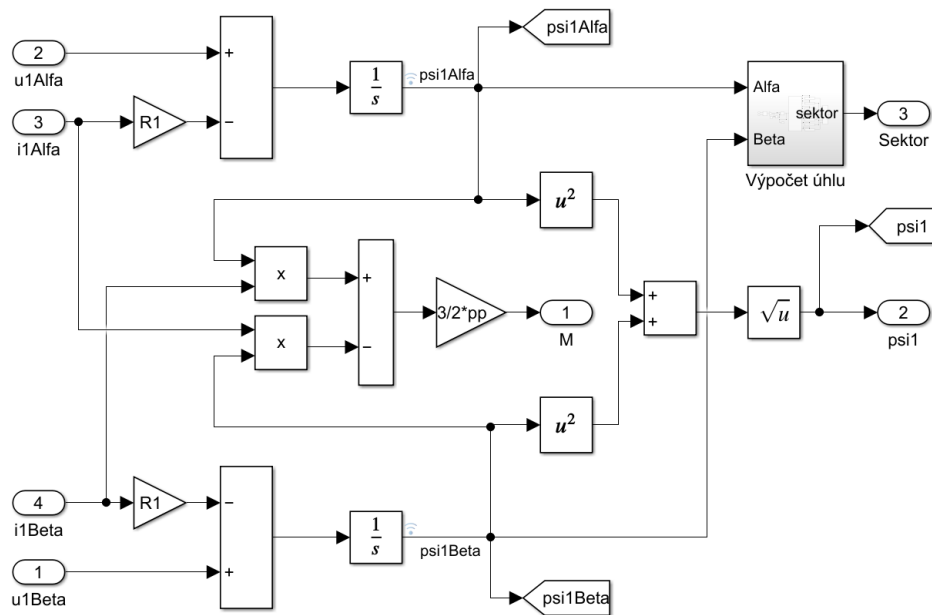
Vstupem je číslo vektoru, které koresponduje s čísly vektorů uvedených na Obr. 2-1 a které představuje vektor, který na základě spínací tabulky vyšel jako optimální vzhledem k aktuálnímu stavu motoru a jeho veličin. Na základě tohoto čísla je zvolena kombinace proměnných S_A, S_B, S_C , které představují spínací proměnné (nabývající hodnot 0 nebo 1) pro tranzistory v příslušné fázi střídače A, B nebo C.

Pokud je tato proměnná rovna jedničce tak je sepnut horní tranzistor, pokud je tato proměnná rovna nule tak je sepnut dolní tranzistor. Na základě těchto proměnných jsou sestavena výstupní napětí střídače u_A, u_B, u_C v bloku „tvorbaNapeti“ podle následující rovnice v maticovém tvaru:

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_{DC} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_A \\ S_B \\ S_C \end{bmatrix} \quad (3-1)$$

kde U_{DC} je napětí stejnosměrného meziobvodu, které je v této simulaci uvažováno jako konstantní s hodnotou 540 V, ale v reálných frekvenčních měničích se vždy toto napětí stejnosměrného meziobvodu měří.

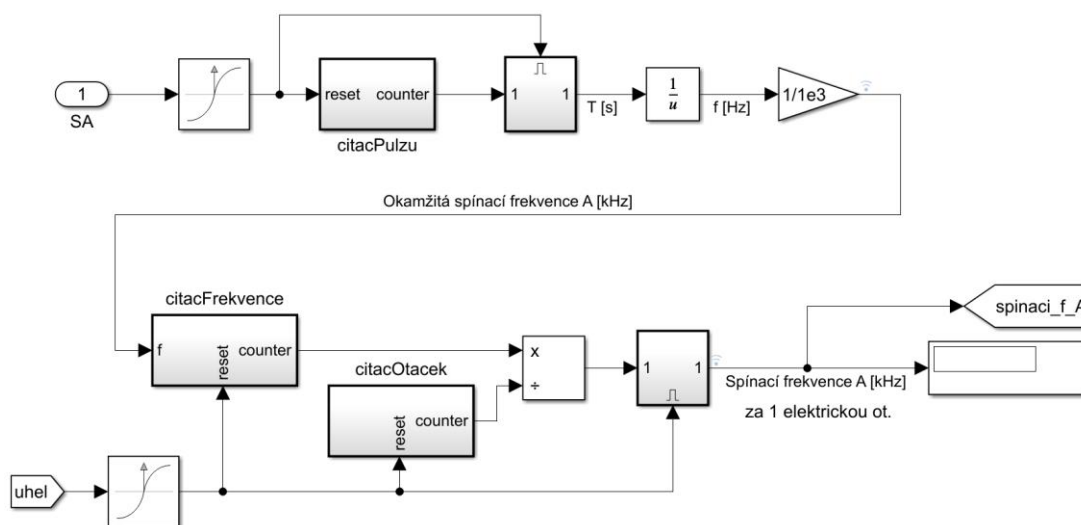
Jelikož pro potřeby řízení potřebujeme znát aktuální hodnotu momentu na hřídeli a aktuální hodnotu statorového toku je na následujícím obrázku uvedeno zapojení bloku „U-I model v alfa beta“, ve kterém probíhá výpočet právě těchto dvou zmíněných veličin.



Obr. 3-3 Zapojení matematického modelu motoru v bloku „U-I model v alfa beta“

V tomto bloku jsou implementovány rovnice (1-38) a (1-39) uvedené v kapitole 1.6. Je zde i počítán sektor, ve kterém se aktuálně nachází vektor statorového toku ψ_1 na základě znalosti velikosti složek α, β tohoto vektoru.

Pro potřeby určování spínací frekvence tranzistorů v jednotlivých fázích je vytvořen algoritmus, který počítá spínací frekvenci na základě změny proměnné S_A a následně je spočítána její střední hodnota za jednu elektrickou otáčku statorového točivého pole.

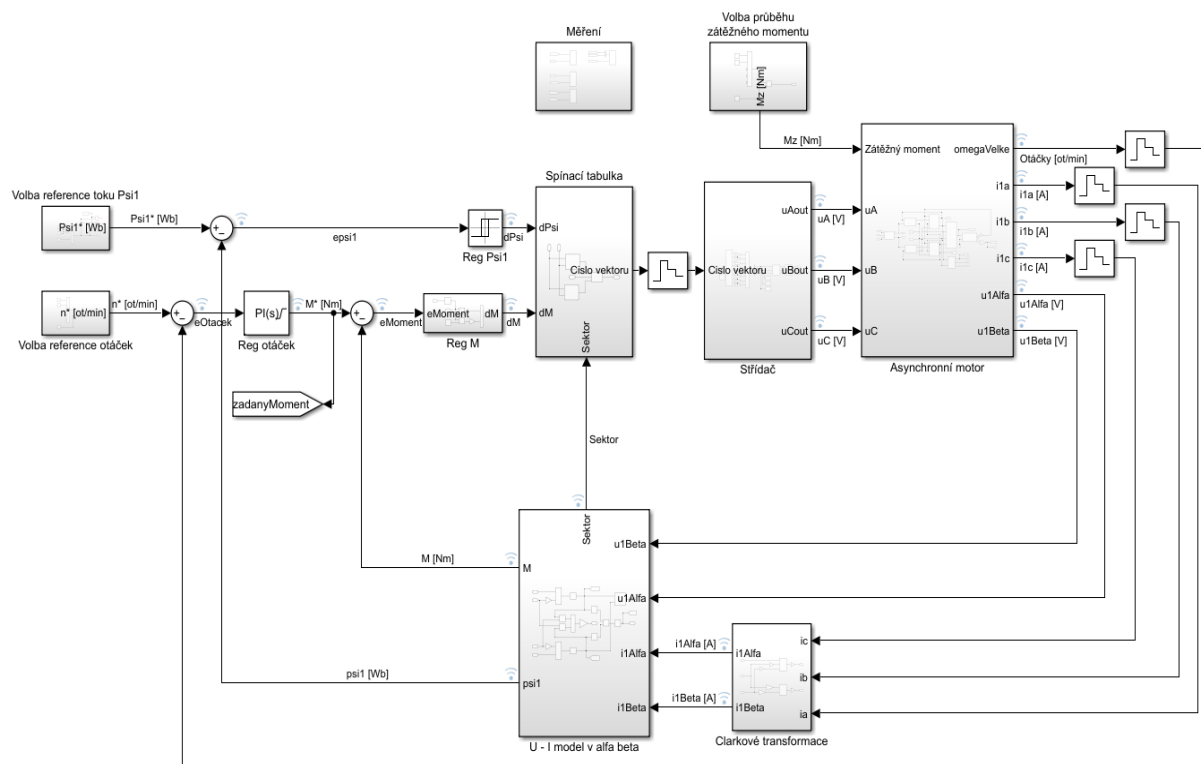


Obr. 3-4 Zapojení algoritmu pro výpočet průměrné spínací frekvence za jednu elektrickou otáčku

KAPITOLA 4: MODEL CONSTANT FREQUENCY TORQUE REGULATOR (CFTR-DTC) V PROGRAMU MATLAB/SIMULINK

V této kapitole bude uveden popis vytvořeného modelu simulujícího řízení CFTR-DTC, jehož teoretický rozbor je dříve uveden v kapitole 2.4. Tato simulace má nastavený řešič shodně jako předchozí simulace, a to tedy jest nastavení řešiče s konstantním krokem $1 \mu\text{s}$ a metodou řešiče „ode3 (Bogacki-Shampine)“.

Na následujícím obrázku je uveden celkový pohled na celé simulační schéma této metody řízení. Jak již bylo uvedeno dříve v teoretickém rozboru, tak se tato varianta řízení liší pouze použitím rozdílného regulátoru momentu. Ostatní součásti jsou shodné se schématem modelu Takahashiho DTC řízení uvedeného v Kapitola 3: a proto zde bude popsán pouze nový blok regulátoru momentu.

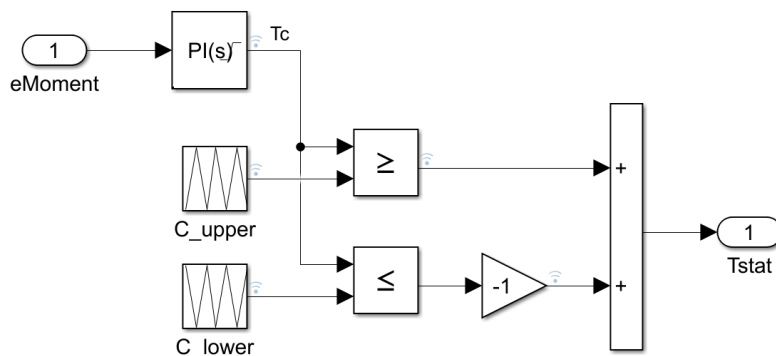


Obr. 4-1 Celkový pohled na simulační schéma CFTR-DTC

Díky nahrazení pouze jednoho bloku oproti původnímu Takahashiho DTC řízení neztratíme jednoduchost řídicího obvodu, kterou původní řízení má. Ovšem naladění tohoto CFTR-DTC regulačního obvodu je poněkud složitější z důvodu přidání několika dalších veličin, které jsou předmětem ladění, aby schéma poskytovalo dobré regulační vlastnosti.

Z původní pouze jedné veličiny pro ladění u Takahashiho DTC řízení, kterou byla šířka hysterezního pásma momentového regulátoru máme nyní celkem čtyři veličiny, které nám ovlivňují kvalitu regulace. Jedná se o P a I složku PI regulátoru, frekvenci trojúhelníkových signálů a také amplituda těchto signálů.

Na následujícím obrázku je zobrazeno provedené výsledné zapojení vyjádřeného modulátoru v bloku „Reg M“:



Obr. 4-2 Zapojení modulátoru momentu v bloku „Reg M“

V následující tabulce jsou uvedeny parametry PI regulátoru momentu spolu s parametry trojúhelníkových signálů, které jsou použité v zapojení modulátoru uvedeného na Obr. 4-2. Nastavení předřazeného otáčkového PI regulátoru zůstalo stejné a hodnoty jeho složek jsou uvedeny v Tab. 3-2.

Tab. 4-1 Tabulka parametrů vyjádřeného modulátoru použitého v simulaci

	Složka P	Složka I	Hodnota
Regulátor momentu	1,1	75	-
Amplituda signálů	-	-	45
Frekvence signálů	-	-	3,5 kHz

Jak již bylo dříve v této kapitole zmíněno, tak nyní je potřeba správně nastavit celkem čtyři proměnné pro dobré regulační vlastnosti řízení.

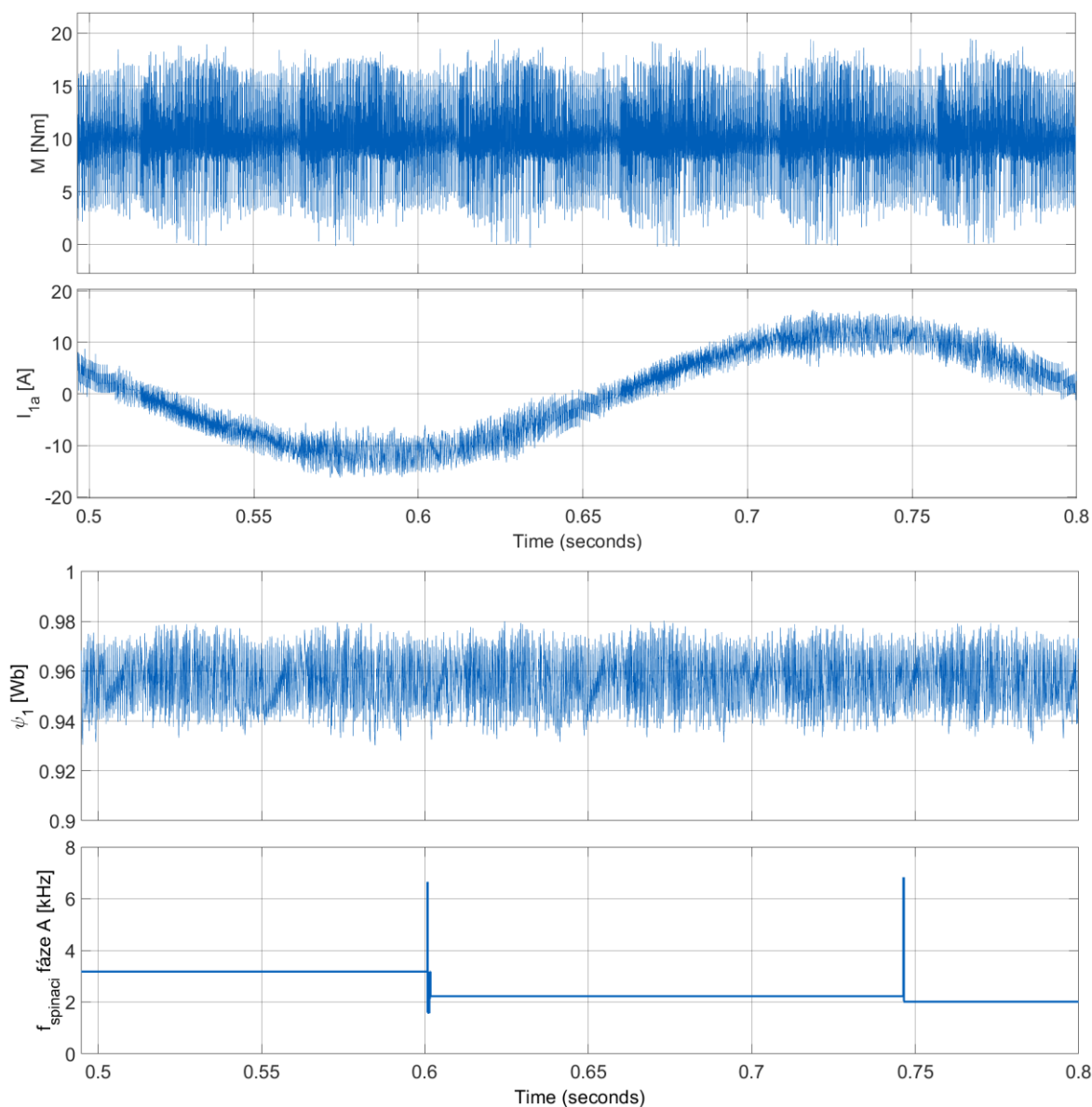
Amplituda trojúhelníkového signálu a P složka PI regulátoru momentu jsou spolu provázány a díky tomu lze jednu zafixovat a měnit pouze druhou. Experimentální laděním a sledováním odezev byly získány hodnoty uvedené v Tab. 4-1, které byly taky použity pro tuto simulaci.

KAPITOLA 5: POROVNÁNÍ VÝSLEDKŮ SIMULACÍ OBOU SCHÉMAT

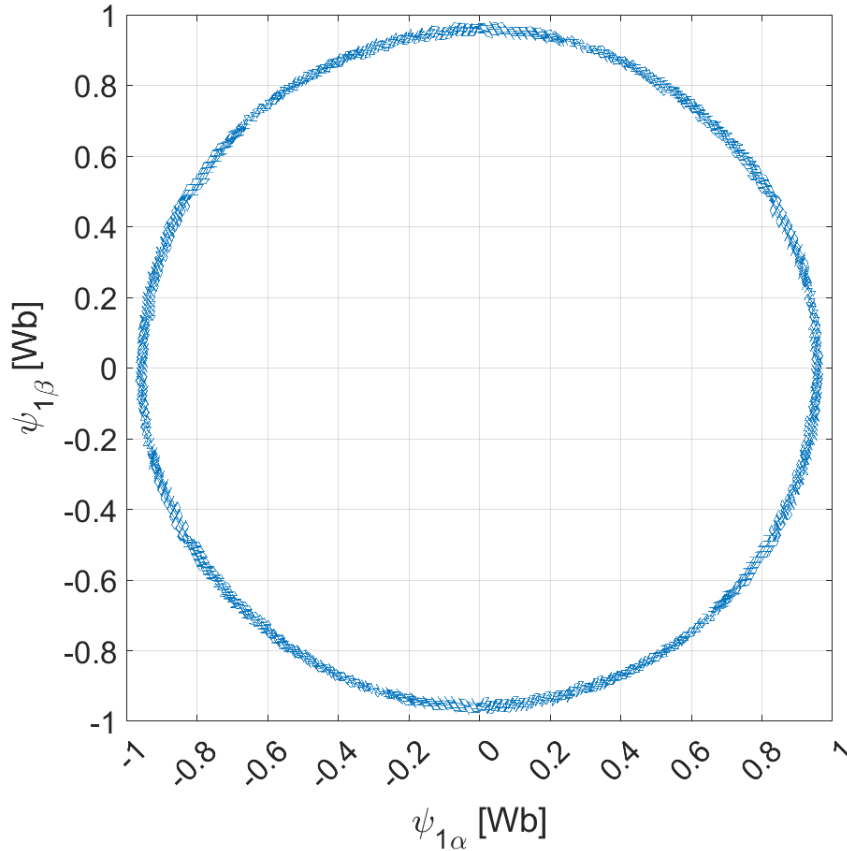
V této kapitole budou uvedeny vybrané průběhy, které demonstrují vlastnosti obou řízení v určitém, předem definovaném, provozním stavu motoru.

5.1 Ustálený chod s malým zatížením a malými otáčkami

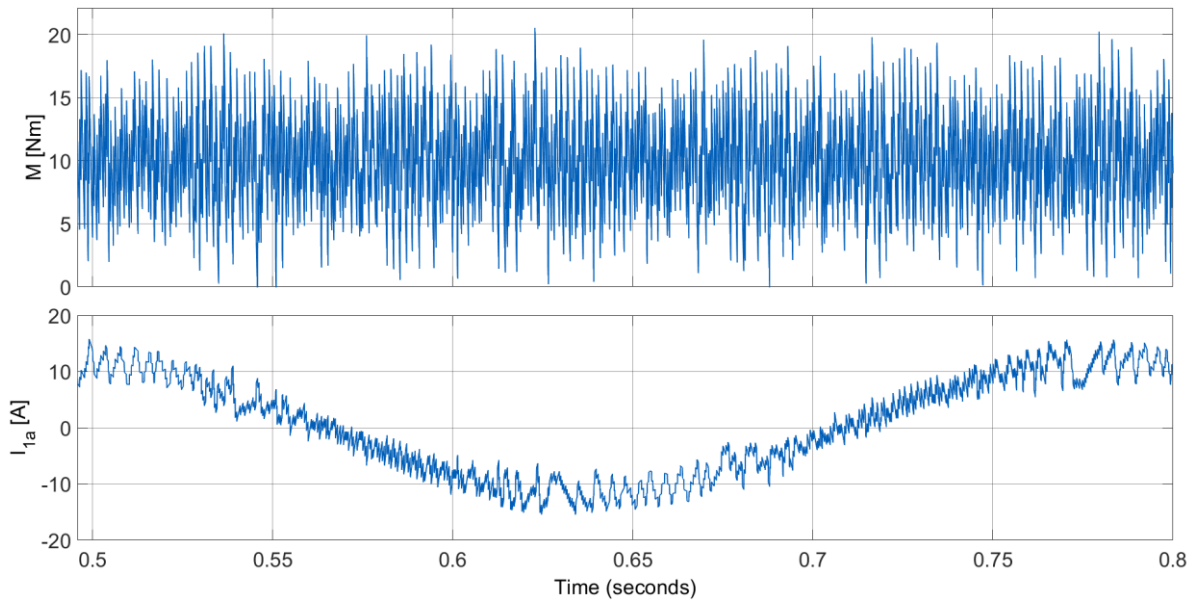
První provozní stav znázorňuje ustálený chod motoru při malých otáčkách 100 ot/min a s malým zatížením 10 Nm. Získané grafy zobrazují průběh momentu na hřídeli, statorového proudu fáze A, statorového magnetického toku a průměrné spínací frekvence fáze A za jednu elektrickou otáčku pro případ Takahashiho DTC řízení na Obr. 5-1 respektive pro CFTR-DTC řízení na Obr. 5-3. Na obrázcích Obr. 5-2 respektive na Obr. 5-4 je zobrazen pohyb vektoru magnetického statorového toku pro Takahashiho DTC řízení, respektive CFTR-DTC řízení.



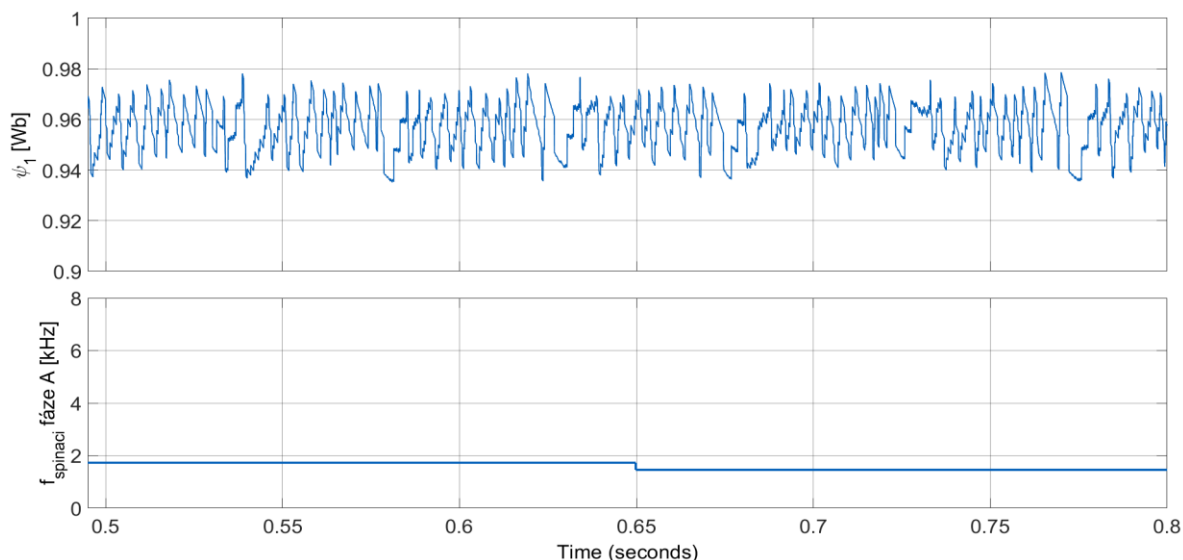
Obr. 5-1 Takahashiho DTC při 10 Nm a 100 ot/min



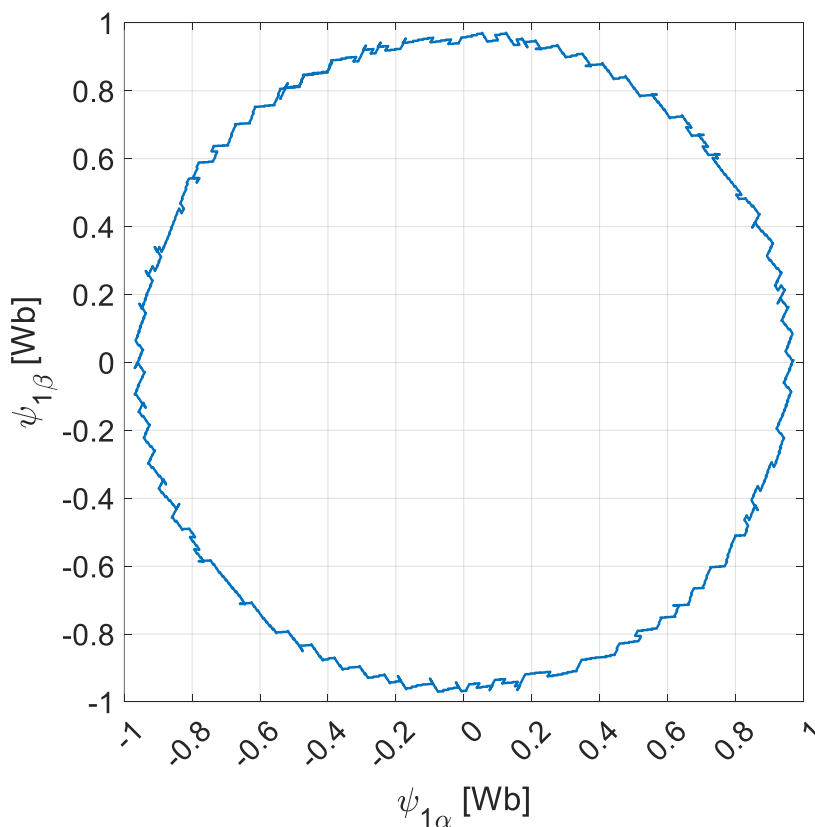
Obr. 5-2 Trajektorie statorového toku Takahashiho DTC řízení



pokračování grafu na další stránce



Obr. 5-3 CFTR-DTC při 10 Nm a 100 ot/min



Obr. 5-4 Trajektorie statorového toku CFTR-DTC řízení

Z výše uvedených průběhů vidíme větší spínací frekvenci u Takahashiho DTC, která se projeví větším „zašuměním“ průběhů momentu, statorového proudu i magnetického toku. Tuto skutečnost vyšší spínací frekvence potvrzuje i čtvrtý průběh v obou obrázcích, kdy Takahashiho DTC spíná v tomto případě frekvencí přibližně 3 kHz, zatímco CFTR-DTC spíná přibližně 1,8 kHz. Strmé pulzy v průběhu spínací frekvence u Takahashiho jsou způsobeny chybou výpočetní metody spínací frekvence a nelze je tedy považovat za skutečnou krátkodobou spínací frekvenci.

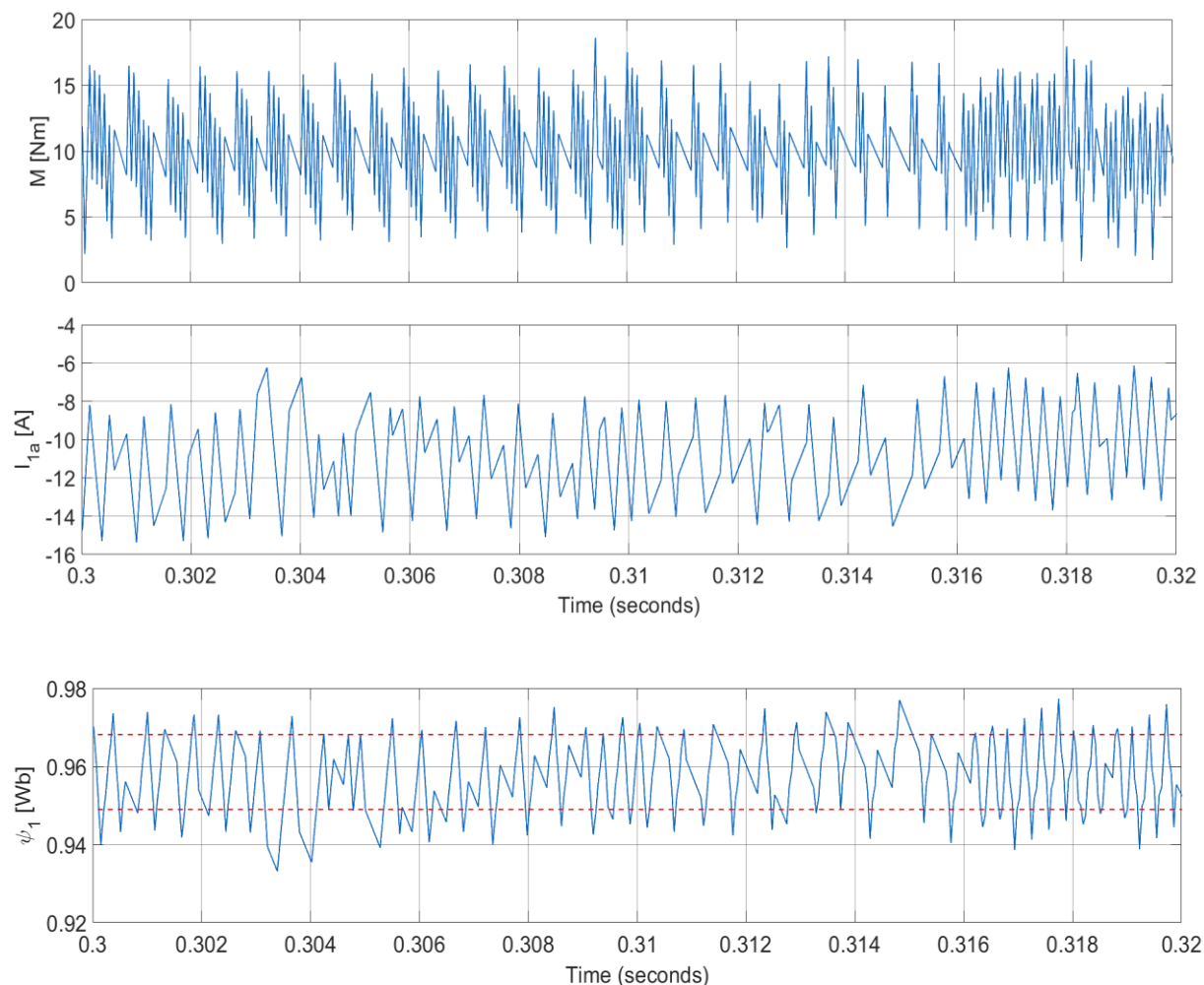
Dále si lze všimnout, že zvlnění jak momentu, tak i statorového toku dosahují přibližně stejných hodnot pro obě řízení i přes to, že CFTR-DTC tohoto zvlnění dosáhlo nižší spínací frekvencí. Z toho plyne, že pokud by spínací frekvence byly shodné, mělo by CFTR-DTC menší zvlnění statorového toku i momentu na hřídeli.

Z průběhů proudu vidíme, že kvůli nižší spínací frekvenci CFTR-DTC bude mít zde proud odebíraný motorem vyšší THD než v případě Takahashiho řízení.

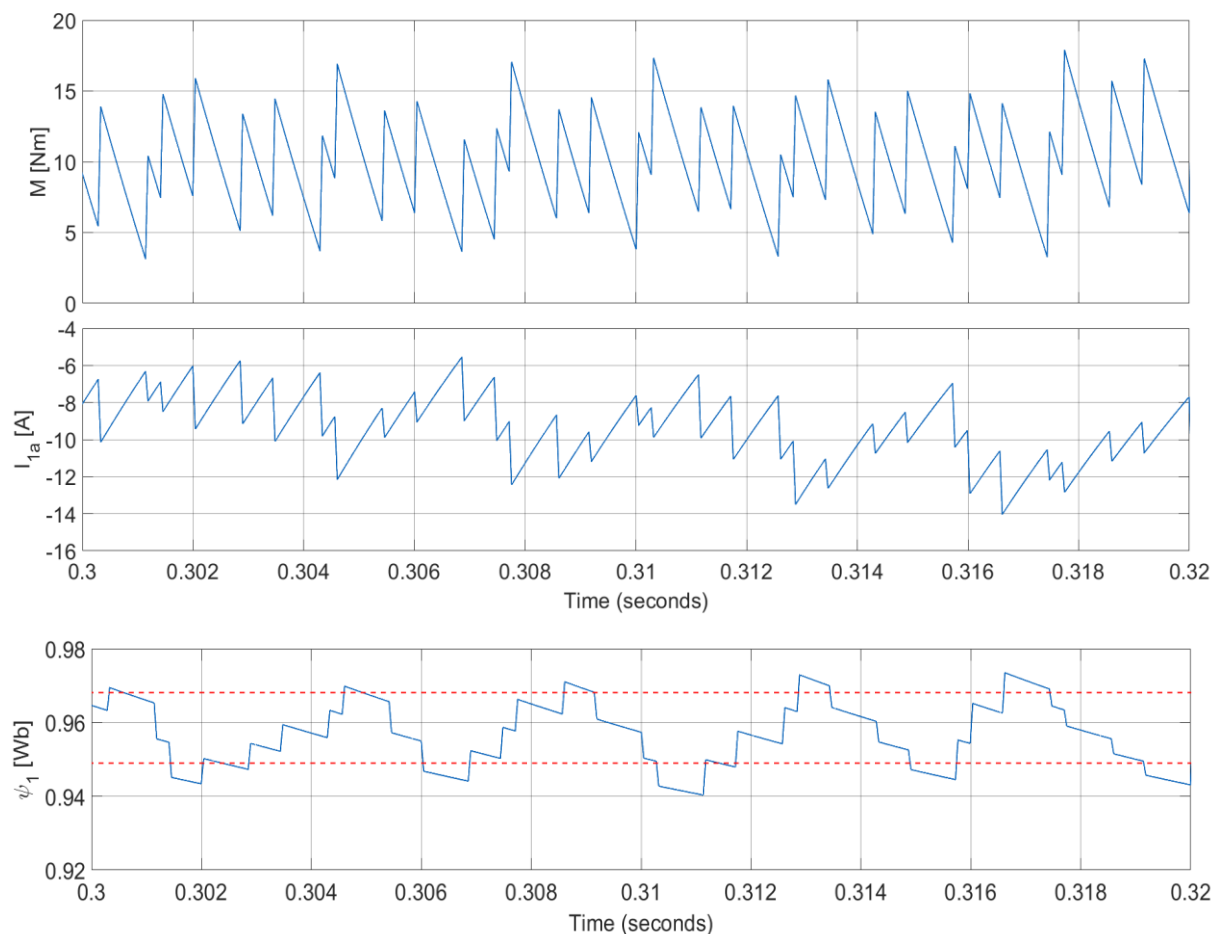
Přiložené jsou i průběhy pohybu toku v rovině „ $\alpha - \beta$ “, které mají u obou řízení téměř kruhovou trajektorii. I zde v těchto průbězích je vidět větší „zašumění“ v případě Takahashiho DTC řízení. Nedokonalá trajektorie s poměrně viditelnými „zuby“ CFTR-DTC řízení je způsobená nízkou spínací frekvencí.

5.2 Detail předchozích průběhů

Natavení simulace je shodné jako v předešlé podkapitole a pouze je zde zobrazen detail v čase. Navíc v těchto průbězích jsou zobrazeny červenou přerušovanou křivkou horní i dolní meze u průběhu statorového toku.



Obr. 5-5 Takahashiho DTC při 10 Nm a 100 ot/min – detail



Obr. 5-6 CFTR-DTC při 10 Nm a 100 ot/min – detail

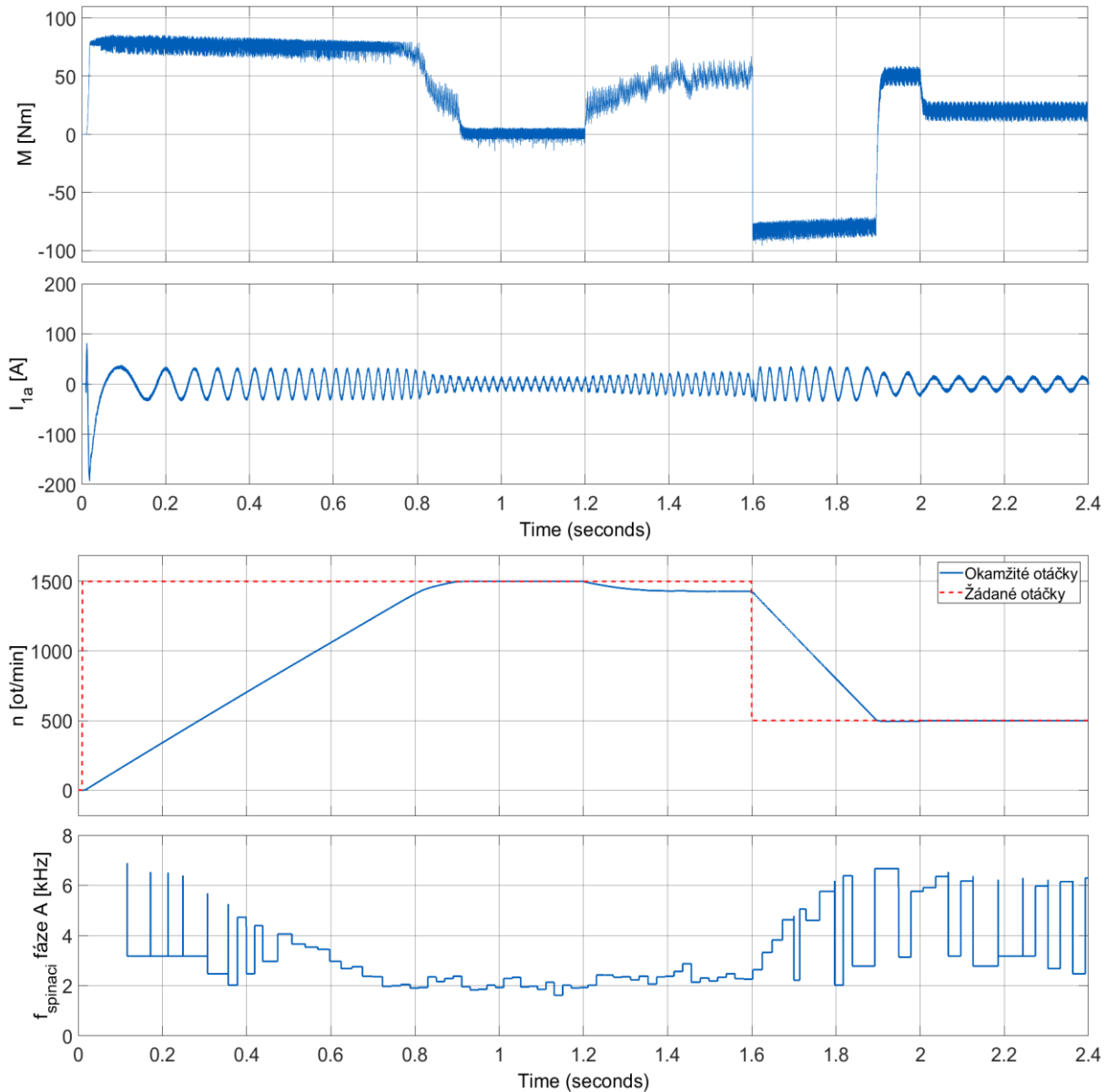
Jak je vidět v obou průbězích magnetického toku, tak se často dostává tok mimo svoje hysterezní pásmo. Požadavek na změnu napěťového vektoru, který by měl za následek změnu toku, sice přijde právě ve chvíli výpočtu, ale nový napěťový vektor se nemusí v tu chvíli vyspínat kvůli použitému bloku „Zero Order Hold“, který je umístěn mezi bloky „spínací tabulka“ a „střídač“.

Tento blok má totiž nastavenou vzorkovací frekvenci 45 μ s takže nový napěťový vektor bude sepnut právě až s následující vzorkovací periodou. V obou případech nám to v simulaci tvoří chyby, díky kterým se ovšem simulace přibližuje reálnému fungování měniče.

Druhým důvodem pro tento pokles je fakt, že při malém zátěžném momentu je často volen jeden z pasivních vektorů, během čehož klesá tok. Situace je ještě o to horší, pokud se rotor otáčí pomalou rychlostí, v tom případě je indukované napětí malé a o to výraznější je pokles statorového toku stroje v průběhu aplikování pasivního vektoru.

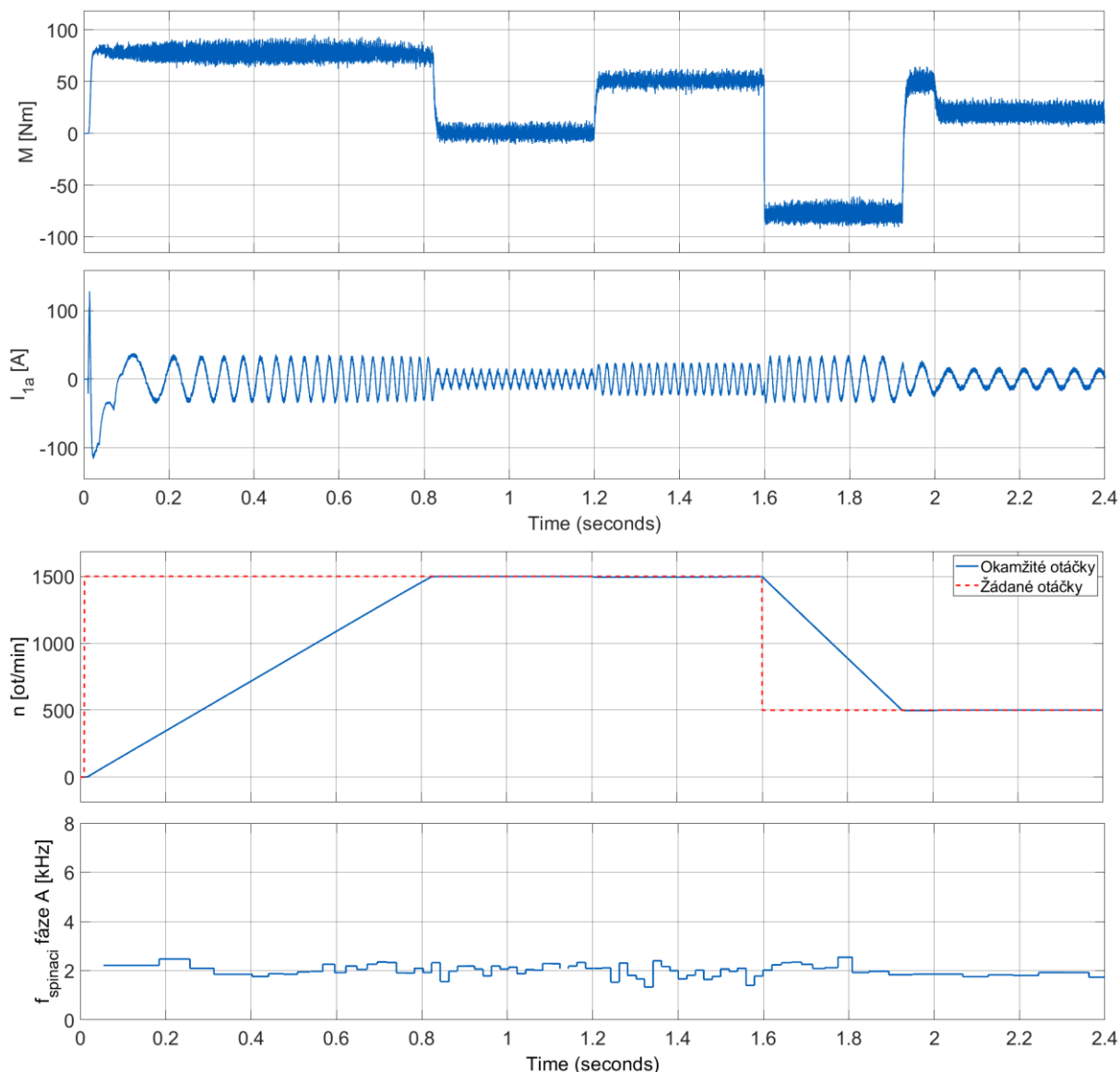
5.3 Chod motoru s definovanou sekvencí žádaných otáček a zátěžného momentu

Ve druhém případě je definována následující zkušební sekvence otáček a zátěžného momentu. Na začátku simulace řízení zažádá o jmenovitou hodnotu otáček 1500 ot/min a motor se začne naprázdno rozebíhat. V čase 1,2 s dojde k jeho zatížení momentem 50 Nm. V dalším kroku 1,6 s dojde ke skokovému požadavku na snížení otáček na hodnotu 500 ot/min a následně poslední změnou je snížení zátěžného momentu na hodnotu 20 Nm v čase 2 s.



Obr. 5-7 Takahashiho DTC s definovanou sekvencí otáček a zatížení

I zde jsou chybou velmi krátké pulzy v průběhu spínací frekvence do 0,5 s, které neilustrují skutečnou spínací frekvenci.



Obr. 5-8 CFTR-DTC s definovanou sekvencí otáček a zatížení

Pokud porovnáme průběhy průměrné spínací frekvence za jednu elektrickou otáčku obou metod tak vidíme, že spínací frekvence u Takahashiho DTC řízení se pohybuje od přibližně 2 kHz až po hodnotu 6 kHz a není tedy konstantní. V případě spínací frekvence CFTR-DTC vidíme, že se téměř konstantně udržuje na hodnotě 2 kHz.

Z průběhu momentu vidíme výrazně lepší dynamické vlastnosti u CFTR-DTC řízení než u Takahashiho řízení. Například v čase 1,2 s, kdy byl motor zatížen momentem 50 Nm, má CFTR-DTC prakticky téměř okamžitou odezvu na změnu zátěžného momentu kdežto Takahashiho DTC moment na hřídeli postupně navyšuje, což se pak projeví v průběhu otáček hřídele.

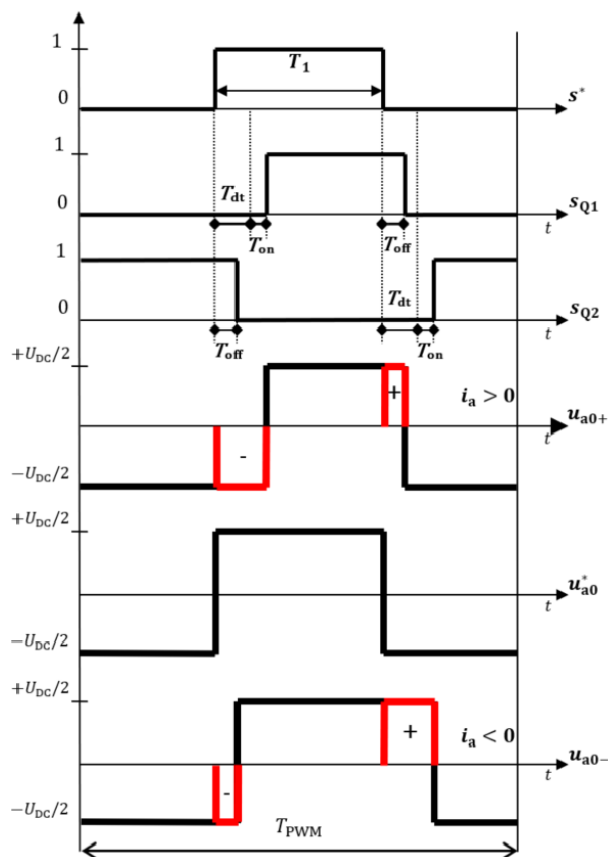
Po zatížení motoru momentem 50 Nm vidíme zřetelný pokles otáček u Takahashiho DTC řízení zatím co v té samé oblasti se zvládá CFTR-DTC držet své reference bez většího poklesu.

KAPITOLA 6: ÚPRAVA MODELŮ PRO PŘIBLÍŽENÍ SE K REÁLNÉ IMPLEMENTACI ŘÍZENÍ

6.1 Vliv ochranné doby a nenulové spínací doby tranzistorů

V praxi musíme respektovat, že zapínací a vypínací doba IGBT tranzistorů ve střídači není nulová jako v teoretických rozborech. V případě střídače máme větší problém s vypínací dobou, kvůli které by mohlo dojít ke zkratu celé jedné fáze v případě, že se tranzistory střídají ve vedení proudu, ale jeden tranzistor se sepne dříve, než se druhý rozezne a tím vznikne na určitý okamžik zkrat stejnosměrného meziobvodu.

Abychom zamezili vzniku tohoto stavu musíme přidat ochranné doby (někdy také mrtvé doby nebo dead time) do časového průběhu spínacích signálů jednotlivých tranzistorů tak, aby vždy alespoň chvíli byly oba tranzistory ve fázi vypnuté (ochranná doba proto musí být bezpečně delší než vypínací/zapínací čas tranzistoru). Na následujícím obrázku jsou uvedeny jednotlivé případy, jak se změjí průběhy napětí:



Obr. 6-1 Vysvětlení mrtvé doby a nenulové spínací době tranzistorů [11]

kde s^* je spínací proměnná ($s^* = 0$ sepnut dolní tranzistor, $s^* = 1$ sepnut horní tranzistor), s_{Q1} respektive s_{Q2} je reálný stav horního, resp. dolního tranzistoru (1 = zapnuto, 0 = vypnuto), u_{a0+} respektive u_{a0-} je skutečný průběh výstupního fázového napětí pro kladný, respektive záporný proud i_a , napětí u_{a0}^* je ideální průběh výstupního napětí odpovídající proměnné s^* .

Z průběhů napětí u_{a0+} a u_{a0-} vidíme, že po zahrnutí ochranné doby a nenulového času spínání tranzistorů nám zapínací doba tranzistoru T_{on} zvětšuje a vypínací doba tranzistoru T_{off} zmenšuje zkreslení výstupního napětí daného zavedením ochranné doby T_{dt} .

V uvedených simulacích je ochranná doba zahrnuta pomocí následující rovnice, která je implementována do bloku „Dead time“ umístěného v bloku střídače na jeho výstupní napětí.

$$u_x = u_x^* + \frac{T_{dt}}{T_{sampleTime}} U_{DC} \operatorname{sgn}(i_x) \quad \text{kde } x = a, b, c \quad (6-1)$$

kde u_x^* je ideální výstupní napětí ze střídače, u_x je reálné výstupní napětí ze střídače, $T_{sampleTime}$ je vzorkovací perioda řízení.

ZÁVĚR

V rámci této diplomové práce vznikly dva simulační modely DTC řízení v programu Matlab/Simulink, na základě kterých byla tato řízení porovnána. Konkrétně bylo porovnáváno Takahashiho DTC řízení a constant-frequency torque regulator DTC (CFTR-DTC) řízení. Tato dvě řízení byla nejdříve principiálně popsána v teoretické části práce spolu s SVM-DTC řízením a DTC řízením založeného na principu model-based predictive control (MPC), tato dvě řízení jsou pouze v rešeršní části uvedena jako alternativa ke zvoleným řízením a nejsou dále v této práci využívána.

Aby bylo vůbec možné vysvětlit princip, na kterém přímé řízení momentu funguje, je uveden v úvodu práce matematický model asynchronního motoru včetně jeho odvození do různých souřadnicových systémů, pro jenž bylo potřeba zavést pojem prostorový vektor. Pro odvození tohoto matematického modelu byly použity matematické transformace Clarkové a Parkova, které jsou také v této části popsány.

V teoretické části bylo jako první vysvětleno Takahashiho DTC, jehož vlastností je měnící se spínací frekvence. Takto proměnná spínací frekvence působí příjemnějším akustickým dojmem než konstantní frekvence a její elektromagnetické rušení se rozprostře do širšího frekvenčního pásma, což ovšem může být v některých aplikacích naopak nevýhoda. Takovouto aplikací je například drážní trakce, kde tato proměnná spínací frekvence může rušit drážní zabezpečovací systém. Právě druhý vytvořený simulační model CFTR-DTC řízení je zástupcem řízení s konstantní spínací frekvencí, která je dosažena výměnou hysterezního regulátoru momentu v Takahashiho DTC řízení za nový regulátor, kde je stavová proměnná změny momentu vytvářena pomocí modulátoru. Tento modulátor je tvořen dvěma komparátory, který porovnávají výstup z PI regulátoru s trojúhelníkovým průběhem o určité amplitudě a frekvenci, čímž je dosažena konstantní spínací frekvence.

Simulační modely byly upraveny tak, aby více odpovídaly reálným řízením. To bylo dosaženo vložením ochranné doby $2 \mu\text{s}$ do spínacích pulzů, která má zajišťovat, aby nedošlo ke zkratování stejnosměrného meziobvodu a možnému zničení tranzistorů, pokud by sepnuly najednou oba tranzistory v jedné fázi střídače. Druhého přiblížení bylo dosaženo pomocí bloku „Zero Order Hold“, který vzorkuje průběh s nastavenou periodou $45 \mu\text{s}$, která přibližně odpovídá vzorkovací frekvenci reálných měničů frekvence.

V praktické části jsou dále z těchto modelů získány průběhy v různých provozních stavech. Pro DTC řízení je nejobtížnější stav, kdy je motor málo zatížený, a ještě se jeho hřídel pomalu otáčí. Právě takovýto stav byl zkoumán v rámci prvního provozního stavu. Z výsledků porovnání vyplynulo, že pokud mají obě řízení přibližně stejné zvlnění momentu a toku, tak CFTR-DTC má nižší spínací frekvenci, což v důsledku znamená, že toto řízení dosahuje menšího zvlnění toku a momentu než Takahashiho DTC řízení.

V druhém provozním stavu byla sestavena sekvence různou kombinací požadavků na změnu momentu a zátěžného momentu. V tomto stavu vynikne téměř konstantní spínací frekvence CFTR-DTC řízení oproti proměnné u Takahashiho řízení.

LITERATURA

- [1] BAUER, Jan a Ondřej LIPČÁK. Matematický model asynchronního motoru: Podkladový materiál k přednáškám z předmětu „Elektrické pohony a trakce“. Praha, 2021.
- [2] KOBRLE, Pavel a Jiří PAVELKA. Elektrické pohony a jejich řízení. 3. přepracované vydání. V Praze: České vysoké učení technické, 2016. ISBN 978-800-1060-070.
- [3] KOBRLE, Pavel. Odvození matematického modelu asynchronního motoru: Podkladový materiál ke cvičením z předmětu „Elektrické pohony a trakce“. České vysoké učení technické v Praze, Fakulta elektrotechnická, 2019.
- [4] LIPČÁK, Ondřej. Vektorové řízení asynchronního motoru pomocí DSP. Praha, 2018. Diplomová práce. České vysoké učení technické v Praze.
- [5] BAUER, Jan a Ondřej LIPČÁK. Vektorová regulace: Podkladový materiál k přednáškám z předmětu „Elektrické pohony a trakce“. Praha, 2021.
- [6] TAKAHASHI, Isao a Toshihiko NOGUCHI. A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor. Nagaoka, 1986.
- [7] G. S. Buja and M. P. Kazmierkowski, "Direct torque control of PWM inverter-fed AC motors - a survey," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 51, no. 4, pp. 744-757, Aug. 2004, doi: 10.1109/TIE.2004.831717
- [8] BAUER, Jan a Ondřej LIPČÁK. Přímé řízení momentu: Podkladový materiál k přednáškám z předmětu „Elektrické pohony a trakce“. Praha, 2021.
- [9] S. BUJA, Giuseppe a Marian P. KAZMIERKOWSKI. Direct Torque Control of PWM Inverter-Fed AC Motors—A Survey. Padova, 2004.
- [10] K. BOSE, Bimal. Modern Power Electronics and AC Drives. Knoxville: Prentice Hall, 2001. ISBN 978-0130167439.
- [11] BAUER, Jan a Ondřej LIPČÁK. Frekvenční měnič a jeho řízení: Podkladový materiál k přednáškám z předmětu „Elektrické pohony a trakce“. 2021, Praha.
- [12] MAHFOUD, Mohammed, Badre BOSSOUFI, Najib OUANJLI, Mahfoud SAID a Mohammed TAOUSSI. Improved Direct Torque Control of Doubly Fed Induction Motor Using Space Vector Modulation. International Journal of Intelligent Engineering and Systems. 2021, 14(3), 177-188. ISSN 21853118. Dostupné z: doi:10.22266/ijies2021.0630.16
- [13] SCHWENZER, Max, Muzaffer AY, Thomas BERGS a Dirk ABEL. Review on model predictive control: an engineering perspective. The International Journal of Advanced Manufacturing Technology. 2021, 117(5-6), 1327-1349. ISSN 0268-3768. Dostupné z: doi:10.1007/s00170-021-07682-3
- [14] RODRIGUEZ, Jose, Marian P. KAZMIERKOWSKI, Jose R. ESPINOZA, Pericle ZANCHETTA, Haitham ABURUB, Hector A. YOUNG a Christian A. ROJAS. State of the Art of Finite Control Set Model Predictive Control in Power Electronics. IEEE Transactions on Industrial Informatics. 2013, 9(2), 1003-1016. ISSN 1551-3203. Dostupné z: doi:10.1109/TII.2012.2221469
- [15] ALSOFYANI, Ibrahim Mohd a Kyo-Beum LEE. Evaluation of Direct Torque Control with a Constant-Frequency Torque Regulator under Various Discrete Interleaving Carriers. Electronics. 2019, 8(7), 820. ISSN 2079-9292. Dostupné z: doi:10.3390/electronics8070820
- [16] VAFAIE, Mohammad Hossein, Behzad MIRZAEIAN DEHKORDI, Payman MOALLEM a Arash KIYOUMARSI. Minimizing Torque and Flux Ripples and Improving Dynamic Response of PMSM Using a Voltage Vector With Optimal Parameters. IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2016, 63(6), 3876-3888. ISSN 0278-0046. Dostupné z: doi:10.1109/TIE.2015.2497251
- [17] HABIBULLAH, Md. a Dylan Dah-Chuan LU. A Speed-Sensorless FS-PTC of Induction Motors Using Extended Kalman Filters. IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2015, 62(11), 6765-6778. ISSN 0278-0046. Dostupné z: doi:10.1109/TIE.2015.2442525
- [18] ALSOFYANI, Ibrahim Mohd, Yeongsu BAK a Kyo-Beum LEE. Fast Torque Control and Minimized Sector-Flux Droop for Constant Frequency Torque Controller Based DTC of Induction Machines. IEEE Transactions on Power Electronics. 2019, 34(12), 12141-12153. ISSN 0885-8993. Dostupné z: doi:10.1109/TPEL.2019.2908631

PŘÍLOHA A: SEZNAM ZKRATEK

DTC	direct torque control (přímé řízení momentu)
AM	asynchronní motor
HUS	harmonický ustálený stav
SVM	space vector modulation (modulace prostorového vektoru)
PWM	pulse width modulation (pulzně-šířková modulace)
CFTR-DTC	constant frequency torque regulator DTC (momentový regulátor s konstantní frekvencí DTC)
SVM-DTC	space vector modulation DTC (DTC za použití modulace prostorového vektoru)
THD	total harmonic distortion (celkové harmonické zkreslení)