

VŠB – Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra Elektroniky

Simulace přímého řízení momentu asynchronního motoru
Direct Torque Control Simulation of Induction Motor

VŠB - Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra elektroniky

Zadání diplomové práce

Student: **Bc. David Kramár**
Studijní program: N2649 Elektrotechnika
Studijní obor: 2612T003 Aplikovaná elektronika
Téma: **Simulace přímého řízení momentu asynchronního motoru**
Direct Torque Control Simulation of Induction Motor
Jazyk vypracování: čeština

Zásady pro vypracování:

1. Teoretický rozbor vybraných metod přímého řízení momentu a statorového toku asynchronního motoru.
2. Návrh a realizace simulačních modelů regulační struktury otáček střídavého pohonu s asynchronním motorem s přímým řízením momentu pomocí programu Matlab-Simulink.
3. Simulační ověření modelů.
4. Analýza výsledků simulací a jejich porovnání s teoretickými předpoklady.

Seznam doporučené odborné literatury:

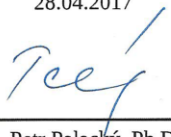
1. Neborák I.: Modelování a simulace elektrických regulovaných pohonů. Monografie, VŠB-TU Ostrava, 172 s., 2002, ISBN 80-248-0083-7.
2. Brandštetter P.: Elektrické regulované pohony III. Učební texty pro kombinované a distanční studium. VŠB-TU Ostrava, 2010.
3. Vas P.: Sensorless Vector and Direct Torque Control, Oxford University Press, 1998.
4. Brandstetter P., Chlebis P., Palacky P.: Direct Torque Control of Induction Motor with Direct Calculation of Voltage Vector. Advances in Electrical and Computer Engineering, vol. 10, no. 4, pp. 17-22, 2010.

Formální náležitosti a rozsah diplomové práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

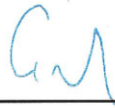
Vedoucí diplomové práce: **prof. Ing. Pavel Brandštetter, CSc.**

Datum zadání: 01.09.2016

Datum odevzdání: 28.04.2017


doc. Ing. Petr Palacký, Ph.D.
vedoucí katedry




prof. RNDr. Václav Snášel, CSc.
děkan fakulty

PROHLÁŠENÍ

„Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně. Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.“

.....28.4.2017.....

datum

.....Kramář David.....

podpis studenta

PODĚKOVÁNÍ

Na tomto místě bych chtěl poděkovat vedoucímu mé práce prof. Ing. Pavlovi Brandštetterovi, CSc. za zajímavé téma a za poskytnutí cenných rad, připomínek, trpělivost a pomoci při získávání dat do této práce.

ABSTRAKT

Tématem této diplomové práce je simulování přímého řízení momentu asynchronního motoru, jenž je napájen z nepřímého měniče kmitočtu s napěťovým meziobvodem. V této práci jsou uvedeny možnosti řízení otáček asynchronního motoru, detailněji je probrán princip přímého řízení momentu a magnetického toku statoru a jeho konkrétní metody. Práce je zaměřena především na Takahashiho metodu a metodu s PWM modulátorem. Tyto dvě metody jsou použity v simulačním modelu regulace rychlosti. Simulační model je sestaven v softwaru Matlab Simulink verze R2014b. Jsou zde zobrazeny časové průběhy důležitých veličin v různých oblastech rychlosti (nízká, střední, vysoká – oblast odbuzování). Práce se zabývá i vlivem použití podprogramu nabuzení, jenž slouží k omezení velikosti statorových proudů. Simulované výsledky prezentují očekávané vlastnosti řízení asynchronního motoru.

KLÍČOVÁ SLOVA

asynchronní motor, přímé řízení momentu, PWM modulátor, regulace, simulace

ABSTRACT

The theme of this diploma thesis is simulation of the direct torque control of induction motor. This motor is supplied by an indirect frequency converter with DC voltage link. In this thesis are mentioned the possibilities of the control of the induction motor speed. There is also explained the principle of direct control of torque and stator magnetic flux in more detail and methods of this control. This thesis is focused mainly on the Takahashi method and the method with PWM modulator. These two methods are used in the speed regulation simulation model. The simulation model is built in Matlab Simulink software. Version of software is R2014b. There in this model are the time courses of important quantities in various areas of speed (low, medium, high – de-excitation area) there. This thesis deals with the effect of using of excitation subroutine. Subroutine is used for decrease of the stator current. The simulated results presents the expected properties of the induction motor.

KEY WORDS

Induction motor, direct torque control, PWM modulator, regulation, simulation

Obsah

SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK.....	7
SEZNAM ILUSTRACÍ A TABULEK.....	9
1 ÚVOD.....	11
2 ASYNCHRONNÍ MOTOR.....	13
2.1 MATEMATICKÝ MODEL ASYNCHRONNÍHO MOTORU.....	13
2.2 NÁHRADNÍ SCHÉMA ASYNCHRONNÍHO MOTORU.....	15
2.3 ZPŮSOBY ŘÍZENÍ OTÁČEK ASYNCHRONNÍHO MOTORU.....	15
2.3.1 SKALÁRNÍ ŘÍZENÍ.....	15
2.3.2 VEKTOROVÉ ŘÍZENÍ.....	16
2.3.3 PŘÍMÉ ŘÍZENÍ MOMENTU.....	16
3 PŘÍMÉ ŘÍZENÍ MOMENTU.....	17
3.1 PRINCIP PŘÍMÉHO ŘÍZENÍ MOMENTU.....	18
3.2 METODY PŘÍMÉHO ŘÍZENÍ MOMENTU.....	19
3.2.1 DEPENBROCKOVA METODA.....	19
3.2.2 TAKAHASHIHO METODA A JEJÍ MODIFIKACE.....	19
3.2.3 DVANÁCTI SEKTOROVÁ METODA.....	24
3.2.4 METODA S PŘÍMÝM VÝPOČTEM VEKTORU NAPĚTÍ.....	24
3.2.5 METODA S PWM MODULÁTOREM.....	24
4 SESTAVENÍ SIMULAČNÍHO MODELU REGULACE OTÁČEK ASYNCHRONNÍHO MOTORU S PŘÍMÝM ŘÍZENÍM MOMENTU.....	26
4.1 SIMULAČNÍ MODEL REGULACE OTÁČEK ASYNCHRONNÍHO MOTORU S PŘÍMÝM ŘÍZENÍM MOMENTU DLE TAKAHASHIHO METODY.....	27
4.1.1 SIMULAČNÍ MODEL ASYNCHRONNÍHO MOTORU.....	28
4.1.2 SIMULAČNÍ MODEL MĚNIČE KMITOČTU S NAPĚŤOVÝM STRÍDAČEM.....	31
4.1.3 SIMULAČNÍ MODEL BLOKU PŘÍMÉHO ŘÍZENÍ MOMENTU.....	32
4.1.4 SIMULAČNÍ MODEL PI REGULÁTORU RYCHLOSTI S OŠETŘENÍM STAVU ODBUZENÍ.....	33
4.1.5 SIMULAČNÍ MODEL BLOKU NABUZENÍ.....	34
4.1.6 SIMULAČNÍ MODEL VÝPOČETNÍHO BLOKU.....	35
4.2 SIMULAČNÍ MODEL REGULACE OTÁČEK ASYNCHRONNÍHO MOTORU S PŘÍMÝM ŘÍZENÍM MOMENTU S PWM MODULÁTOREM.....	36
4.2.1 SIMULAČNÍ MODEL BLOKU PŘÍMÉHO ŘÍZENÍ MOMENTU.....	37
5 SIMULAČNÍ OVĚŘENÍ A ANALÝZA VÝSLEDKŮ.....	39
5.1 VLIV POUŽITÍ PODPROGRAMU NABUZENÍ.....	39
5.2 SIMULAČNÍ OVĚŘENÍ TAKAHASHIHO METODY PŘÍMÉHO ŘÍZENÍ MOMENTU.....	42
5.3 SIMULAČNÍ OVĚŘENÍ PŘÍMÉHO ŘÍZENÍ MOMENTU S PWM MODULÁTOREM.....	52
6 ZÁVĚR.....	61
SEZNAM POUŽITÝCH ZDROJŮ.....	63

SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK

Seznam použitých symbolů

f_n	[Hz]	- jmenovitá napájecí frekvence
f_p	[Hz]	- frekvence generátoru pilového signálu
i_{Sa}, i_{Sb}, i_{Sc}	[A]	- fázový statorový proud
$i_{S\alpha}$	[A]	- Alfa složka prostorového vektoru statorového proudu v SSS [α, β]
$i_{S\beta}$	[A]	- Beta složka prostorového vektoru statorového proudu v SSS [α, β]
i_S^S	[A]	- prostorový vektor statorového proudu v SSS [α, β]
I_{Sn}	[A]	- jmenovitý statorový proud
I_{Rn}	[A]	- jmenovitý rotorový proud
J_c	[kg·m ²]	- celkový moment setrvačnosti
$K_{R\omega}$	[-]	- zesílení PI regulátoru rychlosti
L_m	[H]	- hlavní indukčnost magnetického obvodu
L_S	[H]	- celková indukčnost jedné fáze vinutí statoru
L_R	[H]	- celková indukčnost jedné fáze vinutí rotoru
$L_{S\sigma}$	[H]	- rozptylová indukčnost fáze statoru
$L_{R\sigma}$	[H]	- rozptylová indukčnost fáze rotoru
n	[min ⁻¹]	- otáčky rotoru
n_n	[min ⁻¹]	- jmenovité otáčky rotoru
n_{ref}	[min ⁻¹]	- žádané otáčky rotoru
n_s	[min ⁻¹]	- synchronní otáčky
p_p	[-]	- počet párů pólů
P_n	[W]	- jmenovitý výkon motoru
$R_{2l/s}$	[Ω]	- odpor rotoru přepočtený na stator závislý na velikosti skluzu
R_{Fe}	[Ω]	- celkový odpor v železe
R_S	[Ω]	- odpor jedné fáze vinutí statoru
R_R	[Ω]	- odpor jedné fáze vinutí rotoru přepočtený na počet závitů vinutí statoru
s_Ψ	[-]	- výstupní signál dvoupolohového regulátoru magnetického toku
s_T	[-]	- výstupní signál trojpolohového regulátoru momentu
T_L	[Nm]	- moment zátěže
T_M	[Nm]	- moment motoru
T_{Mn}	[Nm]	- jmenovitý moment motoru
T_{M_ref}	[Nm]	- žádaný moment motoru
T_S	[s]	- statorová časová konstanta
T_R	[s]	- rotorová časová konstanta
$T_{R\omega}$	[s]	- časová konstanta PI regulátoru rychlosti
\bar{u}_0 až \bar{u}_7	[V]	- napěťové vektory (\bar{u}_0 a \bar{u}_7 jsou nulové, \bar{u}_1 až \bar{u}_6 jsou aktivní)
$u_{Sa0}, u_{Sb0}, u_{Sc0}$	[V]	- pomocné napětí
u_{ar}, u_{br}, u_{cr}	[V]	- řídicí napětí
u_p	[V]	- napětí generátoru pily
u_{Sa}, u_{Sb}, u_{Sc}	[V]	- fázové statorové napětí
u_S^S	[V]	- prostorový vektor statorového napětí v SSS [α, β]
$u_{S\alpha}$	[V]	- Alfa složka prostorového vektoru statorového napětí v SSS [α, β]

$u_{S\beta}$	[V]	- Beta složka prostorového vektoru statorového napětí v SSS [α , β]
U_i	[V]	- indukované napětí
U_d	[V]	- napětí v meziobvodu
U_{Sn}	[V]	- jmenovité napětí sítě
U_{Sx_ref}	[V]	- žádaná hodnota x-ové složky statorového napětí v SOS [x , y]
U_{Sy_ref}	[V]	- žádaná hodnota y-ové složky statorového napětí v SOS [x , y]
x^O	[-]	- veličina definována v SOS [x , y]
x^S	[-]	- veličina definována v SSS [α , β]
$X_{\sigma 21}$	[Ω]	- rozptylová reaktance rotoru přepočtená na stator
X_{σ}	[Ω]	- rozptylová reaktance
$X_{\sigma S}$	[Ω]	- rozptylová reaktance statoru
X_{μ}	[Ω]	- magnetizační reaktance
α	[-]	- reálná osa SSS
β	[-]	- imaginární osa SSS
γ	[rad]	- úhel mezi reálnými osami orientujícího a statorového systému souřadnic
Δ	[-]	- regulační odchylka
ε	[rad]	- úhel mezi reálnými osami rotorového a statorového systému souřadnic
σ	[-]	- celkový činitel rozptylu
σ_S	[-]	- činitel rozptylu statoru
σ_R	[-]	- činitel rozptylu rotoru
Ψ_S^S	[Wb]	- prostorový vektor spřaženého magnetického toku statoru v SSS [α , β]
Ψ_{Sn}	[Wb]	- jmenovitý statorový spřažený magnetický tok
Ψ_{S_ref}	[Wb]	- žádaná hodnota spřaženého magnetického toku statoru
$\Psi_{S\alpha}$	[Wb]	- Alfa složka prostorového vektoru spřaženého magnetického toku statoru
$\Psi_{S\beta}$	[Wb]	- Beta složka prostorového vektoru spřaženého magnetického toku statoru
ω_m	[rad·s ⁻¹]	- úhlová rychlost rotoru, mechanická úhlová rychlost
ω_{m_ref}	[rad·s ⁻¹]	- žádaná úhlová rychlost rotoru
*	[-]	- komplexně sdružené číslo

Seznam použitých zkratk

AM	- asynchronní motor
DTC	- Direct Torque Control
HB _T	- požadovaná hysterezní pásmo regulátoru momentu
HB _{Ψ}	- požadovaná hysterezní pásmo regulátoru magnetického toku
Im	- imaginární
MK	- moment klesá
MR	- moment roste
PWM	- pulzně šířková modulace
S1 – S6	- výkonové spínací prvky trojfázového napěťového střídače
SSS	- systém statorových souřadnic
SOS	- systém orientovaných souřadnic
T-DTC	- Takahashiho metoda přímého řízení momentu
TK	- magnetický tok klesá
TR	- magnetický tok roste

SEZNAM ILUSTRACÍ A TABULEK

Seznam ilustrací

Obr. 1:	<i>Náhradní schéma AM</i>	15
Obr. 2:	<i>Principiální schéma nepřímého měniče frekvence s napěťovým meziobvodem</i>	17
Obr. 3:	<i>Trajektorie statorového toku podle Takahashiho metody</i>	20
Obr. 4:	<i>Struktura regulace rychlosti AM s přímým řízením momentu dle Takahashiho metody</i>	22
Obr. 5:	<i>Trajektorie statorového toku podle modifikované Takahashiho metody</i>	23
Obr. 6:	<i>Struktura regulace rychlosti AM s přímým řízením momentu s PWM modulátorem</i>	25
Obr. 7:	<i>Simulační model regulace otáček AM s přímým řízením momentu dle Takahashiho metody</i>	27
Obr. 8:	<i>Vstupy a výstupy AM při napěťovém napájení</i>	30
Obr. 9:	<i>Simulační model AM napěťově napájeného</i>	30
Obr. 10:	<i>Blok simulačního modelu měniče kmitočtu s napěťovým střídačem</i>	32
Obr. 11:	<i>Simulační model dvoupolohového regulátoru magnetického toku a tří polohového regulátoru momentu</i>	32
Obr. 12:	<i>Blok simulačního modelu určení sektoru, ve kterém se nachází vektor magnetického toku</i>	32
Obr. 13:	<i>Blok simulačního modelu spínací tabulky</i>	33
Obr. 14:	<i>Simulační model bloku pro výpočet složek statorového napětí</i>	33
Obr. 15:	<i>Simulační model PI regulátoru rychlosti s ošetřením stavu odbuzení</i>	34
Obr. 16:	<i>Simulační model bloku nabuzení</i>	34
Obr. 17:	<i>Simulační model výpočetního bloku</i>	35
Obr. 18:	<i>Simulační model regulace otáček AM s přímým řízením momentu s PWM modulátorem</i>	36
Obr. 19:	<i>Simulační model PI regulátoru momentu</i>	37
Obr. 20:	<i>Simulační model PI regulátoru magnetického toku</i>	37
Obr. 21:	<i>Simulační model bloku pro výpočet sinu a cosinu úhlu γ</i>	37
Obr. 22:	<i>Simulační model bloku vektorového natočení</i>	38
Obr. 23:	<i>Statorový proud $i_{s\alpha}$ bez použití podprogramu nabuzení</i>	40
Obr. 24:	<i>Statorový proud $i_{s\alpha}$ s použitím podprogramu nabuzení</i>	40
Obr. 25:	<i>Statorové napětí $u_{s\alpha}$ s použitím podprogramu nabuzení</i>	41
Obr. 26:	<i>Modul vektoru statorového toku Ψ_S s použitím podprogramu nabuzení</i>	41
Obr. 27:	<i>Průběh žádaných a skutečných otáček AM (T-DTC, 50 min⁻¹ / -50 min⁻¹)</i>	43
Obr. 28:	<i>Průběh momentu motoru a zátěže (T-DTC, 50 min⁻¹ / -50 min⁻¹)</i>	43
Obr. 29:	<i>Průběh složek vektoru statorového proudu $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$ (T-DTC, 50 min⁻¹ / -50 min⁻¹)</i>	44
Obr. 30:	<i>Průběh složek vektoru statorového toku $\Psi_{S\alpha}$, $\Psi_{S\beta}$ (T-DTC, 50 min⁻¹ / -50 min⁻¹)</i>	44
Obr. 31:	<i>Průběh modulu vektoru magnetického toku statoru (T-DTC, 50 min⁻¹ / -50 min⁻¹)</i>	45
Obr. 32:	<i>Trajektorie vektoru statorového toku (T-DTC,)</i>	45
Obr. 33:	<i>Průběh žádaných a skutečných otáček AM (T-DTC, 500 min⁻¹ / -500 min⁻¹)</i>	46
Obr. 34:	<i>Průběh momentu motoru a zátěže (T-DTC, 500 min⁻¹ / -500 min⁻¹)</i>	47
Obr. 35:	<i>Průběh složek vektoru statorového proudu $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$ (T-DTC, 500 min⁻¹ / -500 min⁻¹)</i>	47
Obr. 36:	<i>Průběh složek vektoru statorového toku $\Psi_{S\alpha}$, $\Psi_{S\beta}$ (T-DTC, 500 min⁻¹ / -500 min⁻¹)</i>	48
Obr. 37:	<i>Průběh modulu vektoru magnetického toku statoru (T-DTC, 500 min⁻¹ / -500 min⁻¹)</i>	48
Obr. 38:	<i>Průběh žádaných a skutečných otáček AM (T-DTC, 2000 min⁻¹ / -2000 min⁻¹)</i>	49
Obr. 39:	<i>Průběh momentu motoru a zátěže (T-DTC, 2000 min⁻¹ / -2000 min⁻¹)</i>	50

Obr. 40:	<i>Průběh složek vektoru statorového proudu $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$ (T-DTC, 2000 min⁻¹ / -2000 min⁻¹).....</i>	50
Obr. 41:	<i>Průběh složek vektoru statorového toku $\Psi_{s\alpha}$, $\Psi_{s\beta}$ (T-DTC, 2000 min⁻¹ / -2000 min⁻¹).....</i>	51
Obr. 42:	<i>Průběh modulu vektoru magnetického toku statoru (T-DTC, 2000 min⁻¹ / -2000 min⁻¹)... </i>	51
Obr. 43:	<i>Průběh žádaných a skutečných otáček AM (DTC-PWM, 50 min⁻¹ / -50 min⁻¹)</i>	52
Obr. 44:	<i>Průběh momentu motoru a zátěže (DTC-PWM, 50 min⁻¹ / -50 min⁻¹)</i>	53
Obr. 45:	<i>Průběh složek vektoru statorového proudu $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$ (DTC-PWM, 50 min⁻¹ / -50 min⁻¹).....</i>	53
Obr. 46:	<i>Průběh složek vektoru statorového toku $\Psi_{s\alpha}$, $\Psi_{s\beta}$ (DTC-PWM, 50 min⁻¹ / -50 min⁻¹).....</i>	54
Obr. 47:	<i>Průběh modulu vektoru magnetického toku statoru (DTC-PWM, 50 min⁻¹ / -50 min⁻¹)....</i>	54
Obr. 48:	<i>Trajektorie vektoru statorového toku (DTC-PWM,).....</i>	55
Obr. 49:	<i>Průběh žádaných a skutečných otáček AM (DTC-PWM, 500 min⁻¹ / -500 min⁻¹)</i>	56
Obr. 50:	<i>Průběh momentu motoru a zátěže (DTC-PWM, 500 min⁻¹ / -500 min⁻¹)</i>	56
Obr. 51:	<i>Průběh složek vektoru statorového proudu $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$ (DTC-PWM, 500 min⁻¹ / -500 min⁻¹)... </i>	57
Obr. 52:	<i>Průběh složek vektoru statorového toku $\Psi_{s\alpha}$, $\Psi_{s\beta}$ (DTC-PWM, 500 min⁻¹ / -500 min⁻¹)....</i>	57
Obr. 53:	<i>Průběh modulu vektoru magnetického toku statoru (DTC-PWM, 500 min⁻¹ / -500 min⁻¹)</i>	58
Obr. 54:	<i>Průběh žádaných a skutečných otáček AM (DTC-PWM, 2000 min⁻¹ / -2000 min⁻¹)</i>	58
Obr. 55:	<i>Průběh momentu motoru a zátěže (DTC-PWM, 2000 min⁻¹ / -2000 min⁻¹)</i>	59
Obr. 56:	<i>Průběh složek vektoru statorového proudu $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$ (DTC-PWM, 2000 min⁻¹ / -2000 min⁻¹).....</i>	59
Obr. 57:	<i>Průběh složek vektoru statorového toku $\Psi_{s\alpha}$, $\Psi_{s\beta}$ (DTC-PWM, 2000 min⁻¹ / -2000 min⁻¹).....</i>	60
Obr. 58:	<i>Průběh modulu vektoru magnetického toku statoru (DTC-PWM, 2000 min⁻¹ / -2000 min⁻¹).....</i>	60

Seznam tabulek

Tab. 1:	<i>Velikosti napětí na jednotlivých fázích statoru při různých spínacích kombinacích</i>	17
Tab. 2:	<i>Spínací tabulka – Takahashiho metoda</i>	21
Tab. 3:	<i>Vliv spínání jednotlivých napěťových vektorů v I. sektoru</i>	23

1 ÚVOD

Trojfázový asynchronní motor s kotvou nakrátko je v současnosti nejpoužívanější elektromotor v průmyslu. Oproti stejnosměrným motorům vyniká jeho jednoduchá konstrukce, bezúdržbový provoz, vyšší spolehlivost a životnost, menší rozměry a tudíž hmotnost. Asynchronní motory můžeme použít i do nebezpečných a výbušných prostředí, poněvadž neobsahují komutátor, který během rotace rotoru vytváří nežádoucí jiskření a tím i elektromagnetické rušení. S rozvojem výkonové elektroniky se začali asynchronní motory ve spojení s polovodičovými měniči používat i v oblasti regulovaných pohonů.

Asynchronní motory jsou nejčastěji napájeny nepřímým měničem kmitočtu s napětovým meziobvodem. Díky tomuto spojení můžeme řídit otáčky změnou frekvence. V současnosti existují tři základní druhy řízení. Nejstarší známou metodou je skalární řízení, které se používá pouze pro dynamicky nenáročné pohony, které pracují především v ustáleném stavu. Další modernější způsob, jak řídit otáčky motoru je vektorové řízení. Toto řízení bylo vyvinuto v 60. letech minulého století. Vyznačuje se velmi vysokou přesností a dynamikou veličin. Nejnovější způsob řízení je přímé řízení momentu a magnetického toku statoru. Tento způsob byl vyvinut v roce 1984 M. Depenbrockem a v roce 1986 I. Takahashim a T. Noguchim. Následovali další metody, a to modifikována Takahashiho metoda, dvanácti sektorová metoda, metoda s přímým výpočtem vektoru napětí a metoda s PWM modulátorem. Přímé řízení momentu je charakterizováno těmito vlastnostmi: jednoduchá implementace do digitálního signálového procesoru, vysoká robustnost a schopnost rychlých změn momentu motoru, díky čemuž získáme velmi dobré dynamické vlastnosti. V posledních letech se také používá bezsenzorové řízení (nepoužívá se snímač mechanické úhlové rychlosti nebo polohy, snímače elektrických veličin – napětí a proudů jsou nutné). Cílem tohoto řízení je nalézt odhad (estimaci) polohy rotoru či mechanické úhlové rychlosti, který je použit pro vektorové natočení příslušných veličin a pro polohovou či rychlostní zpětnovazební smyčku. Bezsenzorové řízení vede k snížení ceny pohonu, větší spolehlivost a robustnosti.

Cílem této diplomové práce je seznámit se s metodami přímého řízení momentu a magnetického toku statoru asynchronního motoru, a to především s Takahashiho metodou a s metodou s PWM modulátorem.

Cílem regulace otáček je stabilní regulační obvod, minimální doba regulace, minimalizace vlivu poruchových veličin, nulová regulační odchylka a přesné sledování žádané hodnoty regulovanou veličinou.

Následující kapitola se zabývá vlastnostmi, matematickým modelem, náhradním schématem a možnostmi řízení otáček asynchronního motoru s kotvou nakrátko.

Třetí kapitola pojednává o přímém řízení momentu, jeho principu a různých metodách. Největší pozornost je soustředěna na Takahashiho metodu a metodu s PWM modulátorem. Jsou zde popsány přechodné děje při nabuzování a při reverzaci asynchronního motoru.

Čtvrtá kapitola se zaměřuje na praktickou část této diplomové práce. Je zde probrán simulační model regulace otáček asynchronního motoru s přímým řízením momentu jak pro Takahashiho metodu, tak i pro metodu s PWM modulátorem. Jsou zde popsány všechny simulační modely a jejich zjednodušující předpoklady.

Pátá kapitola se zabývá simulačním ověřením a analýzou dosažených výsledků. Nejdříve je vysvětlen vliv použití podprogramu nabuzování a porovnání statorových proudů s použitím a bez použití tohoto

podprogramu. Další část se zabývá průběhy důležitých veličin asynchronního motoru (rychlost, moment motoru a zátěže, složky statorového proudu, složky vektoru statorového toku, modul vektoru statorového toku a trajektorie statorového toku) pro různě zvolené žádané rychlosti.

2 ASYNCHRONNÍ MOTOR

Asynchronní motor nazýván též jako indukční, je točivý elektrický stroj, pracující na střídavý elektrický proud. Magnetický obvod motoru je rozdělen malou vzduchovou mezerou na dvě části, a to stator a rotor. Jak stator, tak i rotor jsou opatřeny vinutím. Nejčastěji je statorové vinutí připojeno na zdroj střídavého proudu a rotorové vinutí je spojeno nakrátko. Proud v rotorovém vinutí vzniká elektromagnetickou indukcí, proto se také pro asynchronní motory používá ekvivalentní název indukční. [1]

Nejčastějším druhem je trojfázový motor s kotvou nakrátko, který je v současné době nejpoužívanějším elektromotorem v mnoha oblastech společenské praxe, a to především díky své konstrukční jednoduchosti, provozní spolehlivosti a dále také proto, že nevyžaduje téměř žádnou údržbu. Vyrábí se v širokém rozsahu výkonů, a to od několika wattů až do 20 MW s velmi širokým rozsahem otáček od desítek otáček za minutu až po 100 000 min⁻¹. [1]

Větší použití asynchronních motorů je spojeno s rozvojem střídavých distribučních a napájecích sítí. Nejjednodušší spouštění je přímým připojením na síť, ovšem vznikají zde problémy, které činí vzniklý proudový ráz, který může dosahovat pěti až sedminásobku jmenovité hodnoty proudu a dále taky velký odběr jalového výkonu. Této možnosti spouštění se využívá především v neregulovaných pohonech. Možnost, jak omezit velikost záběrového proudu, je použití speciálních motorů, buď s kroužkovým rotorem, čímž zaniká hlavní výhoda asynchronních motorů s klecovým rotorem, případně použití motorů vícerychlostních, které umožňují stupňovou regulaci otáčivé rychlosti, ovšem nevýhodou je větší složitost statorového vinutí. S rozvojem výkonové elektroniky se vyřešily problémy s kmitočtovým řízením rychlosti, a proto se asynchronní motory ve spojení s polovodičovými měniči používají v širokém rozsahu i v oblasti regulovaných pohonů. [1]

2.1 MATEMATICKÝ MODEL ASYNCHRONNÍHO MOTORU

Soustava diferenciálních rovnic matematického modelu AM je odvozena z matematického modelu obecného střídavého motoru s trojfázovým statorovým a rotorovým vinutím. Poněvadž je tento model poměrně složitý, používáme zjednodušující předpoklady a to tyto: [2]

- napájení trojfázovým souměrným harmonickým napětím
- vinutí jednotlivých fází jsou prostorově symetricky rozložena v drážkách statoru a rotoru
- odpory a indukčnosti jednotlivých fází statoru a rotoru jsou stejné
- magnetizační charakteristika je lineární
- rozložení magnetické indukce ve vzduchové mezeře je harmonické
- není respektován skinefekt
- nejsou respektovány ztráty v železe

Pro obecný střídavý motor se symetrickým trojfázovým statorovým a rotorovým vinutím platí:

Napěťová rovnice statoru: [2]

$$u_s^s = R_s \cdot i_s^s + \frac{d\Psi_s^s}{dt} \quad (1)$$

Napěťová rovnice rotoru: [2]

$$u_R^R = R_R \cdot i_R^R + \frac{d\Psi_R^R}{dt} \quad (2)$$

Prostorový vektor spřaženého magnetického toku statoru: [2]

$$\Psi_S^S = L_S \cdot i_S^S + L_m \cdot (i_R^R \cdot e^{j\varepsilon}) \quad (3)$$

Prostorový vektor spřaženého magnetického toku rotoru: [2]

$$\Psi_R^R = L_R \cdot i_R^R + L_m \cdot (i_S^S \cdot e^{-j\varepsilon}) \quad (4)$$

Z těchto rovnic odvodíme soustavu diferenciálních rovnic popisující chování dvoupólového AM s kotvou nakrátko. [2]

$$u_S^S = R_S \cdot i_S^S + L_S \frac{di_S^S}{dt} + L_m \frac{d}{dt} (i_R^R \cdot e^{j\varepsilon}) \quad (5)$$

$$0 = R_R \cdot i_R^R + L_R \frac{di_R^R}{dt} + L_m \frac{d}{dt} (i_S^S \cdot e^{-j\varepsilon}) \quad (6)$$

$$J_c \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{3}{2} \cdot L_m \cdot \text{Im}[i_S^S \cdot (i_R^R \cdot e^{j\varepsilon})^*] - T_L \quad (7)$$

$$\omega_m = \frac{d\varepsilon}{dt} \quad (8)$$

Celková indukčnost jedné fáze vinutí statoru: [2]

$$L_S = (1 + \sigma_S) \cdot L_m \quad (9)$$

Celková indukčnost jedné fáze vinutí rotoru: [2]

$$L_R = (1 + \sigma_R) \cdot L_m \quad (10)$$

Činitel rozptylu statoru: [2]

$$\sigma_S = \frac{L_{S\sigma}}{L_m} = \frac{L_S}{L_m} - 1 \quad (11)$$

Činitel rozptylu rotoru: [2]

$$\sigma_R = \frac{L_{R\sigma}}{L_m} = \frac{L_R}{L_m} - 1 \quad (12)$$

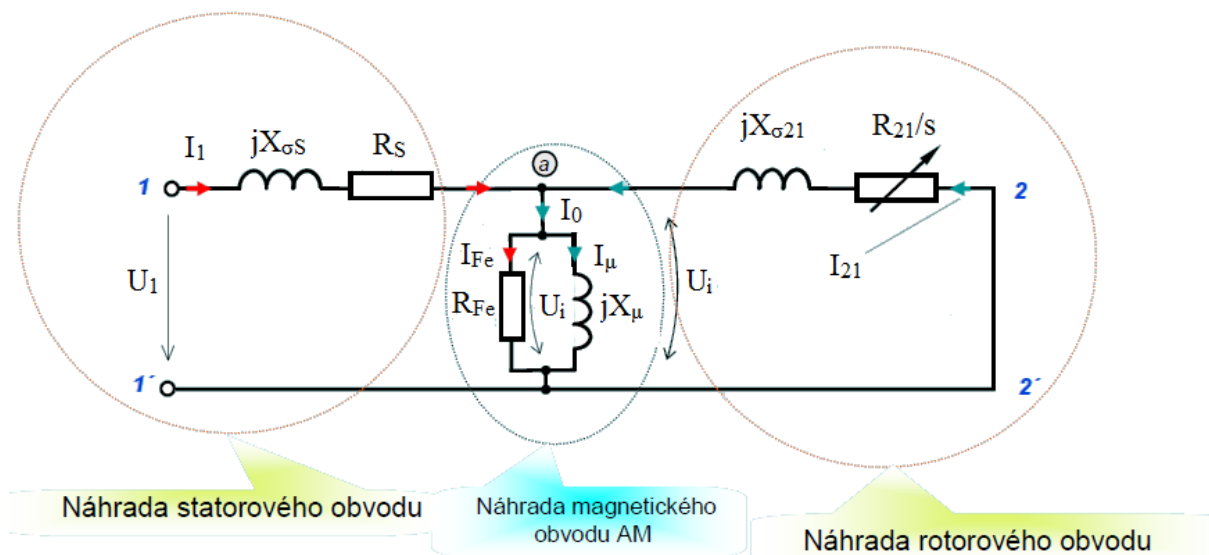
Celkový činitel rozptylu: [2]

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_S \cdot L_R} = 1 - \frac{1}{(1 + \sigma_S) \cdot (1 + \sigma_R)} \quad (13)$$

2.2 NÁHRADNÍ SCHÉMA ASYNCHRONNÍHO MOTORU

V náhradním schématu je statorový obvod nahrazen odporem vinutí a rozptylovou reaktancí statoru. Rotorový obvod je nahrazen odporem, který je závislý na skluzu a rozptylovou reaktancí rotoru (tyto hodnoty jsou přepočteny na stator). Magnetizační obvod je nahrazen ztrátovým odporem jádra a magnetizační reaktancí.

Náhradní schéma slouží k určení elektrických parametrů AM. Tyto parametry lze získat například z měření naprázdno a nakrátko.



Obr. 1: Náhradní schéma AM. [3]

2.3 ZPŮSOBY ŘÍZENÍ OTÁČEK ASYNCHRONNÍHO MOTORU

Otáčky rotoru AM jsou dány frekvencí napájecího napětí, skluzem a počtem pólů, tudíž regulovat otáčky můžeme změnou kterékoliv této veličiny. [1]

Změna skluzu se používá pouze u motoru s kroužkovou kotvou. Mění se sklon (tvrdost) mechanické charakteristiky pomocí vnějšího rotorového odporu. Toto řízení je ovšem neekonomické. [1]

Řízení pomocí změny počtu pólů vede pouze ke skokové změně otáček. [1]

Řízení změnou velikosti napájecího napětí je použitelné pouze ve velmi úzkém rozsahu otáček. [1]

Řízení změnou frekvence vede ke změně synchronní rychlosti, čímž dostaneme sít charakteristik posunutých vzhledem k rychlosti. Tato možnost vykazuje nejmenší ztráty, tudíž je nejideálnější. [1]

K řízení otáček změnou frekvence je nutné k motoru připojit měnič kmitočtu (nejčastěji nepřímý měnič kmitočtu s napěťovým meziobvodem). Existují tři základní druhy tohoto řízení a to skalární, vektorové a přímé řízení momentu.

2.3.1 SKALÁRNÍ ŘÍZENÍ

Skalární řízení je založeno na dvou předpokladech a to: [4]

- motor je popsán rovnicemi v ustáleném stavu (rovnice jsou zjednodušené)
- magnetický tok statoru Ψ_s je konstantní

Tento druh řízení postačuje pro dynamicky nenáročné pohony, které pracují převážně v ustálených stavech (např.: čerpadla, ventilátory) a zároveň je nepoužitelné pro regulaci stroje v oblasti nulových otáček. [4]

Využívá se současná regulace frekvence a napětí nebo proudu v závislosti na zatížení tak, aby poměr U / f byl konstantní, a to z toho důvodu, že při zmenšení frekvence a konstantním napětí roste magnetický tok, což vede k nasycení stroje a zvětšení magnetizačního proudu (zhoršení energetických ukazatelů). Naopak zvětšení frekvence při konstantním napětí způsobuje zmenšení magnetického toku a při stálém momentu na hřídeli motoru roste velikost rotorového proudu (nadměrné oteplení vinutí a nedostatečné využití magnetického obvodu). [4]

Existují dva způsoby skalárního řízení: frekvenčně napěťové a frekvenčně proudové, jenž vycházejí ze stejných výše uvedených předpokladů. [4]

2.3.2 VEKTOROVÉ ŘÍZENÍ

Vektorové řízení má oproti skalárnímu vysokou přesnost a dynamiku veličin nejen v ustálených stavech, ale i v přechodných. Princip vychází z úplných rovnic popisující chování AM. Z důvodu složitosti těchto rovnic se používá lineární metoda Parkovy transformace T 3/2 trojfázové soustavy na ekvivalentní dvoufázovou pomocí prostorových vektorů, což vede ke zjednodušení modelu motoru. [4]

Základní podmínkou je oddělení regulačních obvodů pro moment a magnetický tok tak, aby se vzájemně neovlivňovali. Regulačním obvodem momentu se nastavuje moment motoru, a tedy činný výkon. Regulačním obvodem magnetického toku se realizuje výsledný magnetický tok motoru, a tedy jalový výkon. [2]

Principem vektorového řízení je rozložení prostorového vektoru statorového proudu do dvou kolmých složek v rotujícím souřadnicovém systému. Pro AM se používá orientovaný systém souřadnic $[x, y]$. Složky prostorového vektoru statorového proudu určují moment a magnetizaci motoru. Momentotvorná složka určuje společně s příslušným vektorem magnetického toku moment motoru. Magnetizační složka, která leží ve směru vektoru magnetického toku, ovlivňuje magnetizaci motoru. [2]

2.3.3 PŘÍMÉ ŘÍZENÍ MOMENTU

V současnosti se kromě vektorového řízení používá i další způsob řízení AM, a tím je tzv. přímé řízení momentu (používá se zkratka z anglického jazyka DTC – Direct Torque Control). Tento způsob řízení byl navržen v 80. letech 20. století, ovšem průmyslová výroba začala o dekádu později. [2]

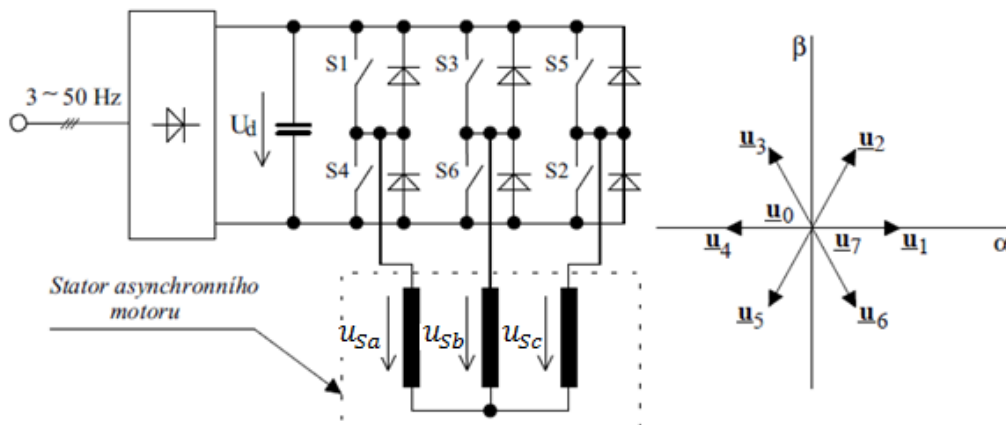
Výhodou tohoto řízení oproti vektorovému je především jednoduchost, která umožňuje snadnou implementaci na řídicí mikropočítač. Dalšími přednostmi jsou vysoká robustnost a schopnost rychlé změny momentu motoru, díky které lze dosáhnout velice dobrých dynamických vlastností, dále pak menší počet použitých regulátorů. Také stačí znát pouze sektor, ve kterém se nachází prostorový vektor statorového toku na rozdíl od vektorového řízení, kde je potřeba znát přesnou polohu. Dále je to absence vektorového natočení do rotorového nebo orientovaného souřadného systému. [2, 5]

Princip metody spočívá v řízení polohy vektoru magnetického toku statoru tak, aby se dosáhlo žádané hodnoty toku a momentu. Určení těchto hodnot vyžaduje měření (vyhodnocení) statorového napětí, měření statorových proudů a přesný matematický model motoru. [2]

Podrobněji bude toto řízení popsáno v následující kapitole.

3 PŘÍMÉ ŘÍZENÍ MOMENTU

Při přímém řízení momentu je vhodné AM napájet nepřímým měničem kmitočtu s napětovým meziobvodem (viz. Obr. 2), který je řízen výkonným řídicím mikropočítačem. [2]



Obr. 2: Principiální schéma nepřímého měniče frekvence s napětovým meziobvodem. [2]

Výkonové spínače S1 až S6 jsou pro malé a střední výkony tvořeny moderními výkonovými tranzistory IGBT a pro velké výkony GTO tyristory. Napětí U_d je napětí v meziobvodu. [2]

Podle kombinace stavů sepnutých spínačů se objevuje na jednotlivých fázích statoru AM napětí, jejichž velikost je uvedena v následující tabulce. [2]

Tab. 1: Velikosti napětí na jednotlivých fázích statoru při různých spínacích kombinacích

Vektor napětí	\bar{u}_0	\bar{u}_1	\bar{u}_2	\bar{u}_3	\bar{u}_4	\bar{u}_5	\bar{u}_6	\bar{u}_7
Sepnuté spínače (kombinace)	S4,S6,S2 [0 0 0]	S1,S6,S2 [1 0 0]	S1,S3,S2 [1 1 0]	S4,S3,S2 [0 1 0]	S4,S3,S5 [0 1 1]	S4,S6,S5 [0 0 1]	S1,S6,S5 [1 0 1]	S1,S3,S5 [1 1 1]
u_{Sa}	0	$2/3 U_d$	$1/3 U_d$	$-1/3 U_d$	$-2/3 U_d$	$-1/3 U_d$	$1/3 U_d$	0
u_{Sb}	0	$-1/3 U_d$	$1/3 U_d$	$2/3 U_d$	$1/3 U_d$	$-1/3 U_d$	$-2/3 U_d$	0
u_{Sc}	0	$-1/3 U_d$	$-2/3 U_d$	$-1/3 U_d$	$1/3 U_d$	$2/3 U_d$	$1/3 U_d$	0
$u_{S\alpha}$	0	$2/3 U_d$	$1/3 U_d$	$-1/3 U_d$	$-2/3 U_d$	$-1/3 U_d$	$1/3 U_d$	0
$u_{S\beta}$	0	0	$1/\sqrt{3} U_d$	$1/\sqrt{3} U_d$	0	$-1/\sqrt{3} U_d$	$-1/\sqrt{3} U_d$	0

Napětový střídač je schopný poskytnout maximálně osm korektních spínacích kombinací, jímž na základě teorie o komplexních vektorech odpovídá osm napětových vektorů \bar{u}_0 až \bar{u}_7 (viz. Obr. 2). Toto je patrné z předchozí tabulky. [2]

Je-li napětí v meziobvodu konstantní, pak velikost sepnutého vektoru může dosahovat pouze dvou hodnot a to: [2]

$$|\bar{u}_0| \text{ nebo } |\bar{u}_7| = 0 \quad (14)$$

$$|\bar{u}_1| \text{ až } |\bar{u}_6| = \frac{2}{3} \cdot U_d \quad (15)$$

Napětíová rovnice statoru je dána vztahem: [2]

$$u_S^S = R_S \cdot i_S^S + \frac{d\Psi_S^S}{dt} \quad (16)$$

Rozklad vektoru napětí statoru na jednotlivé složky: [2]

$$u_S^S = u_{S\alpha} + j u_{S\beta} \quad (17)$$

Z předchozích dvou vztahů určíme celkový spřažený magnetický tok statoru a jeho dvě složky.

Celkový spřažený magnetický tok statoru: [2]

$$\Psi_S^S = \Psi_{S\alpha} + j\Psi_{S\beta} \quad (18)$$

Složky spřaženého magnetického toku jsou dány vztahy: [2]

$$\Psi_{S\alpha} = \int (u_{S\alpha} - R_S \cdot i_{S\alpha}) dt \quad (19)$$

$$\Psi_{S\beta} = \int (u_{S\beta} - R_S \cdot i_{S\beta}) dt \quad (20)$$

Jednotlivé složky statorového proudu $i_{S\alpha}$ a $i_{S\beta}$ a statorového napětí $u_{S\alpha}$ a $u_{S\beta}$ obdržíme transformací T 3/2 z měřených fázových proudů i_{Sa} , i_{Sb} , i_{Sc} a fázových napětí u_{Sa} , u_{Sb} , u_{Sc} získaných rekonstrukcí z naměřeného napětí v meziobvodu U_d a ze spínací kombinace, kterou vysílá řídicí mikropočítač. [2]

Po celou dobu sepnutí některého z vektoru napětí (\bar{u}_1 až \bar{u}_6) jsou napětí na jednotlivých fázích statoru konstantní a při zanedbání statorových odporů se koncový bod vektoru magnetického toku statoru pohybuje konstantní rychlostí ve směru sepnutého vektoru napětí. Toto je patrné ze vztahů pro jednotlivé složky spřaženého magnetického toku. Ovšem je-li sepnut některý z nulových vektorů (\bar{u}_0 , \bar{u}_7), je na svorkách statoru nulové napětí, což má za následek při zanedbání statorového odporu zastavení pohybu vektoru magnetického toku. Statorový odpor se ve skutečnosti nezanedbává, vzniká na něm úbytek napětí, který je způsoben protékajícím statorovým proudem, což má za následek, že směr pohybu koncového bodu vektoru magnetického toku se ne vždy shoduje se směrem sepnutého vektoru napětí, rychlost pohybu vektoru magnetického toku při sepnutém vektoru napětí (\bar{u}_1 až \bar{u}_6) není konstantní. Při sepnutí vektoru \bar{u}_0 nebo \bar{u}_7 dochází k pozvolnému klesání rychlosti koncového bodu vektoru magnetického toku. [2]

3.1 PRINCIP PŘÍMÉHO ŘÍZENÍ MOMENTU

Princip spočívá ve vytvoření točivého magnetického pole ve statoru. To se vytváří pomocí spínání napětíových vektorů \bar{u}_1 až \bar{u}_6 . Rychlost otáčení magnetického pole, a tím také velikost momentu, můžeme řídit dvěma způsoby: [2]

- 1) pulsním spínáním nulového vektoru napětí \bar{u}_0 nebo \bar{u}_7 :

Dochází k přepínání mezi dvěma stavy:

- a) točivé magnetické pole statoru, které se otáčí maximální rychlostí, která je dána délkou trajektorie, po které se pohybuje koncový bod vektoru magnetického toku statoru a velikostí integrovaného napětí se vytváří pomocí napětíových vektorů \bar{u}_1 až \bar{u}_6 (moment motoru roste).

Rychlost otáčení točivého magnetického pole statoru je závislá na úbytku napětí na statorovém odporu. [2]

b) nulové rychlosti točivého magnetického pole statoru docílíme pomocí napěťových vektorů $\overline{u_0}$ nebo $\overline{u_7}$ (moment motoru klesá). [2]

2) pulsním přepínáním směru otáčení vektoru statorového magnetického toku:

Otáčí-li se vektor magnetického toku statoru proti směru, kterým se otáčí rotor, tak moment motoru klesá. Naopak otáčí-li se vektor magnetického toku ve směru, ve kterém se otáčí rotor, tak moment motoru roste. [2]

Řízení momentu motoru je v praxi realizováno pomocí dvoupolohového regulátoru. Jeho vstupní veličinou je regulační odchylka, která je dána rozdílem požadovaného momentu a skutečného momentu, jenž je dán následujícím vztahem: [2]

$$T_M = \frac{3}{2} \cdot p_p \cdot (\Psi_{S\alpha} \cdot i_{S\beta} - \Psi_{S\beta} \cdot i_{S\alpha}) \quad (21)$$

Moment motoru se díky dvoupolohovému regulátoru udržuje v rámci hysterezního pásma. Princip dvoupolohového regulátoru spočívá v tom, že při překročení horní meze žádaného momentu se přejde do režimu, který umožňuje, aby moment motoru klesal. Režim, při kterém moment klesá, se udržuje až do té doby, než moment klesne na spodní mez žádaného momentu. Při rovnosti skutečného momentu se spodní mezí se přejde znovu do režimu, při kterém moment stoupá. [2]

Regulátor momentu má vyšší prioritu než regulátor toku, v případě řízení momentu pulsním spínáním nulových napěťových vektorů. Tzn. že pokud má regulátor momentu požadavek na nulový vektor, pak je tento nulový vektor sepnut i za cenu deformace průběhu magnetického toku. [2]

3.2 METODY PŘÍMÉHO ŘÍZENÍ MOMENTU

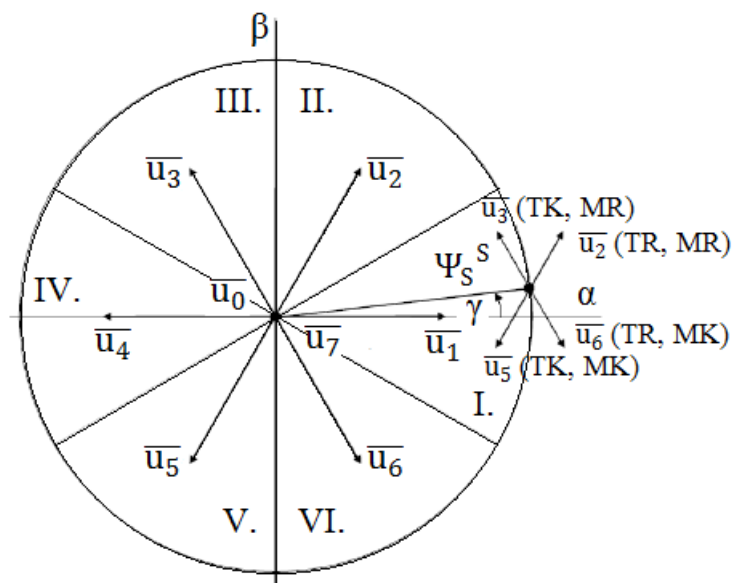
V současnosti je známo několik metod přímého řízení momentu, jenž se vyznačují způsoby regulace momentu, které jsou popsány v předchozí podkapitole. Řízení toku probíhá tak, že se koncový bod vektoru magnetického toku pohybuje po šestiúhelníku (Depenbrockova metoda) nebo v mezikruží (Takahashiho metoda a její modifikace, Dvanácti sektorová metoda, Metoda s přímým výpočtem vektoru napětí, Metoda s PWM modulátorem). O těchto metodách budou hovořit následující podkapitoly. [2]

3.2.1 DEPENBROCKOVA METODA

Tato metoda se vyznačuje tím, že točivé magnetické pole statoru je vytvářeno řízením vektoru magnetického toku statoru tak, že se koncový bod vektoru magnetického toku pohybuje po šestiúhelníku. Tohoto pohybu vektoru magnetického toku docílíme pomocí šesti napěťových vektorů $\overline{u_1}$ až $\overline{u_6}$. Více o této metodě se můžeme dočíst v práci [2].

3.2.2 TAKAHASHIHO METODA A JEJÍ MODIFIKACE

U této metody je magnetický tok statoru řízen tak, že se koncový bod vektoru statorového magnetického toku pohybuje v mezikruží. V zjednodušeném případě je trajektorie koncového bodu vektoru statorového toku blízká kružnici. Způsob, jak docílit tohoto pohybu vektoru magnetického toku statoru pomocí šesti napěťových vektorů $\overline{u_1}$ až $\overline{u_6}$ je zobrazen na Obr. 3, který je orientován do statorových souřadnic $[\alpha, \beta]$, jehož reálná osa α je shodná s osou vinutí fáze a . [2]



Obr. 3: Trajektorie statorového toku podle Takahashiho metody. [6]

Pro vysvětlení si ukážeme na příkladu, kdy se vektor magnetického toku nachází v sektoru I. a zároveň máme požadavek na kladný směr otáčení pohybu magnetického toku, pak v případě, že modul vektoru magnetického toku přesáhne poloměr vnější kružnice daného mezikruží, se musí sepnout napěťový vektor \bar{u}_3 , tím se magnetický tok začne snižovat. Bude-li modul vektoru magnetického toku menší než poloměr vnitřní kružnice daného mezikruží, je nutné sepnout napěťový vektor \bar{u}_2 , tím se magnetický tok začne zvyšovat. Tudíž magnetický tok lze v daném sektoru řídit dvoupolohovým regulátorem, který udržuje magnetický tok uvnitř daného mezikruží, pomocí přepínání napěťových vektorů \bar{u}_2 a \bar{u}_3 . [2]

Stavové veličiny regulátoru toku a momentu jsou dány následujícími vztahy: [6]

$$\Delta\Psi_S > HB_\Psi \Rightarrow s_\Psi = 1 \quad (22)$$

$$\Delta\Psi_S < -HB_\Psi \Rightarrow s_\Psi = 0 \quad (23)$$

$$\Delta T_M > HB_T \Rightarrow s_T = 1 \quad (24)$$

$$\Delta T_M < -HB_T \Rightarrow s_T = -1 \quad (25)$$

$$-HB_T < \Delta T_M < HB_T \Rightarrow s_T = 0 \quad (26)$$

Výstupní signál z dvoupolohového regulátoru toku s_Ψ a třípolohového regulátoru momentu s_T společně s úhlem γ , jenž určuje sektor, ve kterém se nachází vektor magnetického toku (viz. Obr. 3). určují dle spínací tabulky (viz. Tab. 2) vektor napětí, který má být v daném okamžiku sepnut. [6]

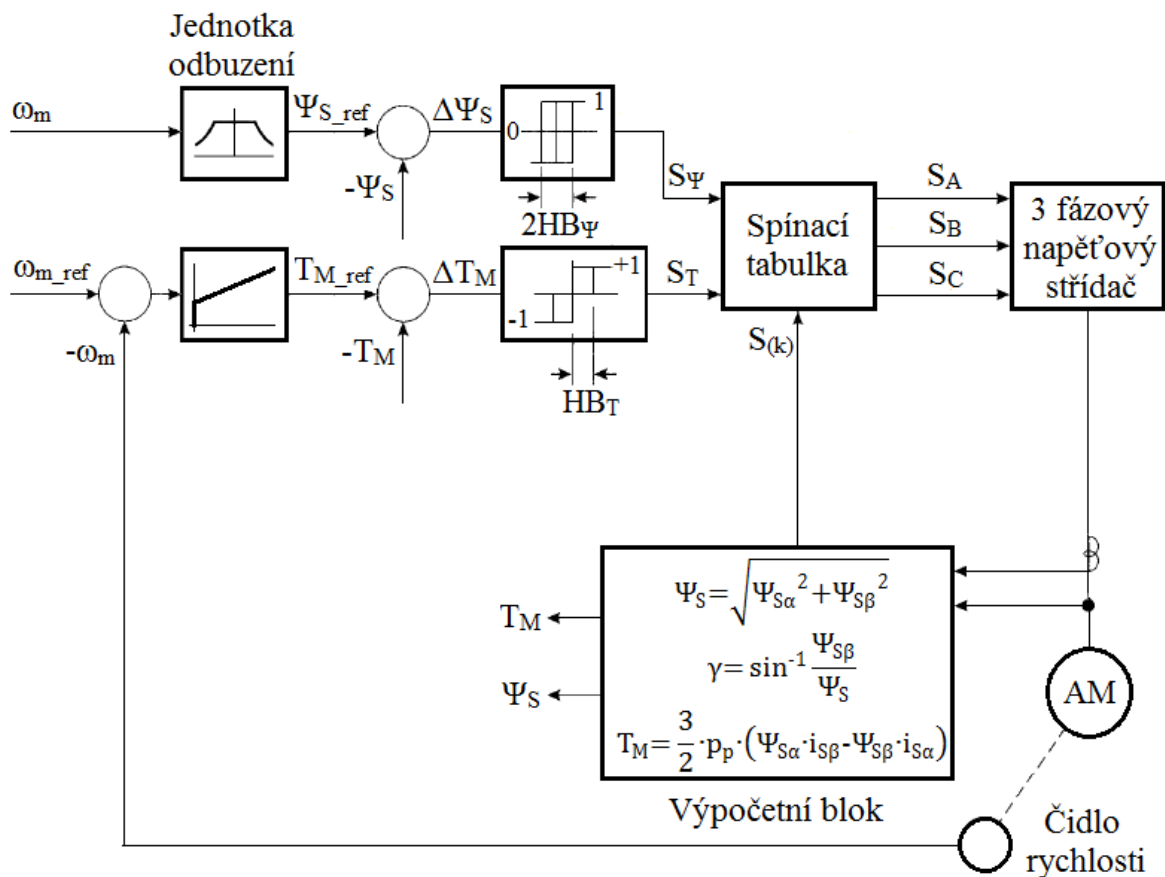
Tab. 2: Spínací tabulka – Takahashiho metoda

Vektor napětí		\bar{u}_0	\bar{u}_1	\bar{u}_2	\bar{u}_3	\bar{u}_4	\bar{u}_5	\bar{u}_6	\bar{u}_7
Spínací kombinace		[0 0 0]	[1 0 0]	[1 1 0]	[0 1 0]	[0 1 1]	[0 0 1]	[1 0 1]	[1 1 1]
$\gamma \Rightarrow$ sektor	S_Ψ	1	0	1	0	1	0	1	0
	S_T	1	1	0	0	0	-1	-1	-1
$-30^\circ \div 30^\circ \Rightarrow$ I		\bar{u}_2	\bar{u}_3	\bar{u}_7	\bar{u}_0	\bar{u}_6	\bar{u}_5		
$30^\circ \div 90^\circ \Rightarrow$ II		\bar{u}_3	\bar{u}_4	\bar{u}_0	\bar{u}_7	\bar{u}_1	\bar{u}_6		
$90^\circ \div 150^\circ \Rightarrow$ III		\bar{u}_4	\bar{u}_5	\bar{u}_7	\bar{u}_0	\bar{u}_2	\bar{u}_1		
$150^\circ \div 210^\circ \Rightarrow$ IV		\bar{u}_5	\bar{u}_6	\bar{u}_0	\bar{u}_7	\bar{u}_3	\bar{u}_2		
$210^\circ \div 270^\circ \Rightarrow$ V		\bar{u}_6	\bar{u}_1	\bar{u}_7	\bar{u}_0	\bar{u}_4	\bar{u}_3		
$270^\circ \div 330^\circ \Rightarrow$ VI		\bar{u}_1	\bar{u}_2	\bar{u}_0	\bar{u}_7	\bar{u}_5	\bar{u}_4		

Modul vektoru magnetického toku je dán vztahem: [6]

$$|\Psi_S^S| = \sqrt{\Psi_{S\alpha}^2 + \Psi_{S\beta}^2} \quad (27)$$

Obr. 4 ukazuje strukturu regulace rychlosti AM s přímým řízením momentu dle Takahashiho metody na základě výše uvedených skutečností. Struktura zahrnuje PI regulátor rychlosti, dvoupolohový regulátor toku, třípolohový regulátor momentu, jednotku odbuzení, která ošetřuje situaci pro otáčky, které jsou vyšší než jmenovité, dále spínací tabulku (viz. *Tab. 2*), trojfázový napěťový střídač v zapojení dle *Obr. 2*, výpočetní blok, který provádí výpočet magnetického toku a jeho složek, úhlu γ a skutečného momentu motoru z naměřených hodnot proudů a napětí a také samotného AM a čidla rychlosti, které měří skutečnou rychlost motoru. [6]



Obr. 4: Struktura regulace rychlosti AM s přímým řízením momentu dle Takahashiho metody. [6]

Přechodné děje při nabuzování AM:

K nabuzení motoru je nutné použít podprogram (má za úkol nabudít AM), který je vložen do řídicího programu. Nepoužití podprogramu vede ke spirálovitému náběhu magnetického toku statoru při rozběhu a k velkému nárůstu statorových proudů. Na tento růst může reagovat ochrana měniče. K omezení velkého nárůstu statorových proudů při nabuzování, se používá šířkově-pulsní modulace statorových proudů. Ta spočívá v přepínání aktivního napěťového vektoru, jenž je určen pro nabuzování s jedním z nulových napěťových vektorů. [2]

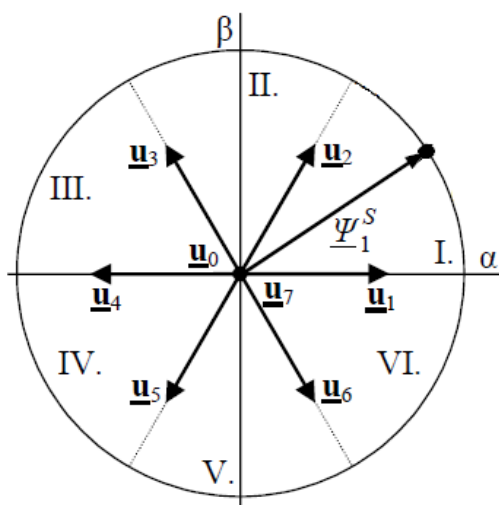
U této metody je výhodné použít samostatný podprogram, který určuje spínací kombinaci pro jeden z napěťových vektorů, tím začne magnetický tok statoru růst ve směru sepnutého vektoru napětí. V době rovnosti modulu magnetického toku s žádaným tokem se přechází na způsob řízení dle Takahashiho metody. [2]

Přechodné děje při změně směru otáčení AM:

Poněvadž tato metoda přímého řízení momentu navržena dle struktury (viz. Obr. 4), používá spínací tabulku (viz. Tab. 2), která nezávisí na směru otáčení, nedochází zde k neregulovatelnému překmitu momentu motoru. Metoda dokáže udržet moment motoru na žádané hodnotě, i když směr otáčení nesouhlasí se znaménkem žádaného momentu. [6]

Modifikovaná Takahashiho metoda

Struktura regulace rychlosti AM s přímým řízením momentu dle modifikované Takahashiho metody je stejná jako u klasické Takahashiho metody (viz. Obr. 4). Rozdíl těchto dvou metod je v posunutí sektorů, zatímco u klasické metody je první sektor v oblasti od -30° do $+30^\circ$, tak u modifikované je první sektor v oblasti od 0° do $+60^\circ$ (viz. Obr. 5). Další rozdíl je v obsahu spínací tabulky, dle které se určuje napěťový vektor, který má být zvolen. Spínací tabulka se určí na základě Obr. 5 a Tab. 3, která ukazuje vliv spínání jednotlivých napěťových vektorů na moment a magnetický statorový tok pro případ, že se vektor magnetického toku statoru nachází v I. sektoru. Tato tabulka také ukazuje rozdíl mezi klasickou a modifikovanou metodou. [7]



Obr. 5: Trajektorie statorového toku podle modifikované Takahashiho metody. [7]

Tab. 3: Vliv spínání jednotlivých napěťových vektorů v I. sektoru

	Takahashiho metoda	modifikovaná Takahashiho metoda
	sektor I. (-30° až $+30^\circ$)	sektor I. (0° až $+60^\circ$)
\bar{u}_1	moment nejasný	moment klesá, tok roste
\bar{u}_2	moment i tok rostou	moment i tok rostou
\bar{u}_3	moment roste, tok klesá	magnetický tok nejasný
\bar{u}_4	moment nejasný	moment roste, tok klesá
\bar{u}_5	moment i tok klesají	moment i tok klesají
\bar{u}_6	moment klesá, tok roste	magnetický tok nejasný

Z této tabulky je patrné, že pro Takahashiho metodu se nepoužívají napěťové vektory \bar{u}_1 a \bar{u}_4 , a to z toho důvodu, že není jasné, zda jejich sepnutí způsobí zvýšení nebo snížení momentu motoru v daném sektoru. Jejich vliv závisí na tom, ve kterém sektoru se nachází vektor magnetického toku statoru. U modifikované metody se nepoužívají napěťové vektory \bar{u}_3 a \bar{u}_6 neboť není jasné, zda způsobí zvýšení či snížení magnetického toku statoru. Toto je hlavní výhoda modifikované metody vzhledem ke klasické metodě. [7]

3.2.3 DVANÁCTI SEKTOROVÁ METODA

I u této metody je magnetický tok statoru řízen tak, aby se koncový bod vektoru statorového magnetického toku pohyboval v mezikruží (v zjednodušeném případě je trajektorie koncového bodu vektoru statorového toku blízká kružnici). Žádaný pohyb vektoru magnetického toku statoru lze docílit pomocí aktivních napěťových vektorů \overline{u}_1 až \overline{u}_6 .

Rozdíl oproti klasické i modifikované Takahashiho metodě spočívá v tom, že rovina je rozdělena do dvanácti sektorů (I až XII) po 30° . Díky tomuto rozdělení můžeme v každém sektoru použít všech šest aktivních napěťových vektorů, na rozdíl od klasické i modifikované Takahashiho metody, kde můžeme z důvodu nejasnosti zvýšení či snížení momentu, respektive toku statoru použít pouze čtyři aktivní napěťové vektory (viz. kapitola 3.2.2). Více informací o této metodě se můžeme dočíst v práci [8].

3.2.4 METODA S PŘÍMÝM VÝPOČTEM VEKTORU NAPĚTÍ

Výpočetní algoritmus této metody, je navržen tak, aby určoval přímo vektor napětí, jenž má být sepnut pro každou polohu statorového toku, bez potřeby rozdělení roviny α , β na sektory a bez vytváření spínací tabulky. [2]

V této metodě se problém s překmitem momentu nevyskytuje, a to z toho důvodu, že napěťový vektor není vyhodnocován na základě spínací tabulky, ale je dán výpočtem, jenž není ovlivněn znaménkovými poměry mezi otáčkami a žádaným momentem motoru. Více o této metodě se můžeme dozvědět v práci [2].

3.2.5 METODA S PWM MODULÁTOREM

Všechny výše uvedené metody přímého řízení momentu jsou charakterizovány proměnnou spínací frekvencí měniče. Ačkoliv je v řídicím mikroprocesoru časovač nastaven s konstantní periodou pro výpočet řídicího algoritmu, který určuje, jaký napěťový vektor má být zrovna sepnut, i tak dochází k proměnné spínací frekvenci měniče, a to z toho důvodu, že trojfázový napěťový střídač umožňuje vytvářet pouze osm napěťových vektorů, což často způsobuje, že některý napěťový vektor zůstane sepnutý několik period po sobě. [6]

Konstantní spínací frekvenci můžeme dosáhnout pomocí implementace pulzně šířkového modulátoru (PWM) dovnitř regulační struktury. Existuje komparační pulzně šířková modulace (PWM) nebo prostorově vektorová (SVPWM). [6]

Rozdíl oproti struktuře regulace rychlosti zobrazené na Obr. 4 spočívá v nahrazení dvupolohového regulátoru toku a tří polohového regulátoru momentu PI regulátory. Výstupní napěťové signály z těchto regulátorů (U_{Sx_ref} a U_{Sy_ref}) společně s úhlem γ slouží k vektorovému natočení do statorového souřadného systému $[\alpha, \beta]$.

Vektorové natočení $[x, y]$ do $[\alpha, \beta]$ je dáno vztahy: [2]

$$x^S = x^O \cdot e^{j\gamma} \quad (28)$$

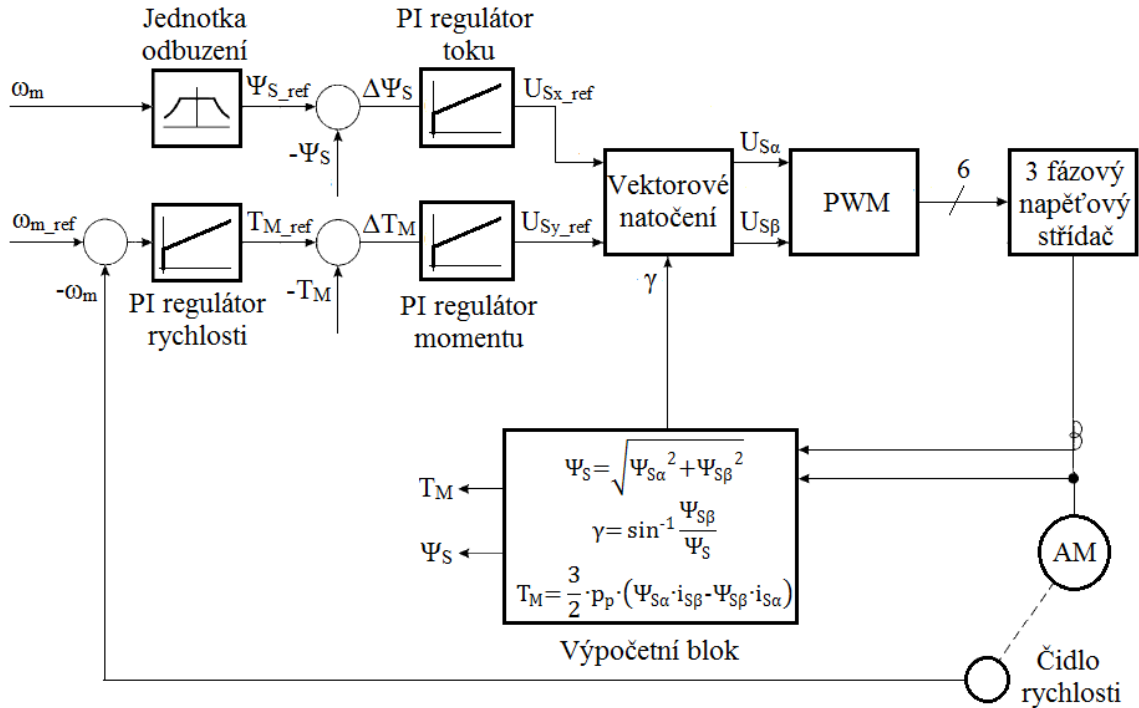
$$U_{S\alpha} = U_{Sx_ref} \cdot \cos \gamma - U_{Sy_ref} \cdot \sin \gamma \quad (29)$$

$$U_{S\beta} = U_{Sx_ref} \cdot \sin \gamma + U_{Sy_ref} \cdot \cos \gamma \quad (30)$$

přičemž úhel γ je dán vztahem: [6]

$$\gamma = \sin^{-1} \frac{\Psi_{S\beta}}{\sqrt{\Psi_{S\alpha}^2 + \Psi_{S\beta}^2}} \quad (31)$$

Struktura regulace rychlosti AM s přímým řízením momentu s PWM modulátorem:



Obr. 6: Struktura regulace rychlosti AM s přímým řízením momentu s PWM modulátorem. [6]

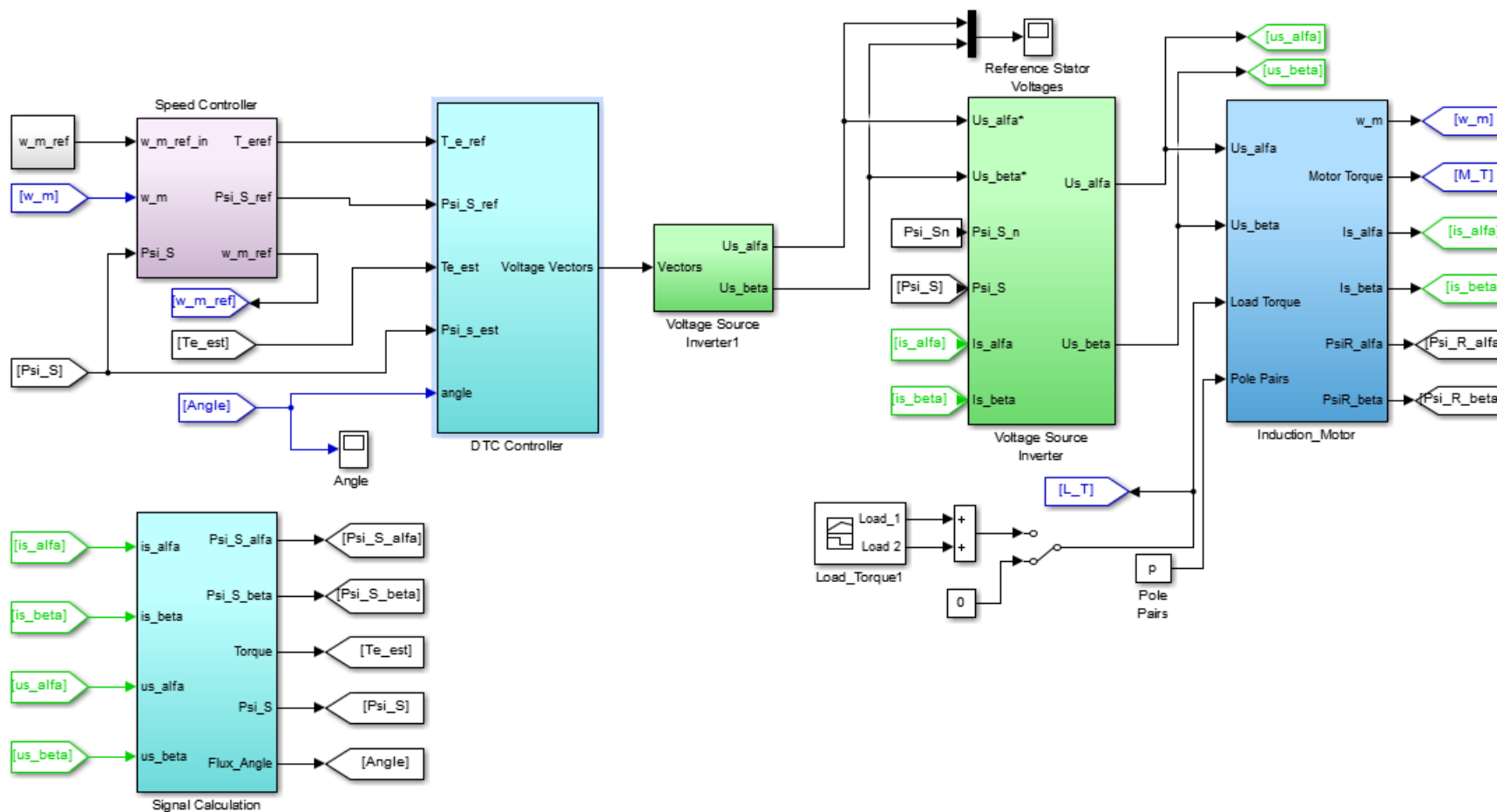
4 SESTAVENÍ SIMULAČNÍHO MODELU REGULACE OTÁČEK ASYNCHRONNÍHO MOTORU S PŘÍMÝM ŘÍZENÍM MOMENTU

Proč simulovat? Na tuto jednoduchou otázku existuje jednoduchá odpověď. Simulace nám především šetří peníze a čas a co si budeme nalhávat, tyto dvě veličiny jsou v dnešní době velmi důležité. Výhodou simulace je napodobení vlastností jednotlivých procesů a také sledování stochastických i dynamických vlastností těchto procesů. Úkolem simulace je zjistit, jak se bude zkoumaný systém chovat pro zadaná vstupní data.

Simulační model regulace otáček jsem modeloval pomocí softwaru Matlab Simulink verze R2014b.

4.1 SIMULAČNÍ MODEL REGULACE OTÁČEK ASYNCHRONNÍHO MOTORU S PŘÍMÝM ŘÍZENÍM MOMENTU DLE TAKAHASHIHO METODY

Simulační model regulace otáček jsem sestavil podle struktury zobrazené na Obr. 4.



Obr. 7: Simulační model regulace otáček AM s přímým řízením momentu dle Takahashiho metody.

Princip simulačního modelu je následující:

Nejdříve musím motor nabudit, k tomu slouží speciální podprogram. Až poté můžu zadat žádané otáčky motoru, případně požadovanou velikost zátěžného momentu. Žádané otáčky převedu na žádanou úhlovou rychlost, jenž vstupuje do PI regulátoru rychlosti, kde se porovnává se skutečnou úhlovou rychlostí. Výstupem tohoto regulátoru je žádaný moment motoru. Odbuzovací jednotka, jehož vstupní veličinou jsou žádané otáčky, určuje žádaný magnetický statorový tok. Tyto dvě žádané veličiny vstupují do bloku DTC, kde se žádaný moment motoru porovnává se skutečným momentem, jenž je získán z výpočetního bloku v tří polohovém regulátoru momentu a žádaný magnetický statorový tok se porovnává se skutečným, jenž je také získán z výpočetního bloku ve dvupolohovém regulátoru toku. Stavové veličiny těchto dvou regulátorů společně s úhlem γ , jenž určuje sektor, ve kterém se nachází vektor statorového magnetického toku, určuje vektor napětí, který má být právě sepnut. Pomocí sepnutého napěťového vektoru se určí velikost složek statorového napětí u_{Sa} , $u_{S\beta}$, jenž jsou převedeny v bloku T 2/3 do trojfázového systému. Tyto tři referenční napětí vstupují do trojfázového napěťového střídače, kde se porovnávají s pilovým signálem. Z okamžitých průběhů napětí při spínání tranzistorů stanovím výstupní napětí modelu měniče kmitočtu (okamžité hodnoty fázových napětí) a napětí u_{Sa} , $u_{S\beta}$. Tyto dvě složky statorového napětí jsou společně s momentem zátěže a počtem polpáru brány jako vstupní veličiny matematického modelu AM.

V následujících podkapitolách jsou podrobněji popsány jednotlivé bloky, ze kterých se simulační model skládá.

4.1.1 SIMULAČNÍ MODEL ASYNCHRONNÍHO MOTORU

Simulován je matematický model AM napájeného z napěťového zdroje s uvažováním elektromagnetických dějů.

AM lze považovat za mnohparametrovou nelineární soustavu. Pro zjednodušení matematického modelu použiji zjednodušující předpoklady a to: [9]

- a) stroj je symetrický, vinutí je sinusově rozloženo po obvodu stroje a vzduchová mezera je konstantní
- b) nulový vodič není připojen
- c) ztráty v železe jsou zanedbány
- d) odpory a indukčnosti jsou stejné ve všech fázích a konstantní, tj. zanedbávají se:
 - změny odporů statoru a rotoru na teplotě
 - nasycení magnetického obvodu
 - hystereze magnetického obvodu
 - změny odporů a indukčností na kmitočtu (skinefekt)

Při řešení přechodných dějů zanedbávám činný odpor a indukčnost napájecího zařízení.

Pro zjednodušení matematického modelu AM se používá lineární Parkova transformace trojfázové soustavy na ekvivalentní dvoufázovou pomocí prostorových vektorů. Touto transformací odstraníme závislost koeficientů na úhlu natočení rotoru ε . [9]

Díky zjednodušujícím předpokladům symetrického zdroje napětí a nepřipojeného nulového vodiče platí: [9]

$$u_{Sa} + u_{Sb} + u_{Sc} = 0 \quad (32)$$

$$i_{Sa} + i_{Sb} + i_{Sc} = 0 \quad (33)$$

Stejná podmínka symetrie platí i pro ostatní veličiny. Díky transformaci se sníží počet diferenciálních rovnic o 1/3 (neuplatní se nulové složky). Proto se hovoří o tzv. dvousložkovém modelu a transformaci 3/2, respektive o zpětné transformaci 2/3. [9]

Zvolíme-li hodnoty tzv. transformačních konstant $K_d = K_q = 2/3$ a $K_0 = 1/3$, pak dostaneme následující vztahy: [9]

Parkova transformace pro proud: [9]

$$i_s = i_{S\alpha} + j i_{S\beta} = \frac{2}{3} \cdot \left(i_{Sa} + i_{Sb} \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_{Sc} \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) = |i_s| \cdot e^{j\varepsilon}$$

$$i_s = \frac{2}{3} \cdot \left(i_{Sa} + i_{Sb} \cdot \left(\cos \frac{2\pi}{3} + j \sin \frac{2\pi}{3} \right) + i_{Sc} \cdot \left(\cos \frac{4\pi}{3} + j \sin \frac{4\pi}{3} \right) \right) \quad (34)$$

$$i_s = \frac{1}{3} \cdot (2 \cdot i_{Sa} - i_{Sb} - i_{Sc}) + j \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot (i_{Sb} - i_{Sc})$$

$$i_{S\alpha} = \frac{1}{3} \cdot (2 \cdot i_{Sa} - i_{Sb} - i_{Sc}) \quad (35)$$

$$i_{S\beta} = \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot (i_{Sb} - i_{Sc}) \quad (36)$$

Při splnění podmínek symetrie platí: [9]

$$i_{S\alpha} = i_{Sa} \quad (37)$$

$$i_{S\beta} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot i_{Sa} + i_{Sb} \right) \quad (38)$$

Všechny zde uvedené veličiny jsou obecně funkcí času.

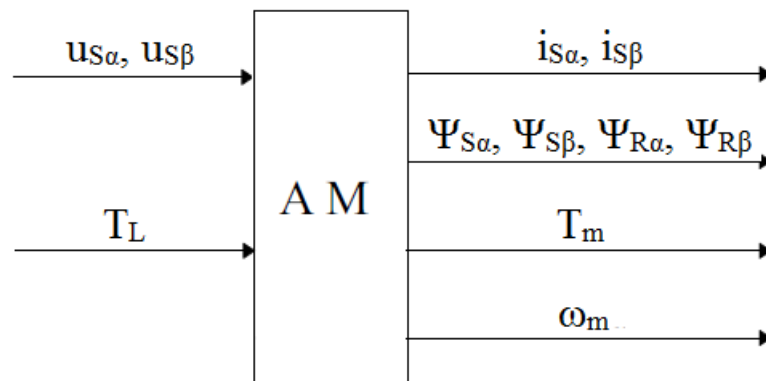
Zpětná transformace: [9]

$$i_{Sa} = i_{S\alpha} \quad (39)$$

$$i_{Sb} = \left(-\frac{1}{2} \cdot i_{S\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_{S\beta} \right) \quad (40)$$

$$i_{Sc} = \left(-\frac{1}{2} \cdot i_{S\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_{S\beta} \right) \quad (41)$$

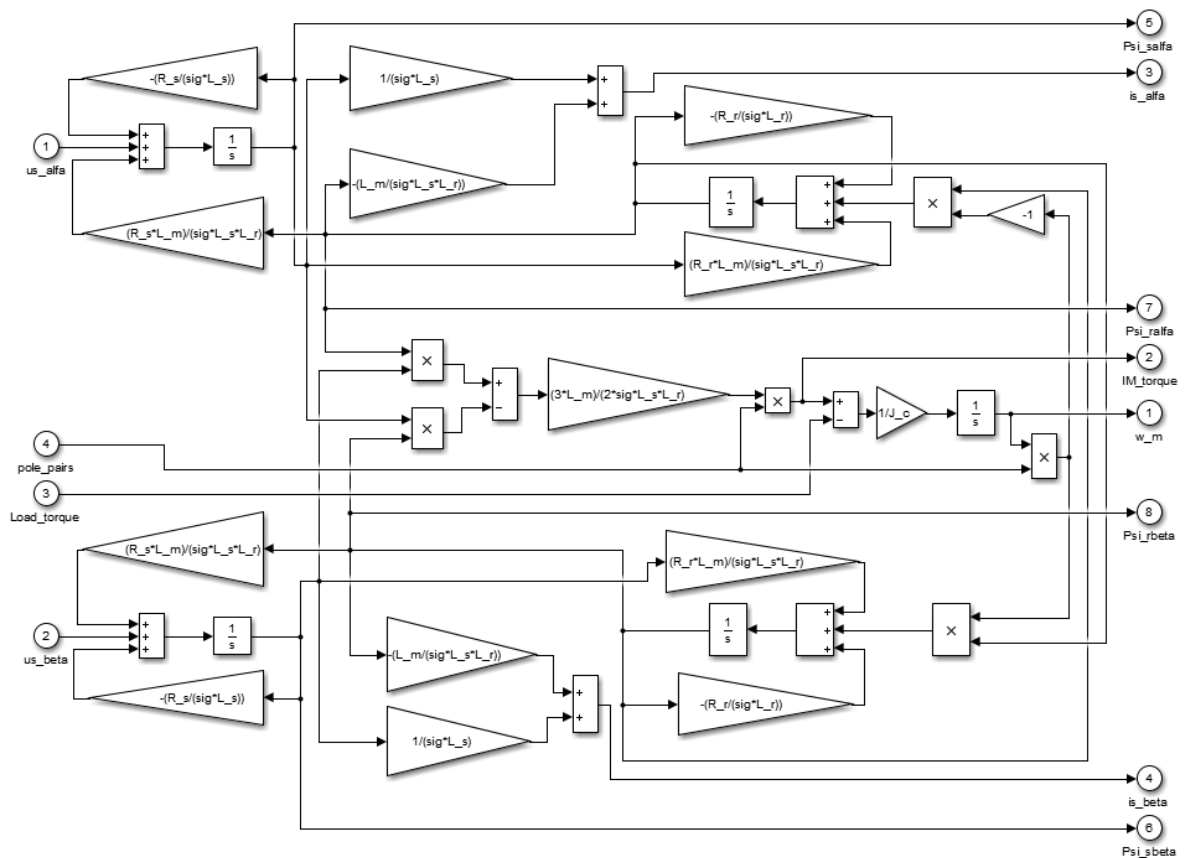
Při řešení AM považují napětí, moment zátěže jako vstupní veličiny. Proudy, magnetická spřažení, moment a otáčky považují za výstupní veličiny (viz. Obr. 7). [9]



Obr. 8: Vstupy a výstupy AM při napětovém napájení. [9]

Simulovaný AM má tyto parametry:

$P_n = 2,7 \text{ kW}$, $T_{Mn} = 19 \text{ Nm}$, $U_{Sn} = 400/230 \text{ V}$, $f_n = 50 \text{ Hz}$, $n_n = 1360 \text{ min}^{-1}$, $p_p = 2$, $I_{Sn} = 7,51 \text{ A}$, $I_{Rn} = 17 \text{ A}$, $\Psi_{Sn} = 0,78 \text{ Wb}$, $R_S = 2,1 \ \Omega$, $R_R = 2,51 \ \Omega$, $T_R = 0,0546 \text{ s}$, $L_S = 0,137 \text{ H}$, $L_R = 0,137 \text{ H}$, $L_m = 0,129 \text{ H}$, $J_c = 0,043 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$



Obr. 9: Simulační model AM napětově napájeného.

4.1.2 SIMULAČNÍ MODEL MĚNIČE KMITOČTU S NAPĚŤOVÝM STRÍDAČEM

Simulační model platí pro nepřímý měnič kmitočtu s napěťovým meziobvodem dle Obr. 2.

Zjednodušující předpoklady pro simulační model: [9]

- a) ideální napájecí síť:
 - nulová impedance napájecí sítě
- b) ideální polovodičové prvky měniče s:
 - nulovým odporem v sepnutém stavu
 - nekonečným odporem v rozepnutém stavu
 - okamžitým spínáním, respektive rozepínáním tranzistorů či tyristorů (ideální komutace)
- c) nulová tzv. ochranná doba (časová prodleva mezi vypnutím jednoho a zapnutím druhého tranzistoru či tyristoru ve větvi)
- d) konstantní napětí ve stejnosměrném meziobvodu

Pro simulační model jsem použil pro řízení efektivní hodnoty výstupního napětí komparační PWM (komparace pilového napětí s řídicím, sinusovým napětím). [9]

Z okamžitých průběhů napětí při spínání tranzistorů stanovím výstupní napětí modelu měniče kmitočtu s napěťovým strídačem. Porovnávají se tři řídicí napětí u_{ar} , u_{br} , u_{cr} s jedním pilovým napětím u_p přiváděným z generátoru pily. Pro dané fáze platí následující vztahy: [9]

$$\text{pokud } u_{sar} > u_p \text{ pak } u_{sa0} = \frac{U_d}{2} \text{ jinak } u_{sa0} = -\frac{U_d}{2} \quad (42)$$

$$\text{pokud } u_{sbr} > u_p \text{ pak } u_{sb0} = \frac{U_d}{2} \text{ jinak } u_{sb0} = -\frac{U_d}{2} \quad (43)$$

$$\text{pokud } u_{scr} > u_p \text{ pak } u_{sc0} = \frac{U_d}{2} \text{ jinak } u_{sc0} = -\frac{U_d}{2} \quad (44)$$

Pomocná napětí u_{sa0} , u_{sb0} , u_{sc0} mají význam napětí mezi příslušnou výstupní svorkou měniče a středu napětí U_d stejnosměrného meziobvodu. Pomocí těchto pomocných napětí vyjádřím okamžité hodnoty fázových napětí a napětí $u_{s\alpha}$, $u_{s\beta}$. Ty jsou dány následujícími vztahy: [9]

$$u_{sa} = \frac{(2 \cdot u_{sa0} - u_{sb0} - u_{sc0})}{3} = u_{s\alpha} \quad (45)$$

$$u_{sb} = \frac{(2 \cdot u_{sb0} - u_{sa0} - u_{sc0})}{3} \quad (46)$$

$$u_{sc} = \frac{(2 \cdot u_{sc0} - u_{sa0} - u_{sb0})}{3} \quad (47)$$

$$u_{s\beta} = \frac{(u_{sb} - u_{sc})}{\sqrt{3}} \quad (48)$$

$$u_{s\beta} = \frac{(2 \cdot u_{sb0} - u_{sa0} - u_{sc0} - 2 \cdot u_{sc0} + u_{sa0} + u_{sb0})}{3 \cdot \sqrt{3}}$$

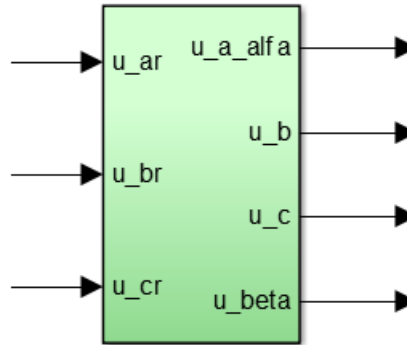
$$u_{s\beta} = \frac{(u_{sb0} - u_{sc0})}{\sqrt{3}}$$

Z toho je patrné, že trojfázový napěťový střídač poskytuje osm napěťových vektorů, z toho dva jsou nulové ($u_{Sa} = u_{Sb} = u_{Sc} = 0$), je-li sepnuta trojice horních spínačů nebo trojice spodních spínačů. [9]

Simulovaný měnič kmitočtu má tyto parametry:

$$f_p = 10 \text{ kHz}, U_d = 650 \text{ V}$$

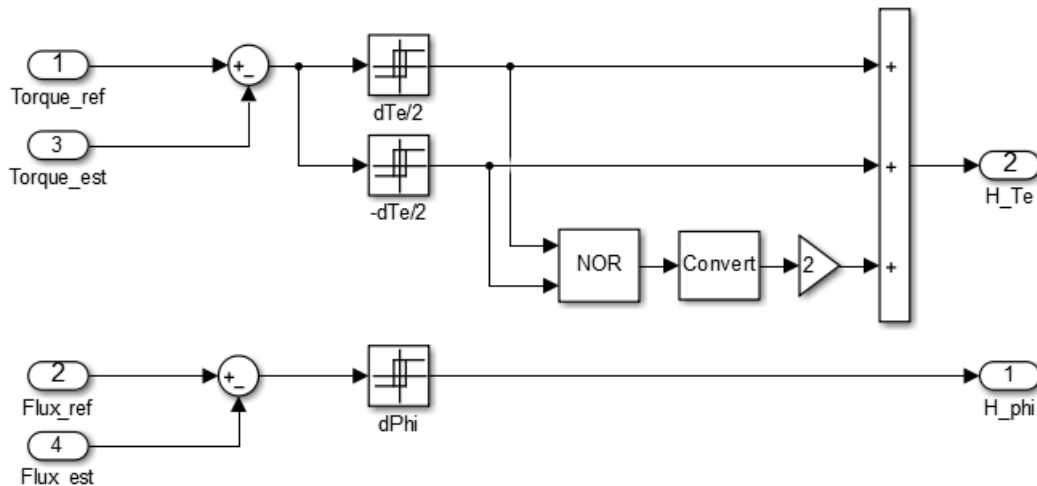
Blok simulačního modelu měniče kmitočtu je zobrazen na následujícím obrázku.



Obr. 10: Blok simulačního modelu měniče kmitočtu s napěťovým střídačem.

4.1.3 SIMULAČNÍ MODEL BLOKU PŘÍMÉHO ŘÍZENÍ MOMENTU

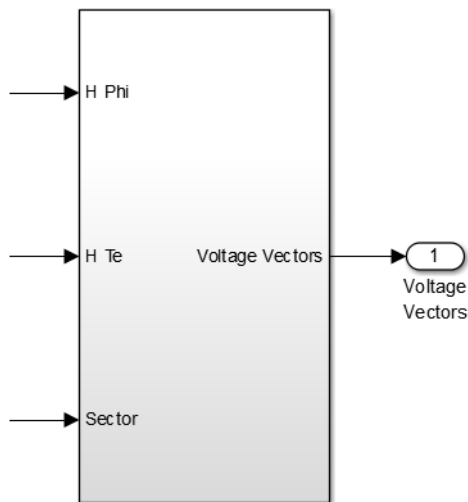
Tento blok je složen z dvupolohového regulátoru magnetického toku, tří polohového regulátoru momentu, bloku pro určení sektoru, ve kterém se nachází vektor magnetického toku statoru, spínací tabulky (viz. Tab. 2) a bloku pro výpočet statorového napětí (u_{Sa} , u_{Sb}).



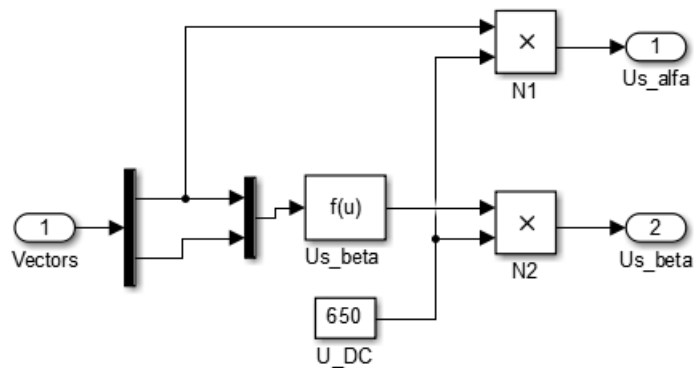
Obr. 11: Simulační model dvupolohového regulátoru magnetického toku a tří polohového regulátoru momentu.



Obr. 12: Blok simulačního modelu určení sektoru, ve kterém se nachází vektor magnetického toku.



Obr. 13: Blok simulačního modelu spínací tabulky.



Obr. 14: Simulační model bloku pro výpočet složek statorového napětí.

4.1.4 SIMULAČNÍ MODEL PI REGULÁTORU RYCHLOSTI S OŠETŘENÍM STAVU ODBUZENÍ

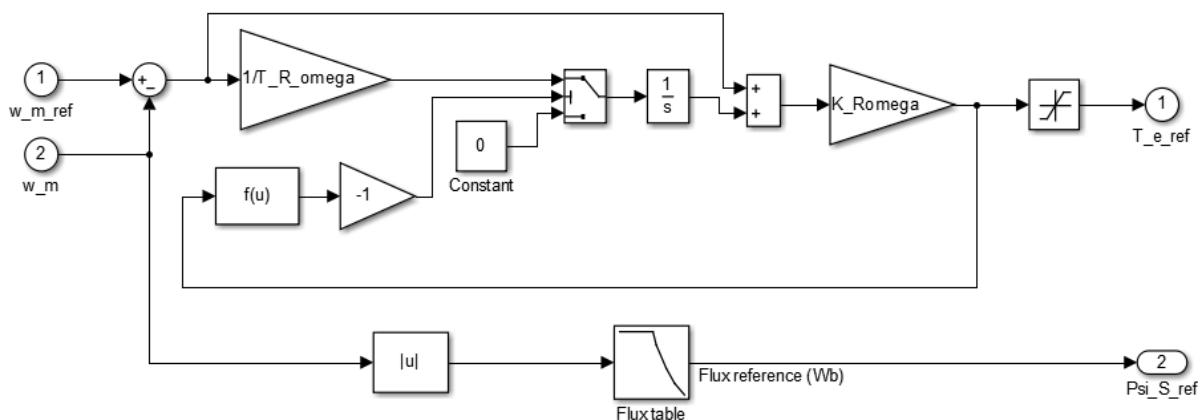
Při návrhu matematického modelu regulátoru PI vycházím z toho, že výstup regulátoru je omezen. Ovšem nestačí omezit pouze výstup regulátoru, ale musím také omezit integrační složku. Omezení integrační složky funguje tak, že při omezení výstupu regulátoru dojde k přepnutí vstupu integrátoru na nulu, což má za následek zastavení integrace. Omezení integrační složky trvá až do chvíle, kdy výstupní omezení pomine.

Tento model ošetřuje i stav odbuzení, který se používá pro případ, kdy je požadavek na větší otáčky motoru, než jsou otáčky jmenovité (1360 min^{-1}). Tento blok je dán následujícím vztahem:

$$\Psi_{S_ref} = \frac{\Psi_{Sn}}{n_{ref}} \cdot n_n \quad (49)$$

Simulovaný PI regulátor rychlosti má tyto parametry:

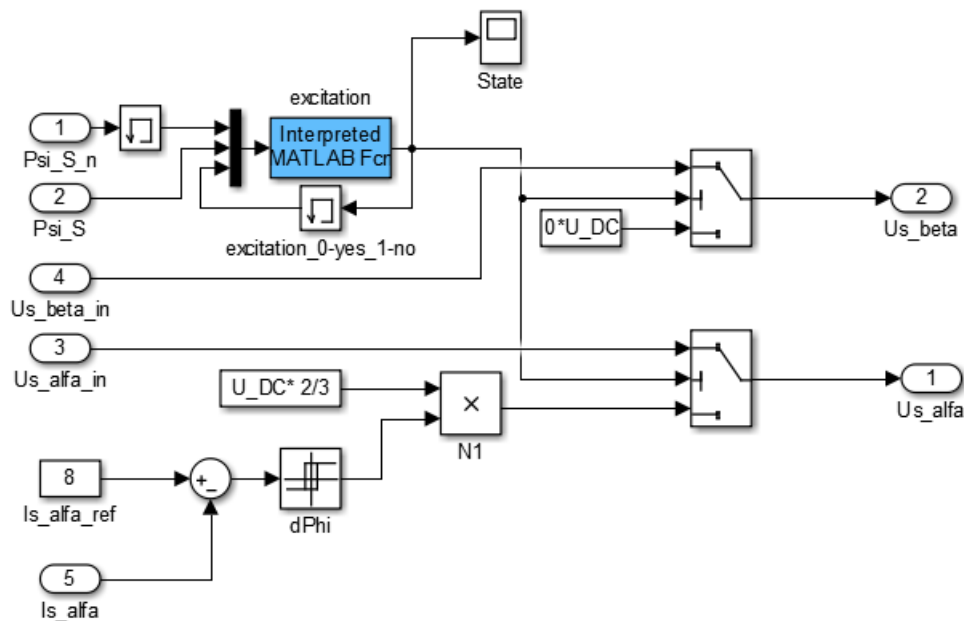
$T_{R\omega} = 0,05$ s, $K_{R\omega} = 5$, saturační omezení = ± 10



Obr. 15: Simulační model PI regulátor rychlosti s ošetřením stavu odbuzení.

4.1.5 SIMULAČNÍ MODEL BLOKU NABUZENÍ

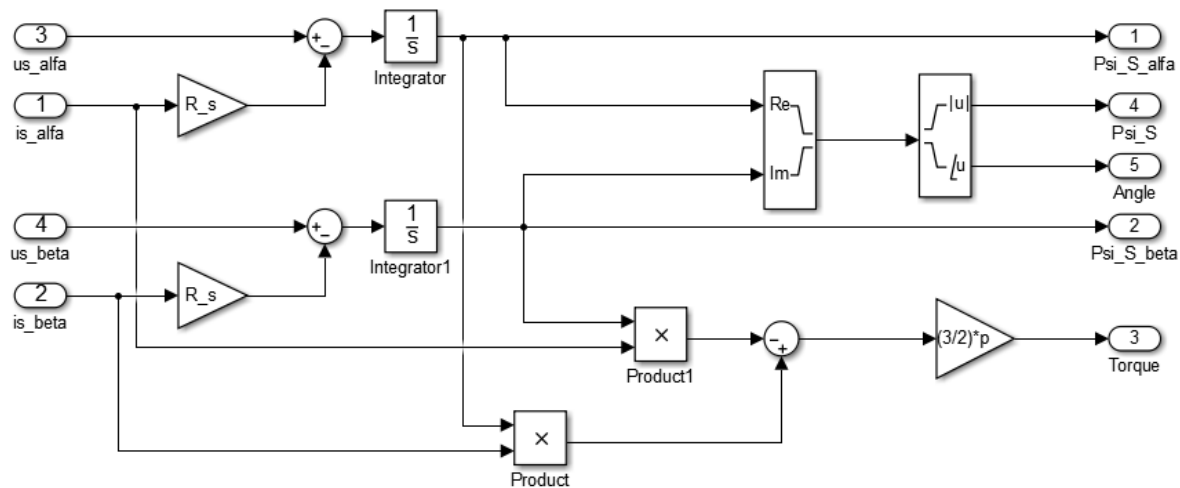
Díky tomuto bloku, při rozběhu motoru, nedochází k spirálovitému náběhu magnetického toku statoru a k velkému nárůstu statorových proudů. Referenční hodnotu statorového proudu $i_{s\alpha}$ jsem nastavil na 8 A. V okamžiku rovnosti modulu magnetického toku s žádaným tokem se přechází na způsob řízení přímého řízení momentu dle dané metody.



Obr. 16: Simulační model bloku nabuzení.

4.1.6 SIMULAČNÍ MODEL VÝPOČETNÍHO BLOKU

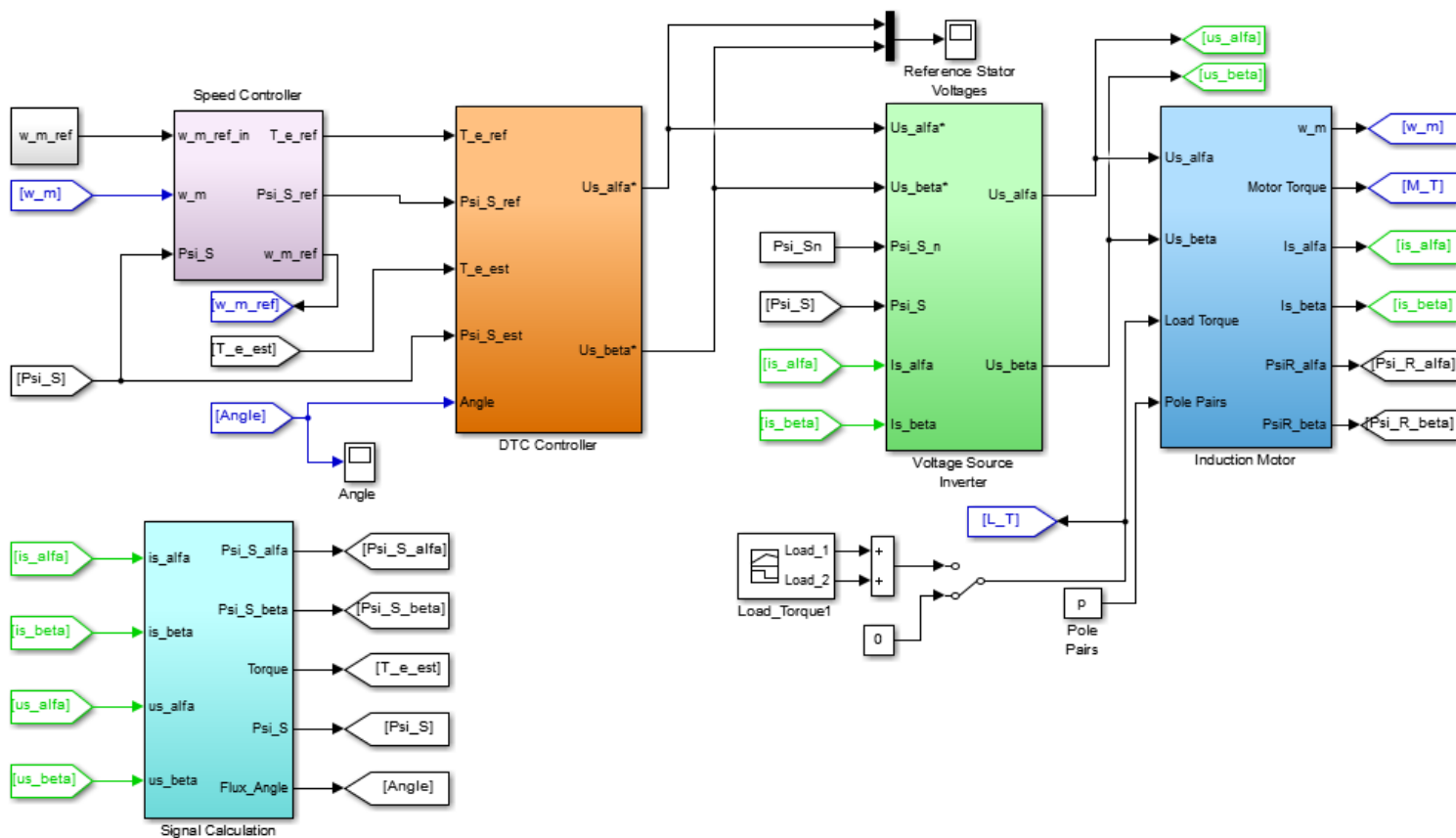
Tento blok provádí výpočet skutečného momentu motoru, celkového magnetického toku statoru (jeho složek a úhlu) dle vztahů (viz. 19, 20, 21, 27, 31).



Obr. 17: Simulační model výpočetního bloku.

4.2 SIMULAČNÍ MODEL REGULACE OTÁČEK ASYNCHRONNÍHO MOTORU S PŘÍMÝM ŘÍZENÍM MOMENTU S PWM MODULÁTOREM

Simulační model regulace otáček jsem sestavil podle struktury zobrazené na Obr. 6.



Obr. 18: Simulační model regulace otáček AM s přímým řízením momentu s PWM modulátorem.

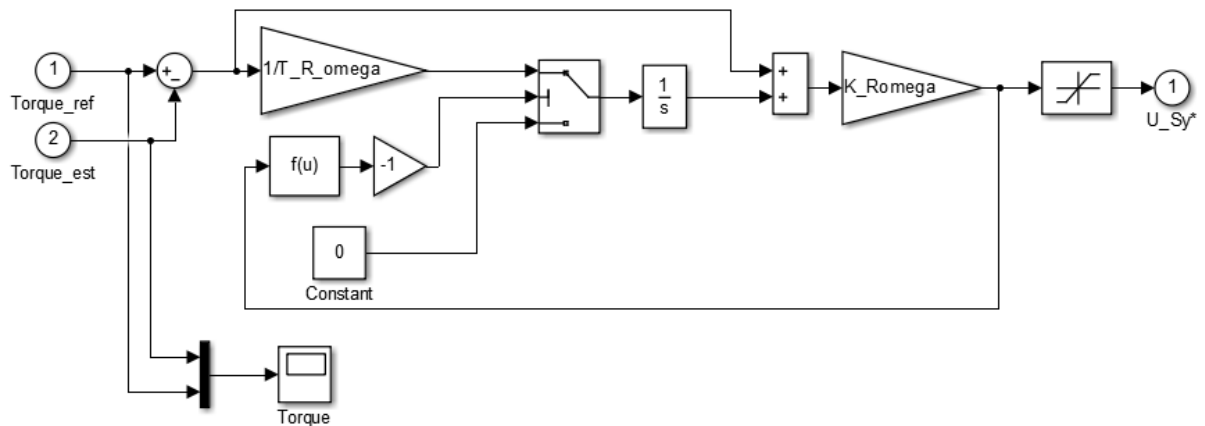
Tento simulační model se liší jen v bloku přímého řízení momentu (ostatní bloky jsou stejné jako u Takahashiho metody, tudíž nebudou dále znovu probírány).

4.2.1 SIMULAČNÍ MODEL BLOKU PŘÍMÉHO ŘÍZENÍ MOMENTU

Tento blok je složen ze dvou PI regulátorů, jenž jeden slouží k regulaci momentu a druhý k regulaci magnetického toku, bloku pro výpočet sinu a cosinu úhlu γ a bloku vektorového natočení, jenž provádí natočení vektorů napětí z orientovaného systému souřadnic $[x, y]$ do statorového souřadného systému $[\alpha, \beta]$.

Simulovaný PI regulátor momentu má tyto parametry:

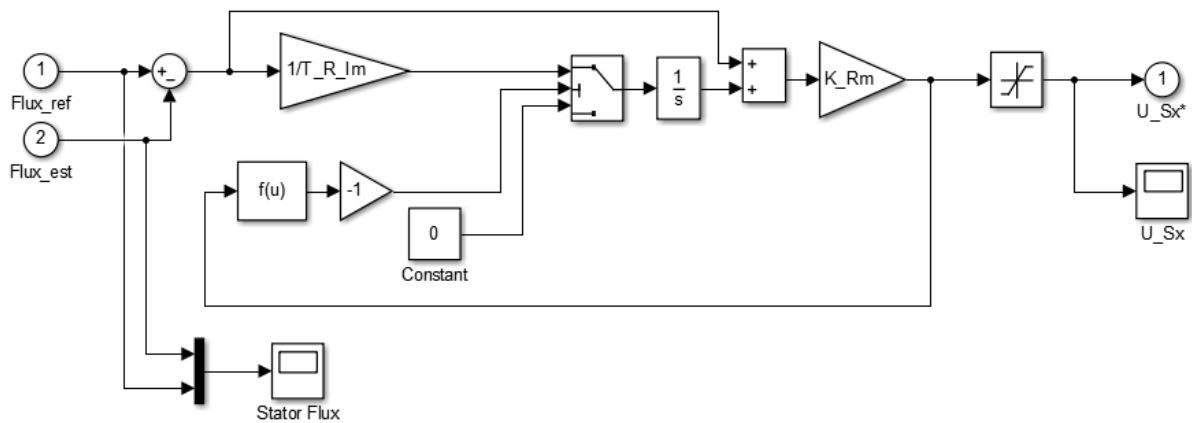
$$T_{R\omega} = 0,05 \text{ s}, K_{R\omega} = 5, \text{ saturační omezení} = \pm 10$$



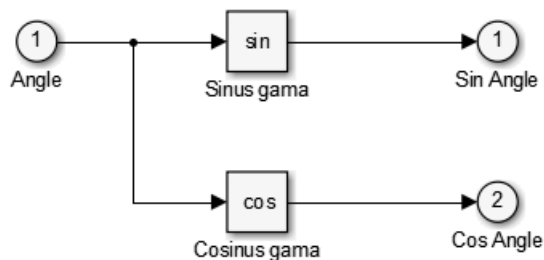
Obr. 19: Simulační model PI regulátoru momentu.

Simulovaný PI regulátor magnetického toku má tyto parametry:

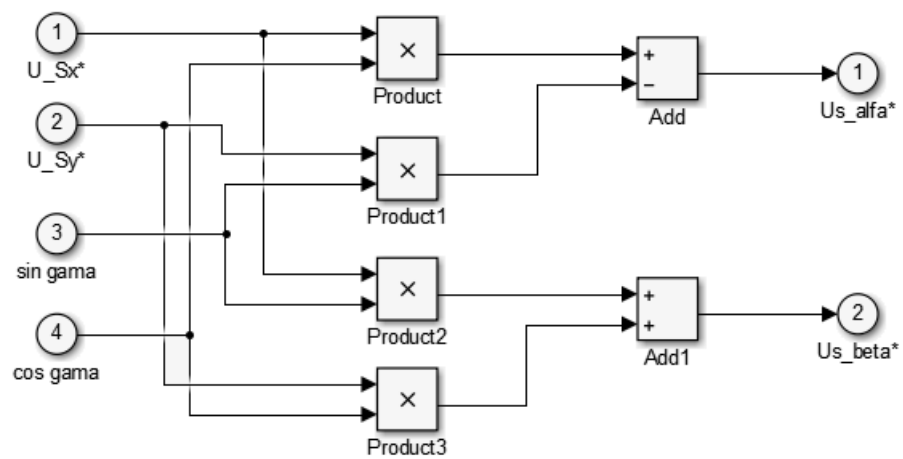
$$T_{RIm} = 0,2 \text{ s}, K_{Rm} = 30, \text{ saturační omezení} = \pm 10$$



Obr. 20: Simulační model PI regulátoru magnetického toku.



Obr. 21: Simulační model bloku pro výpočet sinu a cosinu úhlu γ .



Obr. 22: Simulační model bloku vektorového natočení.

5 SIMULAČNÍ OVĚŘENÍ A ANALÝZA VÝSLEDKŮ

V následujících podkapitolách se budu zabývat analýzou simulovaných výsledků důležitých veličin v různých stavech (rozběh, ustálený stav, reverzace) asynchronního motoru s přímým řízením momentu dle Takahashiho metody a metody s PWM modulátorem pro různě zvolené žádané rychlosti (otáčky). Tyto simulované výsledky budu následně porovnávat s teoretickými předpoklady.

5.1 VLIV POUŽITÍ PODPROGRAMU NABUZENÍ

V této podkapitole jsou zobrazeny simulované průběhy důležitých veličin při rozběhu motoru bez použití podprogramu nabuzení motoru a s podprogramem nabuzení.

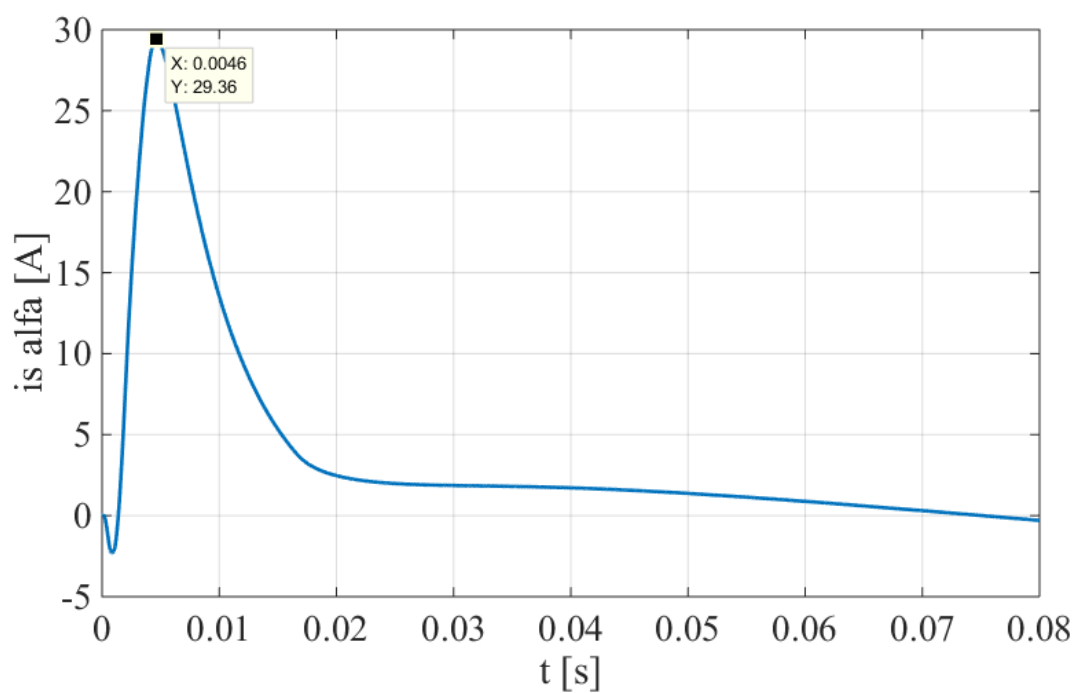
Obr. 23 zobrazuje alfa složku statorového proudu, při nabuzování motoru bez použití podprogramu nabuzení. Z tohoto průběhu je patrné, že dochází k nežádoucímu jevu, a to k neakceptovatelnému nárůstu statorových proudů, na nějž může zareagovat ochrana měniče. Alfa složka statorového proudu narůstá až na hodnotu 29,36 A.

Obr. 24 zobrazuje alfa složku statorového proudu s použitím podprogramu nabuzení. Tento podprogram funguje na principu šířkově-pulsní modulace statorových proudů. Tato modulace spočívá v přepínání aktivního napěťového vektoru, jenž je určen pro nabuzování s jedním z nulových napěťových vektorů. Díky podprogramu nabuzení nedochází k spirálovitému náběhu magnetického toku statoru a k velkému nárůstu statorových proudů. Z průběhu je patrné, že alfa složka statorového proudu je omezena na 8 A.

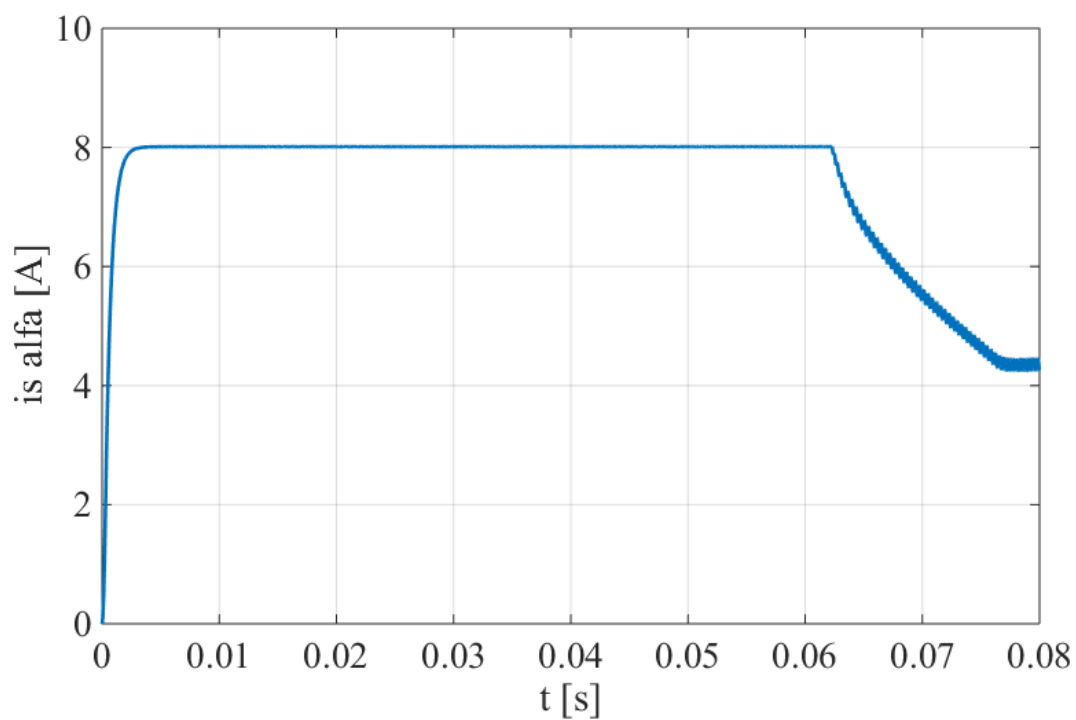
Obr. 25 zobrazuje alfa složku statorového napětí. Na tomto průběhu jde vidět princip PWM. V době nabuzování AM dochází ke střídavému spínání aktivního napěťového vektoru \bar{u}_1 ($u_{sa} = 2/3 \cdot U_d = 433,3$ V) a nulového vektoru \bar{u}_0 ($u_{sa} = 0 \cdot U_d = 0$ V). Po nabuzení, kdy se v tomto případě vektor magnetického toku statoru nachází v I. sektoru, dochází ke střídavému spínání napěťových vektorů \bar{u}_3 ($u_{sa} = -1/3 \cdot U_d = -216,67$ V) a \bar{u}_2 ($u_{sa} = 1/3 \cdot U_d = 216,67$ V), poněvadž je požadavek na kladný směr otáčení pohybu magnetického toku. Tyto dva napěťové vektory regulují velikost magnetického toku tak, aby byl magnetický tok udržován v daném hysterezním pásmu.

Obr. 26 zobrazuje modul vektoru magnetického toku statoru, který narůstá při nabuzování až na jmenovitou hodnotu 0,78 Wb.

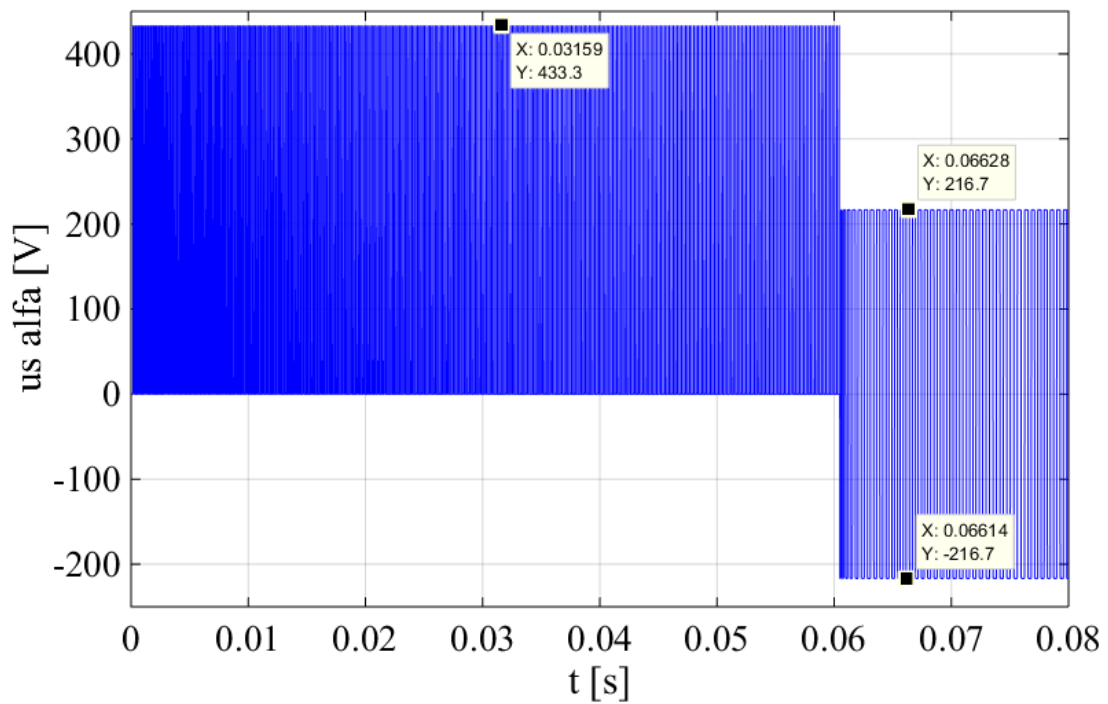
Z těchto průběhů je patrné, že v době rovnosti modulu magnetického toku statoru s žádaným tokem (0,78 Wb) se přechází na způsob řízení dle dané metody.



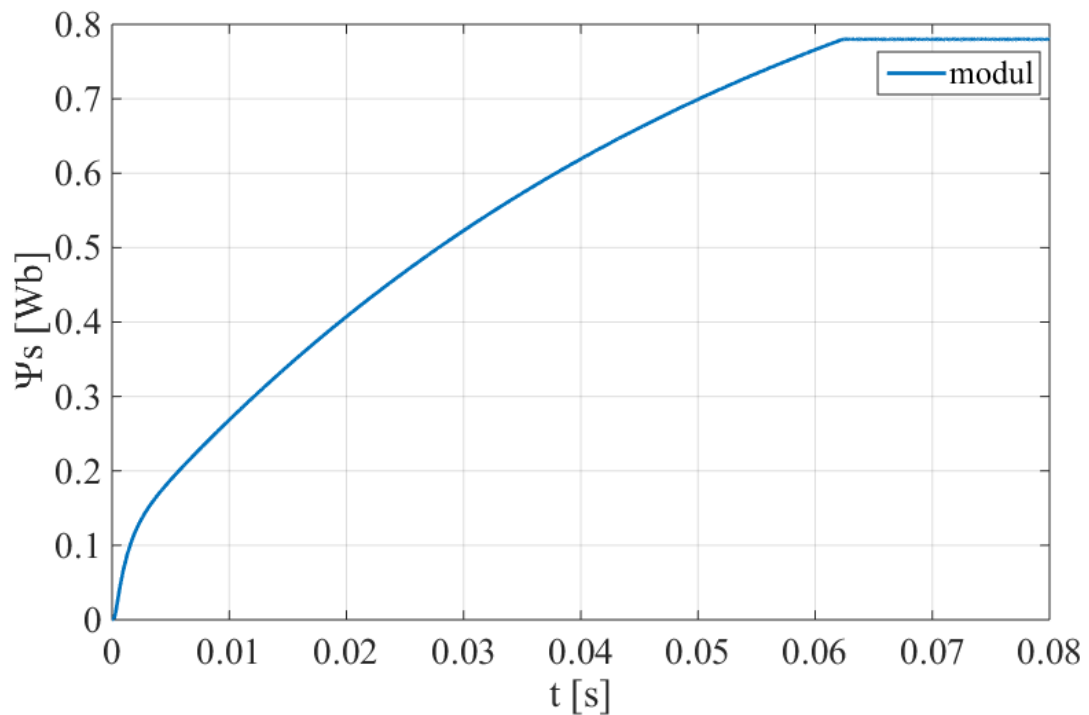
Obr. 23: Statorový proud $i_{s\alpha}$ bez použití podprogramu nabuzení.



Obr. 24: Statorový proud $i_{s\alpha}$ s použitím podprogramu nabuzení.



Obr. 25: Statorové napětí u_{sa} s použitím podprogramu nabuzení.



Obr. 26: Modul vektoru statorového toku Ψ_s s použitím podprogramu nabuzení.

5.2 SIMULAČNÍ OVĚŘENÍ TAKAHASHIHO METODY PŘÍMÉHO ŘÍZENÍ MOMENTU

a) žádaná rychlost: 50 min^{-1} / -50 min^{-1}

V čase 0,4 s až 0,7 s je připojena zátěž o velikosti 5 Nm a v čase 1,4 s až 1,7 s o velikosti -5 Nm.

Obr. 27 ukazuje průběh žádaných a skutečných otáček AM. Z průběhu je patrné, že PI regulátor rychlosti je navržen dobře, protože dochází k rychlému dosažení žádaných otáček jen s malým překmitem. Na tomto průběhu je vidět i vlastnost klasického lineárního PI regulátoru, kdy dochází k poklesu, respektive nárůstu skutečných otáček vlivem připojení, respektive odpojení zátěže. Tyto nežádoucí jevy lze odstranit například nahrazením PI regulátoru sliding mode regulátorem.

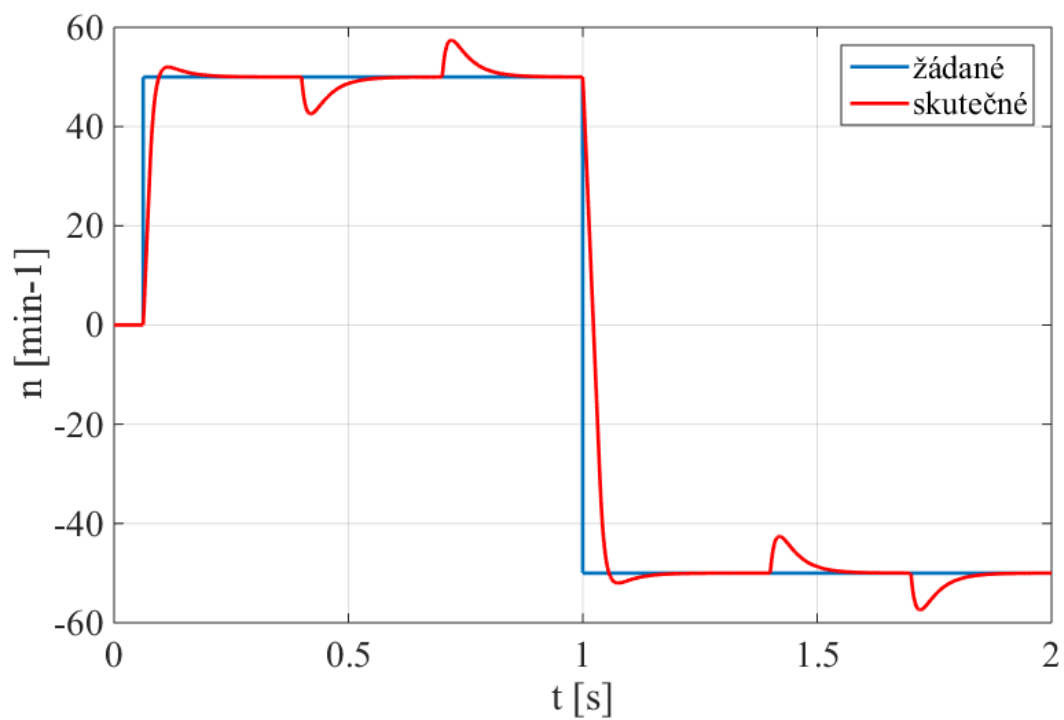
Obr. 28 ukazuje průběh momentu motoru a zátěže. Při skoku žádané hodnoty otáček z 0 min^{-1} na 50 min^{-1} vyvíjí motor moment o velikosti 10 Nm až do dosažení žádaných otáček. Poté je moment motoru nulový až do doby, kdy je připojena zátěž. Poněvadž při připojení zátěže dochází k poklesu otáček, musí motor vyvíjet moment rovný velikosti zátěže, tudíž 5 Nm. Při změně směru otáček vyvíjí motor moment -10 Nm.

Obr. 29 ukazuje průběh složek vektoru statorového proudu. Na začátku děje lze zpozorovat omezení proudu i_{Sa} na hodnotě 8 A během nabuzování. Proudů mají téměř sinusový průběh, ovšem v době reverzace dochází k jejich deformaci.

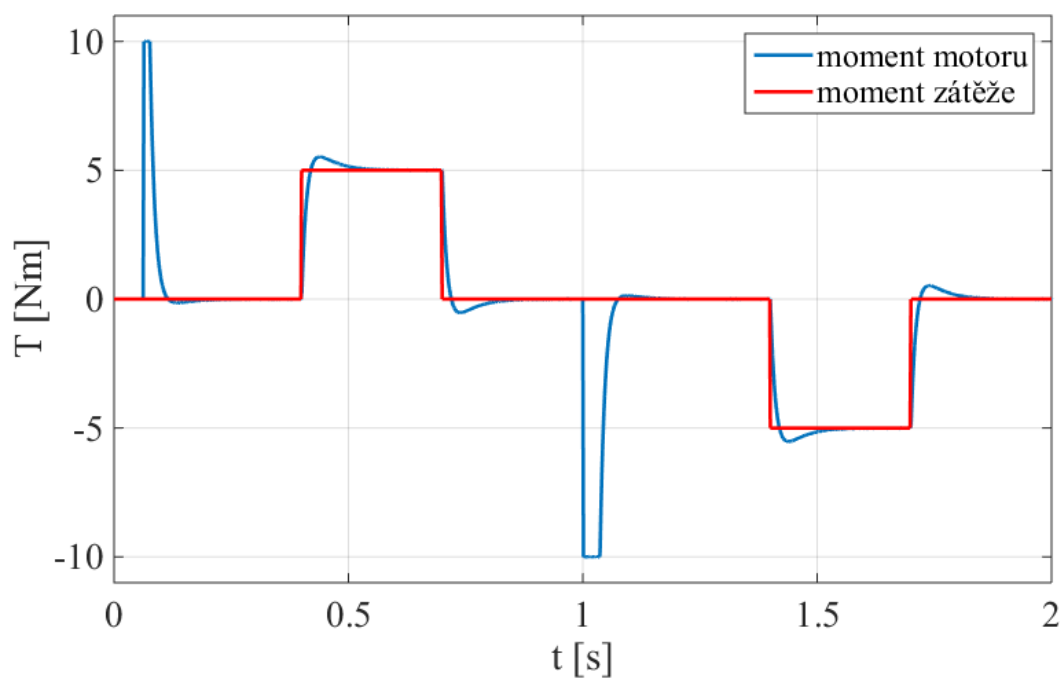
Obr. 30 zobrazuje průběh složek vektoru magnetického toku statoru. Protože magnetický tok statoru je dán proudem statoru, jsou průběhy toků podobné průběhům proudů.

Obr. 31 ukazuje modul vektoru magnetického toku statoru. Po nabuzení motoru je modul po celou dobu měření na konstantní jmenovité hodnotě (0,78 Wb).

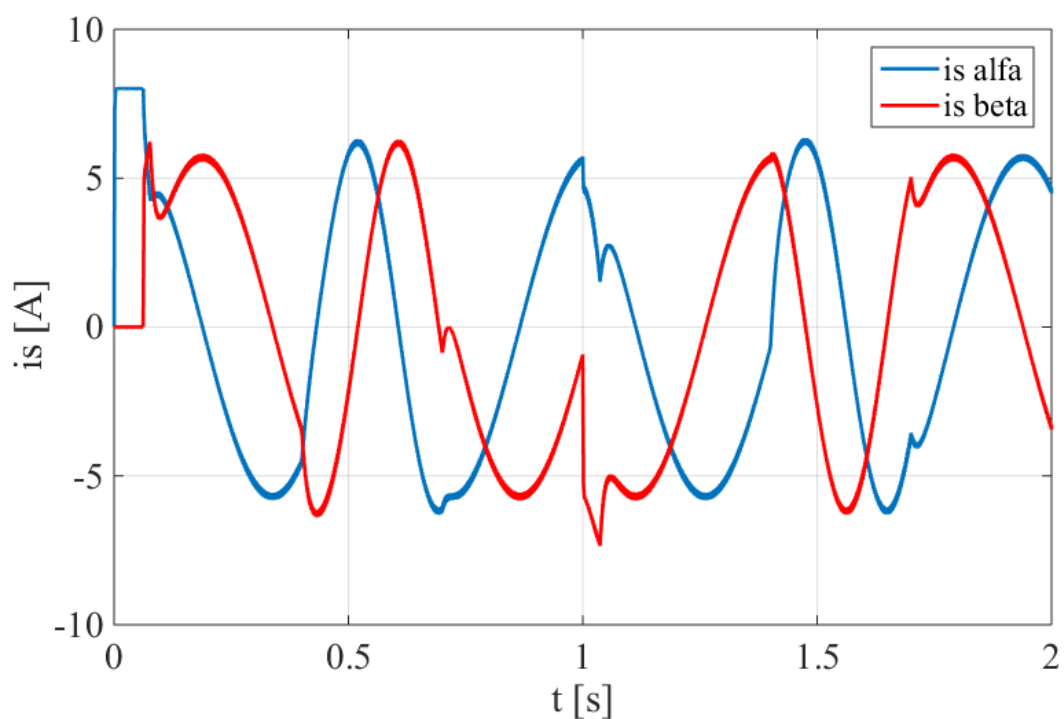
Obr. 32 ukazuje trajektorii vektoru magnetického toku statoru. Nejdříve začne magnetický tok statoru růst ve směru sepnutého vektoru napětí a poté koncový bod vektoru magnetického toku opisuje kružnici, což odpovídá teoretickému předpokladu Takahashiho metody.



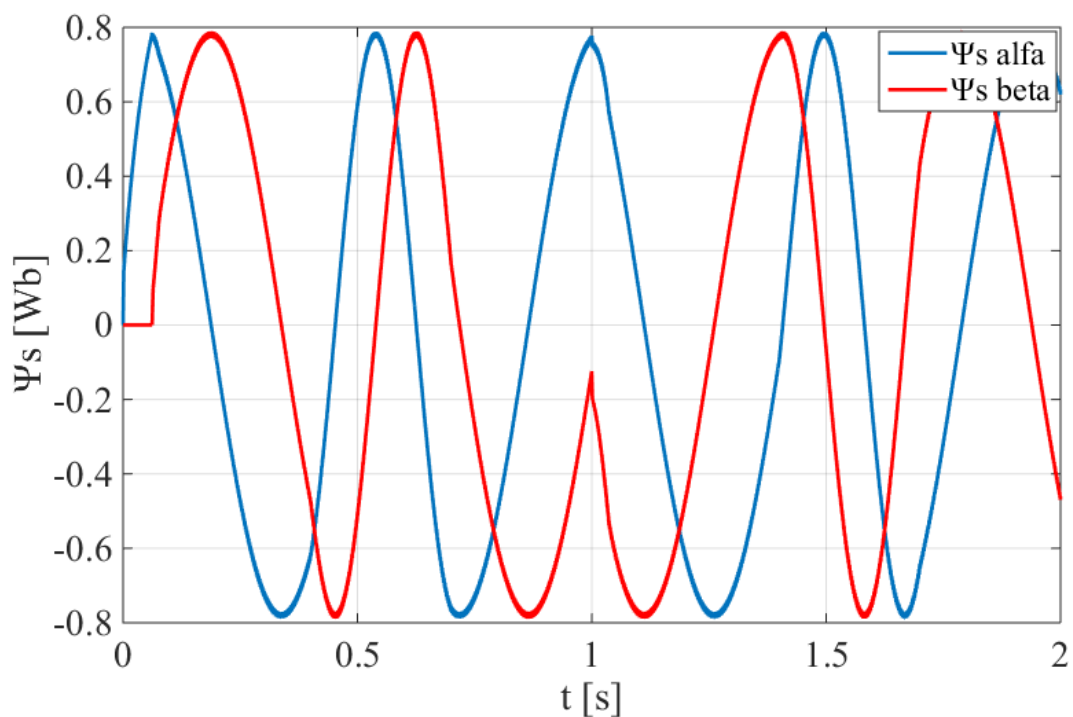
Obr. 27: Průběh žádaných a skutečných otáček AM (T -DTC, $50 \text{ min}^{-1} / -50 \text{ min}^{-1}$).



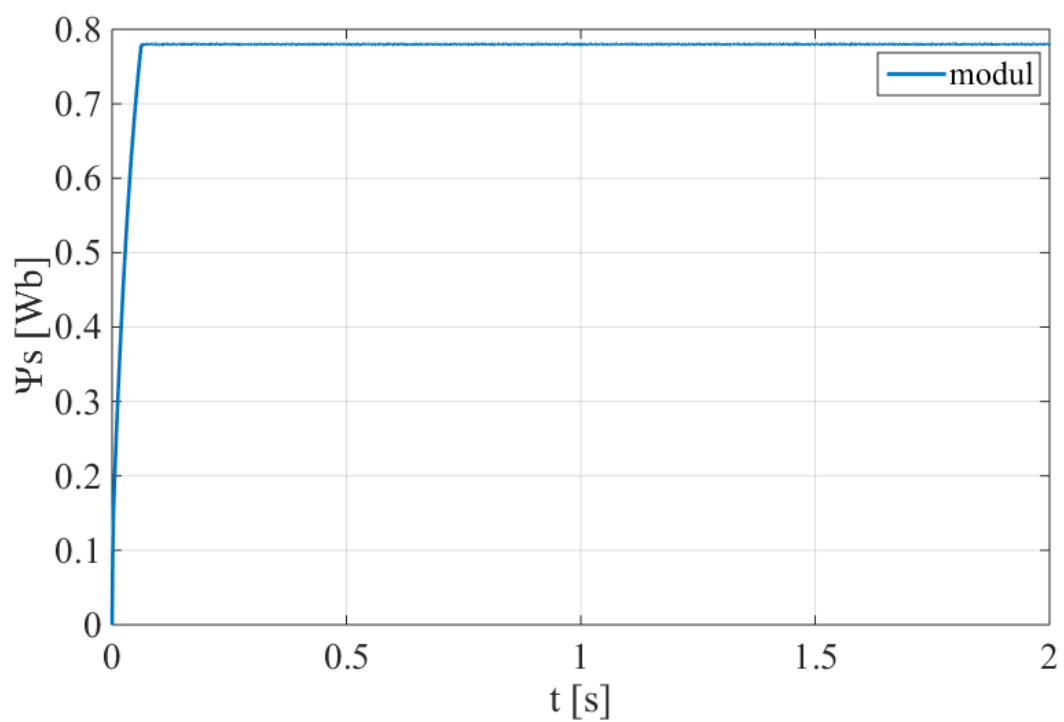
Obr. 28: Průběh momentu motoru a zátěže (T -DTC, $50 \text{ min}^{-1} / -50 \text{ min}^{-1}$).



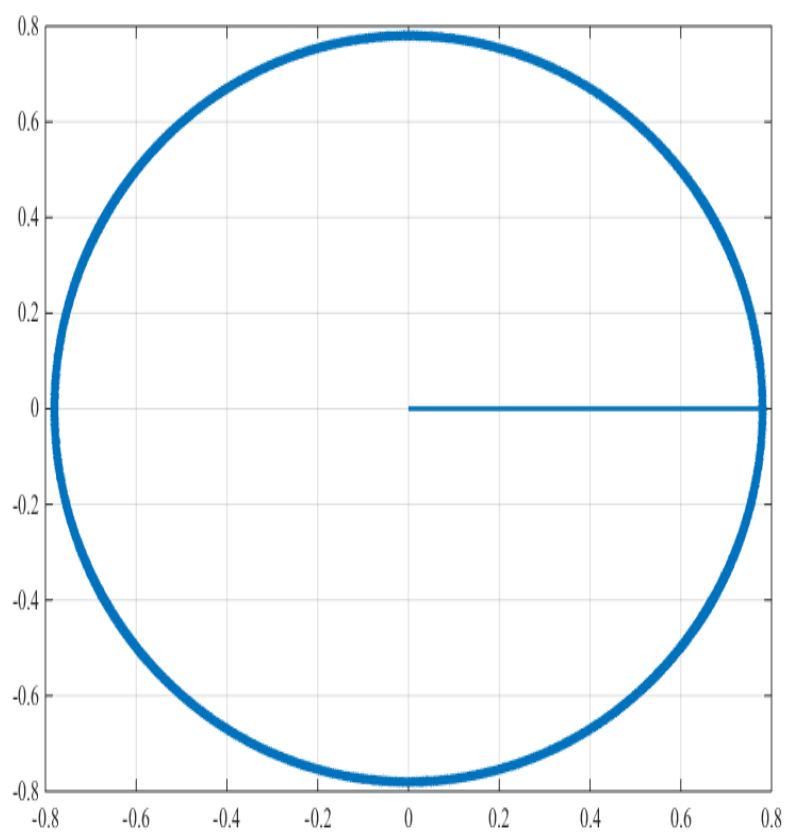
Obr. 29: Průběh složek vektoru statorového proudu $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$ (T-DTC, 50 min^{-1} / -50 min^{-1}).



Obr. 30: Průběh složek vektoru statorového toku $\Psi_{s\alpha}$, $\Psi_{s\beta}$ (T-DTC, 50 min^{-1} / -50 min^{-1}).



Obr. 31: Průběh modulu vektoru magnetického toku statoru (*T-DTC*, 50 min^{-1} / -50 min^{-1}).



Obr. 32: Trajektorie vektoru statorového toku (*T-DTC*).

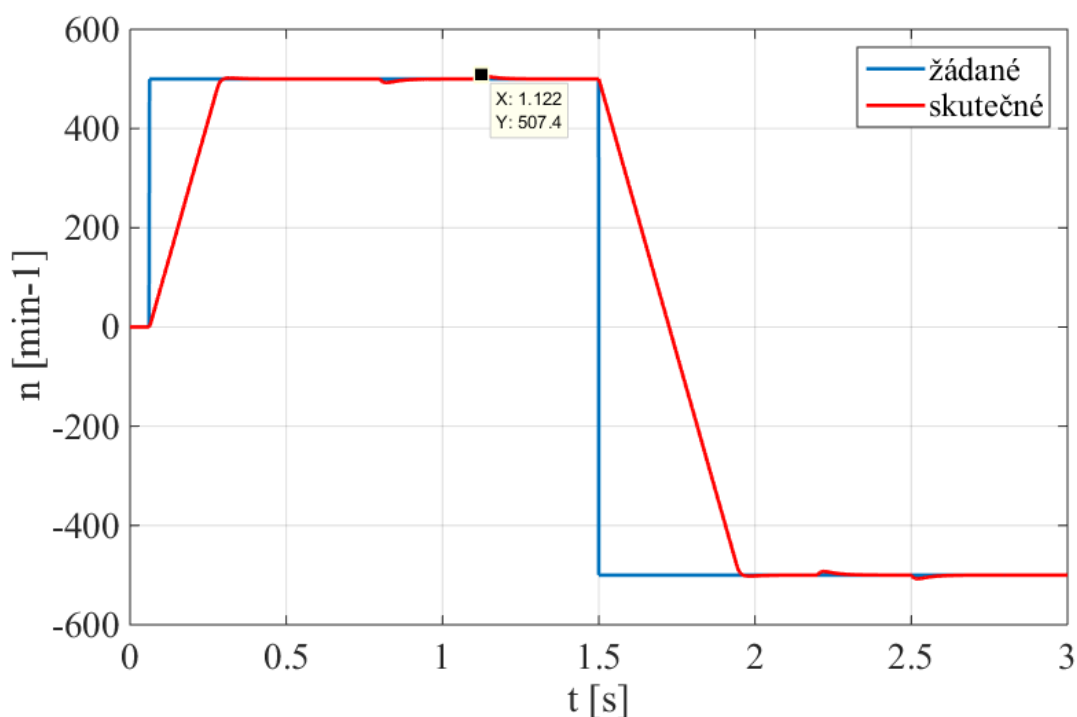
b) žádaná rychlost: $500 \text{ min}^{-1} / -500 \text{ min}^{-1}$

V čase 0,8 s až 1,1 s je připojena zátěž o velikosti 5 Nm a v čase 2,2 s až 2,5 s o velikosti -5 Nm.

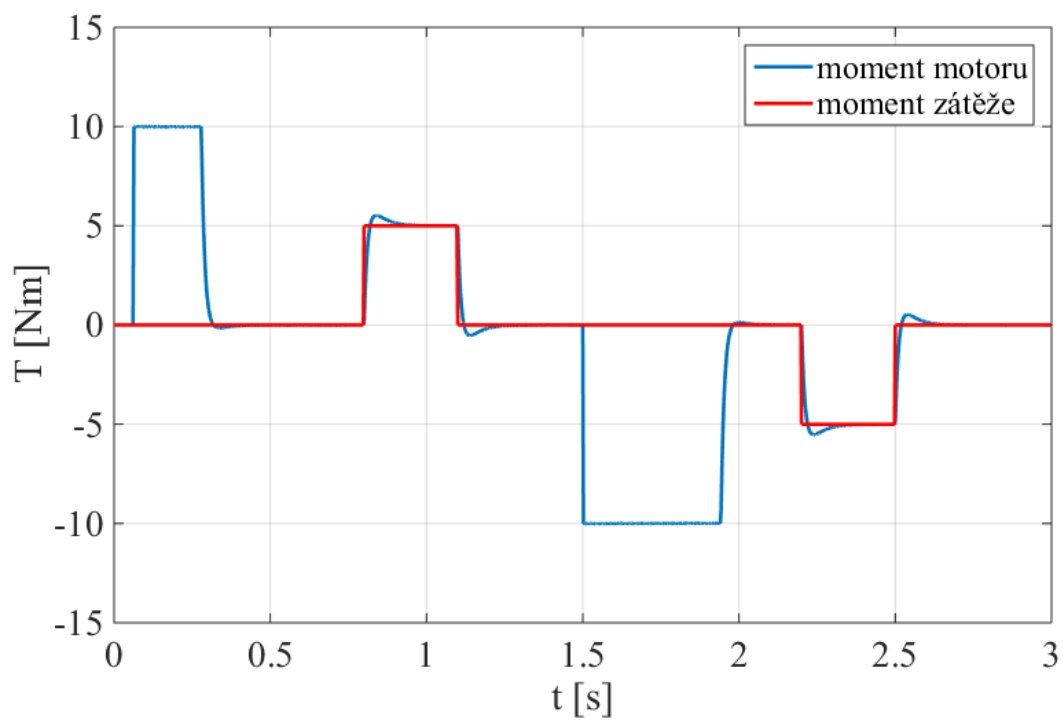
Obr. 33 ukazuje průběh žádaných a skutečných otáček AM. Z průběhu lze zpozorovat velice dobrou dynamiku, kdy motor dosáhne žádaných otáček za necelých 0,25 s.

Obr. 34 ukazuje průběh momentu motoru a zátěže. Při skoku žádané hodnoty otáček z 0 min^{-1} na 500 min^{-1} vyvíjí motor moment o velikosti 10 Nm až do dosažení žádaných otáček. Poté motor nevyvíjí žádný moment až do doby, kdy je připojena zátěž. Platí totéž, co pro žádané otáčky 50 min^{-1}

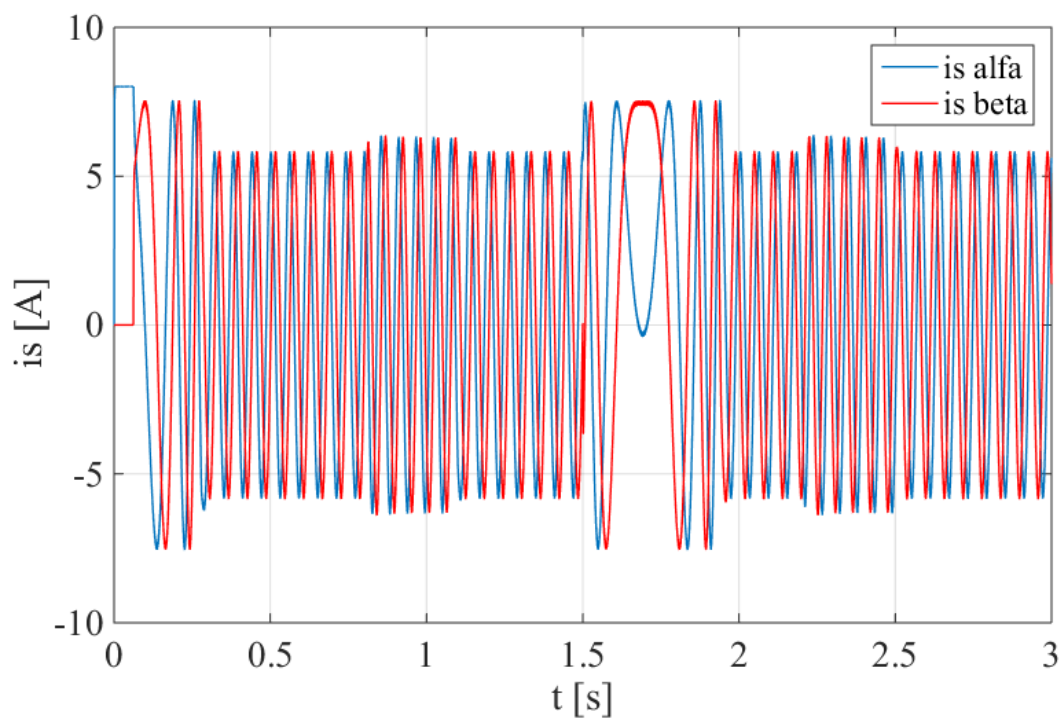
Obr. 35 ukazuje průběh složek vektoru statorového proudu. Na začátku děje lze zpozorovat omezení proudu i_{Sa} na hodnotě 8 A během nabuzování. Dále si lze všimnout, jak se složky statorového proudu mění v závislosti na změně momentu motoru.



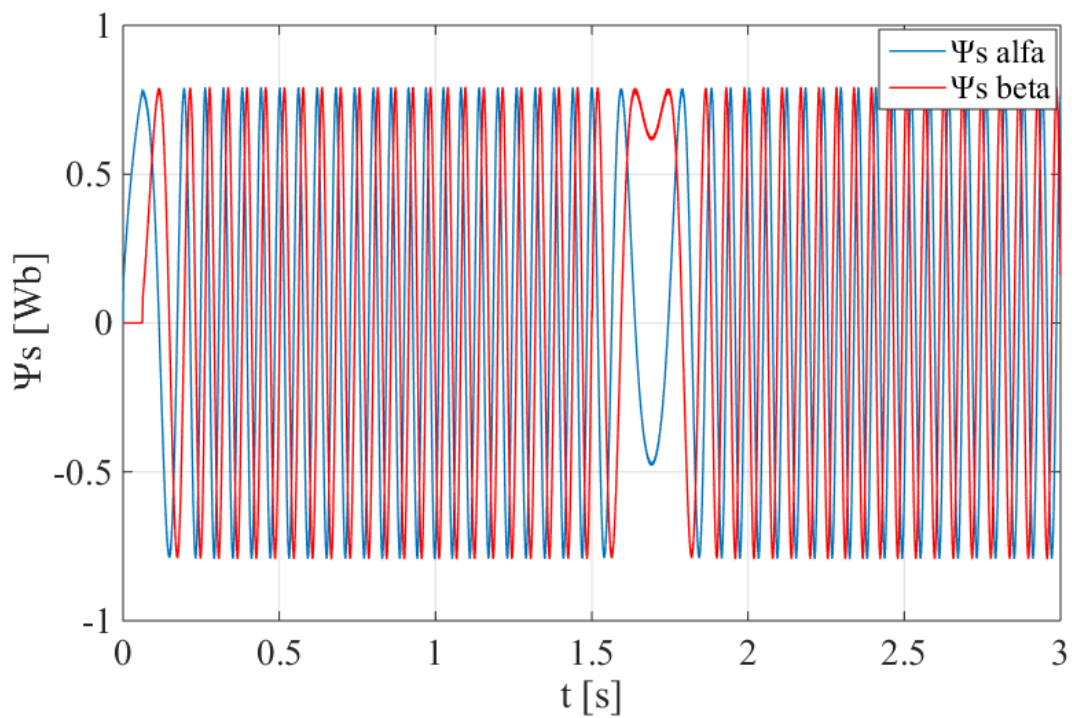
Obr. 33: Průběh žádaných a skutečných otáček AM (T-DTC, $500 \text{ min}^{-1} / -500 \text{ min}^{-1}$).



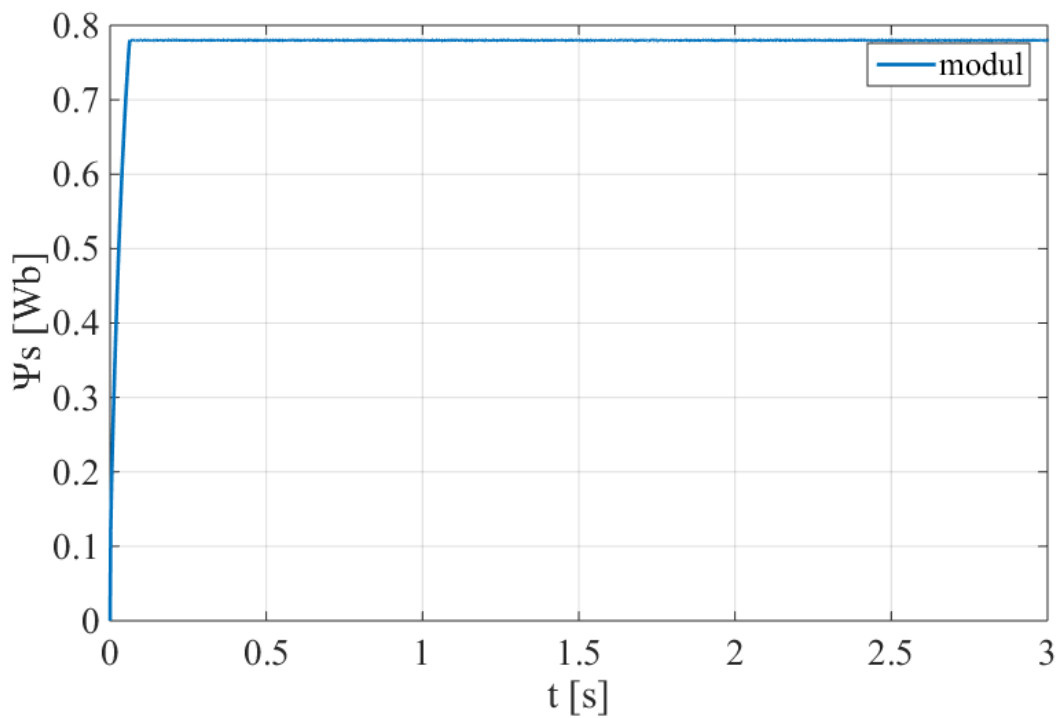
Obr. 34: Průběh momentu motoru a zátěže (T -DTC, 500 min^{-1} / -500 min^{-1}).



Obr. 35: Průběh složek vektoru statorového proudu $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$ (T -DTC, 500 min^{-1} / -500 min^{-1}).



Obr. 36: Průběh složek vektoru statorového toku $\Psi_{s\alpha}$, $\Psi_{s\beta}$ (T-DTC, 500 min^{-1} / -500 min^{-1}).



Obr. 37: Průběh modulu vektoru magnetického toku statoru (T-DTC, 500 min^{-1} / -500 min^{-1}).

c) žádaná rychlost: $2000 \text{ min}^{-1} / -2000 \text{ min}^{-1}$

Jmenovitá rychlost simulovaného AM je 1360 min^{-1} , tudíž při překročení této rychlosti je nutné zvýšit rychlost točivého magnetického pole, což lze provést odbuzením. Princip odbuzení můžeme vidět na následujících obrázcích.

Obr. 38 ukazuje průběh žádaných a skutečných otáček AM. Motor dosáhne žádaných otáček za 0,97 s.

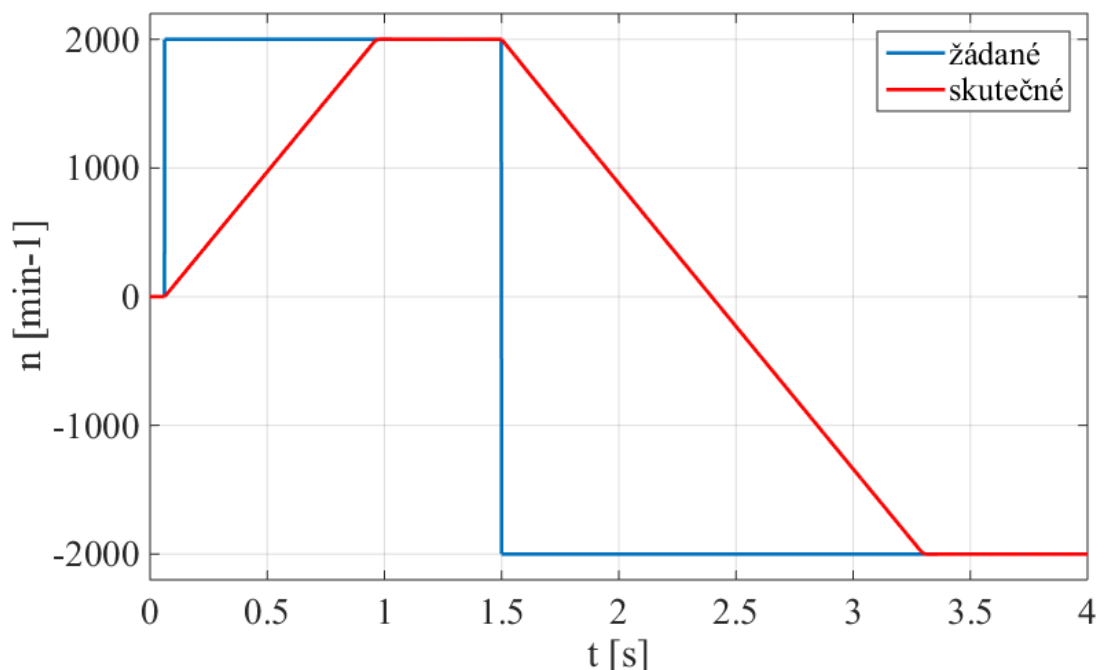
Obr. 39 ukazuje průběh momentu motoru a zátěže. Pro tuto rychlost, která je vyšší než jmenovitá, není pro větší přehlednost zátěž připojena (moment zátěže je tedy po celou dobu nulový). Při skoku žádané hodnoty otáček z 0 min^{-1} na 2000 min^{-1} vyvíjí motor moment o velikosti 10 Nm až do dosažení žádaných otáček. Poté je moment motoru nulový. Při reverzaci vyvíjí motor moment -10 Nm .

Obr. 40 ukazuje průběh složek vektoru statorového proudu. Na začátku děje lze zpozorovat omezení proudu i_{sa} na hodnotě 8 A během nabuzování.

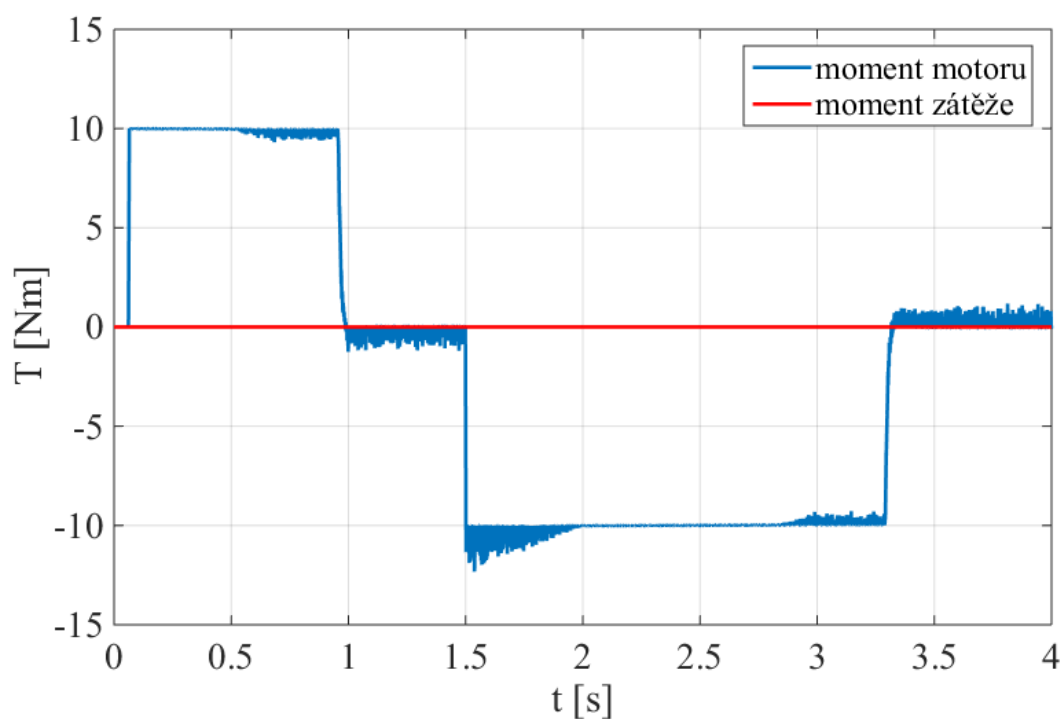
Obr. 41 zobrazuje průběh složek vektoru magnetického toku statoru. V čase $0,68 \text{ s}$ dochází k překročení jmenovitých otáček, tudíž dochází k zeslabování magnetického pole (odbuzování). Z průběhu je patrné, že v oblasti odbuzování, se složky magnetického toku statoru snižují na velikost danou vztahem pro žádanou rychlost 2000 min^{-1} :

$$\Psi_{S_ref} = \frac{\Psi_{Sn}}{n_{ref}} \cdot n_n = \frac{0,78}{2000} \cdot 1360 = 0,53 \text{ Wb} \quad (50)$$

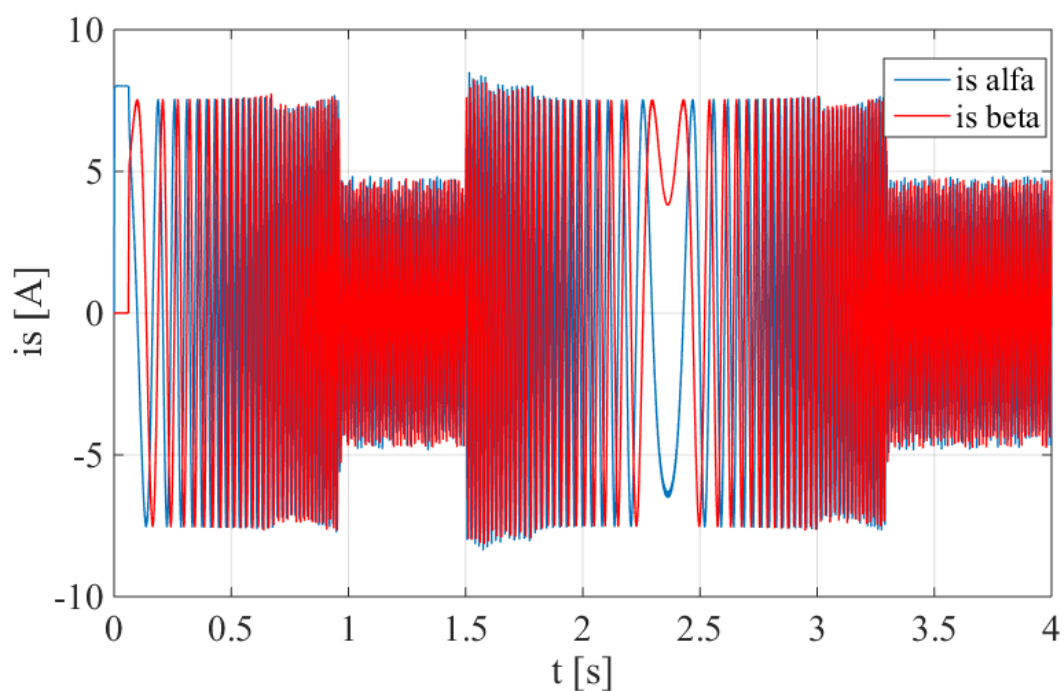
Obr. 42 ukazuje modul vektoru magnetického toku statoru. Po nabuzení motoru je modul roven jmenovité hodnotě ($0,78 \text{ Wb}$). Při překročení jmenovité rychlosti dochází se zvyšující se rychlosti ke zmenšení magnetického toku, až do okamžiku dosažení žádaných otáček.



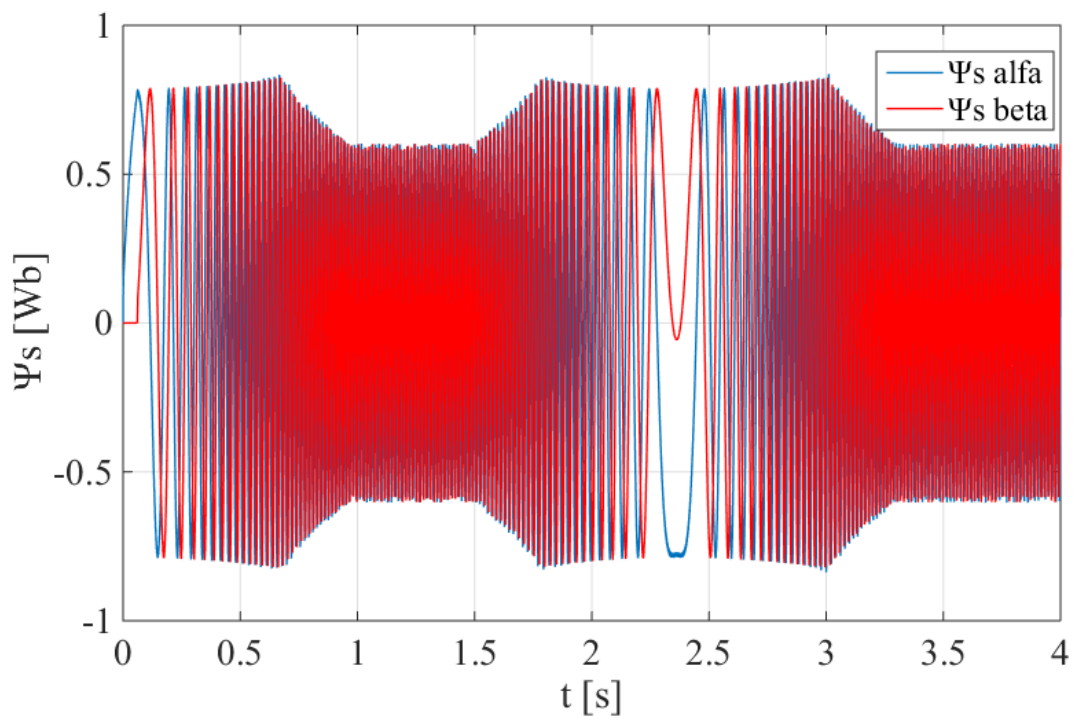
Obr. 38: Průběh žádaných a skutečných otáček AM (T-DTC, $2000 \text{ min}^{-1} / -2000 \text{ min}^{-1}$).



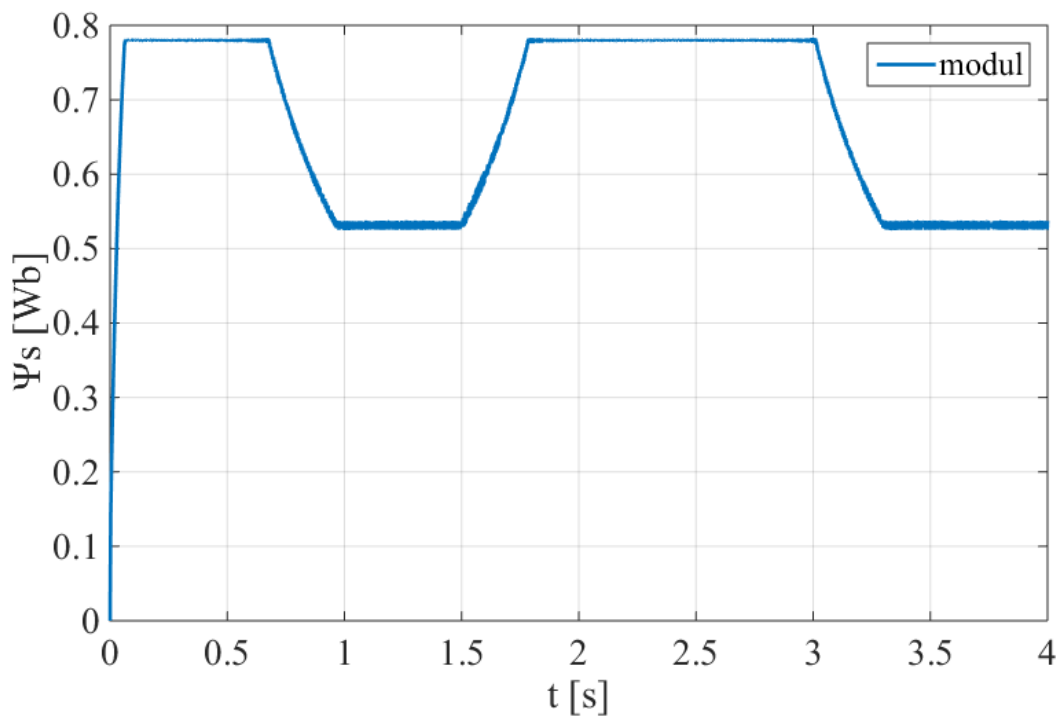
Obr. 39: Průběh momentu motoru a zátěže (T -DTC, 2000 min^{-1} / -2000 min^{-1}).



Obr. 40: Průběh složek vektoru statorového proudu $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$ (T -DTC, 2000 min^{-1} / -2000 min^{-1}).



Obr. 41: Průběh složek vektoru statorového toku $\Psi_{s\alpha}$, $\Psi_{s\beta}$ (T-DTC, 2000 min^{-1} / -2000 min^{-1}).



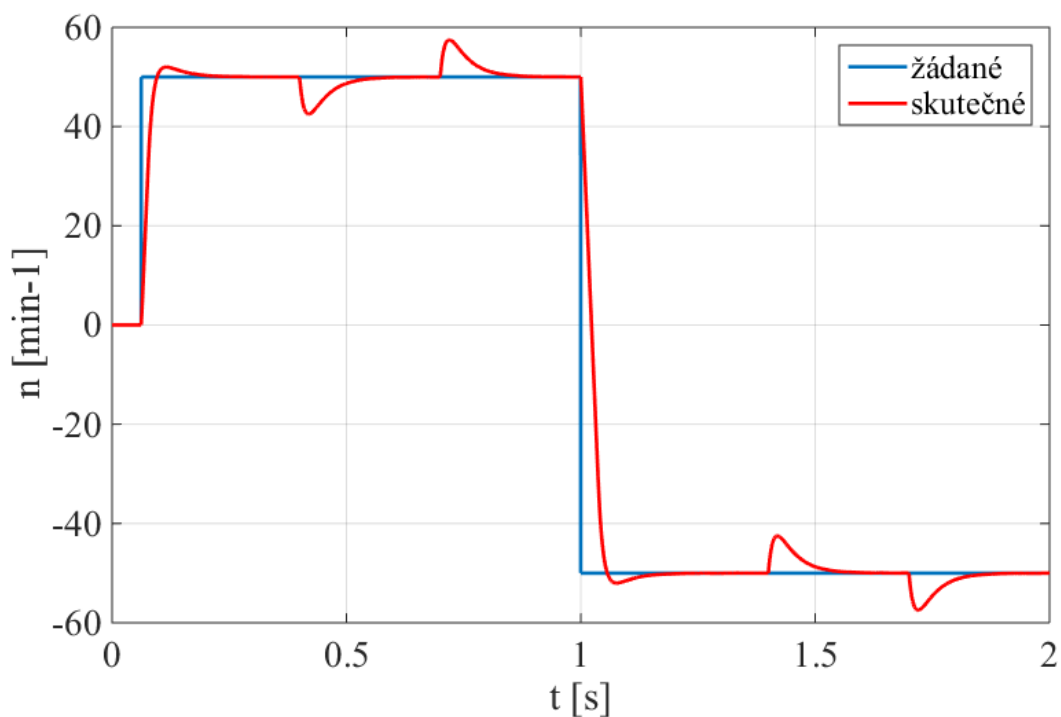
Obr. 42: Průběh modulu vektoru magnetického toku statoru (T-DTC, 2000 min^{-1} / -2000 min^{-1}).

5.3 SIMULAČNÍ OVĚŘENÍ PŘÍMÉHO ŘÍZENÍ MOMENTU S PWM MODULÁTOREM

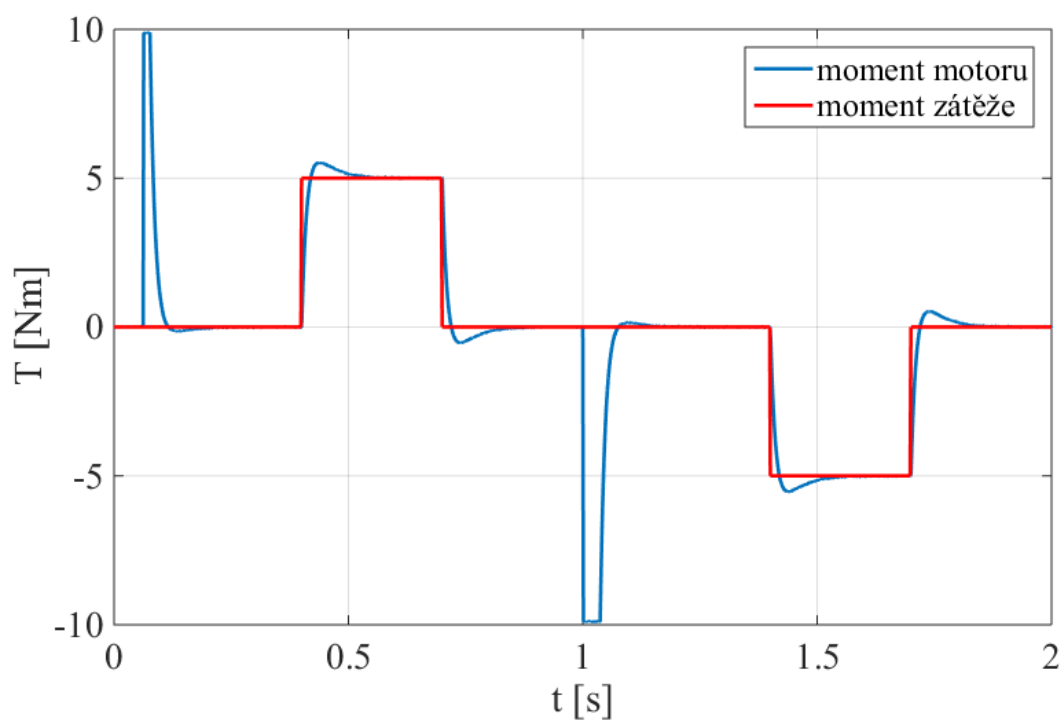
a) žádaná rychlost: 50 min^{-1} / -50 min^{-1}

V čase 0,4 s až 0,7 s je připojena zátěž o velikosti 5 Nm a v čase 1,4 s až 1,7 s o velikosti -5 Nm.

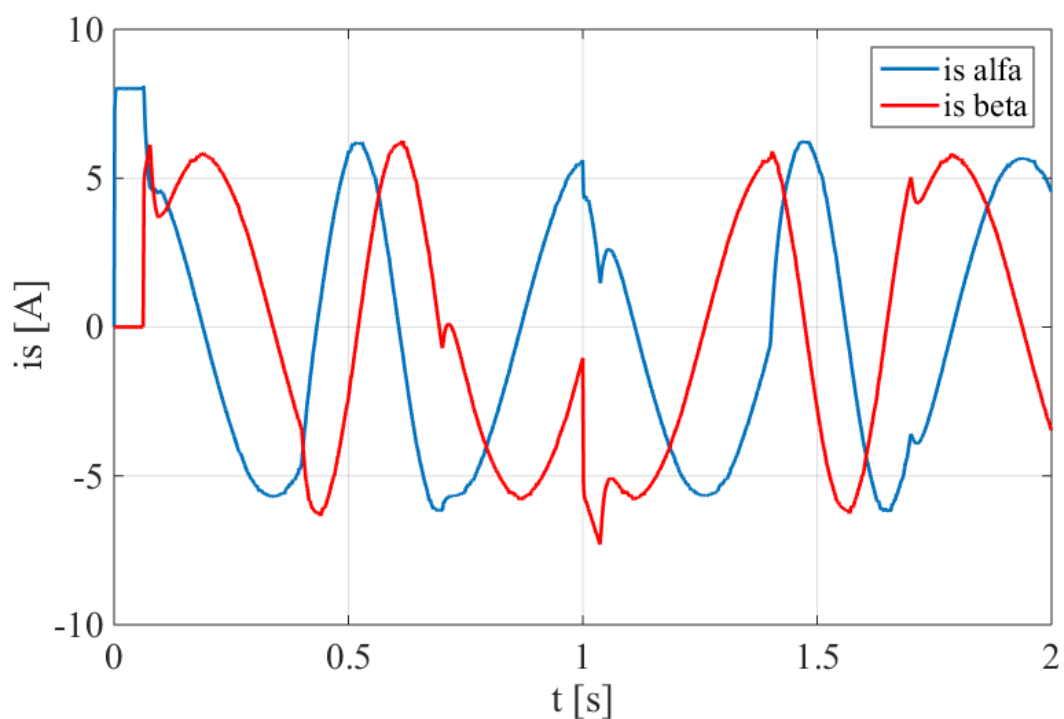
Obr. 43-47 zobrazují časové průběhy důležitých veličin. Simulované výsledky přímého řízení momentu s PWM modulátorem AM jsou totožné jako pro řízení dle Takahashiho metody pro žádanou rychlost 50 min^{-1} / -50 min^{-1} . Jediný rozdíl je v průběhu modulu vektoru statorového toku (viz. Obr. 47), kdy dochází k minimálnímu zvlnění. Toto mírné zvlnění lze zpozorovat i na průběhu trajektorie statorového toku (viz. Obr. 48). Trajektorie vektoru magnetického toku statoru je přibližně ve tvaru kružnice, tudíž odpovídá teoretickým předpokladům. Minimální zvlnění je způsobeno nastavením PI regulátoru magnetického toku.



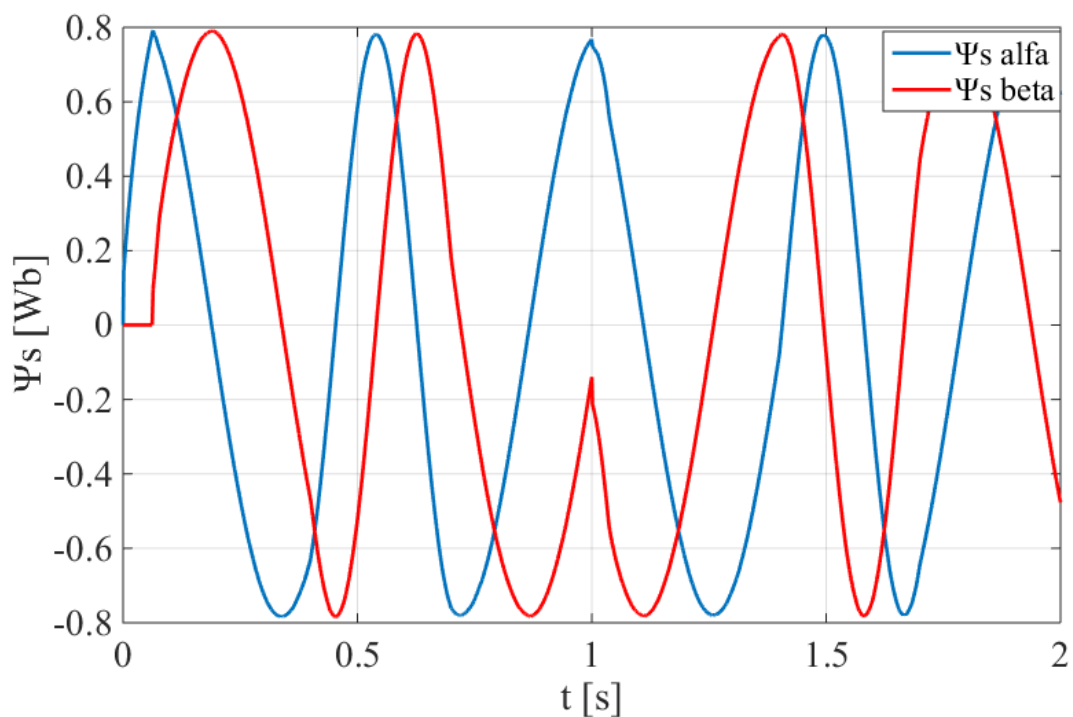
Obr. 43: Průběh žádaných a skutečných otáček AM (DTC-PWM, 50 min^{-1} / -50 min^{-1}).



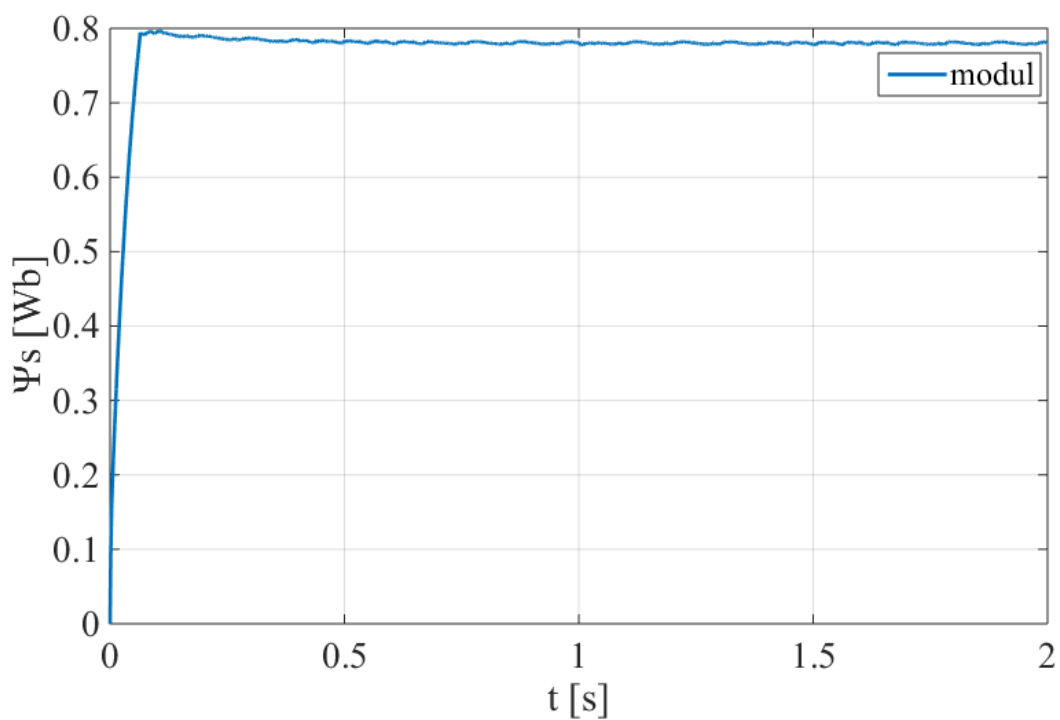
Obr. 44: Průběh momentu motoru a zátěže (DTC-PWM, $50 \text{ min}^{-1} / -50 \text{ min}^{-1}$).



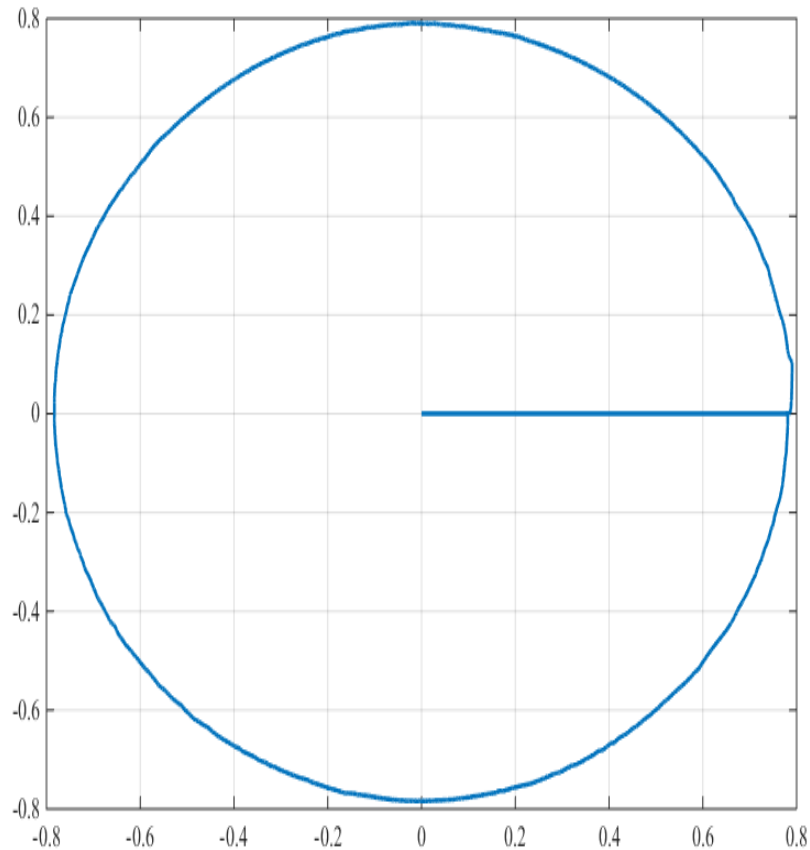
Obr. 45: Průběh složek vektoru statorového proudu $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$ (DTC-PWM, $50 \text{ min}^{-1} / -50 \text{ min}^{-1}$).



Obr. 46: Průběh složek vektoru statorového toku $\Psi_{s\alpha}$, $\Psi_{s\beta}$ (DTC_PWM, 50 min^{-1} / -50 min^{-1}).



Obr. 47: Průběh modulu vektoru magnetického toku statoru (DTC_PWM, 50 min^{-1} / -50 min^{-1}).



Obr. 48: Trajektorie vektoru statorového toku (DTC-PWM).

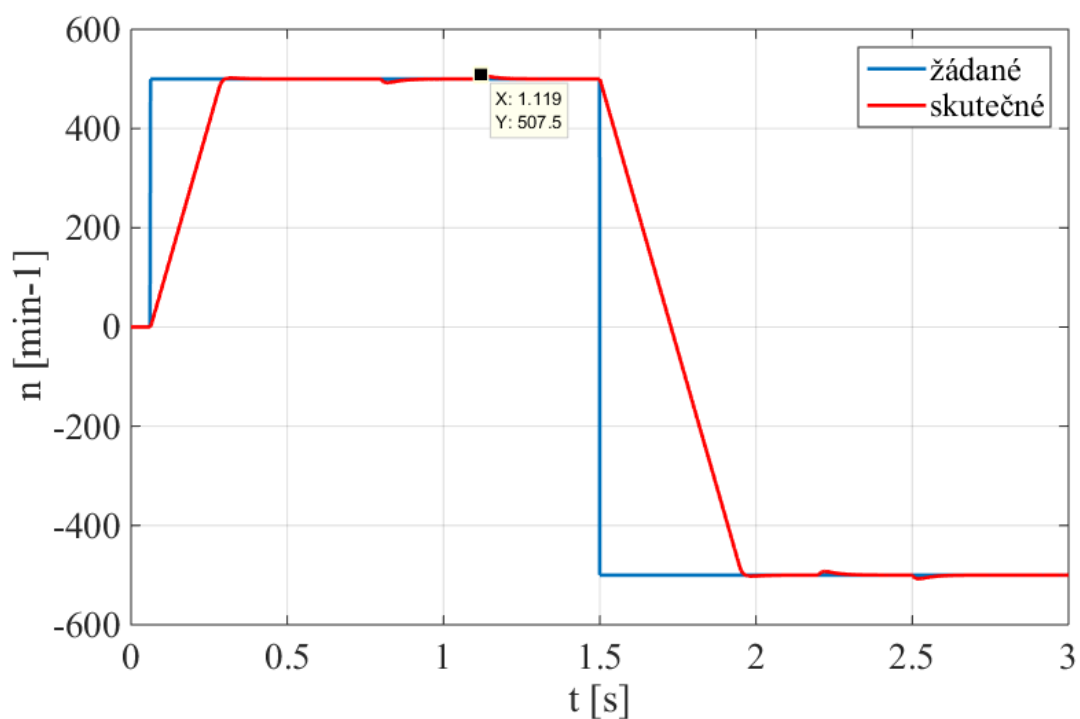
b) žádaná rychlost: 500 min^{-1} / -500 min^{-1}

V čase 0,8 s až 1,1 s je připojena zátěž o velikosti 5 Nm a v čase 2,2 s až 2,5 s o velikosti -5 Nm.

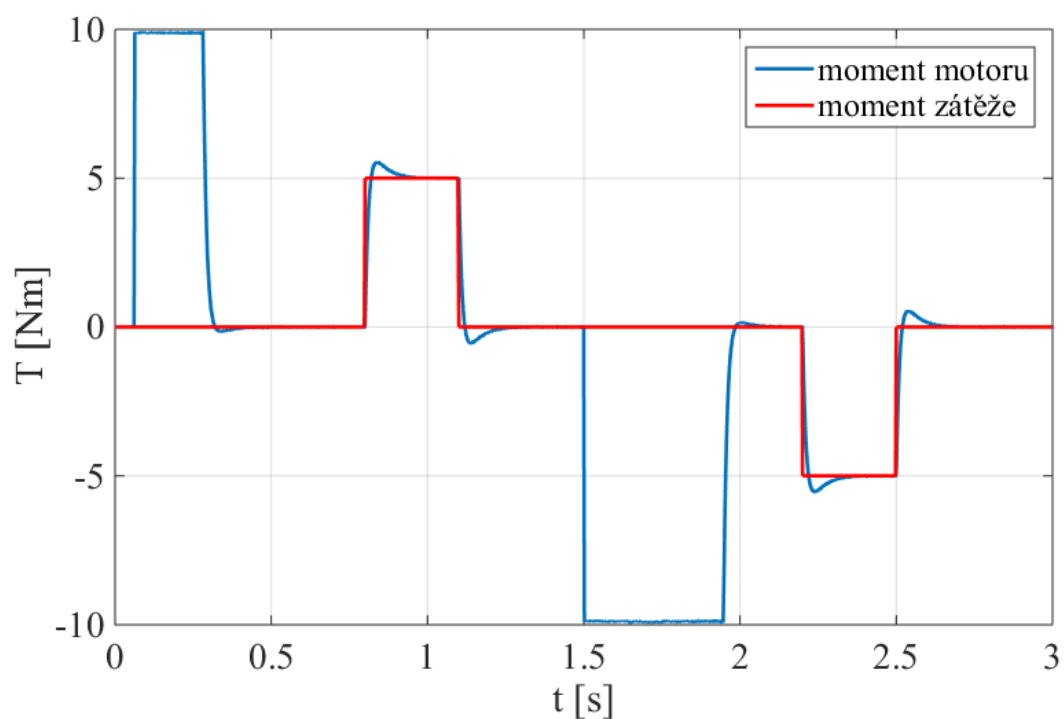
Obr. 49-53 zobrazují časové průběhy důležitých veličin. I pro tuto žádanou rychlost jsou simulované výsledky totožné s výsledky řízení dle Takahashiho metody pro žádanou rychlost 500 min^{-1} / -500 min^{-1} . Znovu si lze všimnout jediného rozdílu, a to mírného poklesu modulu vektoru statorového toku v době reverzace. Tento pokles je ovšem nepatrný (0,01 Wb).

Z průběhu otáček (viz. Obr. 49) si lze všimnout poklesu, respektive nárůstu otáček v době připojení, respektive odpojení zátěže. Tyto odchylky rychlostní PI regulátor velice rychle vyreguluje.

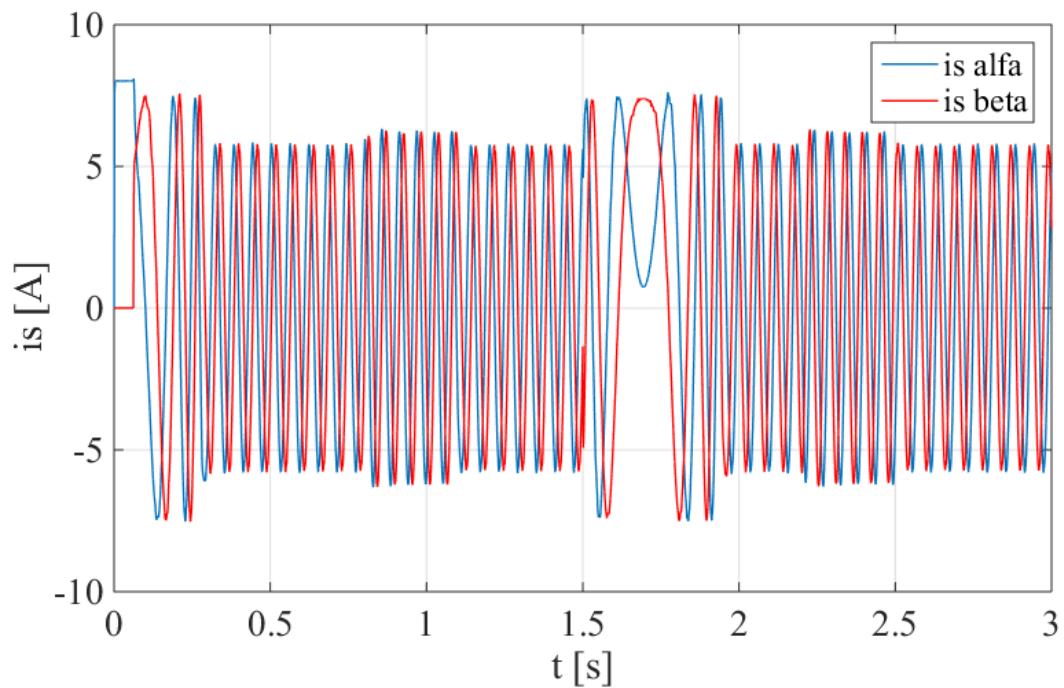
Obr. 50 zobrazuje průběh momentu motoru a zátěže. Je patrná velice dobrá dynamika pohonu, kdy dochází k rychlým změnám momentu motoru.



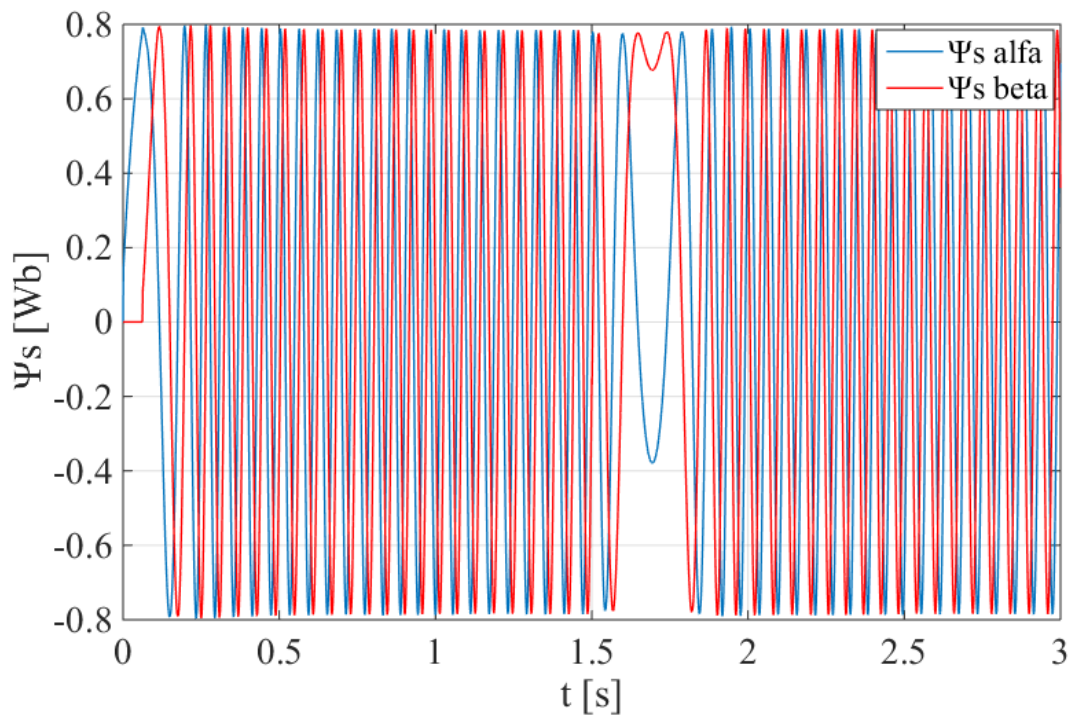
Obr. 49: Průběh žádaných a skutečných otáček AM (DTC-PWM, $500 \text{ min}^{-1} / -500 \text{ min}^{-1}$).



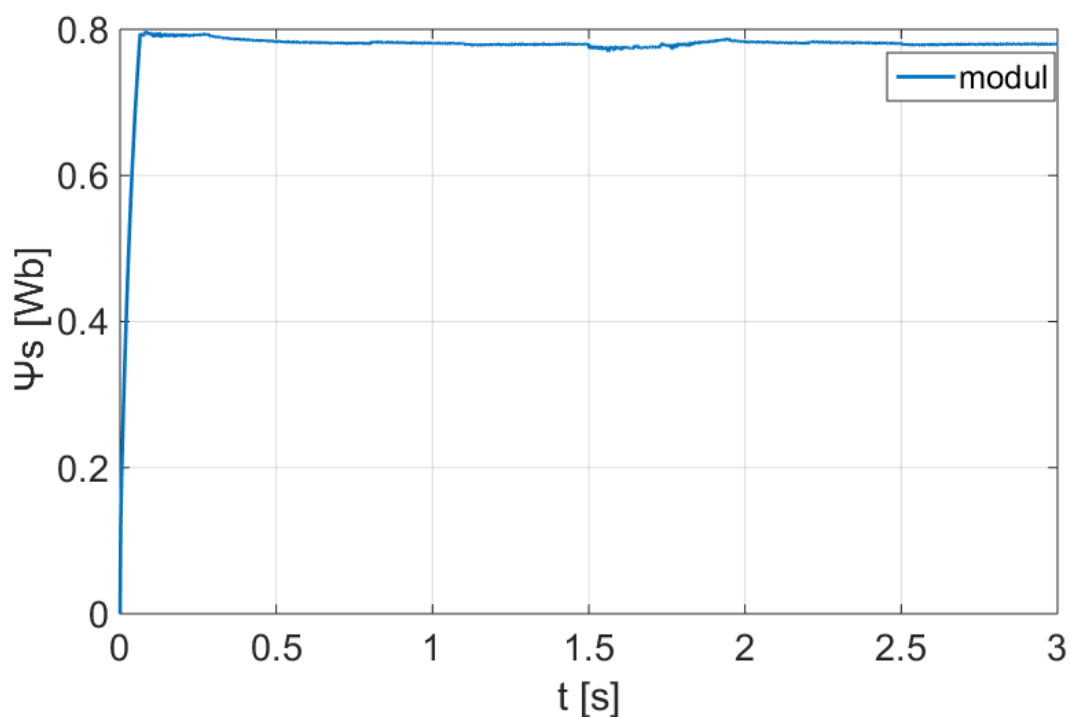
Obr. 50: Průběh momentu motoru a zátěže (DTC-PWM, $500 \text{ min}^{-1} / -500 \text{ min}^{-1}$).



Obr. 51: Průběh složek vektoru statorového proudu $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$ (DTC-PWM, 500 min^{-1} / -500 min^{-1}).



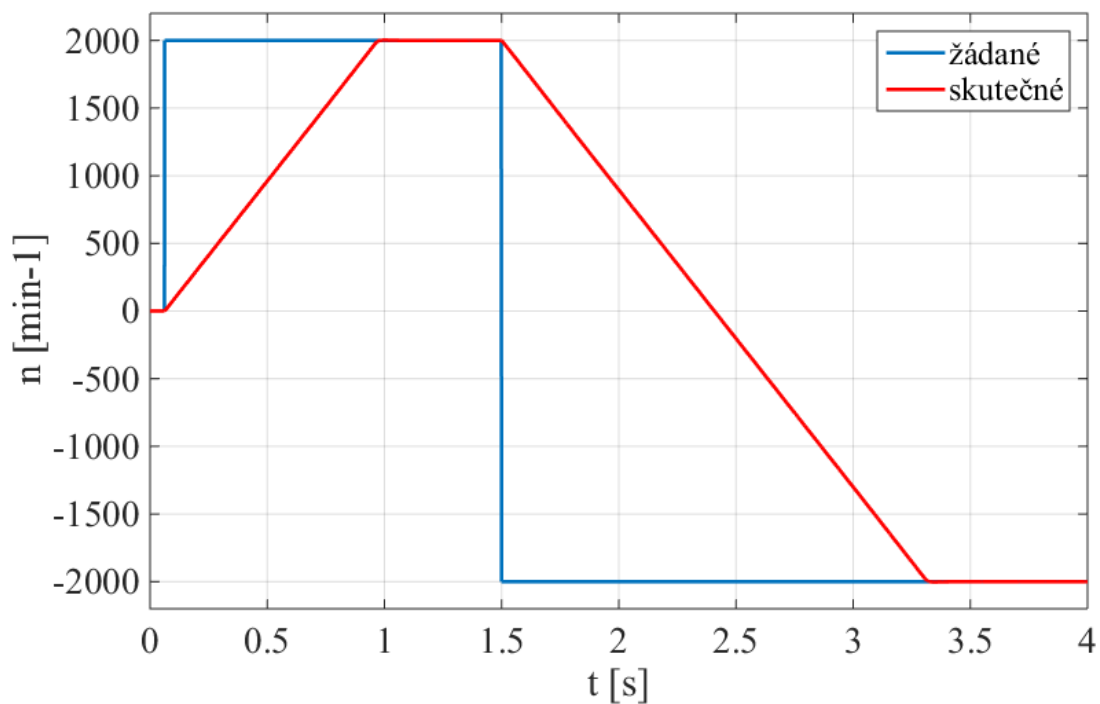
Obr. 52: Průběh složek vektoru statorového toku $\Psi_{s\alpha}$, $\Psi_{s\beta}$ (DTC-PWM, 500 min^{-1} / -500 min^{-1}).



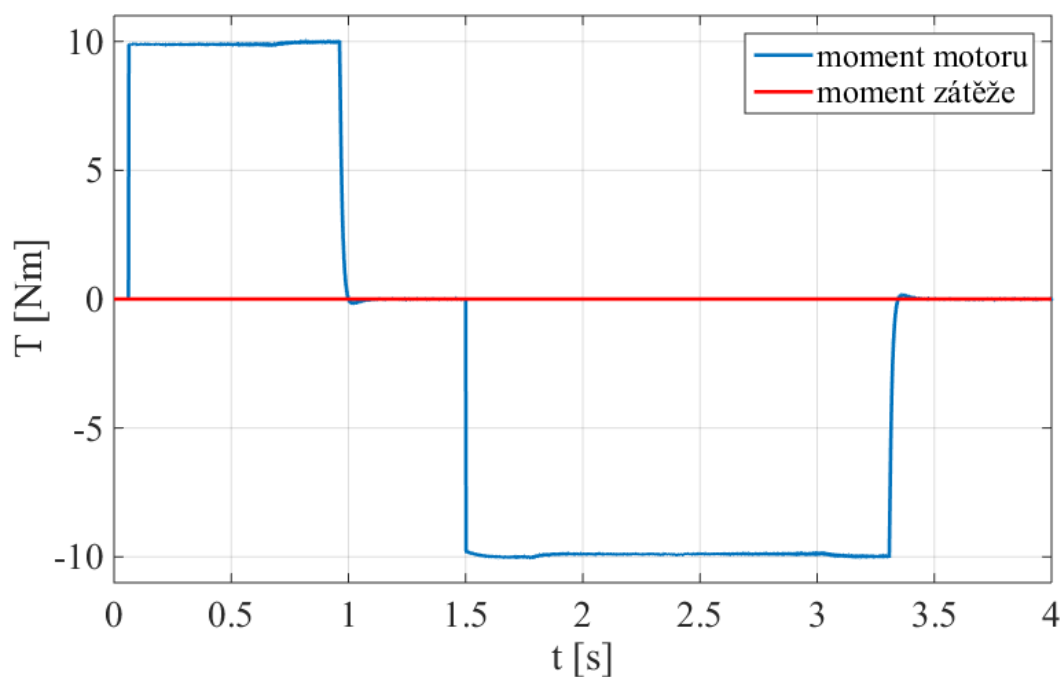
Obr. 53: Průběh modulu vektoru magnetického toku statoru (DTC_PWM, 500 min⁻¹ / -500 min⁻¹).

c) žádaná rychlost: 2000 min⁻¹ / -2000 min⁻¹

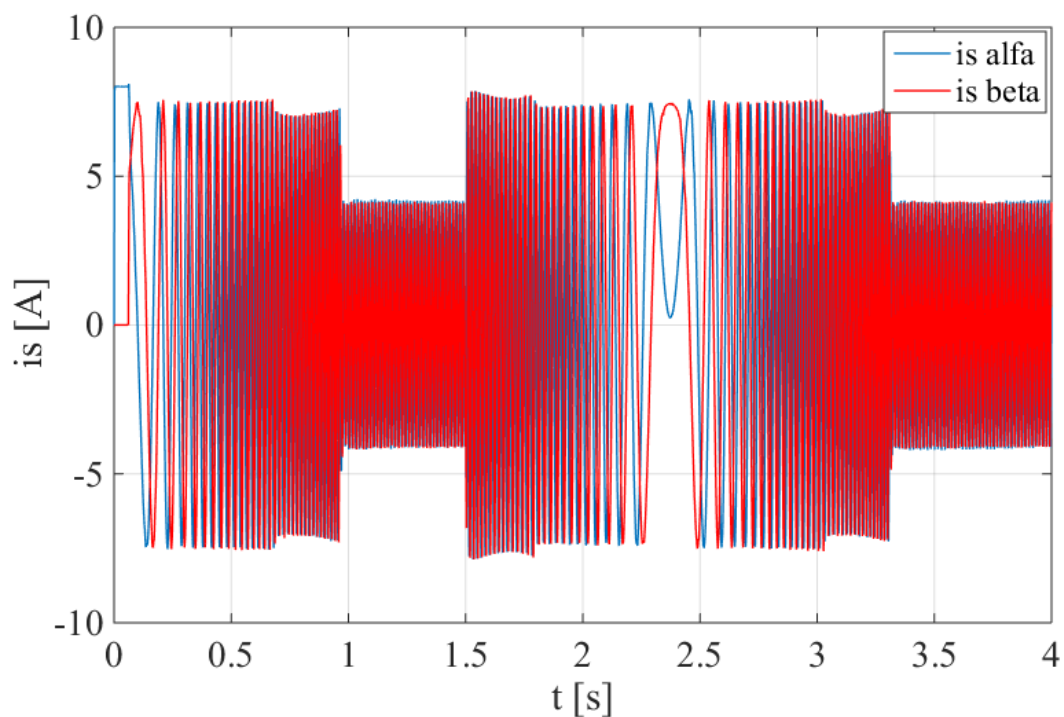
Obr. 54-58 ukazují časové průběhy důležitých veličin v oblasti odbuzení. V oblasti odbuzení platí totéž, co pro Takahashiho metodu přímého řízení momentu.



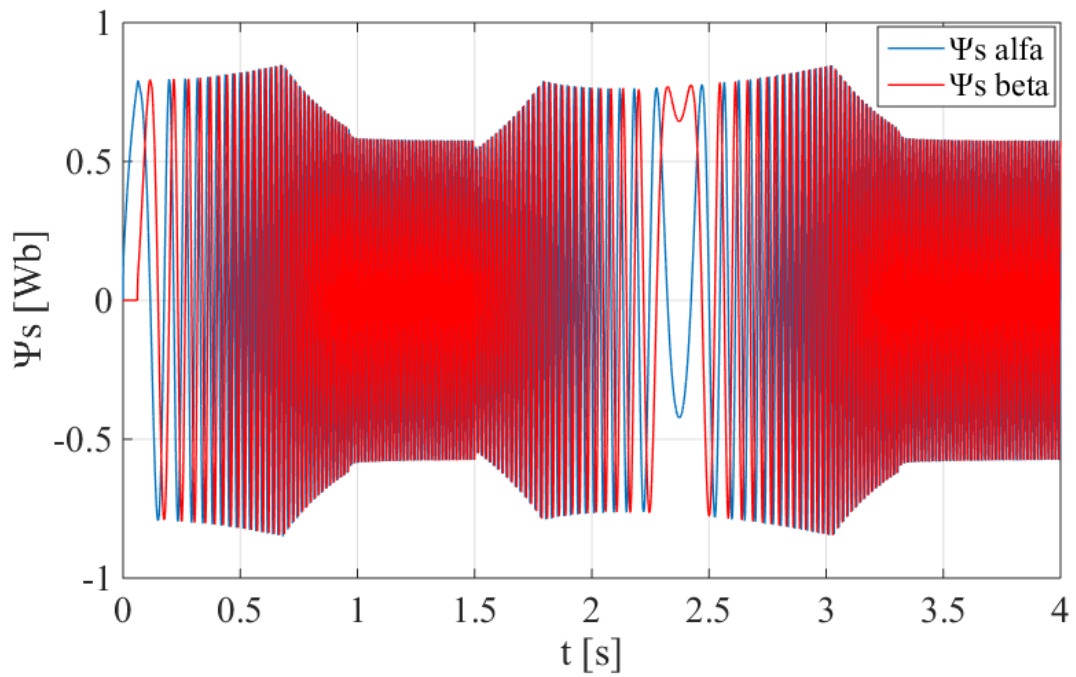
Obr. 54: Průběh žádaných a skutečných otáček AM (DTC-PWM, 2000 min⁻¹ / -2000 min⁻¹).



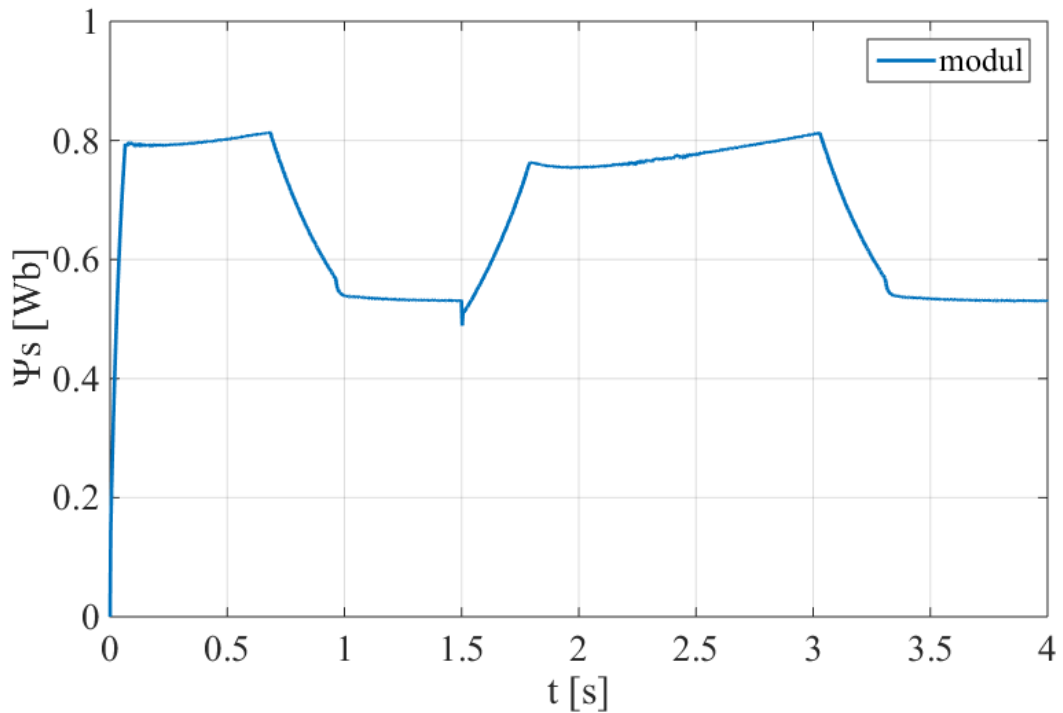
Obr. 55: Průběh momentu motoru a zátěže (DTC-PWM, $2000 \text{ min}^{-1} / -2000 \text{ min}^{-1}$).



Obr. 56: Průběh složek vektoru statorového proudu $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$ (DTC-PWM, $2000 \text{ min}^{-1} / -2000 \text{ min}^{-1}$).



Obr. 57: Průběh složek vektoru statorového toku $\Psi_{s\alpha}$, $\Psi_{s\beta}$ (DTC_PWM, 2000 min⁻¹ / -2000 min⁻¹).



Obr. 58: Průběh modulu vektoru magnetického toku statoru (DTC_PWM, 2000 min⁻¹ / -2000 min⁻¹).

6 ZÁVĚR

Cílem této diplomové práce bylo studium přímého řízení momentu a magnetického toku statoru asynchronního motoru, dále naučit se modelovat elektrické systémy v softwaru Matlab Simulink a porovnat dosažené simulované výsledky s teoretickými předpoklady.

Teoretická část je věnována asynchronnímu motoru s kotvou nakrátko, principu a různým metodám přímého řízení momentu a magnetického toku statoru.

Praktická část popisuje samotný návrh struktury regulace otáček, zhotovení simulačního modelu asynchronního motoru s přímým řízením momentu jednak pro Takahashiho metodu, tak i pro metodu s PWM modulátorem, simulační ověření důležitých veličin v různých oblastech rychlosti.

Nejdříve jsem se důkladně seznámil s principem a metodami přímého řízení momentu. Až poté jsem mohl sestavit simulační model nejprve pro Takahashiho metodu a poté také pro metodu s PWM modulátorem dle výše uvedených struktur regulací otáček. Tyto dva modely se liší pouze v bloku přímého řízení momentu (DTC Controller), kdy Takahashiho metoda využívá dvoupolohový regulátor magnetického toku statoru a trojpolohový regulátor momentu, zatímco metoda s PWM modulátorem používá dva PI regulátory, přičemž jeden slouží k regulaci magnetického toku a druhý k regulaci momentu. Tato záměna odstraňuje nevýhodu Takahashiho metody, což je proměnná spínací frekvence napěťového střídače (obtížná filtrace, způsobuje větší úroveň rušení), tudíž metoda s PWM modulátorem má konstantní spínací frekvenci. V této práci je použita komparační šířkově pulzní modulace. Dále oba simulační modely ošetřují stav nabuzování i odbuzování.

V simulačním ověření je nejdříve ukázán vliv použití podprogramu nabuzování. Asynchronní motor je nejdříve potřeba nabudit, až poté můžu zadat žádané otáčky motoru. Nepoužití podprogramu vede k spirálovitému náběhu magnetického toku statoru při rozběhu a k velkému nárůstu statorových proudů, což lze zpozorovat na *Obr. 23*, kdy alfa složka statorového proudu roste až k hodnotě 29,36 A. Na tento růst může reagovat ochrana měniče. Při použití podprogramu, jsem nastavil maximální hodnotu alfa složky statorového proudu na 8 A (viz. *Obr. 24*). Patrný vliv podprogramu lze vidět i z trajektorie vektoru koncového bodu statorového toku, kdy magnetický tok začíná růst ve směru sepnutého vektoru napětí a až po dosažení rovnosti modulu magnetického toku s žádaným tokem se přechází na způsob řízení dle dané metody (viz. *Obr. 32*).

V další části simulačního ověření jsou zobrazeny průběhy důležitých veličin při různých aktivitách asynchronního motoru, a to při rozběhu, ustáleném stavu a reverzaci pro oblast nízkých otáček (50 min^{-1}), středních otáček (500 min^{-1}) a vysokých otáček (2000 min^{-1} , kdy se motor dostává do oblasti odbuzování). Skutečné otáčky motoru jsou získány z čidla rychlosti. Na průbězích pro nízké a střední otáčky, lze zpozorovat okamžik, kdy je připojena, respektive odpojena zátěž (v těchto okamžicích, si lze všimnout regulační odchylky skutečných otáček od žádaných, jenž PI regulátor rychlosti po malém časovém intervalu vyreguluje). V oblasti vysokých otáček je ověřena funkčnost stavu odbuzování. Tento stav je aktivní od okamžiku, kdy skutečná rychlost motoru překročí jmenovité otáčky (1360 min^{-1}), pak se modul vektoru magnetického toku statoru začne snižovat. Z průběhů zobrazených na *Obr. 41*, *42* a *57*, *58* je patrný princip odbuzování. Z průběhů je vidět vlastnost přímého řízení momentu, což je velmi dobrá dynamika pohonu. Presentované simulované výsledky potvrdily očekávané teoretické předpoklady, jak v ustáleném stavu, tak i v přechodných stavech.

Diplomová práce mě obohatila o nové znalosti v oblasti přímého řízení momentu asynchronního motoru. Díky této práci jsem se zdokonalil v práci se simulačním softwarem Matlab Simulink.

Tato diplomová práce se věnuje Takahashiho metodě a metodě s PWM modulátorem přímého řízení momentu asynchronního motoru. V budoucnu by se tato práce mohla vyvíjet například tím, že by se rozšířila o další známé metody přímého řízení momentu. Další možností, jak tuto práci rozšířit, je například ukázat vliv změny velikosti spínací frekvence napěťového střídače a velikosti napětí meziobvodu na simulované průběhy nebo také použít prostorově vektorovou šířkově pulzní modulaci místo komparační. Další možností je použití sliding mode regulátorů, místo klasických PI regulátorů. Další možností, jak tuto práci dále rozšířit, je možnost simulace bezsenzorového řízení jednak pro řízení s matematickým modelem motoru (MRAS, Kalmanův pozorovatel, Luenbergerův pozorovatel), tak také pro řízení bez matematického modelu (estimátory využívající injektování proudového nebo napěťového signálu, estimátory využívající prvky umělé inteligence, zejména neuronové sítě). Z toho vyplývá, že prostor pro pokračování této diplomové práce je značný.

SEZNAM POUŽITÝCH ZDROJŮ

1. Neborák, I.: Mechatronické systémy. Učební text pro obor Elektrotechnika fakulty elektrotechniky a informatiky, VŠB – TU Ostrava, 2012, 117 s.
2. Brandštetter, P.: Elektrické regulované pohony III. Učební texty pro kombinované a distanční studium. VŠB-TU Ostrava, 2010.
3. Stýskala, V. – Dudek, J.: Elektrické stroje – Úvod – Asynchronní motory. Učební text Elektrotechnika II pro kombinované studium fakulty strojní, VŠB – TU Ostrava, 2007.
4. Neborák, I.: Elektrické regulované pohony II. Učební texty pro kombinované a distanční studium. VŠB-TU Ostrava, 2014.
5. Vas, P.: Sensorless Vector and Direct Torque Control, Oxford University Press, 1998.
6. Brandštetter, P. – Kuchař, M. – Vo, H. H. – Dong, H. S. T.: Induction Motor Drive with PWM Direct Torque Control, paper EPE, 2017
7. Brandštetter, P. – Chlebiš, P. – Palacký, P.: Direct Torque Control of Induction Motor with Direct Calculation of Voltage Vector. Advances in Electrical and Computer Engineering, vol. 10, no. 4, pp. 17-22, 2010.
8. Siraj, A. – Sao, S. – Anjaneyulu, K. S. R.: DTC of Twelve Sector IM Drive Using Four Level Hysteresis Control to Reduce Torque Ripple Comparing with Conventional Control, vol. 3, Issue 1, pp. 115-120, January – February 2013.
9. Neborák, I.: Modelování a simulace elektrických regulovaných pohonů. Monografie, VŠB-TU Ostrava, 2002, 172 s., ISBN 80-248-0083-7.