

ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ

Katedra elektrických pohonů a trakce



Obor: Elektrické stroje, přístroje a pohony

**Porovnání způsobů vektorového řízení
asynchronního stroje**

diplomová práce

Autor diplomové práce: Martin Mrva

Vedoucí diplomové práce: prof. Ing. Jiří Lettl, CSc.

Rok obhajoby: 2017

Čestné prohlášení

Prohlašuji, že jsem diplomovou práci na téma „Porovnání způsobů vektorového řízení asynchronního stroje“ vypracoval samostatně a veškerou použitou literaturu a další prameny jsem řádně označil a uvedl v příloženém seznamu.

V Praze dne

.....

Martin Mrva

Poděkování

Touto cestou bych chtěl poděkovat mému vedoucímu práce prof. Ing. Jiřímu Lettlovi, CSc. za odborné vedení, cenné rady a připomínky, které mi pomohly při zpracování této diplomové práce. Rovněž bych chtěl velice poděkovat panu Ing. Pavlu Karlovskému za cenné rady, užitečné nápady a doporučení.

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Mrva** Jméno: **Martin** Osobní číslo: **393353**
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**
Zadávající katedra/ústav: **Katedra elektrických pohonů a trakce**
Studijní program: **Elektrotechnika, energetika a management**
Studijní obor: **Elektrické stroje, přístroje a pohony**

II. ÚDAJE K DIPLOMOVÉ PRÁCI

Název diplomové práce:

Porovnání způsobů vektorového řízení asynchronního stroje

Název diplomové práce anglicky:

Comparison of Field Oriented Control Strategies for Induction Motor

Pokyny pro vypracování:

- 1) Uvedte přehled způsobů vektorového řízení asynchronního stroje.
- 2) Sestavte matematický model pohonu s vektorově řízeným asynchronním motorem.
- 3) Vytvořte simulační model pohonu v prostředí MatLab/Simulink a pro vybrané způsoby vektorového řízení proveďte simulaci ustálených a přechodných dějů systému.
- 4) Vyhodnoťte získané výsledky a porovnejte vlastnosti jednotlivých způsobů vektorového řízení.

Seznam doporučené literatury:

- [1] Blaschke, F.: The Principle of Field Orientation as Applied to the New Transvector Closed-loop Control System for Rotating Machines. Siemens Rev., vol. 39, no. 4, pp. 217-220, 1972.
- [2] Koyama, M., et. al: Microprocessor-based Vector Control System for Induction Motor Drive with Rotor Time Constant Identification Function. IEEE Trans. on IA, vol. 22, pp. 1001-1009, 1987.
- [3] Levi, E., Vuckovic, V.: Field Oriented Control of Induction Machines in the Presence of Saturation. EMPS, vol. 16, pp. 133-147, 1989.
- [4] Boldea, I., Nasar, S. A.: Vector Control of AC Drives. CRC Press, London, 1992.
- [5] Tajima, H., Hori, Y.: Speed Sensor-less Field-orientation Control of the Induction Machine. IEEE Trans. on IA, 1993.
- [6] Leonhard, W.: Control of Electrical Drives. Springer-Verlag, Berlin, 2001.
7. Javůrek, J.: Regulace moderních elektrických pohonů. GRADA, Praha, 2003.

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) diplomové práce:

prof. Ing. Jiří Lettl CSc., katedra elektrických pohonů a trakce FEL

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

Datum zadání diplomové práce: **09.02.2017**

Termín odevzdání diplomové práce: **26.05.2017**

Platnost zadání diplomové práce: **30.06.2018**

Podpis vedoucí(ho) práce

Podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

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

Abstrakt

Aby byl zajištěn správný chod stroje v závislosti na požadavcích obsluhy a bylo dosaženo rychlých a přesných změn bez překročení kritických veličin, je nutné správně stroj řídit a regulovat. Jelikož skalární řízení s postupem času nebylo v mnoha aplikacích dostatečné a rozvoj nových technologií a výkonové elektroniky umožnil v této oblasti znatelný pokrok, byla přesunuta oblast zájmu na vektorové řízení. Tato diplomová práce je zaměřena na metody vektorového řízení asynchronního stroje, které jsou zde popsány a mezi sebou porovnány. Práce je rozdělena na dvě hlavní části, teoretickou a praktickou. Teoretická část je složena z obecného popisu vektorového řízení a jeho možných způsobů, jež byly v minulosti vyvinuty. Dále jsou zde podrobně rozebrány dva matematické modely střídavého asynchronního stroje a odvozeny simulační matematické rovnice. Na jejich základě jsou pak vytvořena bloková schémata. V praktické části diplomové práce je hlavní pozornost věnována dvěma způsobům vektorového řízení, a to podle Schumachera a podle Warnecka. Ty jsou na základě provedených simulací v programu MATLAB Simulink mezi sebou porovnávány a testovány. Jde především o vliv nepřesné informace z otáčkového čidla, změnu parametrů stroje a v neposlední řadě i o nahrazení čidla otáček Luenbergerovým observerem. V závěru práce je ještě zkoumán vliv napájení stroje ze střídače a závěrečné zhodnocení.

Klíčová slova

Vektorové řízení, metoda podle Schumachera, metoda podle Warnecka, regulace, řízení simulace, Luenbergerův observer, MATLAB Simulink, matematický model, blokové schéma, simulační schéma, střídač.

Abstract

In order to ensure the correct operation of the machine in accordance with the operator's requirements and to achieve rapid and accurate changes without exceeding the critical quantities, the machine must be properly controlled. Since scalar control has not been sufficient in many applications over time, and the development of new technologies and power electronics has made significant advances in this area, the area of interest has been shifted to vector control. This diploma thesis is focused on methods of vector control of asynchronous machine, which are described here and compared with each other. The thesis is divided into two main parts, theoretical and practical. The theoretical part consists of a general description of vector control and its possible methods that have been developed in the past. Further, two mathematical models of the asynchronous machine are analyzed in detail and derived simulation mathematical equations. Based on these, block diagrams are created. In the practical part of the diploma thesis the main attention is paid to two methods of vector control, according to Schumacher and according to Warneck. These are compared and tested based on the simulations performed in MATLAB Simulink. This is mainly the influence of inaccurate information from the speed sensor, the change of machine parameters and, last but not least, the replacement of the speed sensor by Luenberger's observer. At the end of the thesis, the influence of the machine's power supply from the inverter is examined.

Key words

Vector control, method according to Schumacher, method according to Warneck, regulation, control, simulation, Luenberger observer, MATLAB Simulink, mathematical model, block diagram, simulation diagram, inverter.

Obsah

Abstrakt	5
Klíčová slova.....	5
Úvod.....	9
1. Přehled metod vektorového řízení střídavých strojů.....	10
1.1. Vektorové řízení podle Schumachera.....	11
1.2. Vektorové řízení podle Warnecka	12
1.3. Vektorové řízení podle Flügela	13
2. Matematické modely střídavého stroje.....	15
2.1. Matematický model $I_1 - n$	16
2.2. Matematický model $U_1 - I_1$	17
3. Simulační a bloková schémata pro simulaci vektorového řízení	19
3.1. Transformace Clarkové	19
3.2. Inverzní transformace Clarkové	20
3.3. Parkova transformace	21
3.4. Inverzní Parkova transformace	21
3.5. Simulační schéma pro rotorový spřažený magnetický tok a skluzovou frekvenci.....	22
3.6. Simulační schéma pro statorový spřažený magnetický tok.....	23
3.7. Simulační schéma pro výpočet otáček při daném zátěžném momentu	24
3.8. Simulační schéma asynchronního stroje.....	24
4. Simulační model pohonu v prostředí MATLAB Simulink	26
4.1. Parametry asynchronního stroje	26
4.2. Vektorové řízení podle Schumachera.....	28
4.3. Vektorové řízení podle Warnecka	31
4.4. Odolnost metod vektorového řízení při nepřesném údaji z otáčkového čidla.....	35
4.5. Vektorové řízení bez čidla otáček s využitím Luenbergerova observeru.....	40
4.6. Vliv změny parametrů stroje	43
4.6.1. Vliv změny odporu statorového vinutí	43

4.6.2. Vliv změny odporu rotorového vinutí	46
4.6.3. Vliv změny hlavní indukčnosti.....	50
4.7. Simulace vektorového řízení s napájením ze střídače	55
5. Závěrečné zhodnocení.....	61
5.1. Zhodnocení cílů diplomové práce	62
Přehled použitých zdrojů.....	63
Seznam užitých veličin.....	65
Seznam obrázků	67
Seznam tabulek.....	69
Seznam příloh.....	69
Příloha 1: Rovnice využité pro matematický model asynchronního stroje	70

Úvod

Jako téma mé diplomové práce jsem si zvolil porovnání způsobů vektorového řízení asynchronního stroje, neboť se zajímám o tuto problematiku a chtěl bych se o ni dozvědět více informací a rozšířit si tak oblast mých znalostí.

Práce je rozdělena do čtyř částí, jež jsou současně i hlavními cíli této diplomové práce. První část je věnována teoretickému popisu vektorového řízení a jednotlivých metod. V další části jsou podrobně rozebrány dva matematické modely střídavého asynchronního stroje. Jedním z nich je model I_1 -n a druhý U_1 - I_1 . Odvozeny budou i matematické rovnice, které budou systematicky popsány.

Přenesení matematických rovnic do programového prostředí MATLAB Simulink bude provedeno prostřednictvím blokových a simulačních schémat, které budou dále uvedeny. Praktická část práce je z časové náročnosti zaměřena na dvě vybrané metody vektorového řízení, a sice podle Schumachera a podle Warnecka. Provedeno bude několik simulací obou zmiňovaných metod, které budou v průběhu práce mezi sebou systematicky porovnávány a hodnoceny. Jde v principu o simulace změny zátěžného momentu při udržování konstantních žádaných otáček a o simulace změny žádaných otáček při konstantním zátěžném momentu.

Neopomenut nebude ani test daných metod na nepřesnou kalibraci a odchylku měření otáčkovým čidlem, se kterou se v praxi často setkáváme. V neposlední řadě bude ještě nahrazeno čidlo otáček Luenbergerovým observerem.

Jelikož nelze v praxi předpokládat konstantní parametry systému jako je například odpor vinutí či hlavní indukčnost stroje, budou v závěrečné části provedeny simulace se změnami těchto veličin. V rámci simulace bude zkoumán dopad na časové průběhy momentu, otáček a velikost statorového fázového proudu asynchronního stroje.

1. Přehled metod vektorového řízení střídavých strojů

V několika posledních desetiletích, kdy skalární řízení již nebylo pro mnohé aplikace dostačující, byla oblast vektorového řízení střídavých strojů značně rozvíjena a nové metody vektorového řízení stále přibývaly. Důraz nových metod byl kladen především na jejich přesnost, rychlost a snadnou aplikovatelnost.

Vektorové řízení má oproti skalárnímu řízení jednu obrovskou výhodu. Zatímco skalární řízení bere v úvahu pouze ustálený stav stroje, vektorové řízení zahrnuje rovněž řízení během přechodových stavů, čímž značně přispívá k rychlosti změn a dosažení žádaných hodnot¹.

Typů vektorového řízení je v současné době nepřeborná řada a mnohdy panují spory ohledně toho, co do něj spadá a jeho rozdělení bývá rovněž komplikované a v různých literaturách se tak lze setkat s rozdílným způsobem rozdělení vektorového řízení.

I když je jednotlivých metod velká řada, lze v nich spatřit některé podobnosti. Důležitým hlediskem a rovněž tím, na čem je celý tento způsob řízení založen, je matematický model stroje. Dva základní matematické modely, $I_1 - n$ a $U_1 - I_1$ budou probrány v další kapitole. Dalším hlediskem, které vektorové řízení rozděluje, je volba měřených veličin. Ty slouží jako vstupy do matematického modelu a regulátoru, z nichž jsou počítány všechny ostatní vnitřní veličiny systému. Posledním hlediskem je volba regulovaných veličin.

Smysl vektorového řízení je především převedení modelu střídavého stroje na podobnost se stejnosměrným strojem, což má za následek značné zjednodušení celého systému řízení. Toho je docíleno rozdělení statorového proudu na momentotvornou a tokotvornou složku a transformací mezi několika systémy s osami otáčejícími se vhodnou úhlovou rychlostí².

Vektorové řízení pak můžeme rozdělit na metody přímé a nepřímé. Rozdíl mezi nimi je v řízení spřaženého magnetického toku. V případě nepřímých metod, je většinou předpokládána konstantní amplituda spřaženého magnetického toku a určuje se pouze prostorové natočení jeho vektoru. Ve schématu tak chybí smyčka regulace jeho velikosti. Prostorové natočení vektoru spřaženého magnetického toku je pak zjištěno například pomocí informace o rychlosti na hřídeli. V případě přímých metod je kromě prostorového natočení vektoru spřaženého magnetického toku zjišťována i jeho velikost, což do systému přidává i smyčku pro regulaci jeho velikosti. Tento způsob je oproti nepřímým metodám sice teoreticky přesnější, ale na druhou stranu je náročnější na implementaci z důvodu nutnosti využití senzorů magnetického toku. Yamamura navrhl například měření rotorových proudů pomocí Hallovy sondy, ze kterých pak informace o rotorovém toku může

¹ LEOHARD, W.: *Control of Electrical Drives*. Berlin, Germany: Springer-Verlag, 1996.

² BOLDEA, I., NASAR, S. A.: *Vector Control of AC Drives*. CRC Press, London, 1992.

být následně získána. Sladění takovýchto senzorů do systému řízení je navíc velice náročné a zvyšuje i celkové náklady³. Velikost magnetického toku je také možné odhadnout pomocí bloků pro odhad magnetického toku, kde vstupními veličinami jsou statorové proudy, napětí a rychlost na hřídeli, a tak je možné se přímému měření pomocí senzorů zcela vyhnout.⁴ V případě asynchronních rotorů s kotvou nakrátko je zpravidla využíváno právě těchto nepřímých metod k odhadu magnetického toku, jelikož obecně měření rotorových veličin v případě strojů nakrátko by bylo velice obtížné. Tato práce bude zaměřena především na metody nepřímé.

Nepřímé metody mají oproti přímým metodám některé výhody⁵:

- Odhad magnetického toku není ovlivněn lokálními měřeními a nelinearitami např. v drážkách.
- Pro vektorové řízení mohou být využity standardní, neupravené stroje.

Mají ale také své nevýhody:

- Správná funkce modelu závisí na počátečních podmínkách.
- Model je ovlivněn změnami v parametrech stroje (změna odporu vinutí v závislosti na teplotě a době používání, atd.).

To vše pak ovlivňuje přesnost odhadu magnetického toku a kvalitu modelu.

1.1. Vektorové řízení podle Schumachera

Schumacherův model je postaven na měření statorových proudů a mechanické rychlosti, ze kterých je následně počítána rotorová (skluzová) frekvence a spřažený magnetický tok v rotoru. Při měření mechanické rychlosti a výpočtu rotorové frekvence lze poté získat synchronní frekvenci jejich prostým součtem:

$$\omega_1 = \omega + \omega_r \quad (1.1)$$

kde

ω_1	synchronní rychlost
ω	mechanická rychlost
ω_r	rotorová (skluzová) frekvence

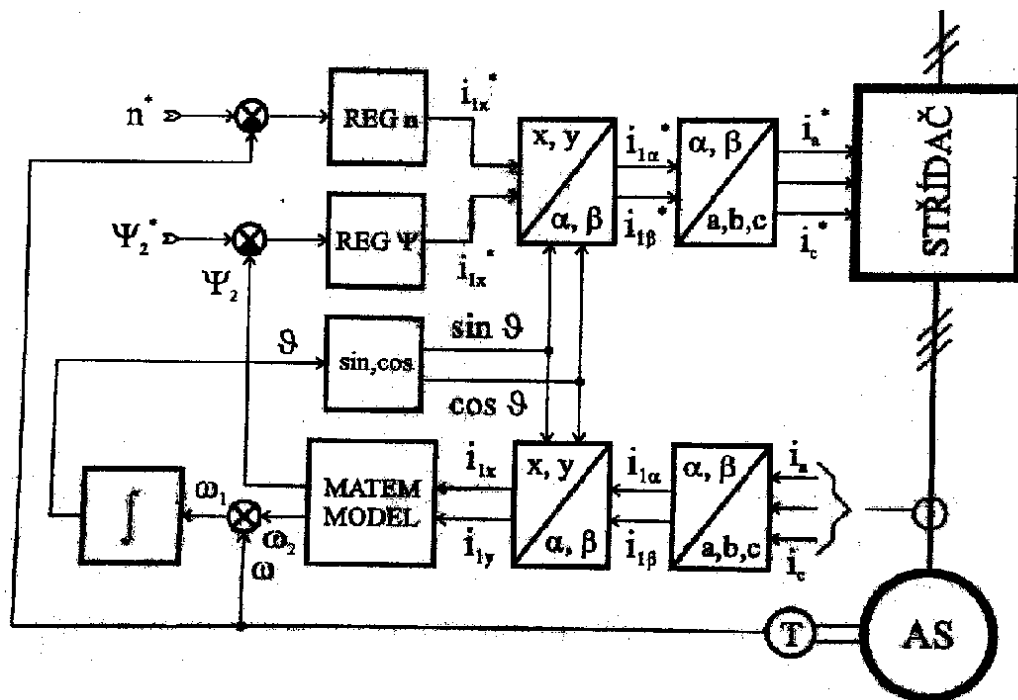
³ BOSE, B.K.: *Modern Power Electronics and AC Drives*, 4th Edition, 2004.

⁴ NAYAK, B. S.: *Comparison of Direct and Indirect Vector Control of Induction Motor*. International Journal of New Technologies in Science and Engineering. 2014.

⁵ ERTAN, H. Bülent. *Modern electrical drives*. Boston: Kluwer Academic Publishers, 2000. NATO ASI, no. 369. ISBN 07-923-6376-0.

Integrací synchronní rychlosti pak získáme okamžitý úhel mezi souřadnicemi otáčejícími se synchronní rychlostí s magnetickým polem (x, y) a souřadnicemi pevně spojenými se státorem (α, β), který nám poslouží právě k transformaci mezi těmito systémy a v konečné fázi k získání odpovídajících hodnot statorových proudů⁶.

Obrázek 1: Schéma vektorového řízení podle Schumachera



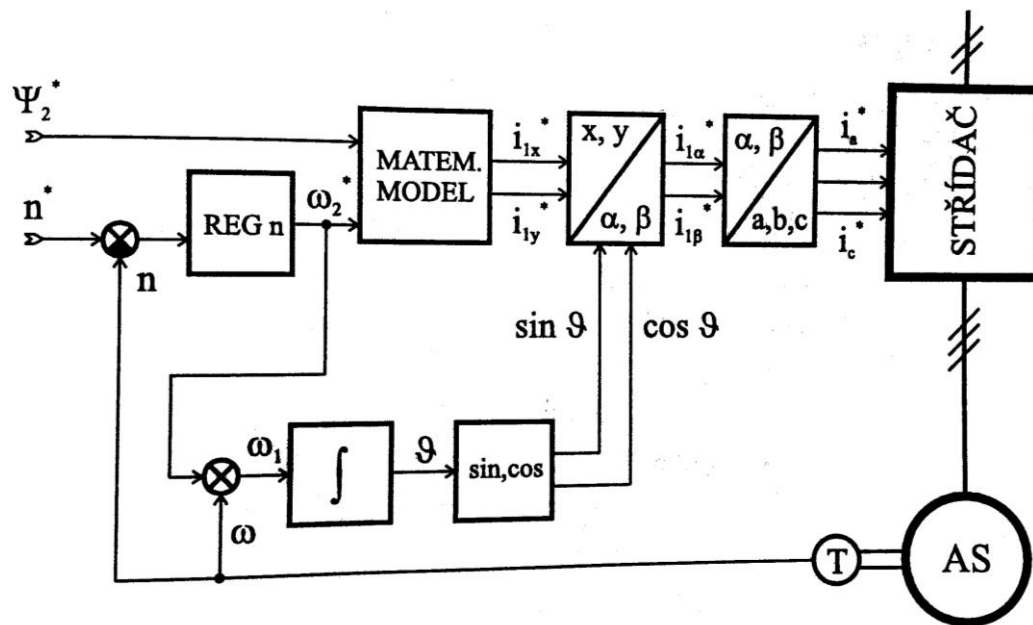
Zdroj: JAVŮREK, J. Regule moderních elektrických pohonů. Praha: Grada Publishing, a.s., 2003. ISBN 80-247-0507-9.

1.2. Vektorové řízení podle Warnecka

Dalším způsobem vektorového řízení, postavené na matematickém modelu I_1-n , je metoda podle Warnecka. Zadávány jsou opět stejně jako u metody podle Schumachera rotorový tok a žádané otáčky, které jsou vnější smyčkou regulovány regulátorem otáček.

⁶ ERTAN, H. Bülent. *Modern electrical drives*. Boston: Kluwer Academic Publishers, 2000. NATO ASI, no. 369. ISBN 07-923-6376-0.

Obrázek 2: Blokové schéma vektorového řízení podle Warnecka



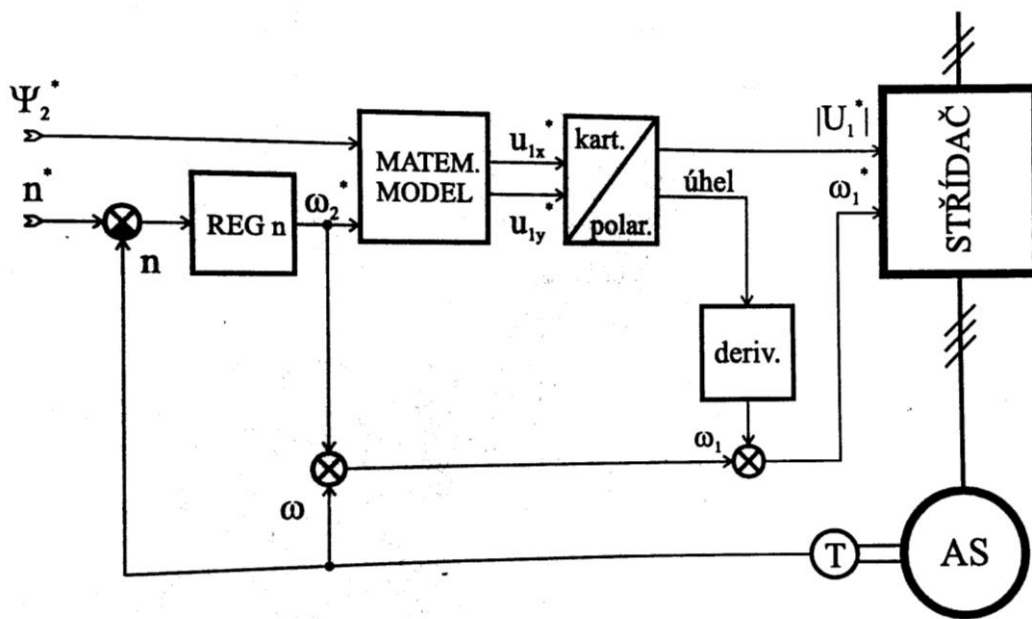
Zdroj: JAVŮREK, J. *Regulace moderních elektrických pohonů*. Praha: Grada Publishing, a.s., 2003. ISBN 80-247-0507-9.

Výstupem z regulátoru otáček bývá žádaný moment, nicméně v tomto případě ho lze interpretovat i přes rotorovou (skluzovou) frekvenci, jak je učiněno právě u této metody. Celý model je tedy oproti metodě podle Schumachera tzv. otočený (v inverzním tvaru). Vstupem do modelu je žádaná skluzová frekvence, která je rovněž využita pro výpočet transformačního úhlu při součtu s okamžitou mechanickou úhlovou frekvencí stroje z čidla otáček. Výstupem z matematického modelu jsou pak žádané statorové proudy v osách x, y , tj. tokotvorný a momentotvorný.

1.3. Vektorové řízení podle Flügela

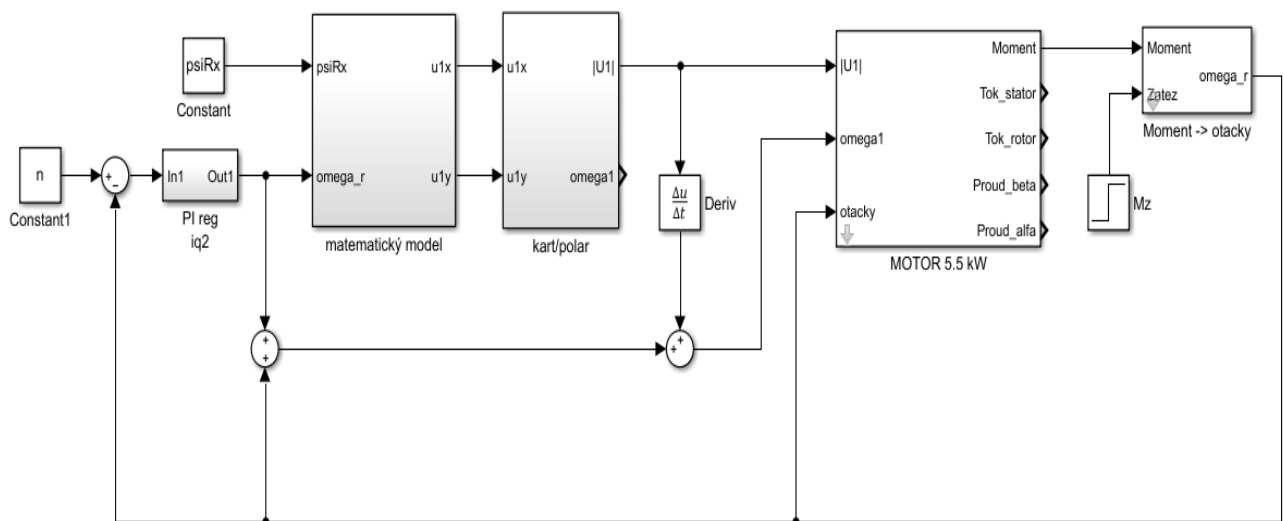
Vektorové řízení podle Flügela je opět provedeno v inverzním matematickém modelu se skluzovou frekvencí a s rotorovým spřaženým magnetickým tokem na vstupu. Výstupem je pak statorové napětí v souřadnicích x, y . Z těch je získán úhel mezi nimi a derivací přepočten na úhlovou frekvenci. Vstupem do bloku stroje je statorové napětí v polárních souřadnicích. Popřípadě je ještě možné je transformovat zpět do kartézských souřadnic a do trojfázového systému.

Obrázek 3: Blokové schéma vektorového řízení podle Flügel



Zdroj: JAVŮREK, J. Regulace moderních elektrických pohonů. Praha: Grada Publishing, a.s., 2003. ISBN 80-247-0507-9.

Obrázek 4: Simulační schéma vektorového řízení podle Flügel v programu MATLAB Simulink



Zdroj: Vlastní zpracování

2. Matematické modely střídavého stroje

Pro aplikovatelnost matematického modelu na reálný asynchronní stroje je nejprve nezbytné přijmout několik zjednodušujících předpokladů:

- vinutí statoru je souměrné (tzn. stejné odpory a indukčnosti jednotlivých fází statoru),
 $R_a = R_b = R_c = R_1$
 $L_a = L_b = L_c = L_s$
 $L_{ab} = L_{ac} = L_{bc} = M_s$
- vinutí rotoru je souměrné (tzn. stejné odpory a indukčnosti jednotlivých fází rotoru),
 $R_A = R_B = R_C = R_2$
 $L_A = L_B = L_C = L_r$
 $L_{AB} = L_{AC} = L_{BC} = M_r$
- vzduchová mezera je souměrná (drážkování je zanedbáno),
- vinutí jsou rozložena po obvodu sinusově, fáze mezi sebou posunuty o 120° ,
- ztráty v železe jsou zanedbány,
- sycení magnetických obvodů není uvažováno.

Matematické modely asynchronního stroje s rotorem nakrátko vychází z jeho základních matematických rovnic, které jsou uvedeny zde:

$$\begin{aligned}\hat{U}_1 &= R_1 \hat{I}_1 + \frac{d\hat{\psi}_1}{dt} + j\omega_k \hat{\psi}_1 \\ \hat{U}_2 = 0 &= R_2 \hat{I}_2 + \frac{d\hat{\psi}_2}{dt} + j(\omega_k - \omega) \hat{\psi}_2 \\ \hat{\psi}_1 &= L_1 \hat{I}_1 + L_h \hat{I}_2 \\ \hat{\psi}_2 &= L_h \hat{I}_1 + L_2 \hat{I}_2 \\ M_i &= \frac{3}{2} p (\psi_\alpha i_\beta + \psi_\beta i_\alpha)\end{aligned}\tag{2.1}$$

kde

- \hat{I}_1 prostorový vektor statorového proudu,
 \hat{I}_2 prostorový vektor rotorového proudu,
 L_h vzájemná indukčnost mezi státorem a rotorem (hlavní indukčnost stroje),
 L_1 indukčnost statorového vinutí,

L_2	indukčnost rotorového vinutí,
M_i	mechanický moment stroje,
p	počet pólparů,
R_1	odpor fáze statorového vinutí,
R_2	odpor fáze rotorového vinutí,
\hat{U}_1	prostorový vektor statorového napětí,
\hat{U}_2	prostorový vektor rotorového napětí,
$\hat{\psi}_1$	prostorový vektor statorového spřaženého magnetického toku,
$\hat{\psi}_2$	prostorový vektor rotorového spřaženého magnetického toku.

2.1. Matematický model $I_1 - n$

Matematický model $I_1 - n$ je založen na výpočtu vnitřních veličin stroje na základě měřených okamžitých hodnot statorových proudů a mechanických otáček. Princip řízení je ve snaze rozdělit proud na dvě části, tokotvornou a momentotvornou, a řídit je odděleně jako je tomu u stejnosměrných cizebuzených strojů. K simulačním rovnicím matematického modelu $I_1 - n$ dojdeme tedy následovně:

Z rovnice pro rotorový tok vyjádříme rotorový proud:

$$\hat{I}_2 = \frac{1}{L_2} (\hat{\psi}_2 - L_h \hat{I}_1) \quad (2.2)$$

Ten pak dosadíme do rovnice pro rotorové napětí:

$$0 = \frac{R_2 \hat{\psi}_2}{L_2} - \frac{R_2 L_h \hat{I}_1}{L_2} + \frac{d\hat{\psi}_2}{dt} + j(\omega_k - \omega) \hat{\psi}_2 \quad (2.3)$$

Upravíme rovnici osamostatněním derivace spřaženého magnetického toku:

$$\frac{d\hat{\psi}_2}{dt} = \frac{L_h}{T_r} \hat{I}_1 - \left[\frac{1}{T_r} + j(\omega_k - \omega) \right] \hat{\psi}_2 \quad (2.4)$$

kde

ω_k úhlová rychlost v souřadnicovém systému k

$T_r = \frac{L_2}{R_2}$ rotorová časová konstanta

Takto upravenou rovnici je již snadné přepsat do jakéhokoli systému souřadnic pomocí transformace. Nejtypičtější vyjádření jsou v souřadnicích spojených se státorem, rotorem nebo v souřadnicích rotujícími synchronní rychlostí s magnetickým polem statoru.

Vyjádření matematického modelu $I_1 - n$ ve statorových souřadnicích α, β ($\omega_k = 0$)

$$\begin{aligned}\frac{d\psi_{2\alpha}}{dt} &= \frac{L_h}{T_r} i_{1\alpha} - \frac{1}{T_r} \psi_{2\alpha} - \omega \psi_{2\beta} \\ \frac{d\psi_{2\beta}}{dt} &= \frac{L_h}{T_r} i_{1\beta} - \frac{1}{T_r} \psi_{2\beta} + \omega \psi_{2\alpha}\end{aligned}\quad (2.5)$$

Vyjádření matematického modelu $I_1 - n$ v rotorových souřadnicích k, l ($\omega_k = \omega$)

$$\begin{aligned}\frac{d\psi_{2k}}{dt} &= \frac{L_h}{T_r} i_{1k} - \frac{1}{T_r} \psi_{2k} \\ \frac{d\psi_{2l}}{dt} &= \frac{L_h}{T_r} i_{1l} - \frac{1}{T_r} \psi_{2l}\end{aligned}\quad (2.6)$$

Vyjádření matematického modelu $I_1 - n$ v souřadnicích magnetického pole x, y ($\omega_k = \omega_s$)

Předpokládáme, že vektor toku leží v souřadnicích magnetického pole pouze v ose x , a proto souřadnice y je vždy nulová. Rotorová úhlová frekvence je pak dána rozdílem mezi synchronní úhlovou rychlostí a úhlovou rychlostí na hřídeli. Zmíněné předpoklady tedy jsou:

$$\begin{aligned}\psi_{2y} &= 0 \\ \omega_r &= \omega_s - \omega\end{aligned}\quad (2.7)$$

a základní rovnice jsou:

$$\begin{aligned}\frac{d\psi_{2x}}{dt} &= \frac{1}{T_r} (L_h i_{1x} - \psi_{2x}) \\ 0 &= \frac{L_h}{T_r} i_{1y} - \omega_r \psi_{2x}\end{aligned}\quad (2.8)$$

2.2. Matematický model $U_1 - I_1$

$$\hat{U}_1 = R_1 \hat{I}_1 + \frac{d\hat{\psi}_1}{dt} + j\omega_k \hat{\psi}_1 \quad (2.9)$$

Matematický model $U_1 - I_1$ odvodíme tak, že si z rovnice pro spřažený magnetický tok rotorem vyjádříme proud I_2 :

$$\hat{I}_2 = \frac{\hat{\psi}_2}{L_2} - \frac{L_h \hat{I}_1}{L_2} \quad (2.10)$$

a dosadíme ho do rovnice pro spřažený magnetický tok statorem:

$$\hat{\psi}_1 = L_1 \hat{i}_1 + \frac{L_h}{L_2} (\hat{\psi}_2 - L_h \hat{i}_1) \quad (2.11)$$

V dalším kroku dosadíme vyjádřený tok do rovnice pro statorové napětí:

$$\hat{U}_1 = R_1 \hat{i}_1 + L_1 \frac{d\hat{i}_1}{dt} + \frac{L_h}{L_2} \frac{d\hat{\psi}_2}{dt} - \frac{L_h^2}{L_2} \frac{d\hat{i}_1}{dt} + j\omega_k [L_1 \hat{i}_1 + \frac{L_h}{L_2} (\hat{\psi}_2 - L_h \hat{i}_1)] \quad (2.12)$$

Zavedeme ještě činitele rozptylu a osamotníme derivaci spřaženého magnetického toku statorem:

$$\sigma = \frac{L_1 L_2 - L_h^2}{L_1 L_2} \quad (2.13)$$

$$\frac{d\hat{\psi}_2}{dt} = \frac{L_2}{L_h} \left(\hat{U}_1 - R_1 \hat{i}_1 - L_1 \sigma \frac{d\hat{i}_1}{dt} - j\omega_k L_1 \sigma \hat{i}_1 \right) - j\omega_k \hat{\psi}_2$$

Model by se dal opět transformovat do všech vhodných souřadných systémů. Jelikož se však nejčastěji používá vyjádření ve statorových souřadnicích, bude provedeno právě toto vyjádření ($\omega_k = 0$).

$$\frac{d\hat{\psi}_2}{dt} = \frac{L_2}{L_h} \left(\hat{U}_1 - R_1 \hat{i}_1 - \sigma L_1 \frac{d\hat{i}_1}{dt} \right) \quad (2.14)$$

Po rozdělení na složky α , β získáváme:

$$\begin{aligned} \frac{d\psi_{2\alpha}}{dt} &= \frac{L_2}{L_h} \left(u_{1\alpha} - R_1 i_{1\alpha} - \sigma L_1 \frac{di_{1\alpha}}{dt} \right) \\ \frac{d\psi_{2\beta}}{dt} &= \frac{L_2}{L_h} \left(u_{1\beta} - R_1 i_{1\beta} - \sigma L_1 \frac{di_{1\beta}}{dt} \right) \end{aligned} \quad (2.15)$$

Uvedené matematické modely mohou dále sloužit jako zdroj pro různé způsoby vektorového řízení, které jsou na nich postaveny.

3. Simulační a bloková schémata pro simulaci vektorového řízení

Pro provedení simulace v programu MATLAB Simulink je dále zapotřebí vytvořit bloková a simulační schémata. Pro transformaci mezi systémy souřadnic α, β , a, b, c a x, y , které jsou nezbytné takřka v každém vektorovém řízení, jsou vytvořeny bloky využívající transformaci Clarkové, Parkovu transformaci a také jejich inverzní transformace, které jsou zde uvedeny⁷.

3.1. Transformace Clarkové

Transformace Clarkové se zabývá transformací systému souřadnic fází a, b, c do systému α, β . Pro popis transformace je využito následujících rovnic⁸:

$$\begin{aligned} u_\alpha &= K \left(u_a - \frac{1}{2}u_b - \frac{1}{2}u_c \right) \\ u_\beta &= K \left(\frac{\sqrt{3}}{2}u_b - \frac{\sqrt{3}}{2}u_c \right) \end{aligned} \tag{3.1}$$

K transformaci je využit převodní koeficient K . V této práci bude za tento koeficient dosazována hodnota $2/3$. V takovém případě se souřadnice a rovná souřadnici α a rovnice transformace tedy jsou:

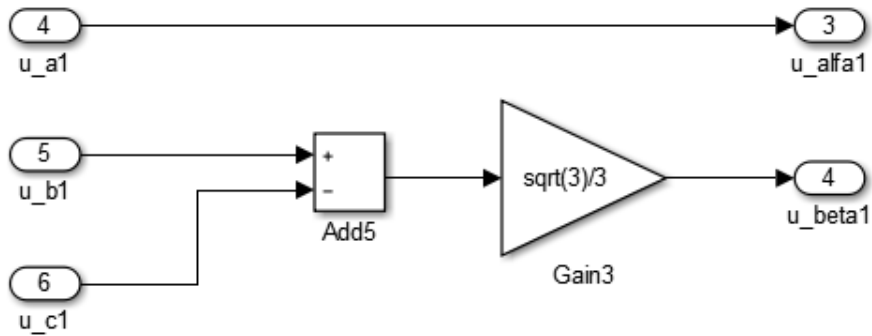
pro $K=2/3$

$$\begin{aligned} u_\alpha &= u_a \\ u_\beta &= \frac{\sqrt{3}}{3}u_b - \frac{\sqrt{3}}{3}u_c \end{aligned} \tag{3.2}$$

⁷ Pozn.: Zde je uvedena transformace pro napětí, proto označení u . Stejná transformace však platí i pro ostatní veličiny.

⁸ Pozn.: Kromě popisu transformace pomocí rovnic je v mnoha literaturách využíváno i maticového popisu.

Obrázek 5: Simulační schéma transformace Clarkové v programu MATLAB Simulink

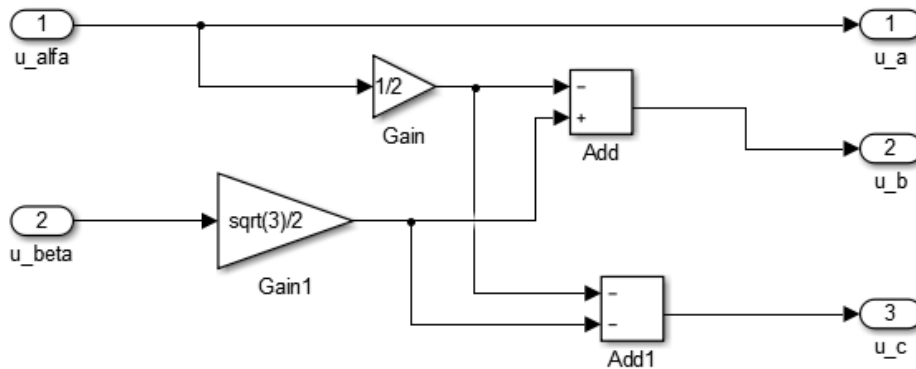


Zdroj: Vlastní zpracování

3.2. Inverzní transformace Clarkové

$$\begin{aligned}
 u_a &= u_\alpha \\
 u_b &= -\frac{1}{2} u_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} u_\beta \\
 u_c &= -\frac{1}{2} u_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} u_\beta
 \end{aligned}
 \tag{3.3}$$

Obrázek 6: Simulační schéma inverzní transformace Clarkové v programu MATLAB Simulink



Zdroj: Vlastní zpracování

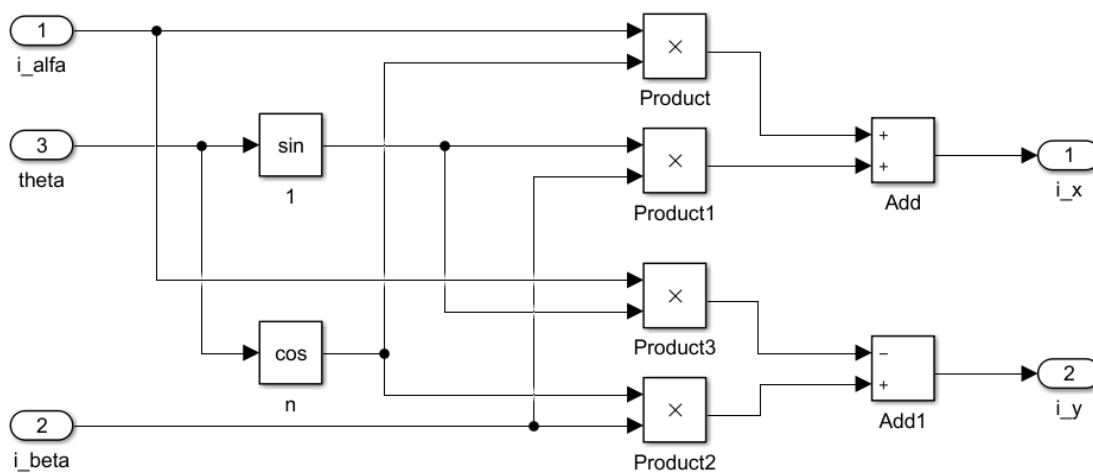
3.3. Parkova transformace

Parkova transformace se zabývá transformací mezi systémy α , β do rotujícího systému souřadnic x , y . Opakem je opět její inverzní podoba, která je uvedena dále. Jako vstupy jsou zapotřebí nejen hodnoty v souřadnicovém systému α , β , ale také okamžitý úhel mezi stojícími a rotujícími souřadnicemi.

$$u_x = \cos\theta \cdot u_\alpha + \sin\theta \cdot u_\beta \quad (3.4)$$

$$u_y = -\sin\theta \cdot u_\alpha + \cos\theta \cdot u_\beta$$

Obrázek 7: Simulační schéma Parkovy transformace v programu MATLAB Simulink



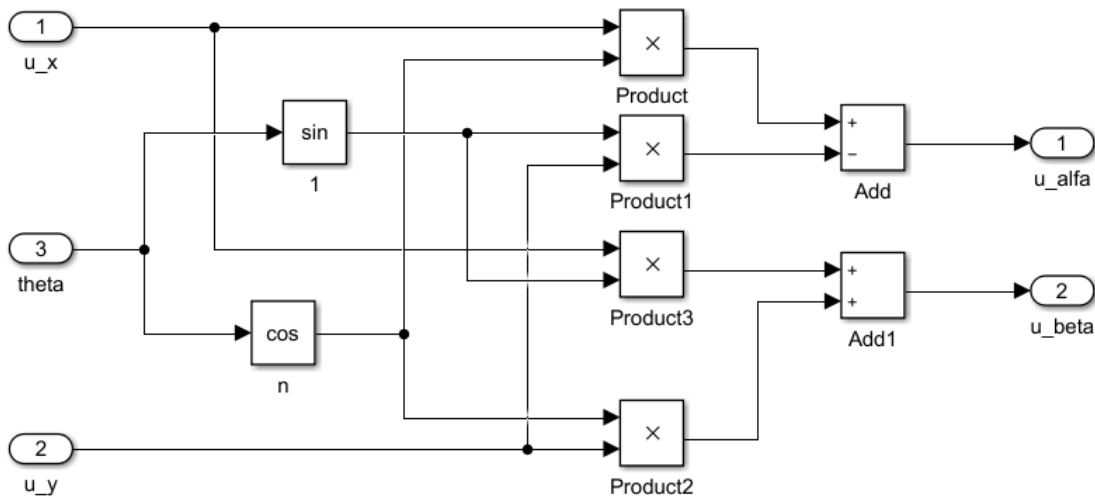
Zdroj: Vlastní zpracování

3.4. Inverzní Parkova transformace

$$u_\alpha = \cos\theta \cdot u_x - \sin\theta \cdot u_y \quad (3.5)$$

$$u_\beta = \sin\theta \cdot u_x + \cos\theta \cdot u_y$$

Obrázek 8 : Simulační schéma inverzní Parkovy transformace v programu MATLAB Simulink



Zdroj: Vlastní zpracování

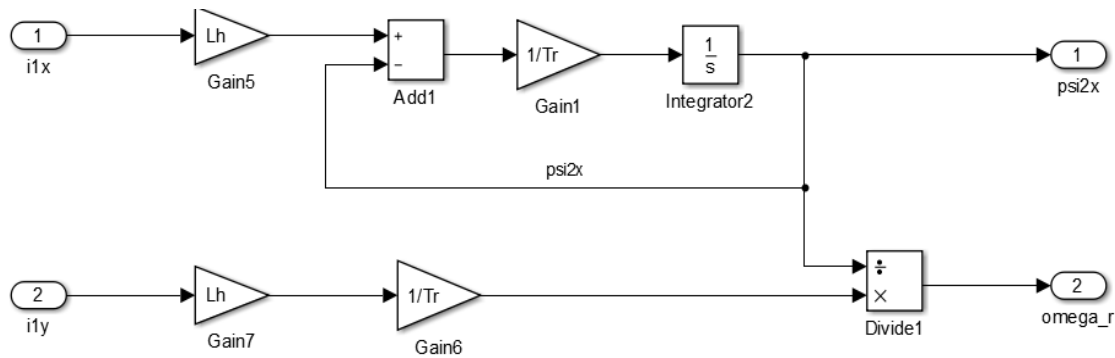
3.5. Simulační schéma pro rotorový spřažený magnetický tok a skluzovou frekvenci

Vhodným blokem, který bude využit při vektorovém řízení je i blok pro získání rotorového spřaženého magnetického toku a skluzové frekvence ze statorových proudů. K tomu poslouží dvě rovnice, které byly odvozeny v matematickém modelu $I_1 - n$ vyjádřených v souřadnicích rotujících synchronně s polem (x, y) . Vyjádříme si tak skluzovou frekvenci:

$$\omega_r = \frac{L_h}{\psi_{2x}} \frac{1}{T_r} i_{1y}$$

$$\frac{d\psi_{2x}}{dt} = \frac{1}{T_r} (L_h i_{1x} - \psi_{2x})$$
(3.6)

Obrázek 9: Simulační schéma pro výpočet rotorového spřaženého magnetického toku a skluzové frekvence programu MATLAB Simulink

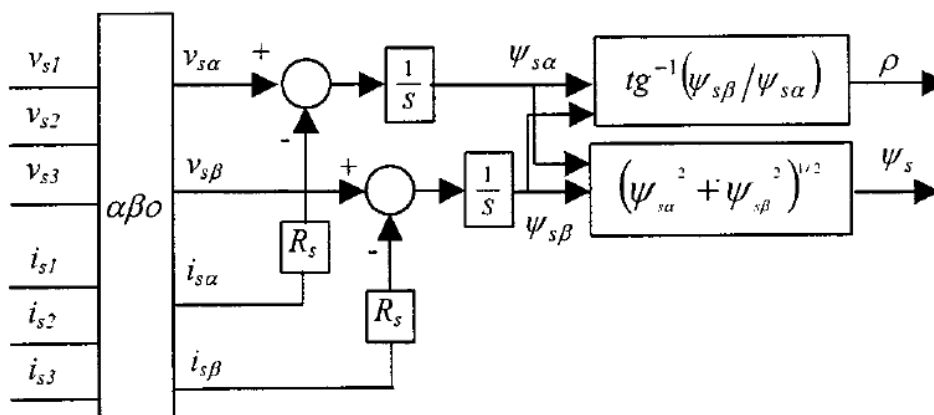


Zdroj: Vlastní zpracování

3.6. Simulační schéma pro statorový spřažený magnetický tok

Na následujícím obrázku je uveden výpočet velikosti statorového spřaženého magnetického toku a úhlu jeho vektoru na základě měření statorového proudu a napětí.

Obrázek 10: Schéma pro výpočet statorového spřaženého magnetického toku



Zdroj: SANTISTEBAN, J. A. a STEPHAN, R. M.: Vector Control Methods for Induction Machines: An Overview. IEEE Transactions on Education. 2001, (2).

Výhodou tohoto modelu je bezesporu získání transformačního úhlu mezi souřadnicemi x , y a α , β na základě výpočtu a bez nutnosti senzoru pro měření otáček. Tato metoda se ukázala rovněž jako spolehlivá a díky odstranění otáčkového čidla přispěla ke snížení nákladů na řízení⁹.

⁹ SAHOO, RAMULU. Salient features of vector control in AC motor drives: A review. In: Scientific Research and Essays. 2013, 8(34), s. 1649-1657. DOI: 10.5897/SRE12.396. ISSN 1992-2248. Dostupné také z: <http://academicjournals.org/journal/SRE/article-abstract/CEF63B933283>

3.7. Simulační schéma pro výpočet otáček při daném zátěžném momentu

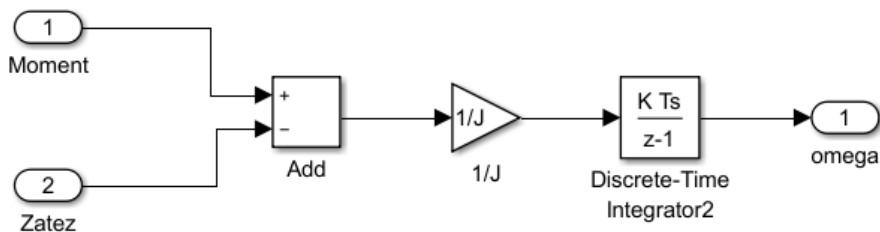
Výpočet otáček použitý v modelu je postaven na pohybové rovnici:

$$M - M_z = J \cdot \frac{d\omega}{dt} \quad (3.7)$$

kde

M	moment stroje
M_z	zátěžný moment
J	moment setrvačnosti
ω	mechanická úhlová frekvence

Obrázek 11: Simulační schéma pro výpočet otáček při daném zátěžném momentu v programu MATLAB Simulink



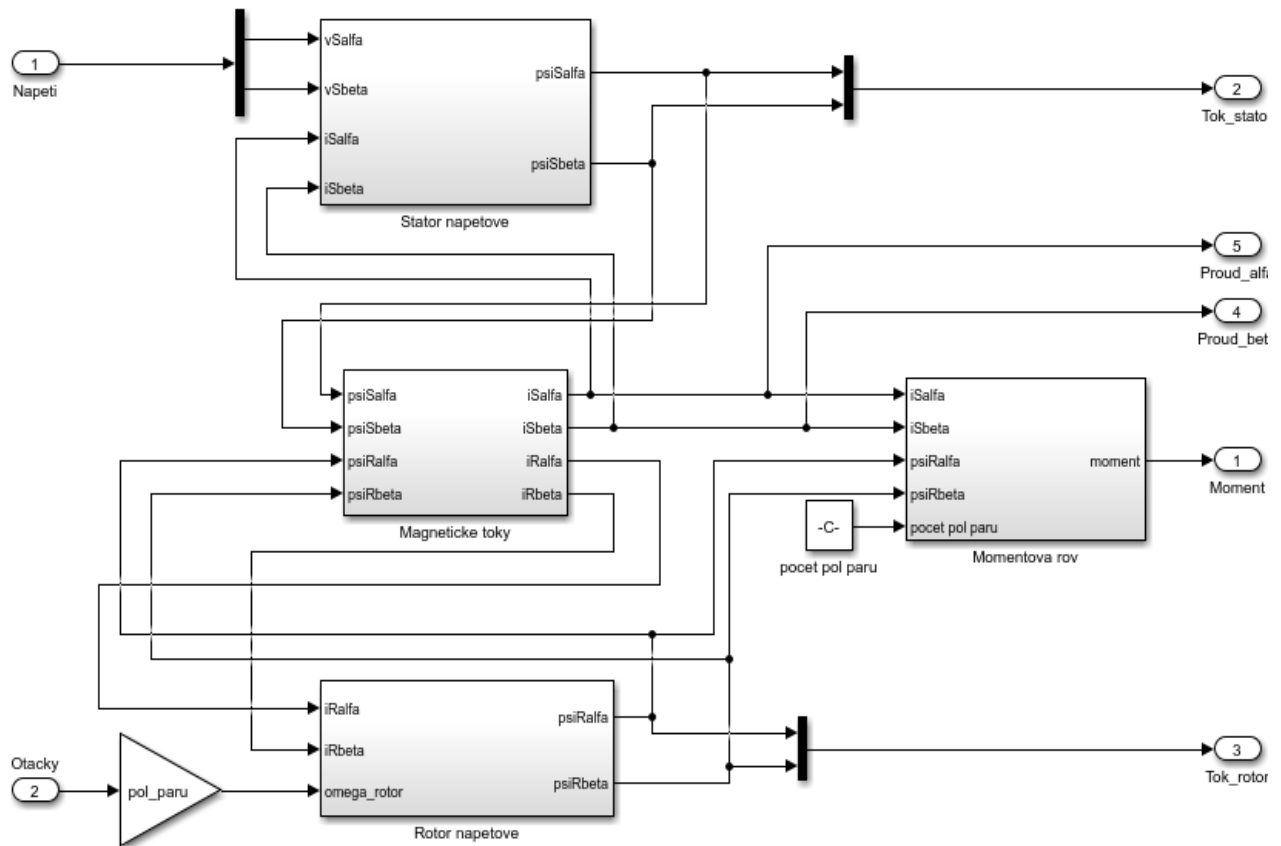
Zdroj: Vlastní zpracování

3.8. Simulační schéma asynchronního stroje

Na následujícím obrázku jsou ještě uvedeny bloky, ze kterých je v simulaci složen samotný model asynchronního stroje. Ten byl převzat z diplomové práce Tomáše Burdy¹⁰. Bloky jsou vytvořeny ze základních matematických rovnic stroje v souřadném systému α, β , které byly uvedeny v předchozí kapitole. Při vstupu otáček rovněž nelze opomenout násobení počtem pólů.

¹⁰ BURDA, Tomáš. *DTC řízení asynchronního motoru na platformě FREESCALE*. Praha, 2013. Diplomová práce. České vysoké učení technické v Praze. Vedoucí práce Bauer Jan.

Obrázek 12: Simulační schéma asynchronního stroje v souřadnicích α, β programu MATLAB Simulink



4. Simulační model pohonu v prostředí MATLAB Simulink

4.1. Parametry asynchronního stroje

Pro potřeby simulace v prostředí MATLAB Simulink byl využit stroj o výkonu 5,5 kW s následujícími parametry:

$L_{sr} = 0,129 \text{ H}$	vzájemná indukčnost mezi statorovým a rotorovým vinutím
$L_s = 0,1383 \text{ H}$	indukčnost statorového vinutí
$L_r = 0,1362 \text{ H}$	indukčnost rotorového vinutí
$R_s = 0,952 \ \Omega$	odpor statoru
$R_r = 0,952 \ \Omega$	přepočtený odpor rotoru
$p = 2$	počet pólů
$J = 0,3 \text{ kg.m}^2$	moment setrvačnosti soustrojí (asynchronní motor a dynamo)

Pro účely této práce byly vytvořeny v programu MATLAB Simulink dva způsoby vektorového řízení, které jsou založeny na matematickém modelu typu $I_1 - n$. Jde o vektorové řízení podle Schumachera a vektorové řízení podle Warnecka. Jejich vstupy jsou vždy statorový proud a okamžitá otáčky stroje, získané z čidla otáček. Popřípadě je možné je získat ještě s využitím bezsensorových metod (bez čidla otáček), jejichž výstupem je odhad okamžitých otáček stroje. I takovýto bezsensorový způsob, konkrétně s pomocí Luenbergrova observru, bude později demonstrován. Model asynchronního stroje je vytvořen v souřadnicích α, β .

V rámci této práce budou simulovány průběhy pro změnu zátěžného momentu při konstantních otáčkách a změnu otáček při konstantním zátěžném momentu. Dále bude zkoumán vliv změny parametrů systému (odpor vinutí a hlavní indukčnost) na chod stroje. V neposlední řadě bude ještě analyzován vliv nepřesnosti měření čidlem otáček a vliv jeho špatné kalibrace.

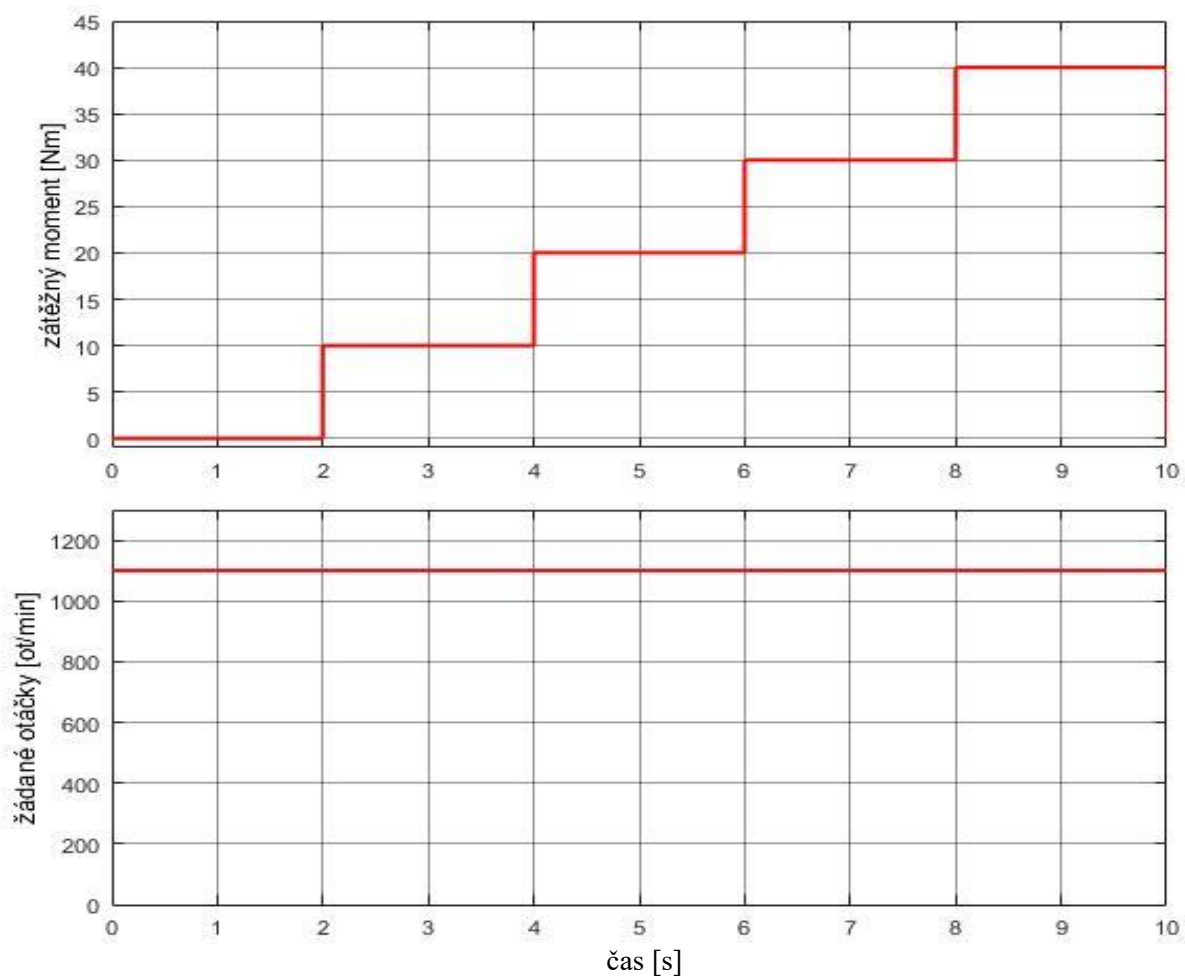
V simulacích vektorového řízení je ještě nutno přijmout několik dalších zjednodušujících předpokladů. Kromě těch, které byly popsány v kapitole o matematických modelech, je ještě v simulacích pracováno se vstupy ideálních sinusových průběhů napětí a proudů. S dokonale sinusovými průběhy se však v praxi nesetkáme, což má bezesporu dopad i na samotný chod stroje.

Dále v rámci provedených simulací je nutno brát na vědomí, že velký vliv na regulaci bude mít i nastavení PI regulátorů, jež jsou v modelu užity. Parametry regulátorů mají bezpochyby vliv na rychlost a stabilitu změny a dosažení žádané veličiny. V této práci byla snaha o dosažení takových

průběhů a konstant regulátorů, aby byly mezi sebou obě metody porovnatelné. Nicméně i tak bude vliv PI regulátorů nezanedbatelný.

Simulace vektorového řízení byly provedeny vždy ve dvou krocích. V první řadě byl testován průběh při konstantních žádaných otáčkách 1 100 ot/min a proměnném zátěžném momentu:

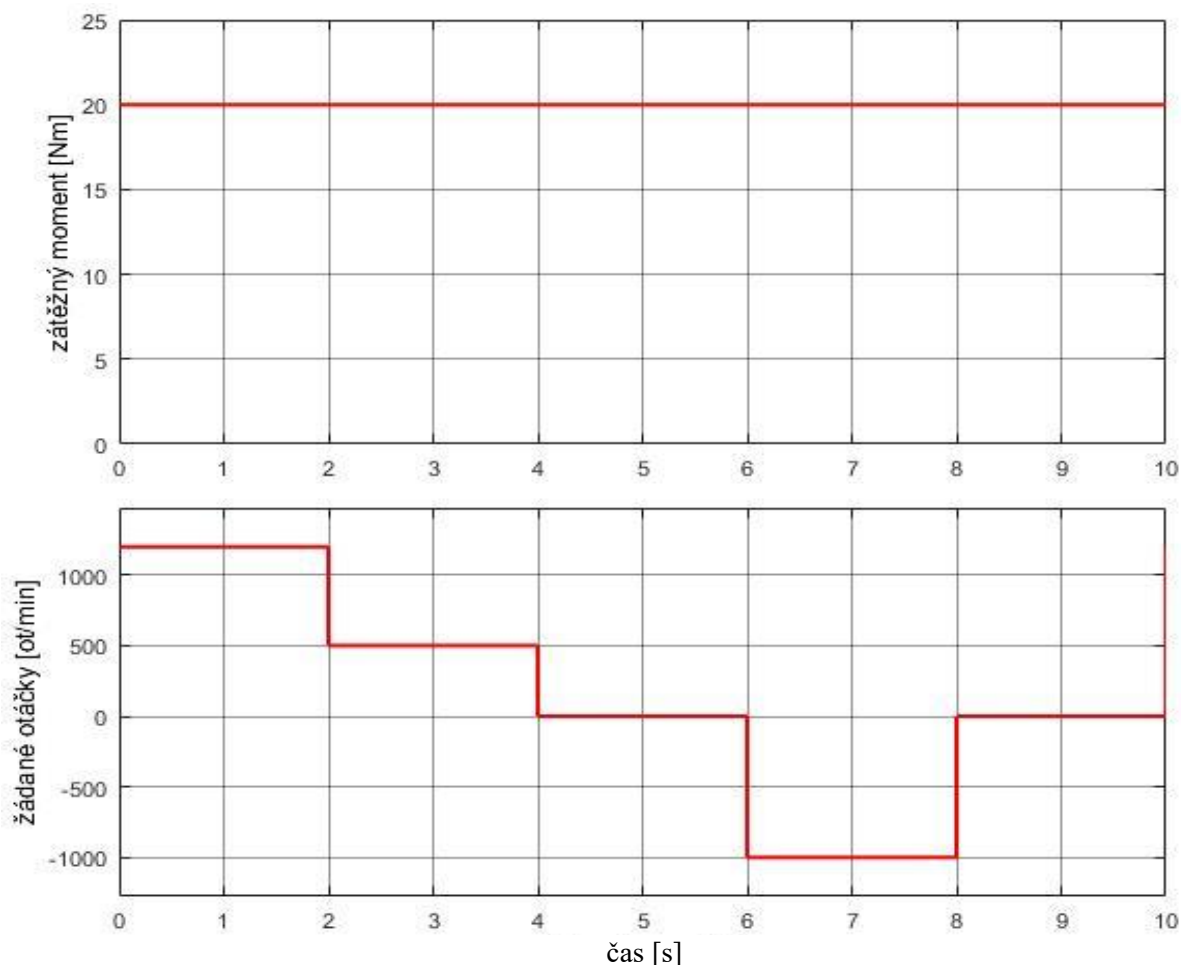
Obrázek 13: Průběh proměnného zátěžného momentu a konstantních žádaných otáček užitých v simulacích



Zdroj: Vlastní zpracování

Dále pak ještě naopak, tedy při konstantním zátěžném momentu 20 Nm a změně žádaných otáček včetně otáčení v opačném směru:

Obrázek 14: Průběh konstantního zátěžného momentu a proměnných žádaných otáček užitých v simulacích



Zdroj: Vlastní zpracování

Tyto dvě varianty průběhů zátěžného momentu a žádaných otáček byly použity ve všech následujících simulacích.

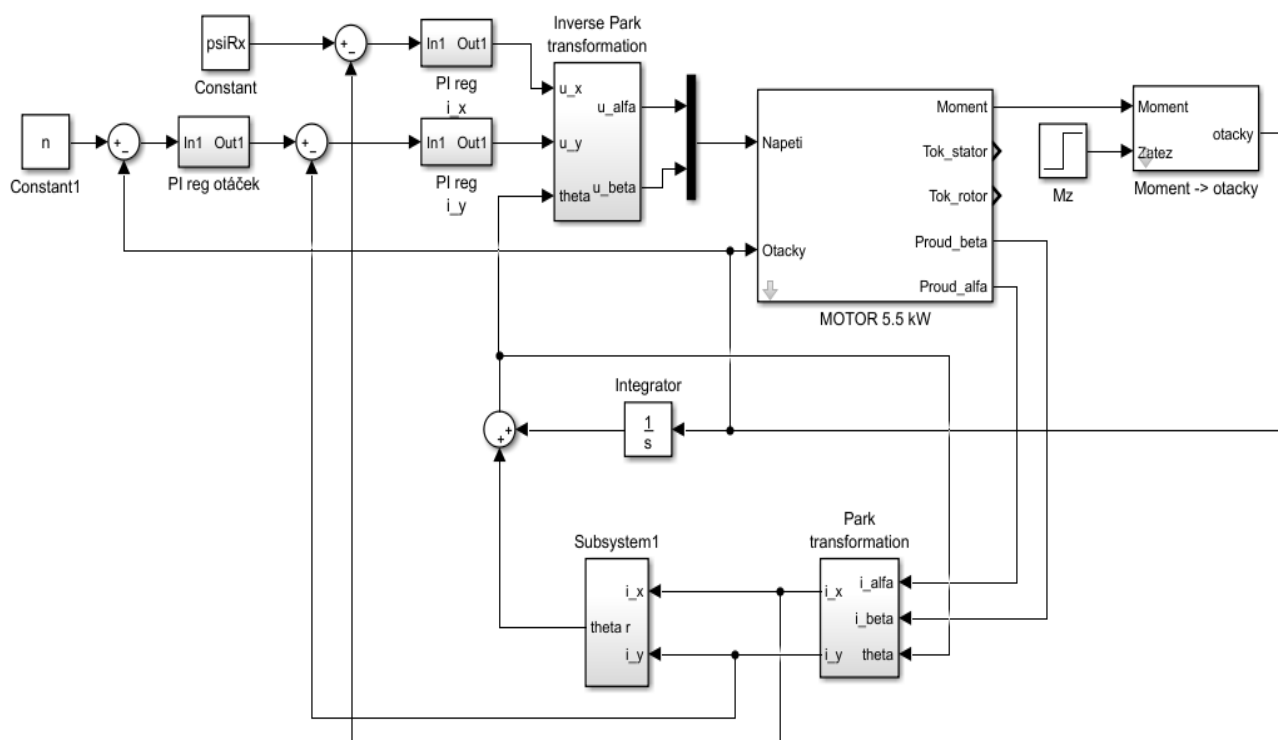
4.2. Vektorové řízení podle Schumachera

Jak již bylo vysvětleno v předcházející kapitole, vektorové řízení podle Schumachera je založeno na převodu statorových proudů do souřadného systému otáčejícím se synchronně s magnetickým polem (x, y), kde následně je z těchto proudů počítána úhlová frekvence v rotoru (skluzová frekvence).

V následující simulaci má model implementovanu vnější regulaci otáček a vnitřní regulace se zpětnou vazbou z výkonových obvodů, konkrétně statorových proudů v souřadném systému x, y . Tokotvorná složka proudu v souřadnici x a tím i tok strojem je regulován na konstantní hodnotu 7 A.

V simulačním modelu řízení jsou dále zakomponovány omezení, a to jednak amplitudy statorového proudu na ± 20 A a napětí na ± 270 V na fázi. Je to proto, aby nebylo dosahováno nebezpečně vysokých hodnot proudů a napětí, jež by mohly v praxi stroj poškodit a způsobit tak škody nejen technického, ale i ekonomického charakteru. Simulační schéma vektorového řízení podle Schumachera je uvedeno na následujícím obrázku¹¹:

Obrázek 15: Simulační schéma vektorového řízení podle Schumachera v programu MATLAB Simulink

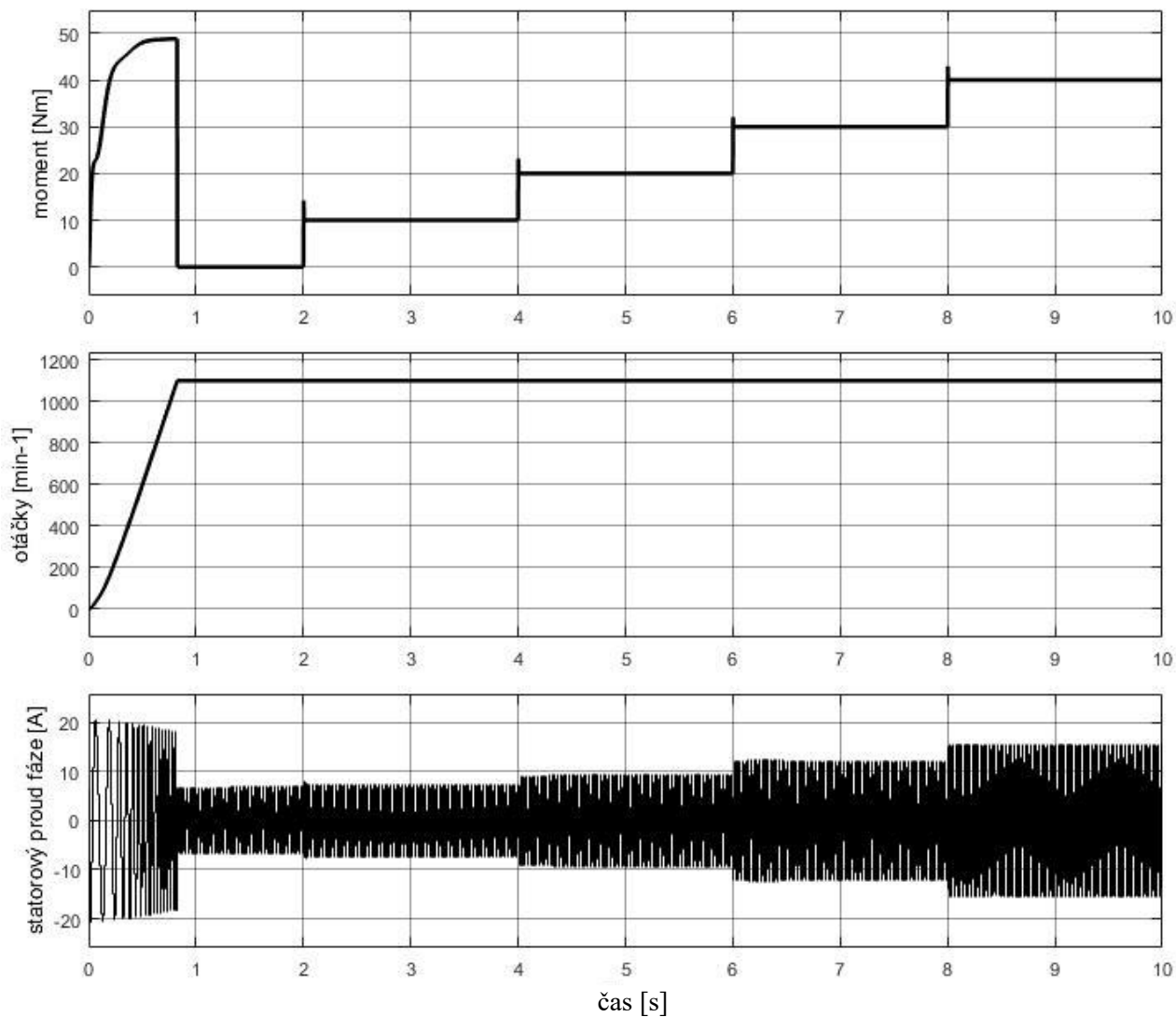


Zdroj: Vlastní zpracování

Na následujících grafech jsou zachyceny průběhy veličin pro konstantní otáčky 1 100 ot/min a zvyšujícím se zátěžným momentu po dvou sekundách o krok 10 Nm, jak již bylo dříve uvedeno. Předpokládány jsou neměnné parametry stroje, přesné a správně nakalibrované čidlo pro měření otáček a sinusové průběhy napětí a proudů.

¹¹ TEXAS INSTRUMENTS: *Field Orientated Control of 3-Phase AC-Motors*. Texas Instruments Europe, 1998.

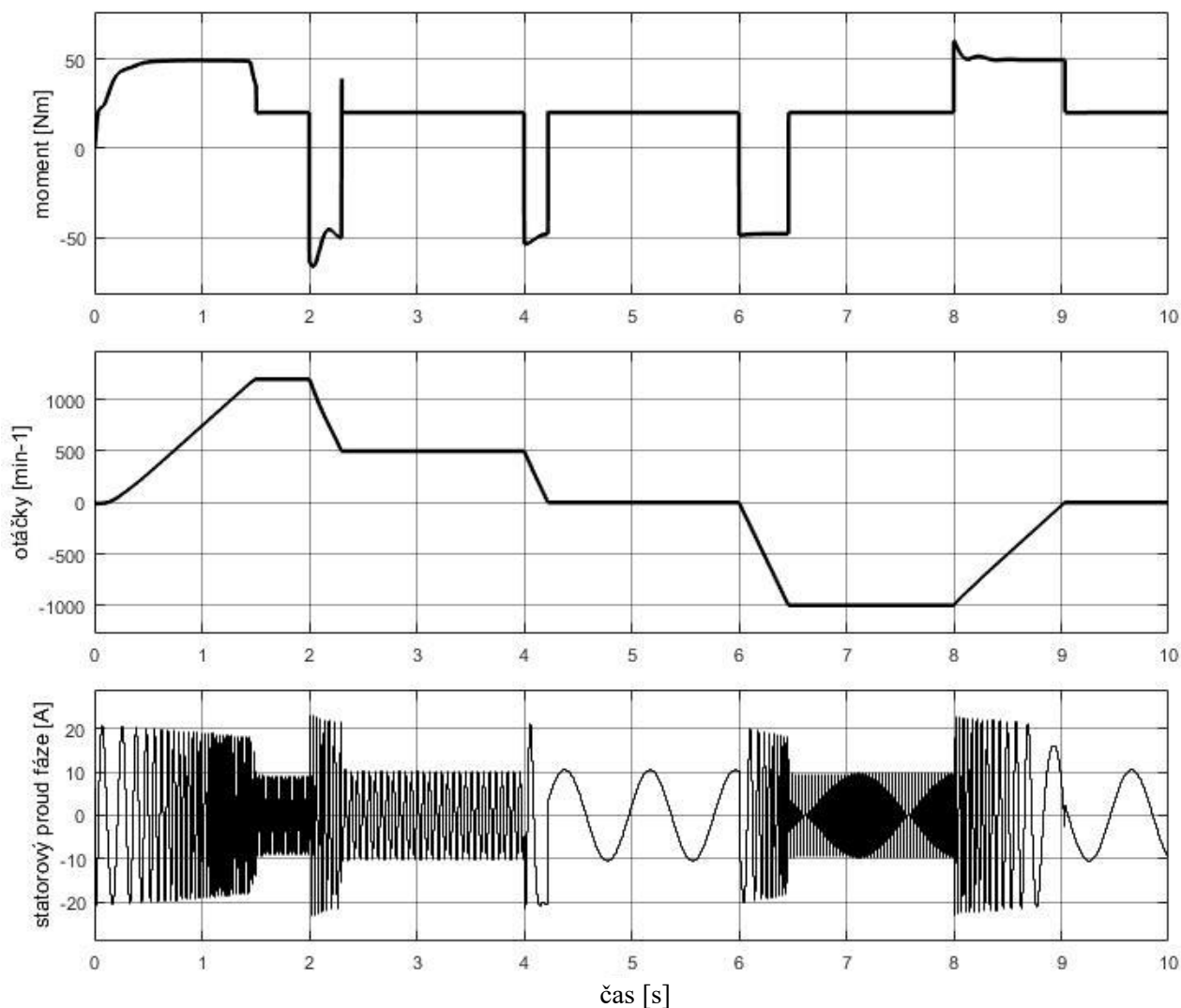
Obrázek 16: Průběh veličin systému na změnu zátěžného momentu u vektorového řízení podle Schumachera



Zdroj: Vlastní zpracování

Na průběhu je vidět plynulé roztočení stroje na otáčky 1 100 ot/min a úspěšné udržování žádaných otáček na konstantní hodnotě i při vyšším zátěžném momentu. Statorový proud fáze se zvyšující se zátěží postupně roste.

Obrázek 17: Průběh veličin systému na změnu žádaných otáček u vektorového řízení podle Schumachera



Zdroj: Vlastní zpracování

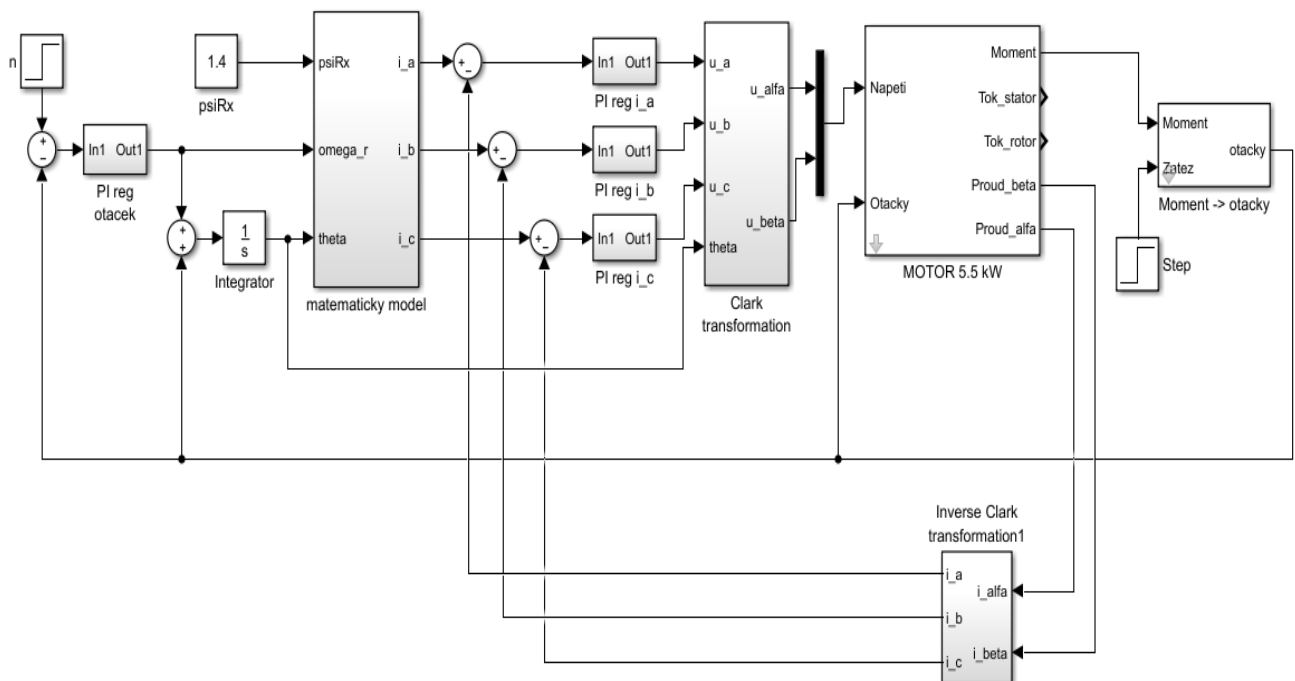
Další simulací je časový průběh změny žádaných otáček, kde zátěžný moment zůstává konstantní na hodnotě 20 Nm. Díky nenulové zátěži je pomalejší i rozběh. Na druhou stranu je žádaných otáček v každém případě dosaženo, a to v obou směrech otáčení. Změna momentu stroje je rychlá, a proto je žádaných otáček dosaženo v poměrně krátkém čase. Statorový proud je díky omezení udržován v bezpečném pásmu a nedochází k jeho překročení do nebezpečných hodnot.

4.3. Vektorové řízení podle Warnecka

Další model vektorového řízení uvedené v této práci je podle Warnecka. I u této metody jsou měřeny okamžité otáčky a velikosti statorových proudů. Hodnota magnetického toku rotorem je zde pevně zadána konstantní hodnotou 1,4 Wb na vstupu do matematického modelu řízení. Dále je

v modelu opět vnější regulační smyčka otáček, jejíž výstupem obvykle bývá zadaná hodnota momentu. Nicméně v tomto případě je možné moment zadat prostřednictvím skluzového kmitočtu, který je s momentem úzce spjatý¹². Ten je pak jednak vstupem do matematického modelu vektorového řízení a jednak je využit pro sečení s mechanickou rychlostí stroje. Z výsledku tohoto součtu se po integraci získá úhel pro transformaci veličin mezi souřadným systémem svázaným s magnetickým polem statoru (x, y) a souřadným systémem svázaným se státorem (α, β). Dále jsou v modelu ještě vnitřní regulační smyčky vedené z výkonových obvodů. Jsou provedeny jako regulace každé fáze statorového proudu zvlášť prostřednictvím PI regulátorů. Místo PI regulátorů je také možné použít hysterezní regulaci.

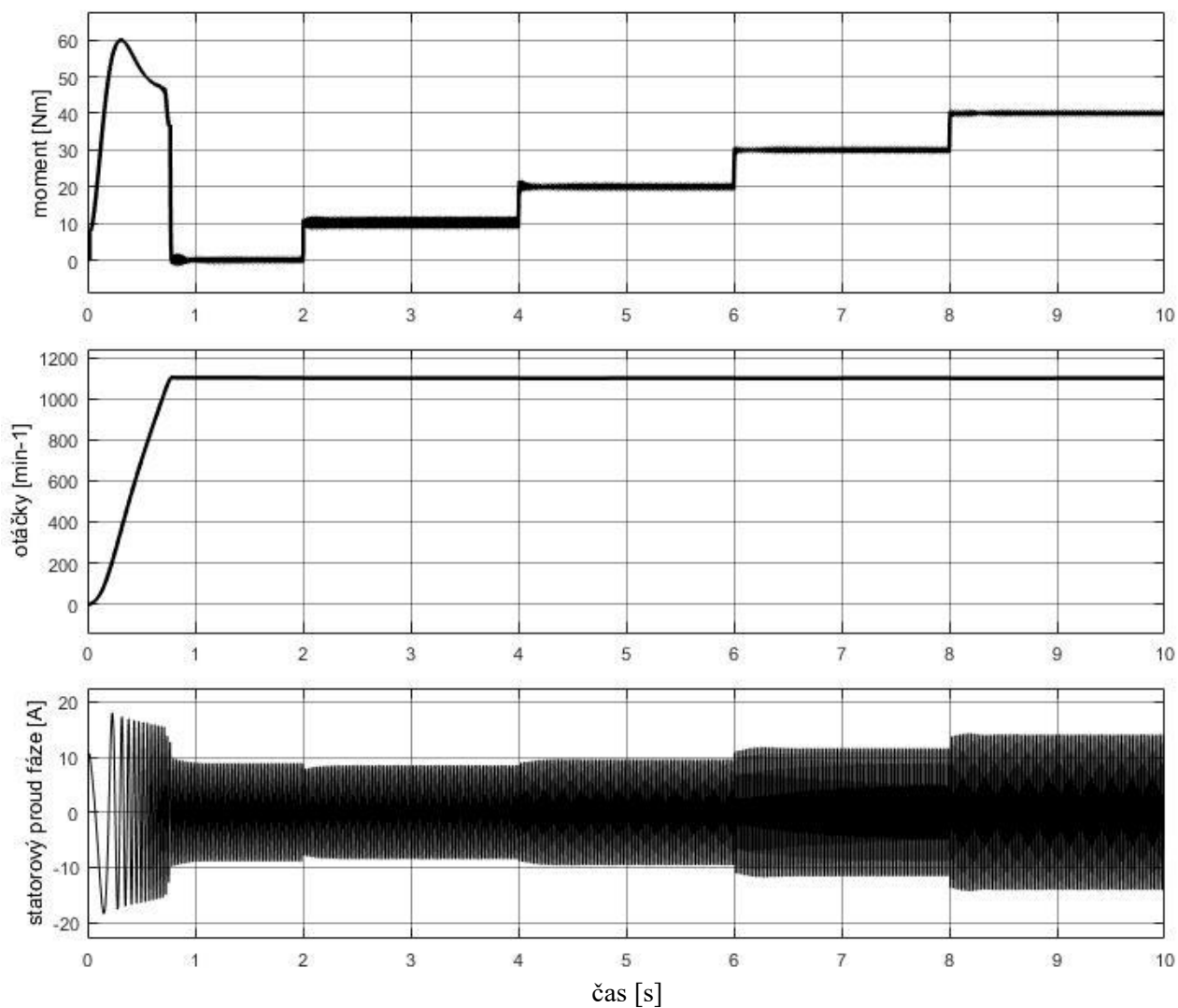
Obrázek 18: Simulační schéma vektorového řízení podle Warnecka v programu MATLAB Simulink



Zdroj: Vlastní zpracování

¹² JAVŮREK, J. *Regulace moderních elektrických pohonů*. Praha: Grada Publishing, a.s., 2003. ISBN 80-247-0507-9.

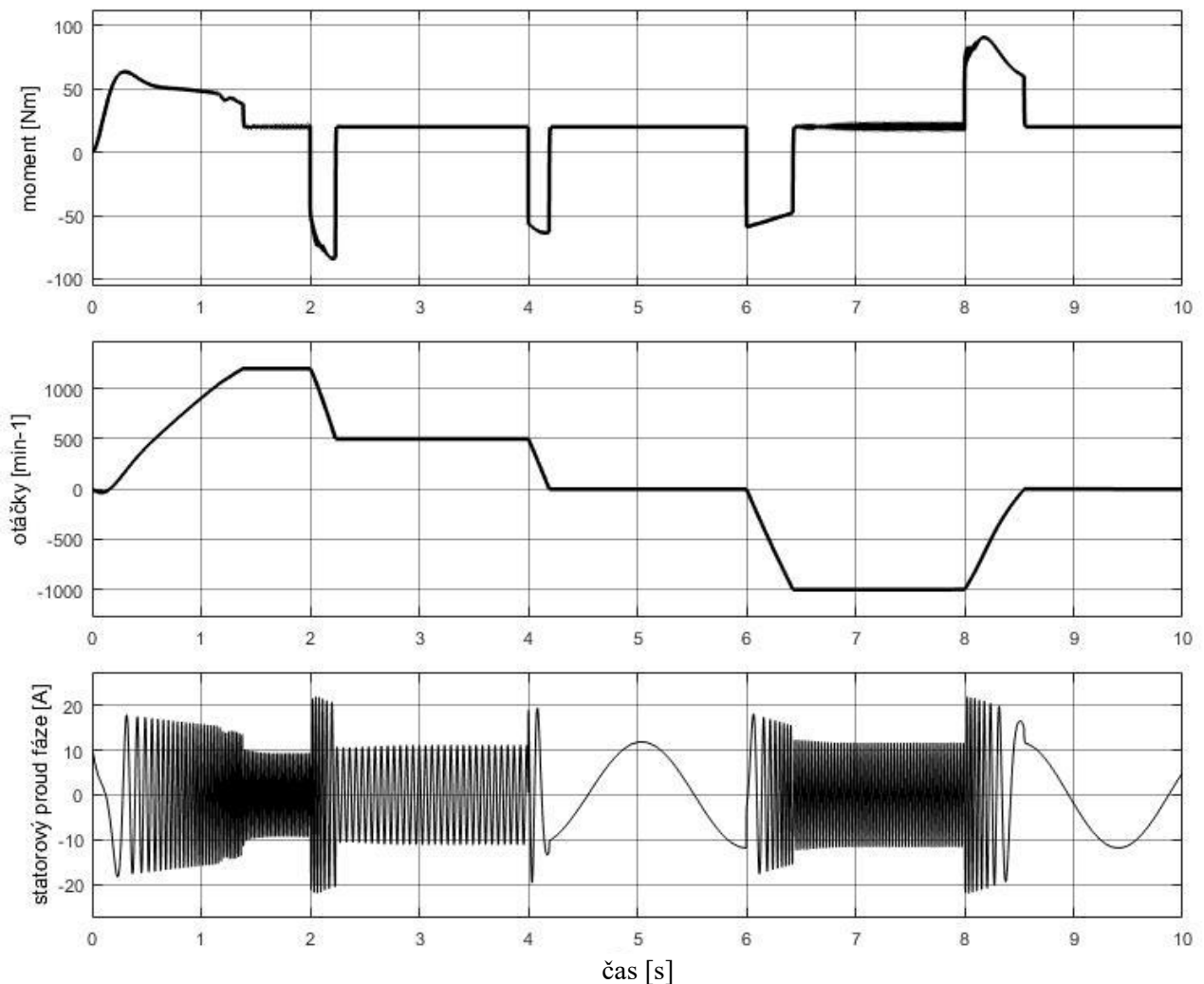
Obrázek 19: Průběh veličin systému na změnu zátěžného momentu u vektorového řízení podle Warnecka



Zdroj: Vlastní zpracování

Stejné simulace jako v předchozí metodě byly provedeny i pro vektorové řízení podle Warnecka, uvedené na předchozím obrázku. I zde je dosahováno rychlých změn momentů a udržování žádaných otáček. Je zde patrný vyšší záběrný moment a vyšší kmity v momentu, což je ale způsobeno především PI regulátory jednotlivých fází statorového proudu.

Obrázek 20: Průběh veličin systému na změnu žádaných otáček u vektorového řízení podle Warnecka



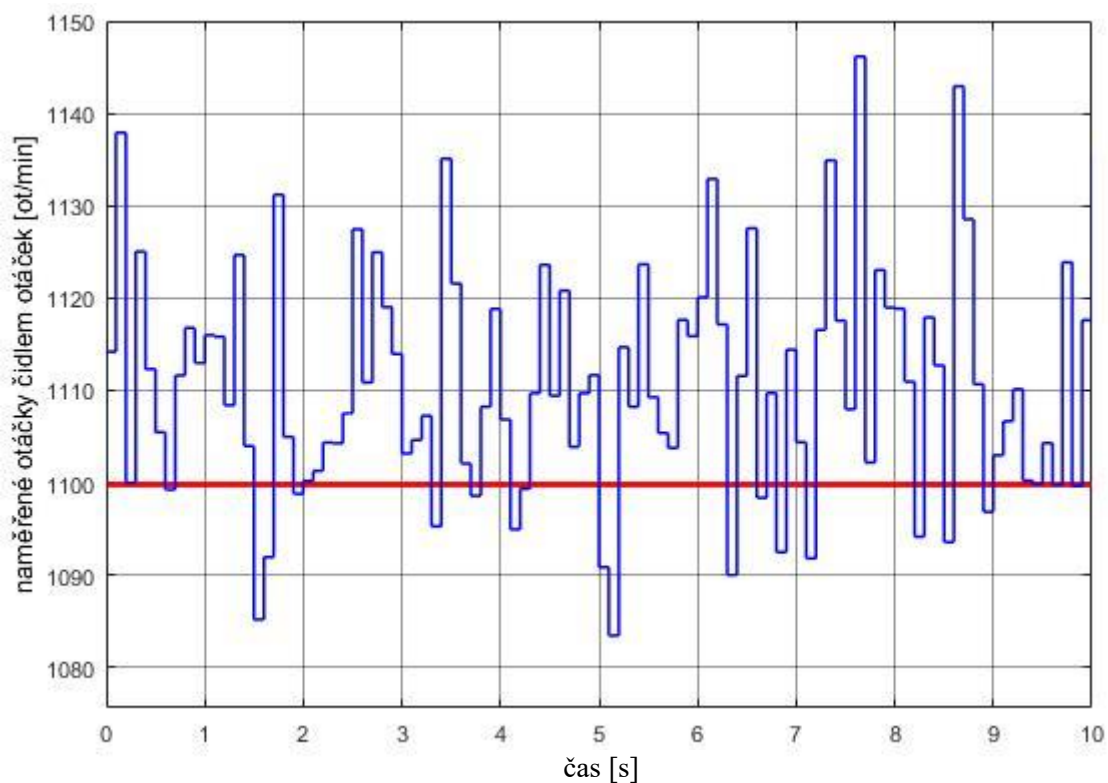
Zdroj: Vlastní zpracování

I v simulaci při proměnných žádaných otáčkách a konstantním zátěžném momentu je dosahováno obdobných hodnot jako v metodě podle Schumachera. Při bližším pozorování je možné si v metodě podle Warnecka všimnout menšího záběrného proudu. Proud při změně žádaných otáček je také nižší, přičemž limitního statorového proudu 20 A je dosahováno méně často než v metodě podle Schumachera. Při přechodu z -1 000 ot/min na 0 ot/min se zátěží 20 Nm v čase 8 s je u Warnecka dosaženo hnacího momentu stroje až 80 Nm. Naopak u metody podle Schumachera je při stejném statorovém proudu dosaženo hnacího momentu jen 50 Nm. To má za následek pomalejší odezvu a dosažení žádaných otáček. V metodě podle Warnecka trvá tento přechod 0,5 s a v metodě podle Schumachera dvojnásobně déle.

4.4. Odolnost metod vektorového řízení při nepřesném údaji z otáčkového čidla

Jelikož v předchozí části práce dopadly obě metody řízení prakticky obdobně, nebude proto na škodu obě metody ještě podrobit testu, jak si každá poradí s nepřesnou informací o okamžitých otáčkách měřených otáčkovým čidlem. Jelikož je metoda podle Schumachera i podle Warnecka založena na matematickém modelu I_1 - n , je informace o otáčkách důležitá pro správnou funkčnost regulace.

Obrázek 21: Průběh nepřesné informace z čidla otáček pro výpočet transformačního úhlu a pro zpětnou vazbu do regulátoru otáček

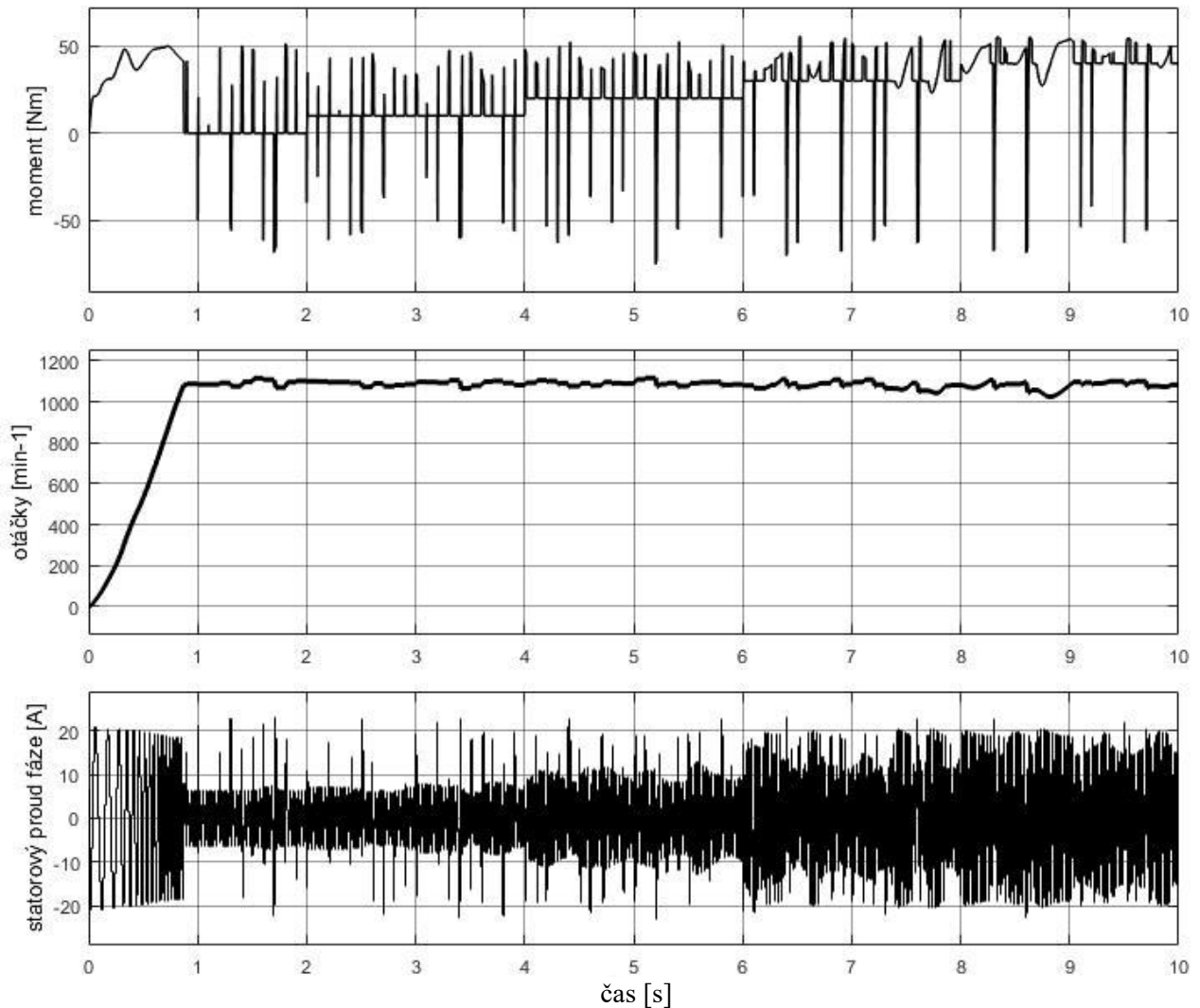


Zdroj: Vlastní zpracování

Otáčkové čidlo bývá mnohdy problematické, a proto fungují v současné době metody vektorového řízení, ve kterých je informace o otáčkách na základě výpočtů odhadnuta. V takovém případě otáčkové čidlo zcela odpadá.

Nepřesná informace z otáčkového čidla není v praxi neobvyklá a hodnota mnohdy osciluje. Špatná kalibrace otáčkového čidla pak ještě může přidat posun skutečných otáček od zjištěných. Proto je zde zkoumáno, jak si jednotlivé metody s tímto problémem poradí. Do simulace tedy bude navíc ještě přidán posun o 10 otáček/min způsobený nepřesnou kalibrací čidla a bílý šum, který má za následek kolísání otáček oběma směry až o 36 otáček/min.

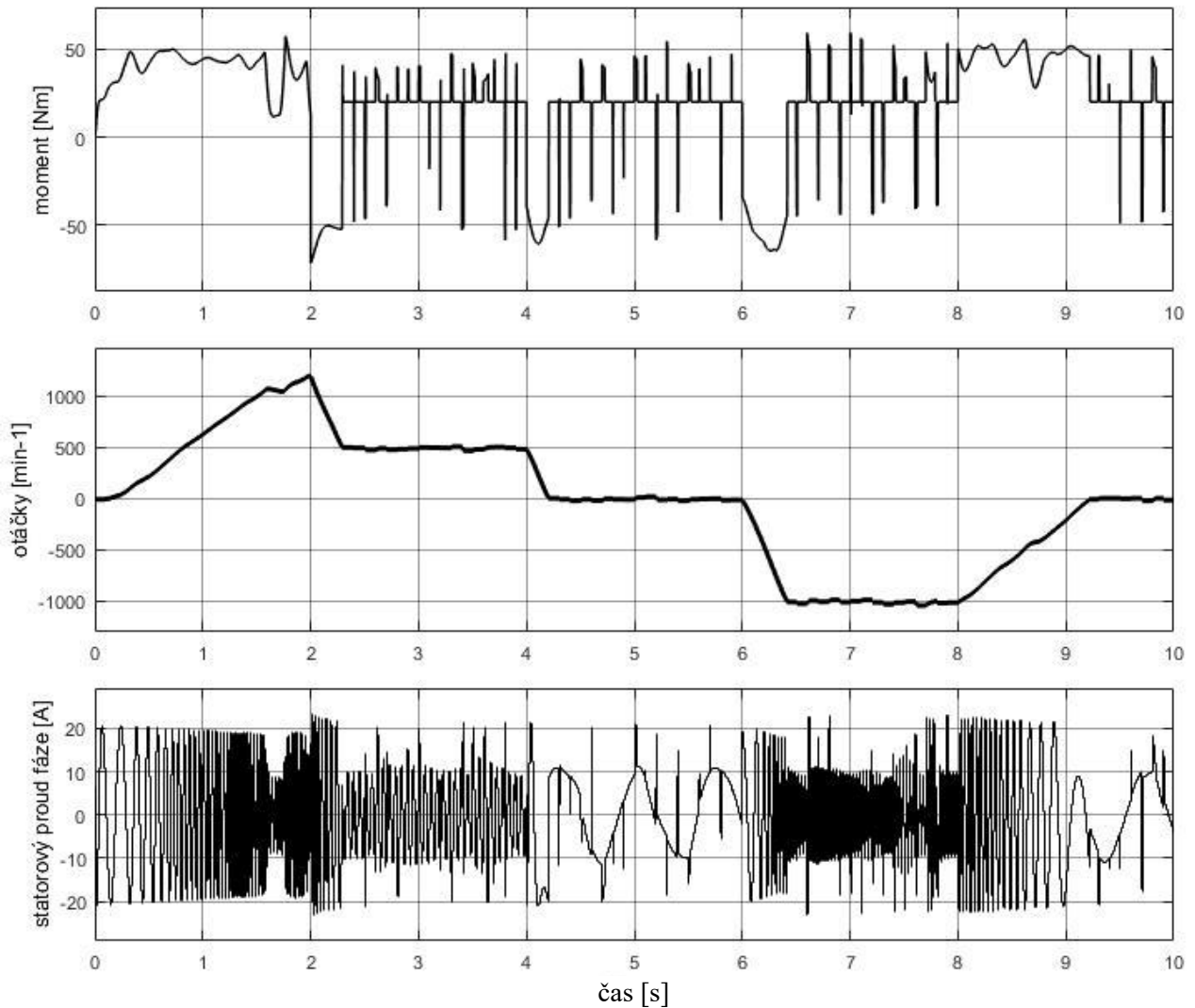
Obrázek 22: Průběh veličin systému na změnu zátěžného momentu u vektorového řízení podle Schumachera a nepřesné informaci z čidla otáček



Zdroj: Vlastní zpracování

Na uvedeném obrázku jsou demonstrovány časové průběhy měřených veličin. Díky posunu otáček je nyní dosahováno místo 1 100 ot/min o 10 ot/min méně. Bílý šum ještě přidá do průběhů nejen kolísání otáček okolo této hodnoty, ale také způsobí špičky ve statorovém proudu a momentu, což bude mít bezpochyby vliv na plynulost chodu stroje a jeho napájení. V průbězích simulovaných veličin se sice projevuje kolísání, ale i tak můžeme tvrdit, že je hlavní cíl řízení dosahován.

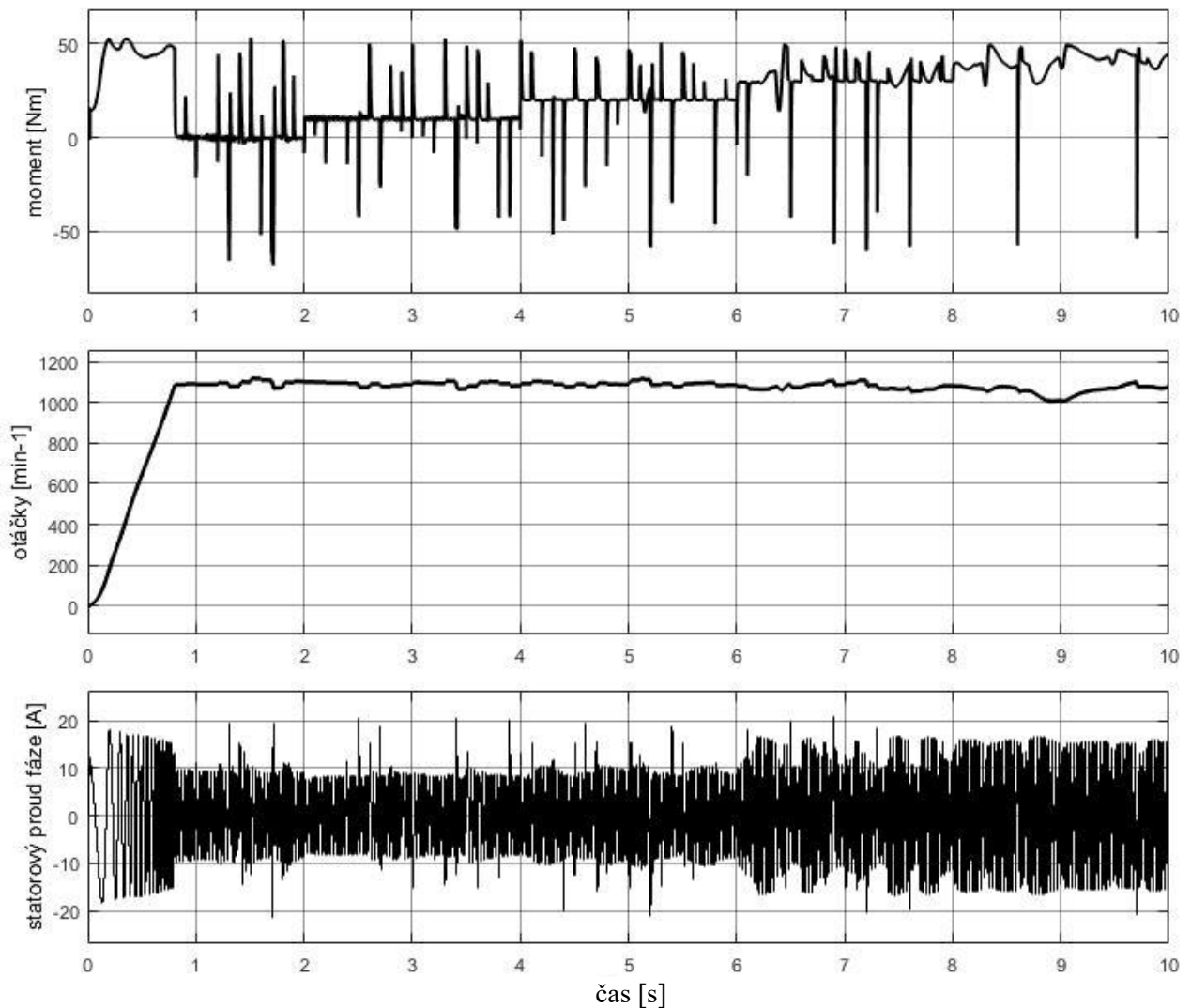
Obrázek 23: Průběh veličin systému na změnu žádaných otáček u vektorového řízení podle Schumachera a nepřesné informaci z čidla otáček



Zdroj: Vlastní zpracování

Při změně otáček jsou vlivy na průběhy veličin obdobné. Avšak rozběh a zastavení stroje z -1 000 ot/min v čase 8 s se při zátěžném momentu 20 Nm ještě zpomalilo oproti předchozímu případu s bezproblémovým otáčkovým čidlem.

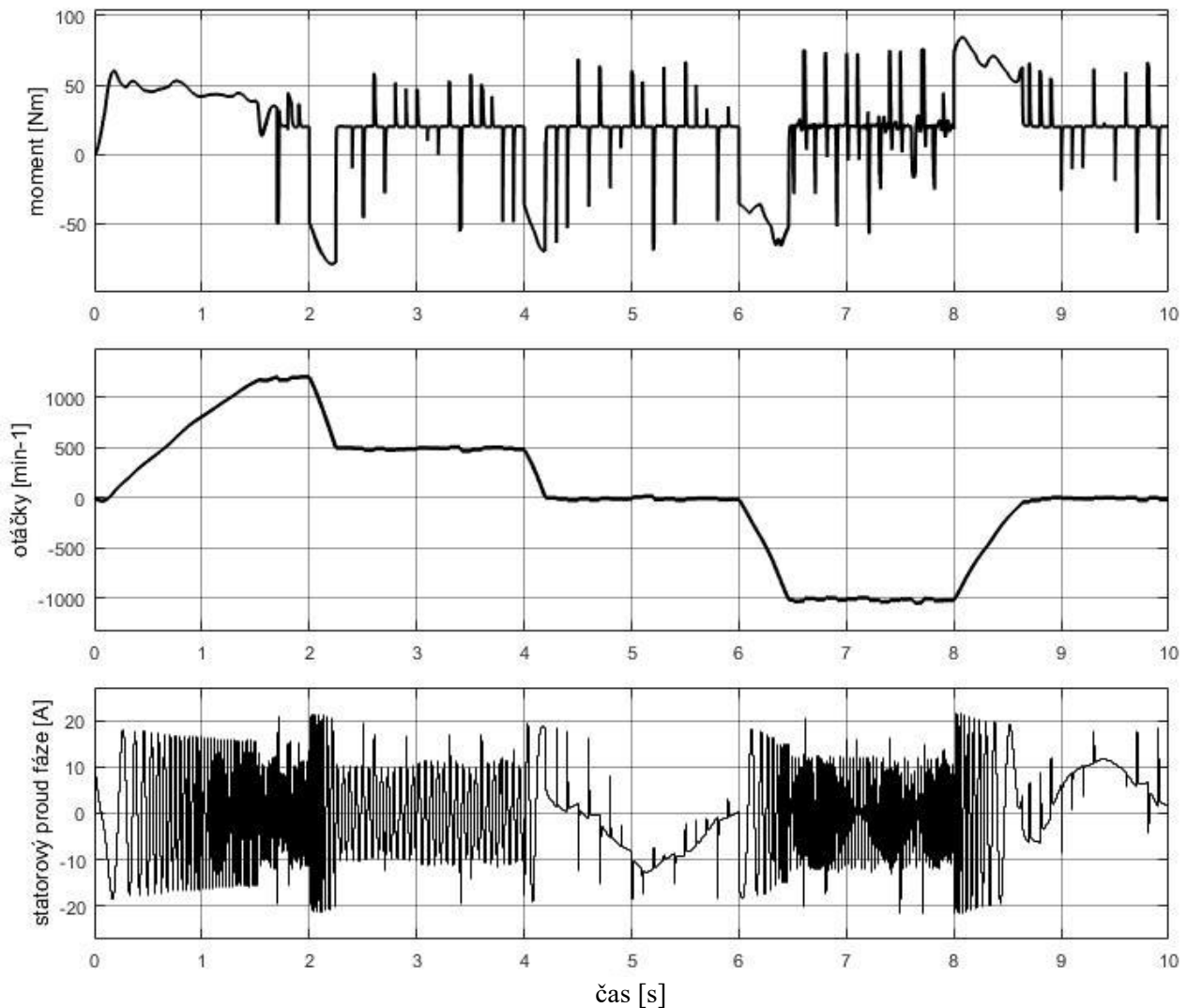
Obrázek 24: Průběh veličin systému na změnu zátěžného momentu u vektorového řízení podle Warnecka a nepřesné informaci z čidla otáček



Zdroj: Vlastní zpracování

Průběh veličin v metodě podle Warnecka je víceméně podobný jako v metodě podle Schumachera. Na druhou stranu při bližším porovnání je možno pozorovat mnohem menší počet (až o 50%) momentových a proudových špiček a tím i hladší průběh, což pro samotný chod stroje a jeho napájení bude určitě nespornou výhodou.

Obrázek 25: Průběh veličin systému na změnu žádaných otáček u vektorového řízení podle Warnecka a nepřesné informaci z čidla otáček



Zdroj: Vlastní zpracování

I v simulaci při změně žádaných otáček se potvrdila skutečnost plynulejšího chodu v metodě podle Warnecka, kde i doba přechodu v čase 8 s zůstala beze změny (0,5 s) jako v případě bezproblémového otáčkového čidla. V porovnání s metodou podle Schumachera je jako v předchozím případě odebrán menší statorový proud. Větší vliv nepřesné informace z čidla otáček má tedy metoda podle Schumachera, při které dochází k pomalejšímu dosažení žádaných otáček. U metody podle Warnecka k větším rozdílům nedochází.

4.5. Vektorové řízení bez čidla otáček s využitím Luenbergerova observeru

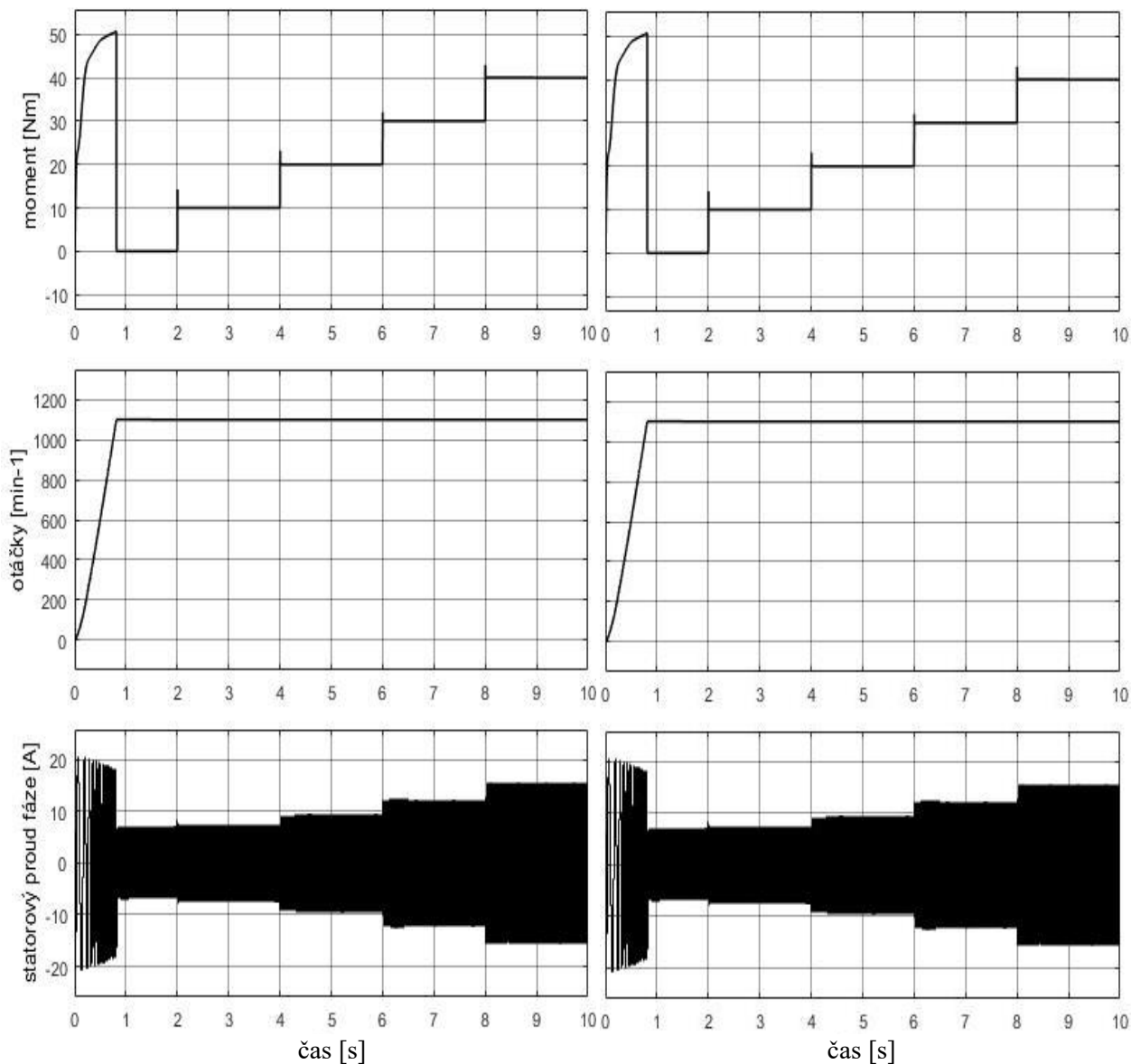
Jak bylo ukázáno v předchozí části, nepřesná informace z čidla otáček způsobená nepřesným měřením či špatnou kalibrací zařízení, může narušit plynulost chodu stroje a udržovat jiné než žádané otáčky. Není proto překvapením, že existují metody, které se snaží čidlo otáček odstranit z řízení úplně. Spolehlivá a přesná metoda odhadu otáček nejen celý systém hardwarově zjednoduší, ale také sníží náklady na čidlo otáček, které tak nebude v řízení použito. Zachován je však stále důraz na přesnost a rychlost výpočtu pro zjištění otáček stroje.

Bezsenzorové metody (bez čidla otáček) jsou založeny na matematických výpočtech, které otáčky neměří, ale naopak se je snaží zjistit pomocí jiných a snadno měřitelných veličin. Tyto vstupní veličiny zpravidla bývají fázový statorový proud a odvozené statorové napětí z meziobvodu, se kterými rovněž pracuje i napět'ový model. Jak bylo v první kapitole této práce již naznačeno, pomocí napět'ového modelu lze zjistit nejen velikost statorového magnetického toku, ale i úhel sloužící k transformaci mezi jednotlivými souřadnými systémy.

Napět'ový model a jeho funkci je však možné nahradit Luenbergerovým observerem, který má identické vstupy jako napět'ový model a jeho výstupem je odhadnutá úhlová rychlost stroje za pomoci matematických výpočtů. Zjišťování rychlosti stroje pomocí Luenbergerova observeru se praxi ukázalo mít lepší výsledky než zjišťování rychlosti pomocí napět'ového modelu především v ustálených stavech, kde byly pozorovány menší momentové špičky než v napět'ovém modelu¹³. Problém estimace otáček na základě matematických výpočtů však může mít i své nevýhody jako je například odhad okamžitých otáček stroje při malých rychlostech.

¹³ KARLOVSKÝ, LETTL. *Influence of speed and flux estimation by Luenberger observer on IM drive with DTC*. IEEE, 2017.

Obrázek 26: Průběh veličin systému na změnu zátěžného momentu u vektorového řízení podle Schumachera s čidlem otáček a s využitím Luenbergerova observeru (bez čidla otáček)



a) čidlo otáček

b) Luenbergerův observer

Zdroj: Vlastní zpracování

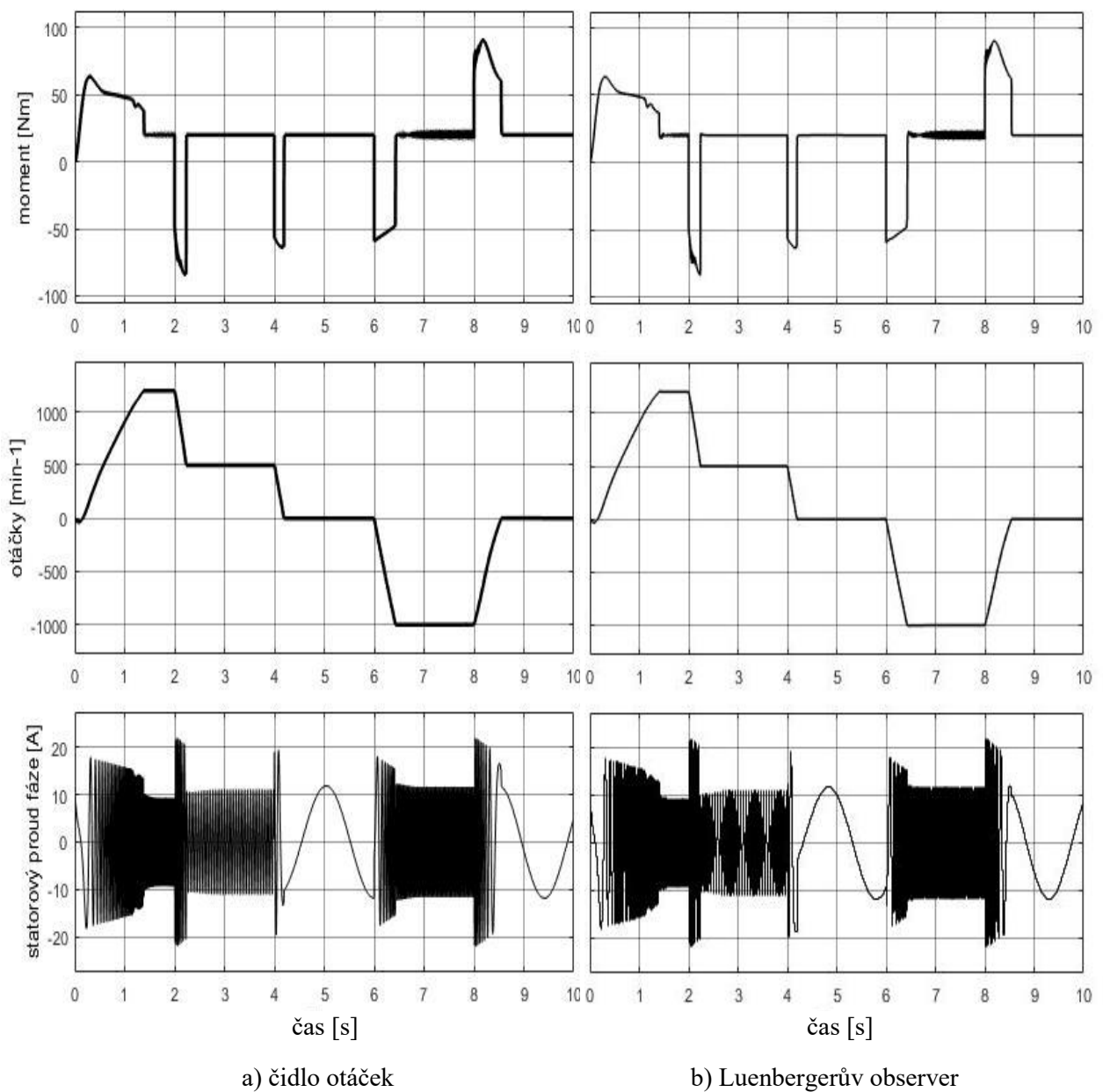
Jak je vidět na předchozím obrázku, tak časové průběhy s využitím Luenbergerova observeru a průběhy s bezchybným otáčkovým čidlem, jsou prakticky identické, a to ve všech sledovaných veličinách. I když je odhadnutá rychlost nepatrně odlišná než ta naměřená čidlem otáček, nemá tato skutečnost žádný zásadní vliv na chod stroje v rámci simulace.

Avšak v simulaci je stále pracováno s vyhlazenými sinusovými průběhy napětí a proudu, což v praxi bohužel není nikdy dosaženo. Jelikož statorové napětí a proud jsou hlavními vstupy do Luenbergerova observeru, nelze tak očekávat, dosažení identických průběhů i v praktickém měření

při chodu stroje. To by vyžadovalo důkladnější studium a praktické zkoušky na skutečném stroji, což přesahuje rozsah této práce.

V rámci simulace pro proměnné žádané otáčky bylo dosaženo opět téměř identických průběhů bez a s využitím Luenbergerova observeru, a proto již dále nejsou uvedeny. Uvedeno bude ale porovnání metod podle Warnecka, při změně žádaných otáček bez a s využitím Luenbergerova observeru.

Obrázek 27: Průběh veličin systému na změnu žádaných otáček u vektorového řízení podle Warnecka s čidlem otáček a s využitím Luenbergerova observeru (bez čidla otáček)



Zdroj: Vlastní zpracování

I v metodě podle Warnecka jsou průběhy bez a s využitím Luenbergerova observeru takřka identické. Můžeme tak v rámci simulace konstatovat, že Luenbergerův observer může zcela nahradit čidlo otáček bez zásadního negativního vlivu na chod simulace a je dosaženo vysoké přesnosti.

4.6. Vliv změny parametrů stroje

V minulých částech práce jsme předpokládali konstantní parametry systému. V praxi je však obvyklé, že parametry stroje konstantní nebývají a v průběhu chodu se mění. Nejtypičtější změnou v každém stroji je růst odporu vinutí při oteplení stroje. Měnit se však může i hlavní indukčnost, v případě, že se magnetický obvod stroje dostane do stavu saturace.

4.6.1. Vliv změny odporu statorového vinutí

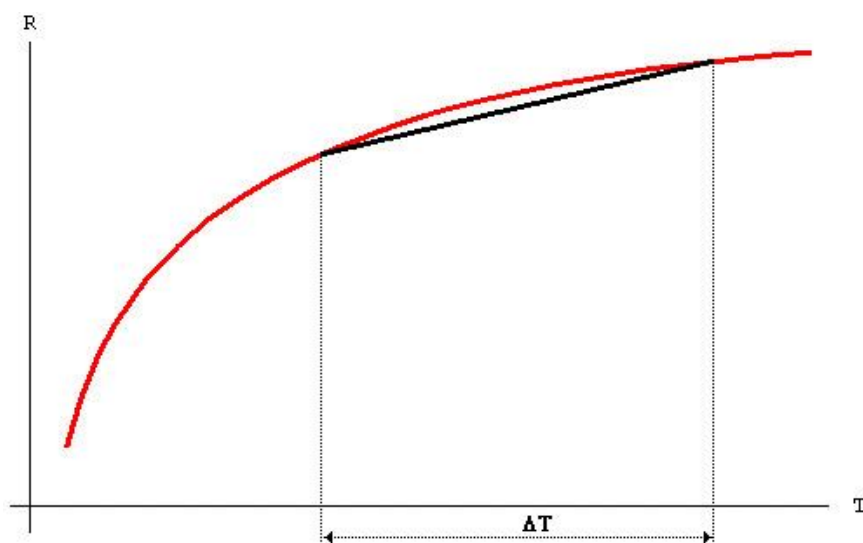
Jak bylo zmíněno, odpor vinutí se se změnou teploty mění. Při zatěžování stroje prochází vinutím proud a jelikož odpor vinutí není nulový, vznikají ztráty, které mají za následek jeho oteplení. Jak je ukázáno i na následujícím obrázku, odpor vinutí s teplotou roste a mění se podle rovnice:¹⁴

$$R = R_1(1 + \alpha \cdot \Delta T) \quad (4.1)$$

kde

R_1	hodnota odporu při teplotě T_1
α	teplotní součinitel elektrického odporu
ΔT	teplotní rozdíl, $\Delta T = T - T_1$

Obrázek 28: Závislost odporu kovového vodiče na teplotě



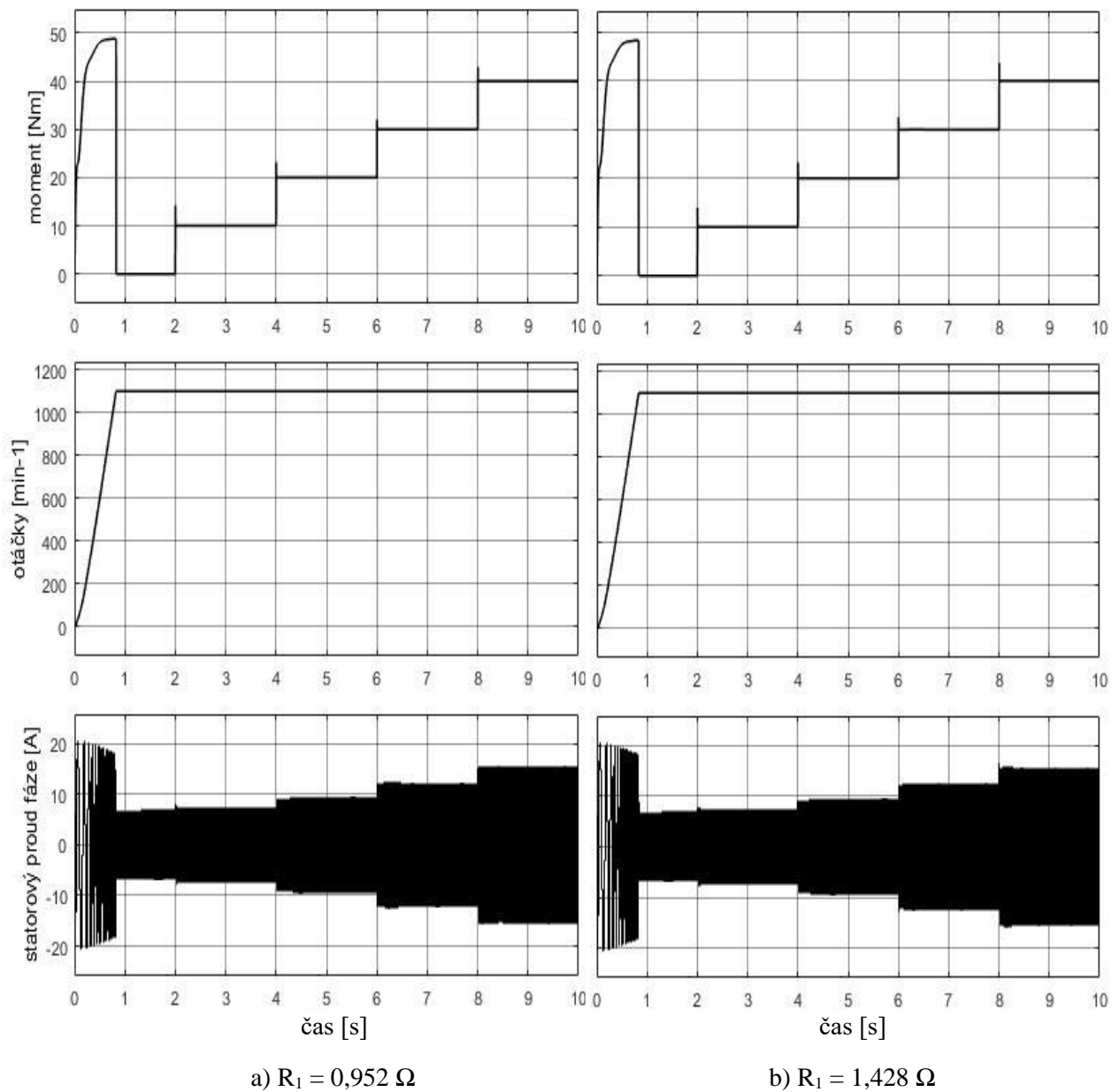
Zdroj: Závislost odporu kovového vodiče na teplotě. Encyklopedie fyziky [online]. [cit. 2017-05-15]. Dostupné z: <http://fyzika.jreichl.com/main.article/view/242-zavislost-odporu-kovoveho-vodice-na-teplote>

¹⁴ Závislost odporu kovového vodiče na teplotě. Encyklopedie fyziky [online]. [cit. 2017-05-15]. Dostupné z: <http://fyzika.jreichl.com/main.article/view/242-zavislost-odporu-kovoveho-vodice-na-teplote>

V této práci bude zkoumán vliv zvýšení rotorového i statorového odporu vinutí na vektorové řízení obou studovaných metod o padesát procent své původní hodnoty. Ve stroji odpor vinutí sice roste, model však ale stále počítá s neměnnými původními hodnotami. To nicméně může vyústit v mnohé nepřesnosti.

Nejprve byl testován vliv nárůstu odporu statorového vinutí o padesát procent své původní hodnoty, tedy z hodnoty: $R_1 = 0,952 \Omega$ na $R_1' = 1,428 \Omega$.

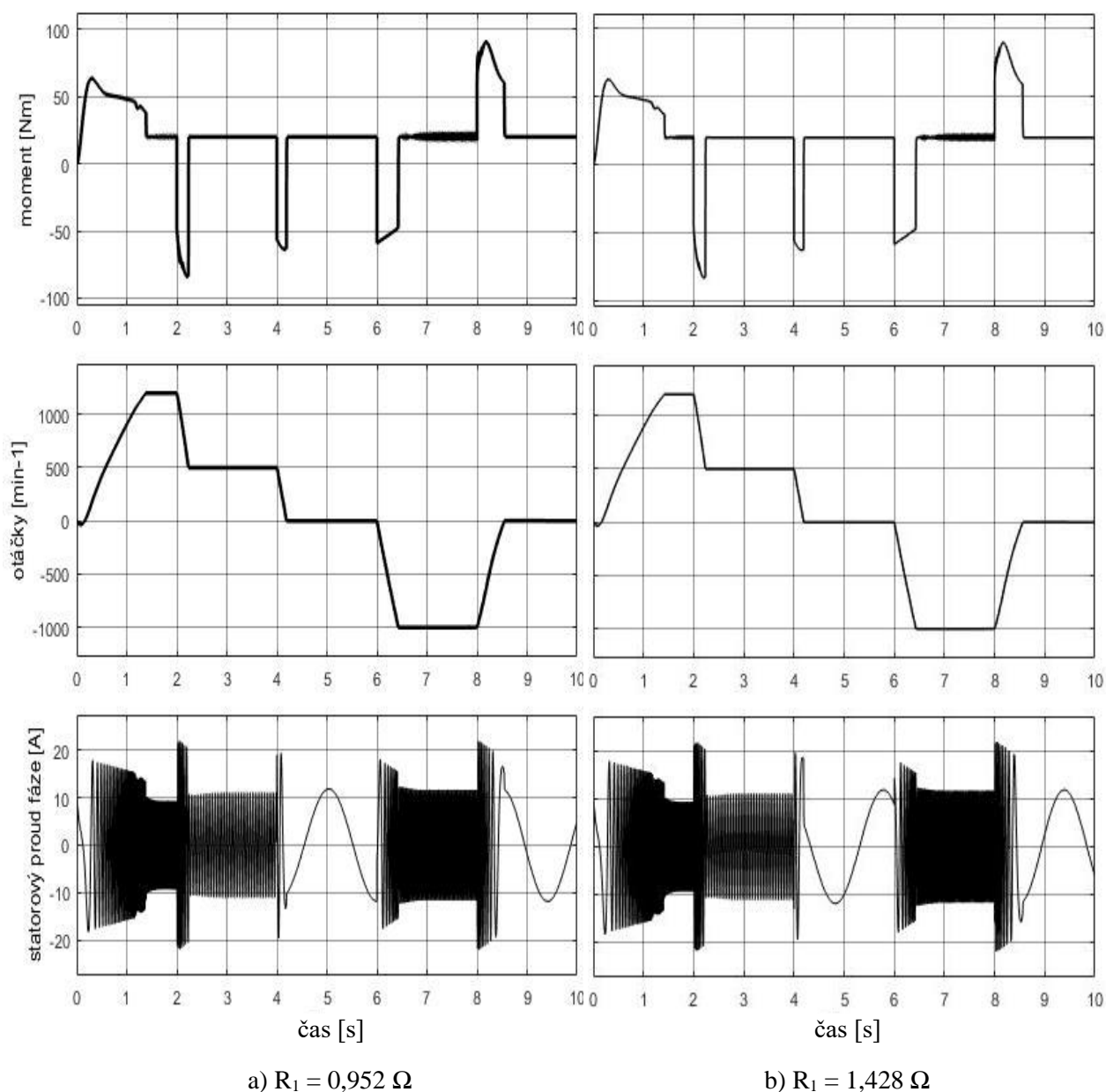
Obrázek 29: Průběh veličin systému na změnu zátěžného momentu u vektorového řízení podle Schumachera při původní a zvýšené hodnotě odporu statorového vinutí



Zdroj: Vlastní zpracování

Jak je i lehce patrné z uvedených průběhů, zvýšení odporu statorového vinutí o padesát procent své původní hodnoty na hodnotu $R_1' = 1,428 \Omega$ nemá u metodu podle Schumachera v rámci simulace žádný zásadní vliv na časové průběhy řízení a analyzované veličiny. Stejného výsledku bylo dosaženo i pro konstantní zátěžný moment při změně žádaných otáček.

Obrázek 30: Průběh veličin systému na změnu žádaných otáček u vektorového řízení podle Warnecka při původní a zvýšené hodnotě odporu statorového vinutí



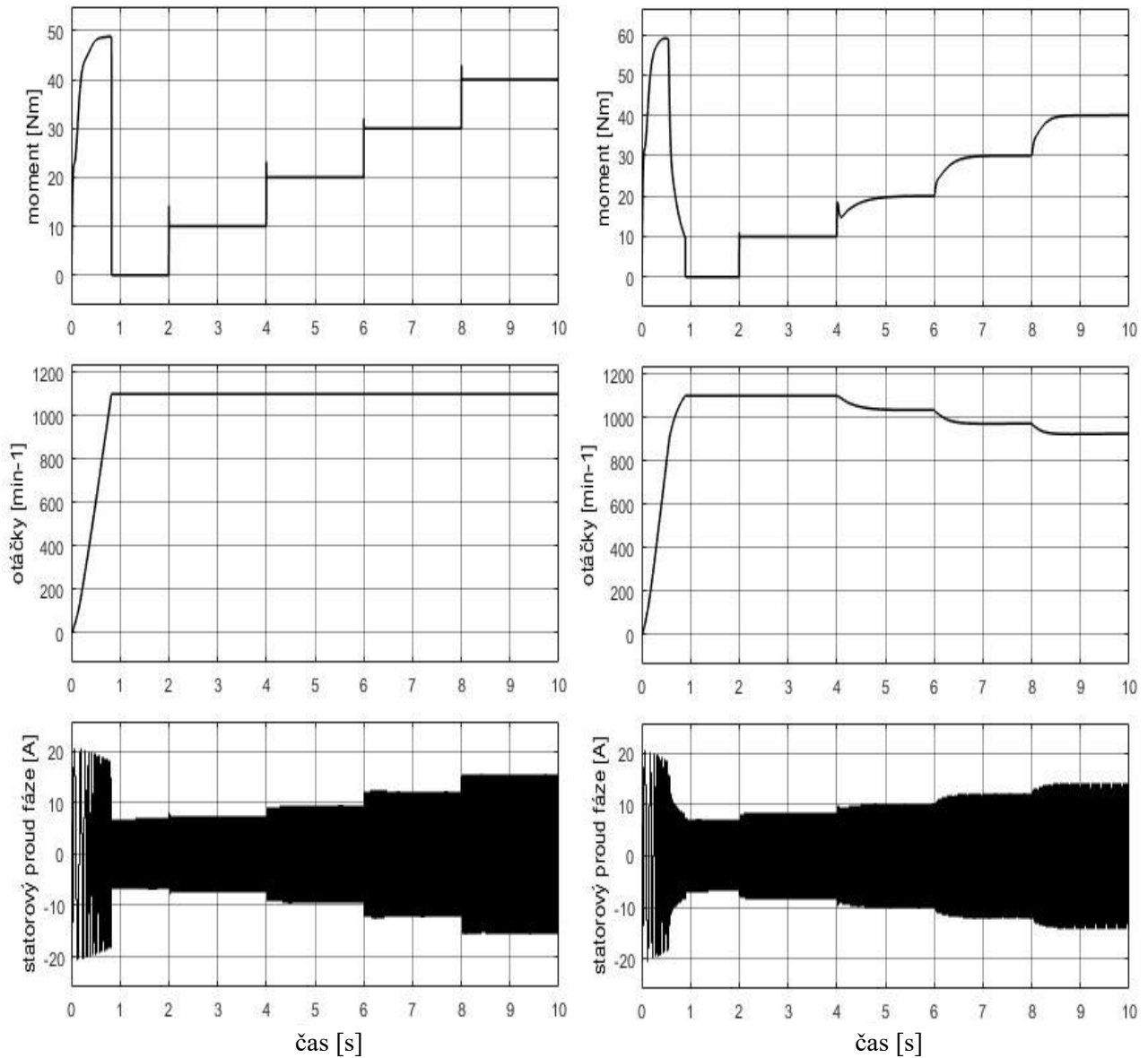
Zdroj: Vlastní zpracování

Co se týče metody podle Warnecka, tak ani zde nebyl v simulaci prokázán žádný podstatný vliv nárůstu odporu statorového vinutí na průběhy sledovaných veličin.

4.6.2. Vliv změny odporu rotorového vinutí

Dalším parametrem, který byl v simulaci zkoumán, bylo zvýšení odporu rotorového vinutí opět o padesát procent své původní hodnoty, tedy z $R_2 = 0,952 \Omega$ na $R_2' = 1,428 \Omega$.

Obrázek 31: Průběh veličin systému na změnu zátěžného momentu u vektorového řízení podle Schumachera při původní a zvýšené hodnotě odporu rotorového vinutí



a) $R_2 = 0,952 \Omega$

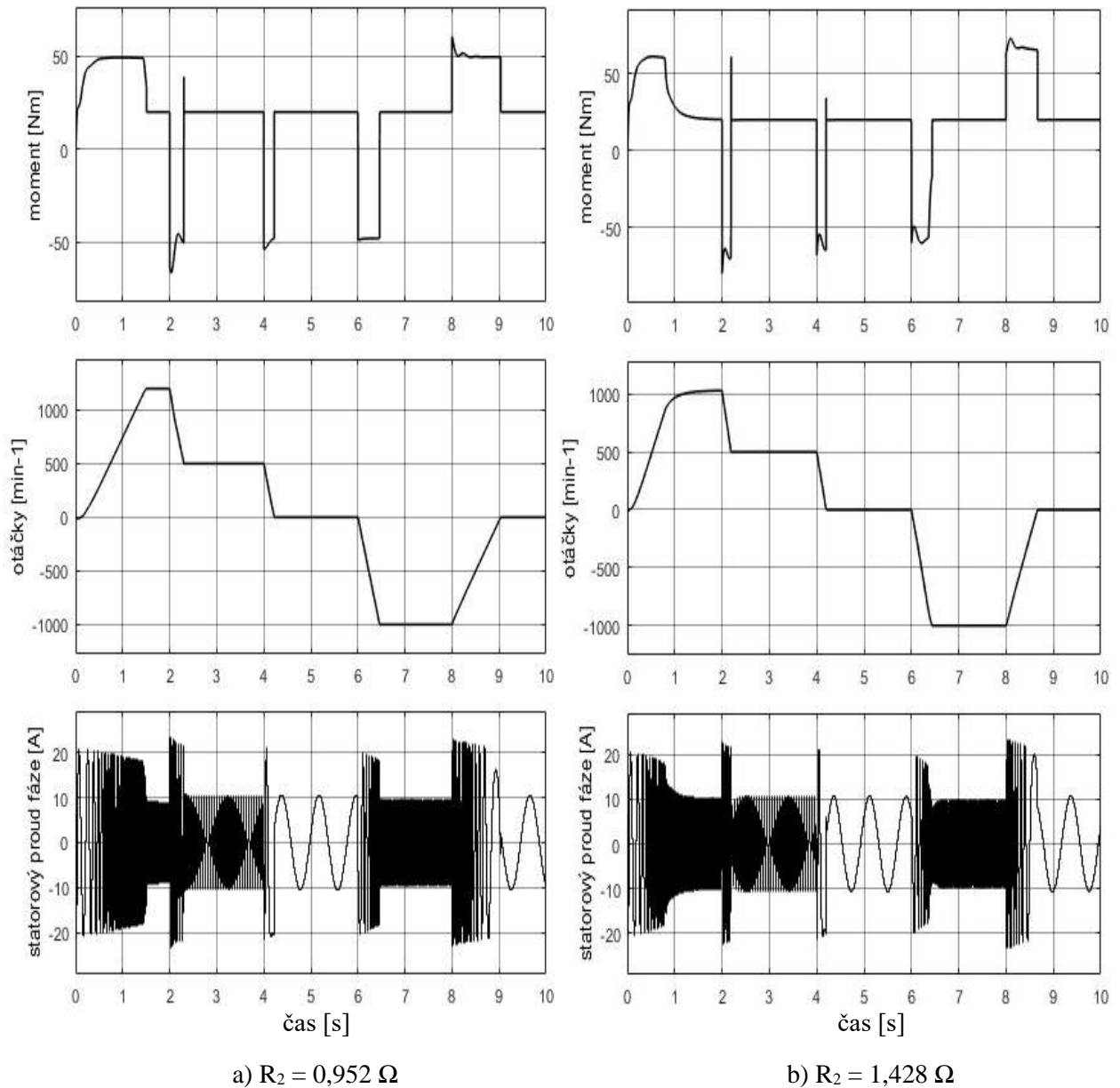
b) $R_2 = 1,428 \Omega$

Zdroj: Vlastní zpracování

Zatímco zvýšení odporu statorového vinutí na řízení vliv nemělo, zvýšení odporu rotorového vinutí už však ano. Metoda podle Schumachera již při zátěži 20 Nm nedokáže udržet žádané otáčky 1 100 ot/min a rychlost stroje klesá. Při zátěži 40 Nm je tento pokles až necelých 200 ot/min, což představuje pokles o více než 15 % hodnoty žádaných otáček. Pokles je způsoben hlavně nastaveným omezením statorového napětí na fázi na ± 270 V, které tak dosahuje v tomto případě svého maxima.

Vyšší hodnoty již dosaženo být nemůže, a tak se stroj nedokáže vrátit zpět na žádané otáčky. Rovněž odezvy na změny zátěžného momentu se zpomalily. Jak se dalo předpokládat, nepatrně se zvýšil i statorový fázový proud.

Obrázek 32: Průběh veličin systému na změnu žádaných otáček u vektorového řízení podle Schumachera při původní a zvýšené hodnotě odporu rotorového vinutí



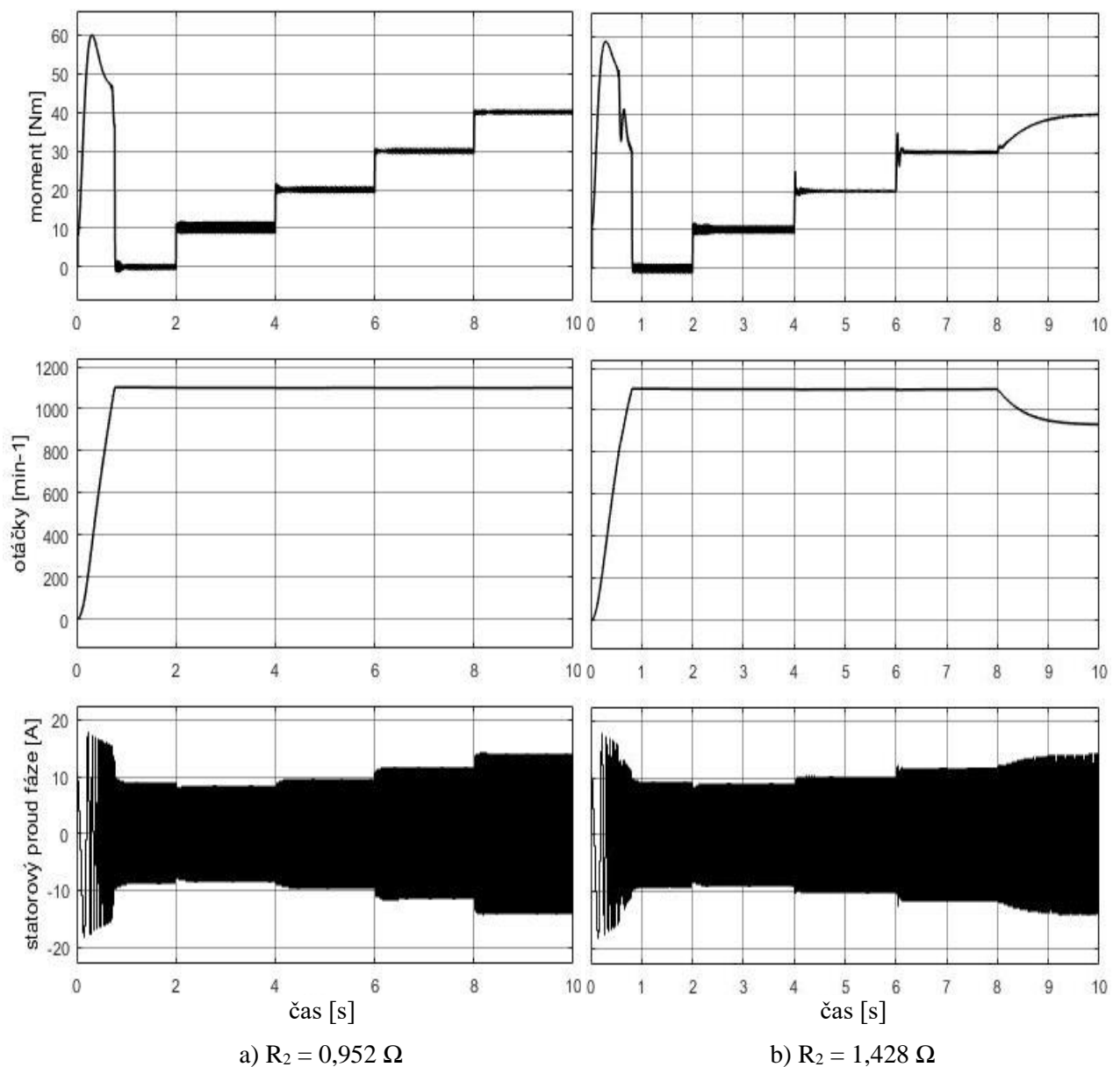
Zdroj: Vlastní zpracování

V časovém průběhu při změně žádaných otáček lze pozorovat pomalejší odezvu. Při rozběhu stroje je také vidět, že stroj nebyl schopen vůbec dosáhnout žádaných otáček 1 200 ot/min a zastavil se na hodnotě okolo 1 000 ot/min. Další velké změny patrně nejsou. Je to ale způsobeno také tím, že zátěžný moment je zde nastaven jen na 20 Nm. Při vyšším zatěžování lze očekávat větší negativní dopady. Metoda podle Schumachera tedy při změně odporu rotorového vinutí o padesát procent

původní hodnoty již má znatelný vliv. Ten se hlavně projevuje při vyšších otáčkách a větším zátěžném momentu, jinými slovy vyšším výkonu. I zde je to způsobeno nastaveným omezením statorového fázového napětí.

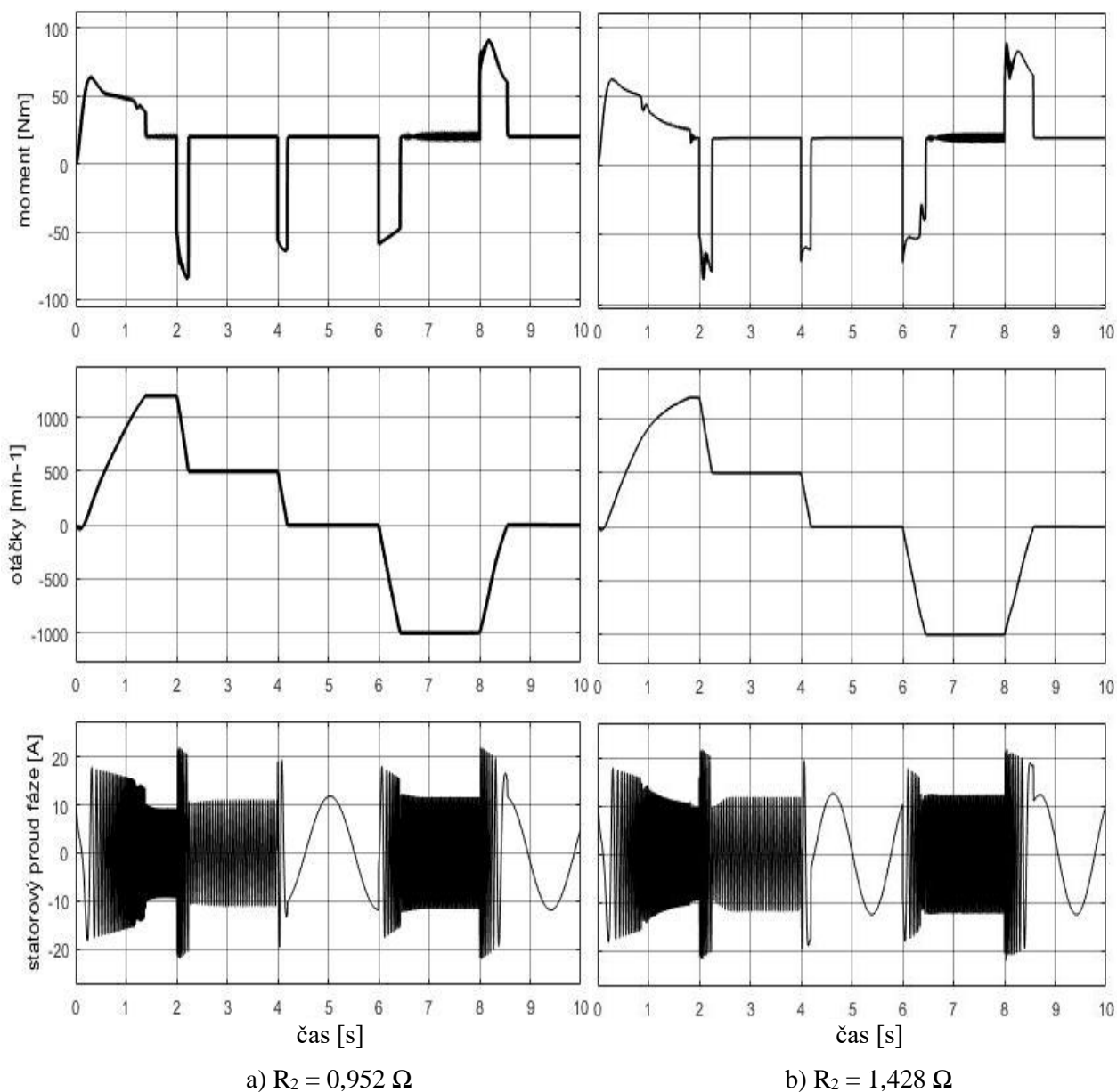
Metoda podle Warnecka vykazovala o něco lepší výsledky i při zvýšení odporu rotorového vinutí, jak je vidět na následujícím obrázku. Žádané otáčky si dokázala na rozdíl u metody podle Schumachera udržet i pro zátěž 30 Nm. Avšak při zátěžném momentu 40 Nm už otáčky klesají o více než 15 % hodnoty žádaných otáček, a to opět díky omezení statorového napětí. Klesají také strměji než u metody podle Schumachera.

Obrázek 33: Průběh veličin systému na změnu zátěžného momentu u vektorového řízení podle Warnecka při původní a zvýšené hodnotě odporu rotorového vinutí



Zdroj: Vlastní zpracování

Obrázek 34: Průběh veličin systému na změnu žádaných otáček u vektorového řízení podle Warnecka při původní a zvýšené hodnotě odporu rotorového vinutí



Zdroj: Vlastní zpracování

Při změně žádaných otáček a konstantním zátěžném momentu 20 Nm, byly dosaženy opět lepší výsledky než v metodě podle Schumachera. Při rozběhu stroj úspěšně dosáhl žádaných otáček 1 200 ot/min, i když za nepatrně delší dobu než beze změny parametrů. Jinak ale při daném zatěžování stroje dosahuje metoda podle Warnecka uspokojivých průběhů změny otáček.

Pro lepší porovnání vlivu změny odporu rotorového vinutí na obě sledované metody vektorového řízení, byla vytvořena následující tabulka. V ní byl zkoumán vliv změny zátěžného

momentu na schopnost udržovat žádané otáčky při zvýšení odporu rotorového vinutí o 50 % své původní hodnoty.

Tabulka 1: Porovnání vlivu zvýšení odporu rotorového vinutí na schopnost udržovat žádané otáčky

žádané otáčky: 1 100 ot/min

$R_2 = 1,428 \Omega$

	zátěžný moment [Nm]	0	15	18	21	24	27	30	33
Schumacher	otáčky [min-1]	1 100	1 080	1 061	1 046	1 032	1 018	1 005	993
	odchylka otáček	0,0%	1,8%	3,5%	4,9%	6,2%	7,5%	8,6%	9,7%
Warneck	otáčky [min-1]	1 100	1 100	1 100	1 100	1 100	1 100	1 100	1 040
	odchylka otáček	0,0%	0,0%	0,0%	0,0%	0,0%	0,0%	0,0%	5,5%

Zdroj: Vlastní zpracování

V tabulce je lehce patrný stálý pokles otáček u metody podle Schumachera již od zátěžného momentu 15 Nm. Při vyšším zatěžování již dochází k podstatnější odchylce od žádaných otáček. Při zátěžném momentu 24 Nm už odchylka dosahuje 6,2 %. Stroj tak již není schopen při vyšší zátěži opět dosáhnout žádaných otáček.

U metody podle Warnecka jsou žádané otáčky úspěšně udržovány až do zátěžného momentu 30 Nm. Pro vyšší hodnoty už strmě padají dolů.

Pro správnou funkci vektorového řízení je zapotřebí znát pozici rotorového magnetického toku, pro níž je důležitá správná hodnota rotorové časové konstanty. Ta se však s teplotou rotorového vinutí mění, což, jak bylo ukázáno, může mít za následek negativní vliv na správnou funkci řízení. V praxi tak již existují metody, které se zabývají korekcí velikosti odporu rotorového vinutí například prostřednictvím tepelných senzorů¹⁵.

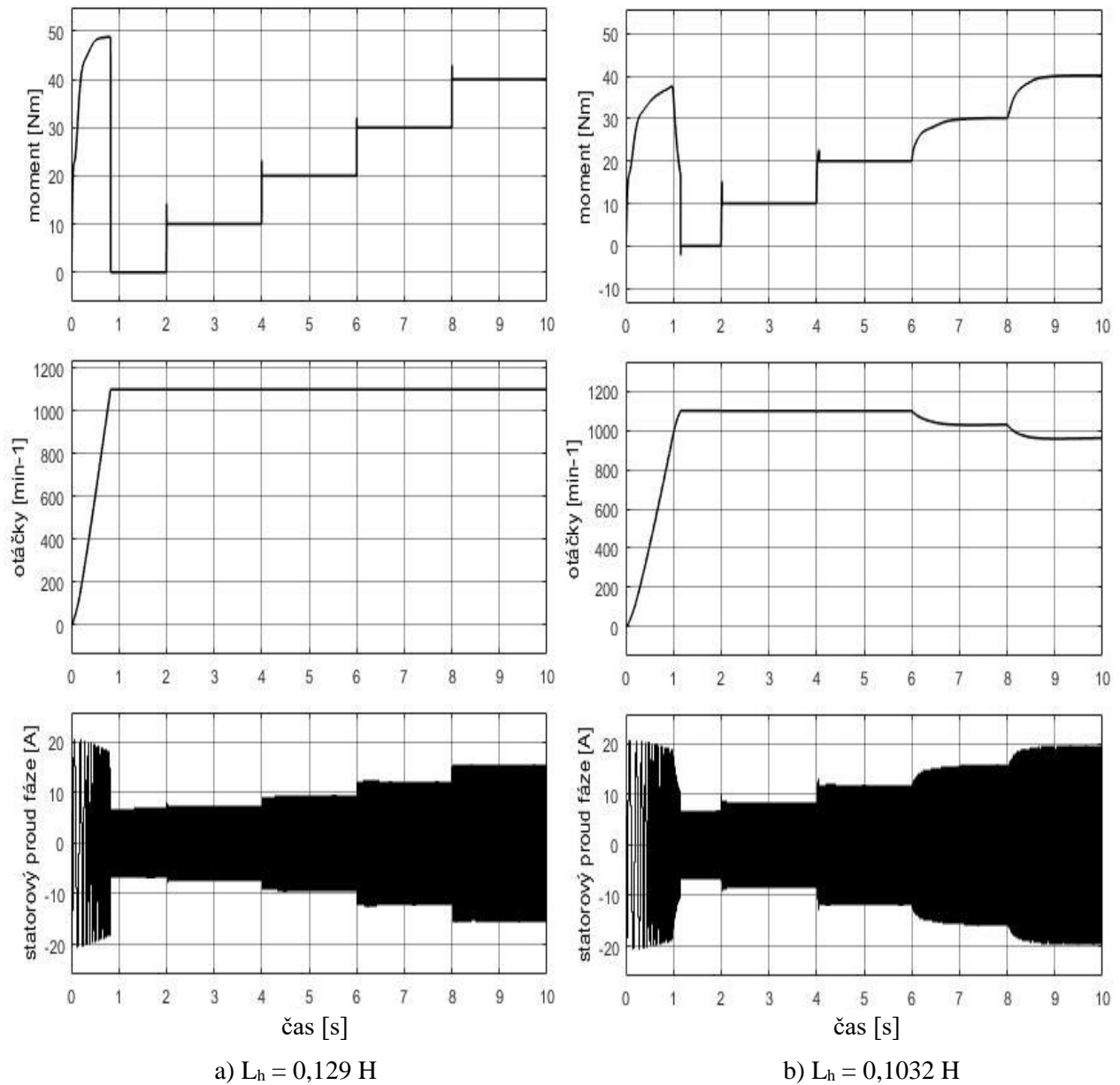
4.6.3. Vliv změny hlavní indukčnosti

Posledním zkoumaným prvkem na vektorovém řízení bude změna hlavní indukčnosti. Při chodu stroje může být dosaženo takového stavu, že se magnetický obvod ve stroji nasatí a dostane se do stavu saturace. V takovém případě se hodnota hlavní indukčnosti sníží a při zvyšování magnetizačního proudu, tak již nedochází k odpovídajícímu zvýšení magnetického toku strojem jako v nenasyceném stavu. Z tohoto důvodu nemůžeme považovat hlavní indukčnost za konstantní

¹⁵ BENHADDADI, YAZID, KHALDI. *An effective identification of rotor resistance for induction motor vector control*. IEEE Instrumentation and Measurement: Technology Conference. Ottawa, 1997, 4.

v každém případě. Proto je v této části práce zkoumán vliv snížení hlavní indukčnosti o 20 % své původní hodnoty, tj. z hodnoty $L_h = 0,129$ H na $L_h' = 0,1032$ H.

Obrázek 35: Průběh veličin systému na změnu zátěžného momentu u vektorového řízení podle Schumachera při původní a snížené hodnotě hlavní indukčnosti

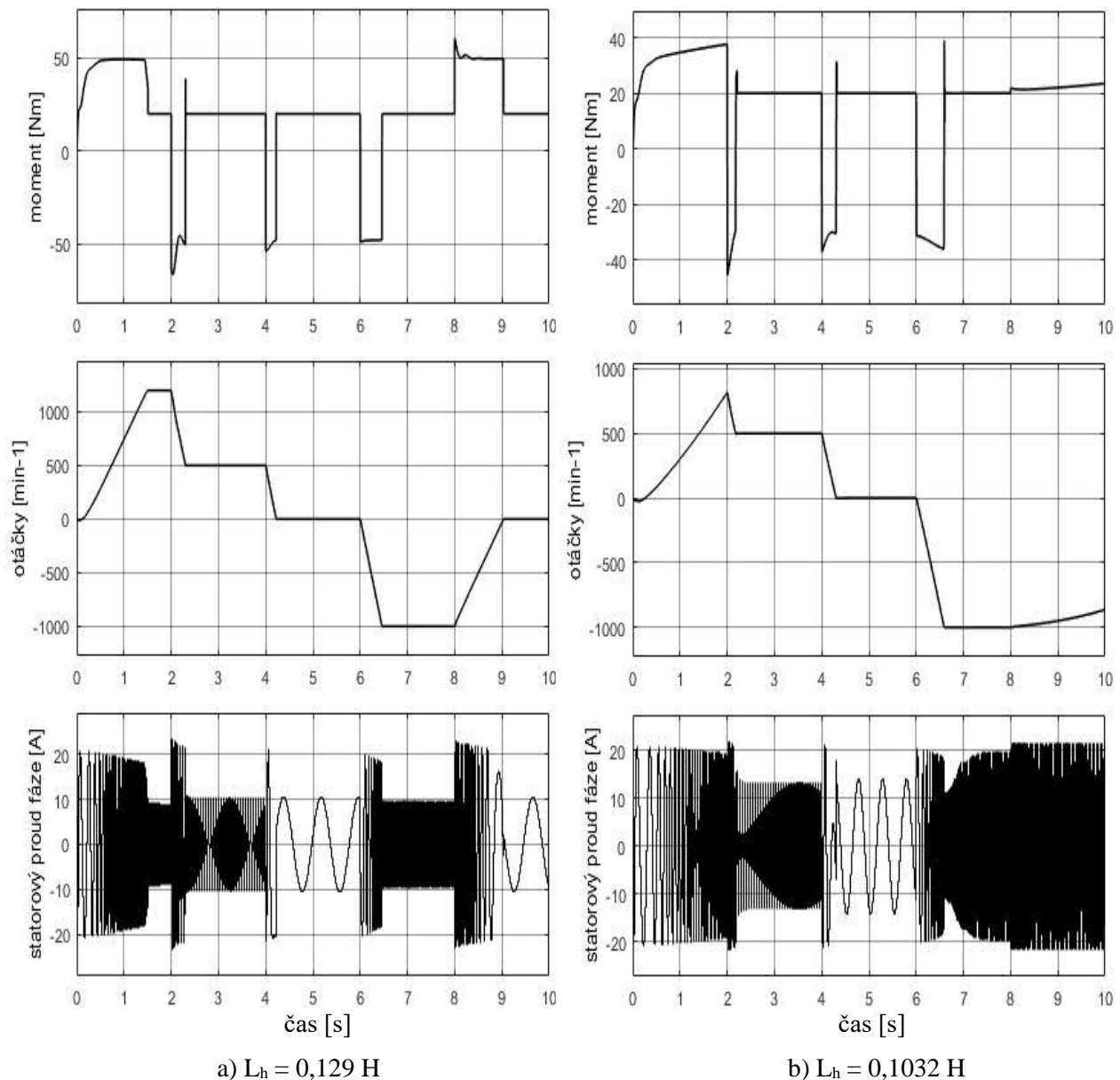


Zdroj: Vlastní zpracování

Snížení hlavní indukčnosti v rámci simulace vektorového řízení podle Schumachera má za následek především snížení hnacího momentu stroje. Na to navazuje i fakt, že se stroj rozbíhá pomaleji. Další skutečností je nárůst statorového fázového proudu. Od zátěžného momentu 30 Nm už stroj neudrží žádané otáčky a zpomalí se. Při zátěžném momentu 40 Nm byl pozorován pokles až

o 10 % vůči žadáným otáčkám a statorový proud dosahuje amplitudy 20 A, což je hranice, na kterou je omezen.

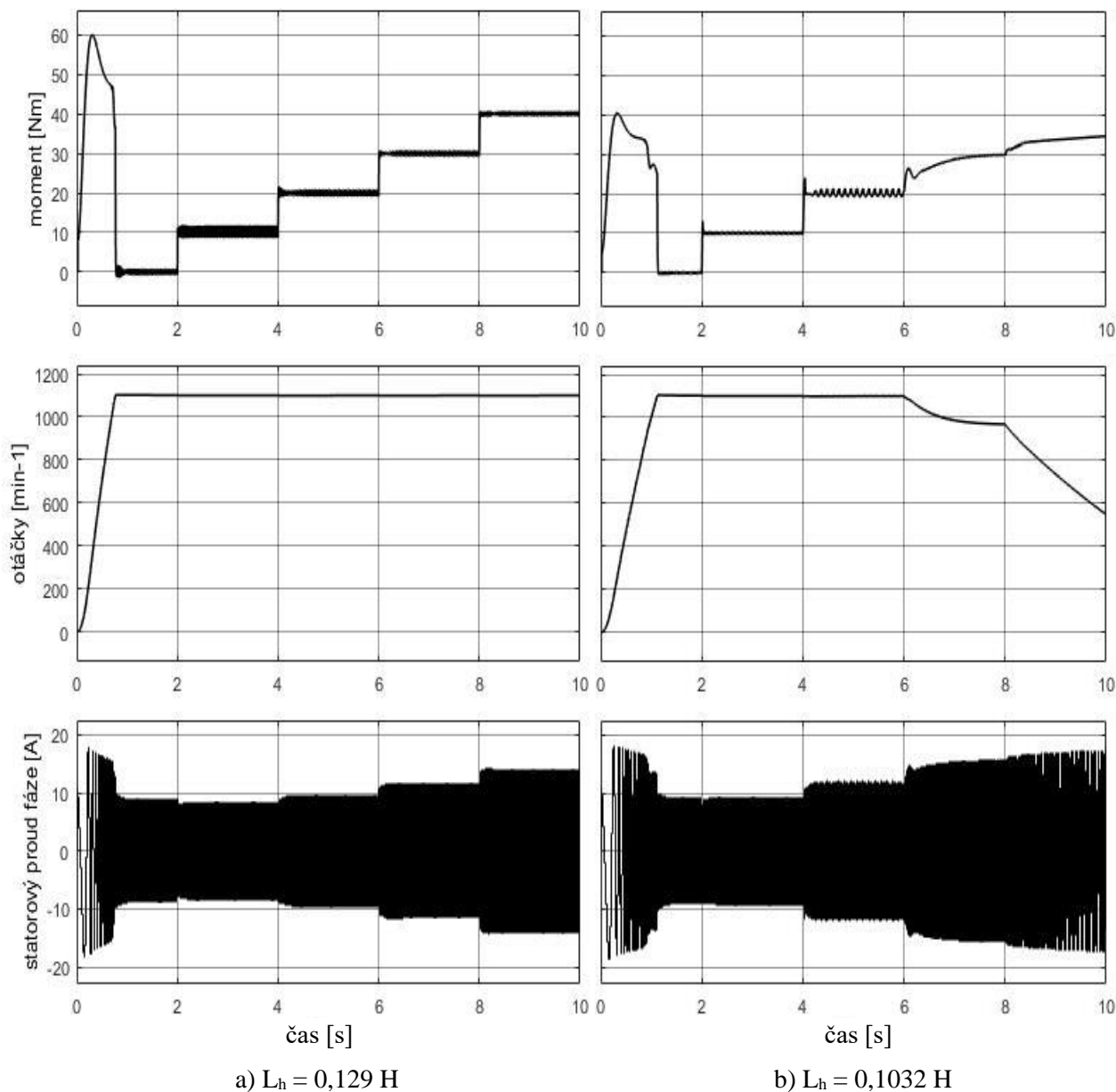
Obrázek 36: Průběh veličin systému na změnu žadáných otáček u vektorového řízení podle Schumachera při původní a snížené hodnotě hlavní indukčnosti



Zdroj: Vlastní zpracování

Při proměnných žadáných otáčkách je dopad na časové průběhy prakticky podobný. Odezvy na změny žadáných otáček jsou znatelně pomalejší, jelikož je hodnota hnacího momentu stroje výrazně nižší. Během prvních dvou sekund není stroj při zátěži 20 Nm schopen ani žadané otáčky dosáhnout. V čase 8 s, kdy by se měl stroj zastavovat, není žadaného průběhu dosaženo. Statorový proud je opět výrazně vyšší a dosahuje limitních 20 A.

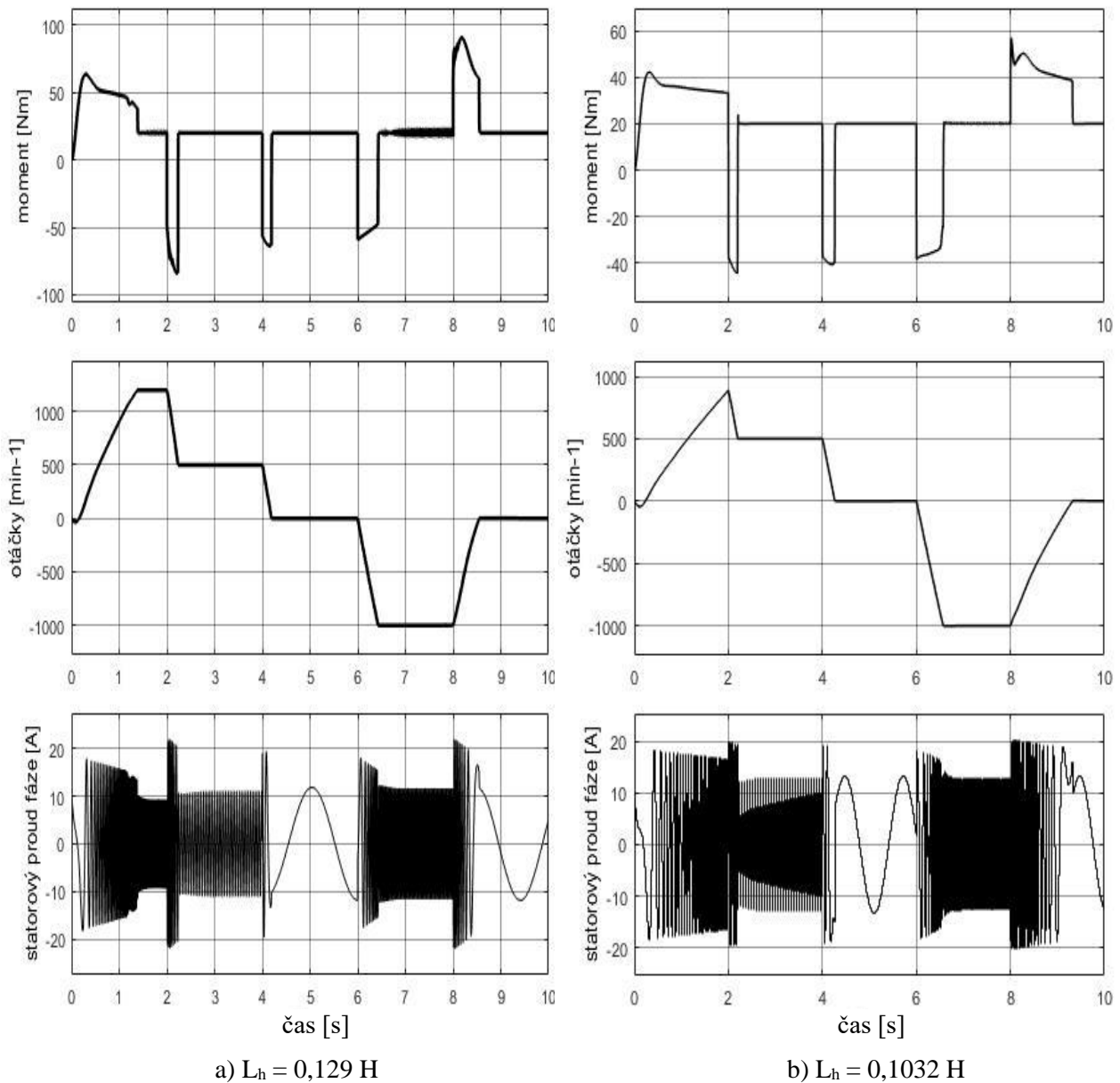
Obrázek 37: Průběh veličin systému na změnu zátěžného momentu u vektorového řízení podle Warnecka při původní a snížené hodnotě hlavní indukčnosti



Zdroj: Vlastní zpracování

Snížení hlavní indukčnosti má u metody podle Warnecka podobné následky. Snížení hnacího momentu, zvýšení statorového proudu i lehce pomalejší rozběh. Při zátěžném momentu 30 Nm otáčky také klesají na podobnou hodnotu jako u metody podle Schumachera. V čem se však obě metody liší je u zatížení 40 Nm. U Warnecka je pokles ztlačně strmější. Zatímco u metody podle Schumachera je pokles okolo 10 % oproti žádaným otáčkám, u Warnecka je tento pokles několikanásobně vyšší a otáčky poklesnou až na polovinu. Při delším průběhu simulace se dá očekávat dokonce mnohem vyšší pokles, jelikož hnací moment v tuto chvíli nedosahuje ani hodnoty zátěžného momentu.

Obrázek 38: Průběh veličin systému na změnu žádaných otáček u vektorového řízení podle Warnecka při původní a snížené hodnotě hlavní indukčnosti



Zdroj: Vlastní zpracování

Průběhy pro změnu otáček jsou podobné jako u metody podle Schumachera. Liší se však při změně v čase 8 s a zastavení stroje. Metoda podle Schumachera si s takovou změnou sice neporadila a nedokázala stroj zastavit v uspokojivém časovém intervalu, avšak pro metodu podle Warnecka nebyl ani takový pokyn problém a stroj bez problémů zastavil.

I zde je pro lepší porovnání mezi oběma metodami přiložena tabulka vlivu změny hlavní indukčnosti u obou analyzovaných metod vektorového řízení:

Tabulka 2: Porovnání vlivu snížení hlavní indukčnosti stroje na schopnost udržovat žádané otáčky

žádané otáčky: 1 100 ot/min

$L_h = 0,1032 \text{ H}$

zátěžný moment [Nm]		0	15	18	21	24	27	30	33
Schumacher	otáčky [min-1]	1 100	1 100	1 100	1 100	1 100	1 100	1 097	1 084
	odchylka otáček	0,0%	0,0%	0,0%	0,0%	0,0%	0,0%	0,3%	1,5%
Warneck	otáčky [min-1]	1 100	1 100	1 100	1 100	1 081	1 017	967	880
	odchylka otáček	0,0%	0,0%	0,0%	0,0%	1,7%	7,5%	12,1%	20,0%

Zdroj: Vlastní zpracování

V předchozí části práce, kde byl zkoumán vliv zvýšení odporu rotorového vinutí, dopadla lépe metoda podle Warnecka. Nicméně změna hlavní indukčnosti stroje (snížení na 80 % své původní hodnoty), měla menší dopad na metodu podle Schumachera. I pro zátěžný moment 33 Nm nebyla odchylka od žádaných otáček vyšší než dvě procenta.

Metoda podle Warnecka sice žádané otáčky úspěšně udržuje do zátěžného momentu 24 Nm, nicméně pro vyšší hodnoty již otáčky stroje strmě klesají a stroj již není schopen je udržet.

4.7. Simulace vektorového řízení s napájením ze střídače

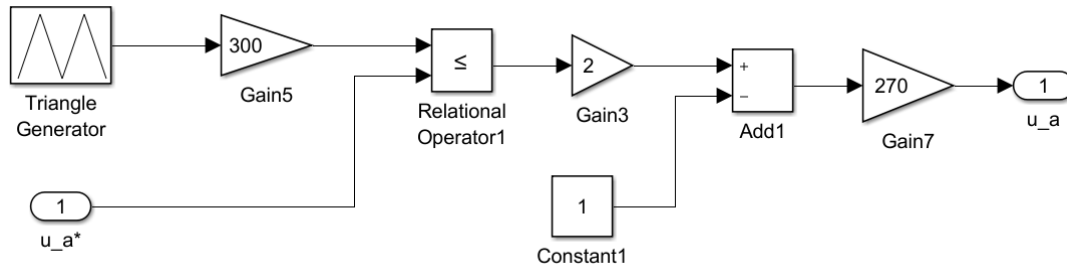
V předchozích simulacích bylo přijato několik zjednodušujících předpokladů. V simulaci sice nikdy není možné dosáhnout naprosto identického výsledku jako ve skutečném chodu stroje, nicméně je někdy možné se mu ještě více přiblížit.

Po splnění hlavních úkolů a cílů práce bylo ve zbytku času navíc provedeno zkoumání vlivu napájení z jiných než dokonale sinusových průběhů napětí. Pro tento účel byl vytvořen blok střídače, který přibližuje průběhy napětí těm skutečným. Cílem této dodatečné části práce tak bylo analyzovat pouze projevy změny napájení asynchronního stroje nesinusovými průběhy za předpokladu stálých parametrů a bezporuchového otáčkového čidla.

Blok střídače byl vytvořen porovnáním žádaného sinusového průběhu fázového napětí, který by v ideálním případě měl být na vstupu do stroje, se signálem pilového průběhu vyšší frekvence. V okamžiku, kdy se hodnota sinusového signálu nachází nad úroveň pilového signálu, objeví se na výstupu maximální hodnota fázového napětí 270 V a když je sinusový signál pod úroveň pilového signálu, tak minimální fázové napětí -270 V. Takto jsou průběhy napětí modifikovány

pro každou fázi statorového napětí. Celý proces se tak více přibližuje reálnému průběhu napětí. Schéma vytvořeného střídače je zobrazeno na následujícím obrázku:

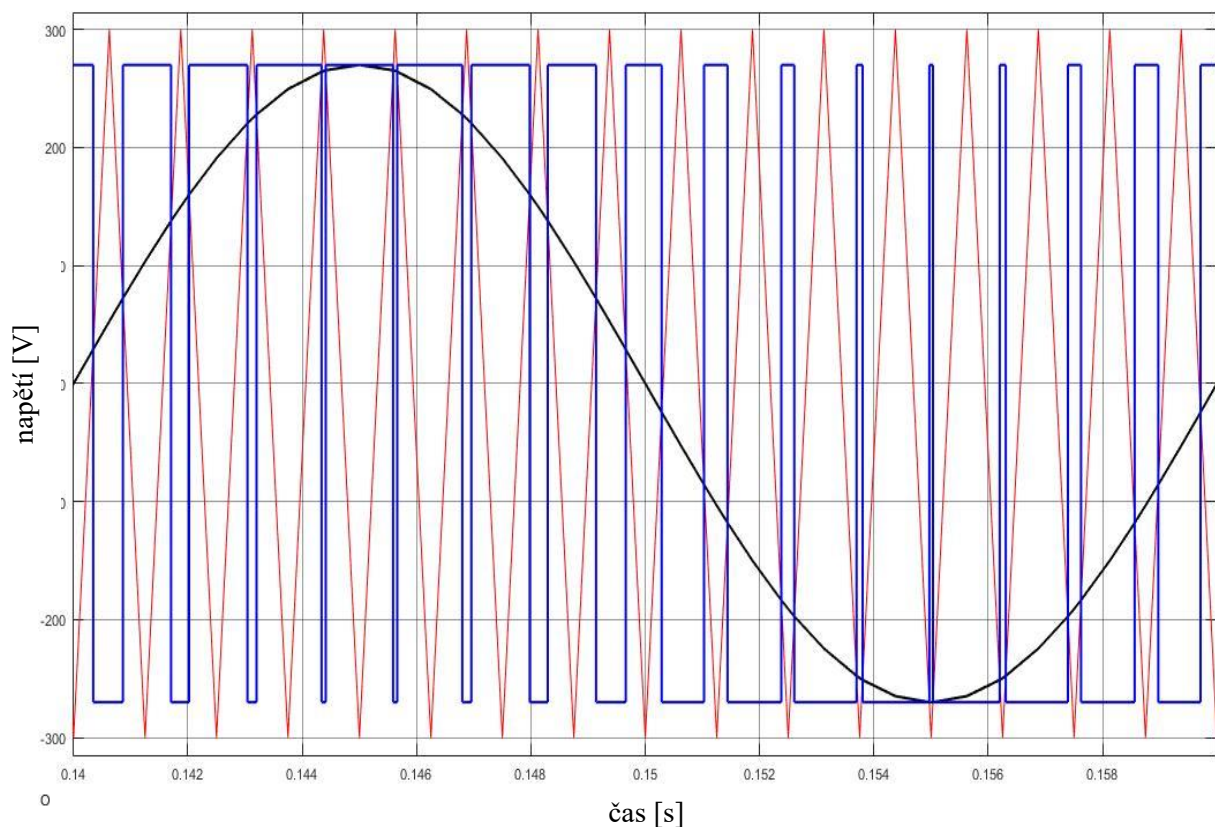
Obrázek 39: Simulační schéma střídače v programu MATLAB Simulink



Zdroj: Vlastní zpracování

Na následujícím obrázku je ukázáno, jak střídač v simulaci pracuje a jaký průběh má pak napětí na výstupu ze střídače, tj. na vstupu do modelu stroje¹⁶:

Obrázek 40: Princip funkce střídače použitého v simulaci

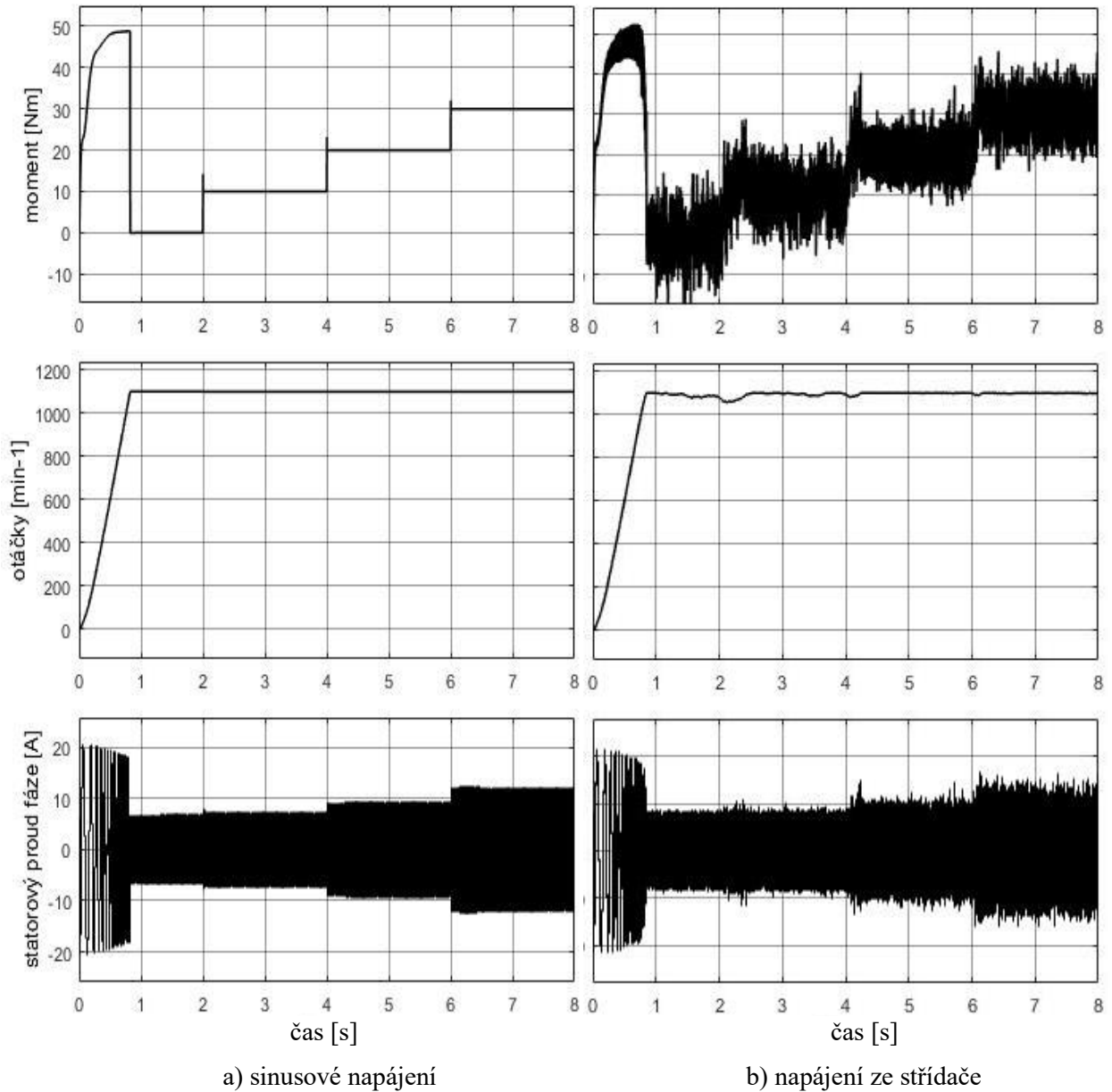


Zdroj: Vlastní zpracování

¹⁶ Pozn.: V obrázku je pro větší přehlednost použita nižší frekvence pilového signálu (800 Hz) než jaká je použita v simulaci (2 kHz).

Samotný vliv na chod stroje má také frekvence pilovitého průběhu, která určuje spínání výkonových součástek. V našem případě je pro simulaci použita frekvence spínání 2 kHz.

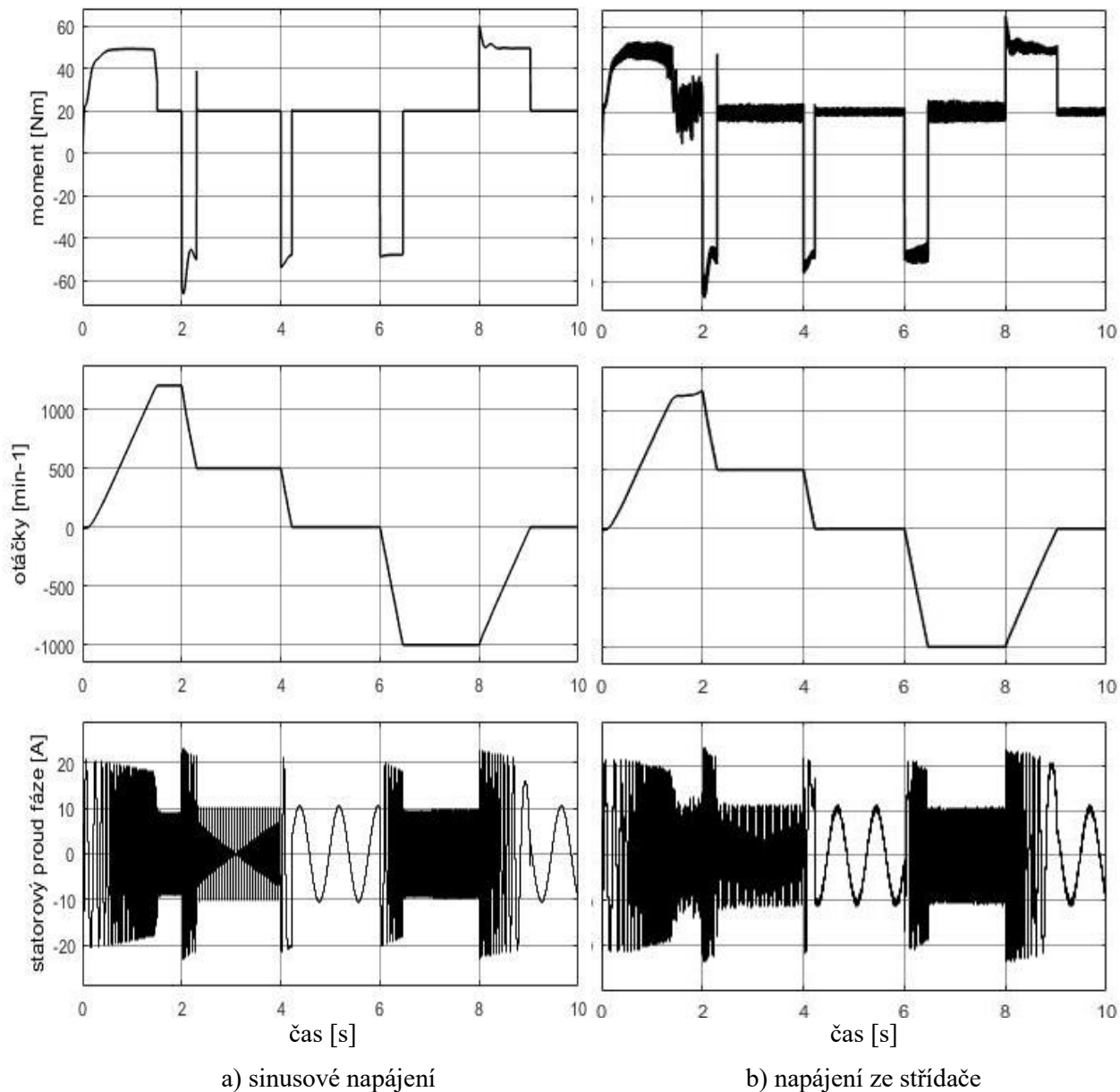
Obrázek 41: Průběh veličin systému na změnu zátěžného momentu u vektorového řízení podle Schumachera při simulaci sinusového napájení a napájení ze střídače



Zdroj: Vlastní zpracování

Po zařazení střídače do simulace jsou pozorovány výrazné kmity v momentu stroje, které jsou následkem nesinusového průběhu napětí. Nesinusové průběhy napětí se projevují i na otáčkách stroje a statorovém proudu, kde jsou rovněž pozorovány zákmity. Nicméně i tak dokáže stroj následovat žádané otáčky a statorový proud se udrží v přípustných mezích. Střídač v tomto případě neměl výrazný vliv ani na rychlost rozběhu.

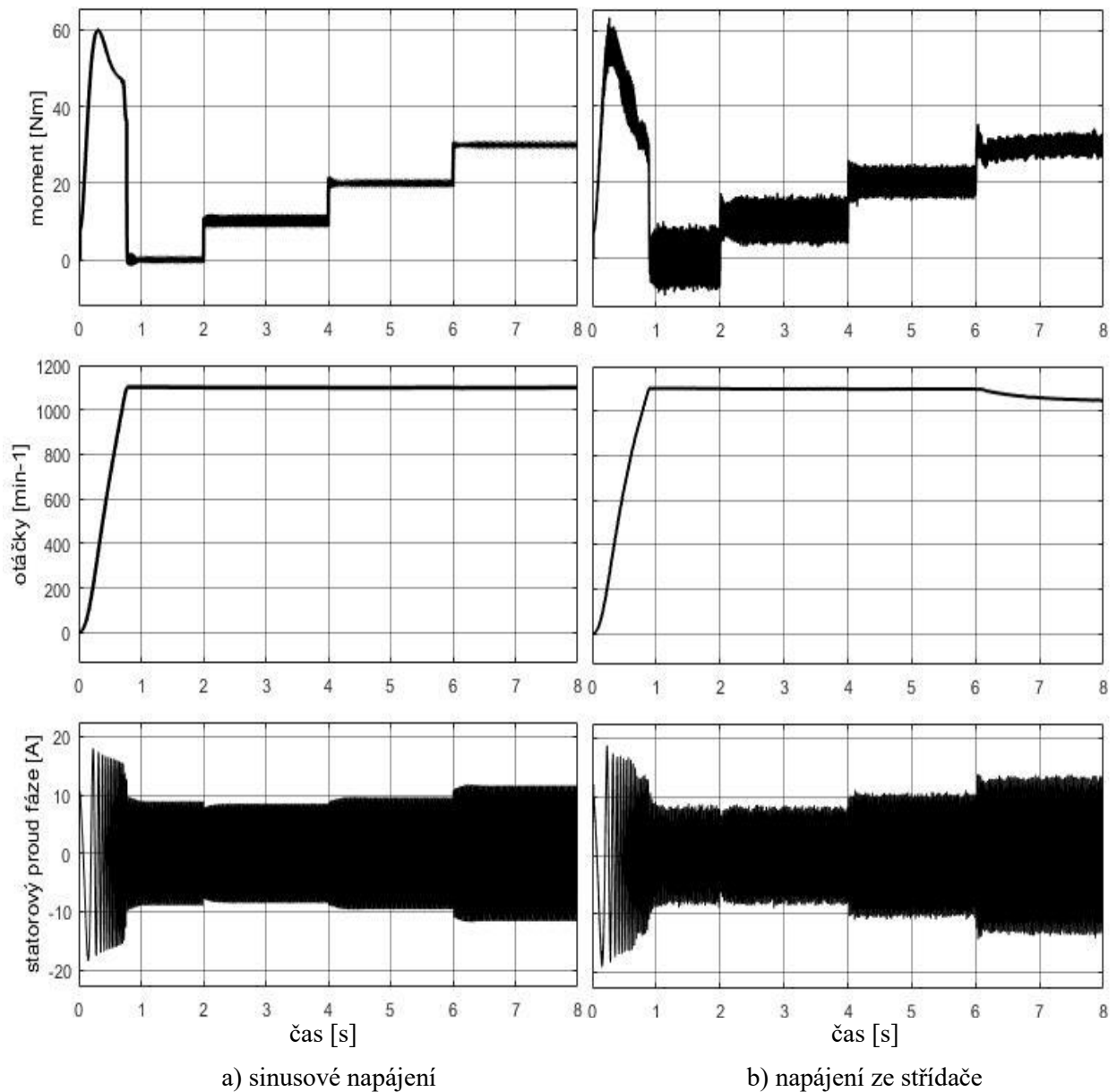
Obrázek 42: Průběh veličin systému na změnu žádaných otáček u vektorového řízení podle Schumachera při simulaci sinusového napájení a napájení ze střídače



Zdroj: Vlastní zpracování

I v průběhu pro proměnné žádané otáčky lze pozorovat vyšší kmity v momentu stroje a také pomalejší dosažení počátečních žádaných otáček 1 200 ot/min.

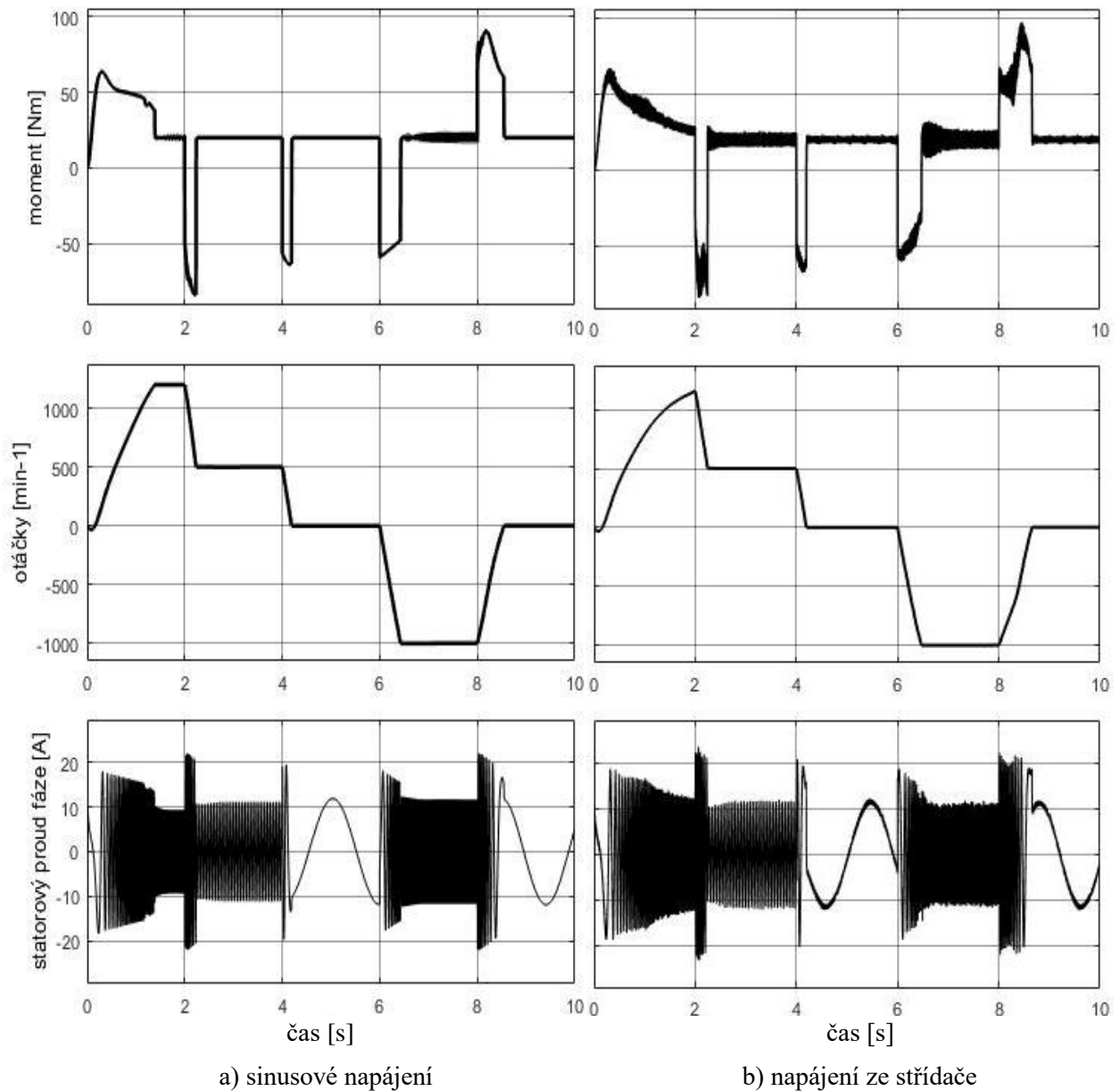
Obrázek 43: Průběh veličin systému na změnu zátěžného momentu u vektorového řízení podle Warnecka při simulaci sinusového napájení a napájení ze střídače



Zdroj: Vlastní zpracování

U metody podle Warnecka se také projevuje napájení ze střídače kmity v analyzovaných veličinách. Na druhou stranu kmity v momentu stroje jsou v porovnání s metodou podle Schumachera na první pohled nižší. Následkem toho jsou pak stabilnější i otáčky stroje, které lépe udržují žádanou hodnotu 1100 ot/min. Nicméně při zátěžném momentu 30 Nm je již zaznamenán pokles otáček a stroj již žádané otáčky neudrží.

Obrázek 44: Průběh veličin systému na změnu žádaných otáček u vektorového řízení podle Warnecka při simulaci sinusového napájení a napájení ze střídače



Zdroj: Vlastní zpracování

Při změně žádaných otáček se potvrdily menší zákmity momentu než v metodě podle Schumachera při napájení ze střídače. I v tomto případě je rozběh a dosažení počátečních otáček 1 200 ot/min pomalejší než při napájení sinusovými průběhy napětí. Žádané otáčky jsou však vždy úspěšně strojem dosaženy.

5. Závěrečné zhodnocení

V diplomové práci byly v rámci teoretické části představeny vybrané metody vektorového řízení asynchronních strojů používané v současné době. Jsou uvedeny sestavené matematické modely I_1 - n a U_1 - I_1 a z nich odvozené simulační rovnice asynchronního stroje.

V rámci praktické části byl prostřednictvím blokových schémat vytvořen model dvou zvolených metod vektorového řízení v programovém prostředí MATLAB Simulink a provedeny simulace vektorového řízení asynchronního stroje o výkonu 5,5 kW. Tuto část považuji za hlavní výsledek práce. Jednalo se o metody vektorového řízení podle Schumachera a podle Warnecka, které byly mezi sebou porovnány na základě simulací časových průběhů momentu, okamžitých otáček a statorového fázového proudu asynchronního stroje. Simulace byly prováděny při proměnném zátěžném momentu a konstantních žádaných otáčkách nebo při konstantním zátěžném momentu a proměnných žádaných otáčkách. V dané konfiguraci si obě metody se změnami otáček a zátěžného momentu bez problémů poradily a žádný zásadní rozdíl mezi nimi pozorován nebyl. Metoda podle Warnecka měla nepatrně rychlejší odezvu na změnu žádaných otáček a statorový proud byl nepatrně menší. Nicméně nelze opomenout vliv nastavení PI regulátorů. V rámci simulací byla snaha docílit takového nastavení PI regulátorů, aby bylo možné obě metody vektorového řízení mezi sebou porovnat. I přesto však může mít odlišné nastavení konstant PI regulátorů za následek jisté odlišnosti průběhů.

Byl rovněž testován vliv nepřesné kalibrace a odchylky měření otáčkovým čidlem. Zde se projeví nepřesnosti měření otáček špičkami v momentu stroje a ve statorovém proudu, což mělo za následek kolísání okamžitých otáček. Metoda podle Warnecka se i v této situaci chovala o něco lépe a vykazovala méně špiček v momentu i proudu. Rovněž přechodné děje při změně žádaných otáček byly v porovnání s metodou podle Schumachera rychlejší.

V dalším kroku bylo čidlo otáček nahrazeno Luenbergerovým observerem, jež otáčky počítal na základě měřeného statorového napětí a proudu. Simulací byla za daných zjednodušujících předpokladů prokázána vysoká přesnost estimace otáček a obě metody reagovaly na změny žádaných otáček bez sebemenších problémů.

Za důležitou část práce považuji také zkoumání vlivu nepřesného určení hodnot parametrů systému. Byl vyšetřován vliv zvýšení odporu statorového a rotorového vinutí o padesát procent své původní hodnoty vlivem oteplení stroje při zatěžování, což má za následek nárůst hodnoty odporu vinutí. Zatímco zvýšení odporu statorového vinutí nemělo ani na jednu analyzovanou metodu vektorového řízení zásadní vliv, zvýšení odporu rotorového vinutí se projevilo negativně v obou případech. V dané konfiguraci se projevila u metody podle Warnecka větší schopnost udržovat žádané otáčky i při zvýšeném zátěžném momentu.

Dále byl zkoumán vliv snížení hodnoty hlavní indukčnosti stroje o dvacet procent původní hodnoty. Zde se naopak projevila větší tvrdost otáček u metody podle Schumachera, kde byla udržena hodnota žádaných otáček 1 100 ot/min až do zátěžného momentu 30 Nm. Metoda podle Warnecka při snížené hlavní indukčnosti stroje vykazovala znatelný pokles otáček již při nižším zátěžném momentu.

Závěrem byl navíc oproti zadání diplomové práce ještě simulován vliv napájení ze střídače. Nesinusové průběhy střídače měly oproti vyhlazeným sinusovým průběhům napětí za následek oscilace momentu stroje a kolísání otáček. Metoda podle Warnecka vykazovala oscilace momentu stroje menší než metoda podle Schumachera. Nicméně při vyšší zátěži již nebyla schopna žádané otáčky udržet. Naopak metoda podle Schumachera si v tomto případě se zvýšenou zátěží poradila bez problémů.

5.1. Zhodnocení cílů diplomové práce

Cílem diplomové práce bylo vytvoření přehledu vybraných způsobů vektorového řízení asynchronního stroje, sestavení matematického modelu pohonu, vytvoření simulačního modelu v programu MATLAB Simulink a následné simulování chodu stroje při vektorovém řízení podle Schumachera nebo podle Warnecka při různém zátěžném momentu, změně žádaných otáček a porovnání získaných výsledků.

Na základě uvedených výstupů diplomové práce považuji tyto cíle za splněné. Kromě zmíněných cílů byly ještě provedeny testy vektorového řízení pro nepřesnou informaci z čidla otáček a jeho špatnou kalibraci, simulace pro odhad velikosti otáček prostřednictvím Luenbergerova observeru, změny parametrů stroje a na závěr pro uvažování vlivu napájení ze střídače. Za zásadní přínos a splněný cíl také považuji prohloubení mých znalostí v oboru vektorového řízení asynchronních strojů, což jsem si na počátku práce stanovil.

Přehled použitých zdrojů

Literatura

BENHADDADI, YAZID, KHALDI. *An effective identification of rotor resistance for induction motor vector control*. IEEE Instrumentation and Measurement: Technology Conference. Ottawa, 1997.

BLASCHKE, F.: *The Principle of Field Orientation as Applied to the New Transvector Closed-loop Control System for Rotating Machines*. Siemens Rev., vol. 39, no. 4, pp. 217-220, 1972.

BOLDEA, I., NASAR, S. A.: *Vector Control of AC Drives*. CRC Press, London, 1992.

BOSE, B.K.: *Modern Power Electronics and AC Drives*, 4th Edition, 2004.

BURDA, Tomáš. *DTC řízení asynchronního motoru na platformě FREESCALE*. Praha, 2013.

Diplomová práce. České vysoké učení technické v Praze. Vedoucí práce Bauer Jan.

ERTAN, H. Bülent. *Modern electrical drives*. Boston: Kluwer Academic Publishers, 2000. NATO ASI, no. 369. ISBN 07-923-6376-0.

HOFMANN, SANDERS a SULLIVAN. *Stator-Flux-Based Vector Control of Induction Machines in Magnetic Saturation*. IEEE Trans. on IA, vol. 33, pp. 935-942, 1997.

JAVŮREK, J. *Regulace moderních elektrických pohonů*. Praha: Grada Publishing, a.s., 2003. ISBN 80-247-0507-9.

KARLOVSKÝ, LETTL. *Influence of speed and flux estimation by Luenberger observer on IM drive with DTC*. submitted to 2017 International Conference on Applied Electronics, 2017.

LEOHNARD, W.: *Control of Electrical Drives*. Berlin, Germany: Springer-Verlag, 1996.

NAYAK, B. S.: *Comparison of Direct and Indirect Vector Control of Induction Motor*. International Journal of New Technologies in Science and Engineering. 2014.

SANTISTEBAN, J. A. a STEPHAN, R. M.: *Vector Control Methods for Induction Machines: An Overview*. IEEE Transactions on Education. 2001, (2).

SAHOO, RAMULU. *Salient features of vector control in AC motor drives: A review*. In: *Scientific Research and Essays*. 2013, 8(34), s. 1649-1657. DOI: 10.5897/SRE12.396. ISSN 1992-2248. Dostupné také z: <http://academicjournals.org/journal/SRE/article-abstract/CEF63B933283>

TEXAS INSTRUMENTS: *Field Orientated Control of 3-Phase AC-Motors*. Texas Instruments Europe, 1998.

Elektronické zdroje

Závislost odporu kovového vodiče na teplotě. *Encyklopedie fyziky* [online]. [cit. 2017-05-15]. Dostupné z: <http://fyzika.jreichl.com/main.article/view/242-zavislost-odporu-kovoveho-vodice-na-teplote>

Seznam užitých veličin

ω_1	[rad s ⁻¹]	synchronní rychlost
ω	[rad s ⁻¹]	mechanická úhlová rychlost
ω_k	[rad s ⁻¹]	úhlová rychlost v souřadnicovém systému k
ω_r	[rad s ⁻¹]	rotorová (skluzová) frekvence
ψ_i	[Wb]	spřažený magnetický dané fáze
$\hat{\psi}_1$	[Wb]	prostorový vektor statorového spřaženého magnetického toku
$\hat{\psi}_2$	[Wb]	prostorový vektor rotorového spřaženého magnetického toku
σ	[-]	činitel rozptylu
θ	[rad]	transformační úhel mezi systémem x,y a α, β
i_i	[A]	proud protékající danou fází
i_s	[A]	proud statoru
\hat{I}_1	[A]	prostorový vektor statorového proudu
\hat{I}_2	[A]	prostorový vektor rotorového proudu
J	[kg m ²]	moment setrvačnosti
K	[-]	převodní koeficient u transformace Clarkové
L_i	[H]	indukčnost dané fáze vinutí
L_1	[H]	indukčnost statorového vinutí
L_2	[H]	indukčnost rotorového vinutí
L_s	[H]	indukčnost fáze statorového vinutí
L_r	[H]	indukčnost fáze rotorového vinutí

L_{ij}	[H]	vzájemná indukčnost mezi příslušnými fázemi
L_h	[H]	vzájemná indukčnost mezi státorem a rotorem (hlavní indukčnost stroje)
M_1, M_2	[H]	vzájemná indukce dvou fází statoru resp. rotoru
M_{12}	[H]	vzájemná indukce odpovídajících si fází statoru a rotoru
M_i	[Nm]	mechanický moment stroje
M_z	[Nm]	zátěžný moment
p	[-]	počet pólpárů
R_i	[Ω]	odpor dané fáze vinutí
R_l	[Ω]	odpor fáze statorového vinutí
R_2	[Ω]	odpor fáze rotorového vinutí
T_r	s	rotorová časová konstanta
u_i	[V]	napětí dané fáze
\hat{U}_1	[V]	prostorový vektor statorového napětí
\hat{U}_2	[V]	prostorový vektor rotorového napětí
α, β		souřadnice systému pevně svázaným se státorem (nerotujícím)
k, l		souřadnice systému rotující synchronně s rotorem
x, y		souřadnice systému rotující synchronně s magnetickým polem statoru

Seznam obrázků

Obrázek 1: Schéma vektorového řízení podle Schumachera	12
Obrázek 2: Blokové schéma vektorového řízení podle Warnecka.....	13
Obrázek 3: Blokové schéma vektorového řízení podle Flügela	14
Obrázek 4: Simulační schéma vektorového řízení podle Flügela v programu MATLAB Simulink	14
Obrázek 5: Simulační schéma transformace Clarkové v programu MATLAB Simulink.....	20
Obrázek 6: Simulační schéma inverzní transformace Clarkové v programu MATLAB Simulink.....	20
Obrázek 7: Simulační schéma Parkovy transformace v programu MATLAB Simulink	21
Obrázek 8 : Simulační schéma inverzní Parkovy transformace v programu MATLAB Simulink	22
Obrázek 9: Simulační schéma pro výpočet rotorového spráženého magnetického toku a skluzové frekvence programu MATLAB Simulink	23
Obrázek 10: Schéma pro výpočet statorového spráženého magnetického toku.....	23
Obrázek 11: Simulační schéma pro výpočet otáček při daném zátěžném momentu v programu MATLAB Simulink	24
Obrázek 12: Simulační schéma asynchronního stroje v souřadnicích α , β programu MATLAB Simulink	25
Obrázek 13: Průběh proměnného zátěžného momentu a konstantních žádaných otáček užitých v simulacích.....	27
Obrázek 14: Průběh konstantního zátěžného momentu a proměnných žádaných otáček užitých v simulacích.....	28
Obrázek 15: Simulační schéma vektorového řízení podle Schumachera v programu MATLAB Simulink.....	29
Obrázek 16: Průběh veličin systému na změnu zátěžného momentu u vektorového řízení podle Schumachera	30
Obrázek 17: Průběh veličin systému na změnu žádaných otáček u vektorového řízení podle Schumachera	31
Obrázek 18: Simulační schéma vektorového řízení podle Warnecka v programu MATLAB Simulink	32
Obrázek 19: Průběh veličin systému na změnu zátěžného momentu u vektorového řízení podle Warnecka.....	33

Obrázek 20: Průběh veličin systému na změnu žádaných otáček u vektorového řízení podle Warnecka	34
Obrázek 21: Průběh nepřesné informace z čidla otáček pro výpočet transformačního úhlu a pro zpětnou vazbu do regulátoru otáček	35
Obrázek 22: Průběh veličin systému na změnu zátěžného momentu u vektorového řízení podle Schumachera a nepřesné informaci z čidla otáček	36
Obrázek 23: Průběh veličin systému na změnu žádaných otáček u vektorového řízení podle Schumachera a nepřesné informaci z čidla otáček	37
Obrázek 24: Průběh veličin systému na změnu zátěžného momentu u vektorového řízení podle Warnecka a nepřesné informaci z čidla otáček	38
Obrázek 25: Průběh veličin systému na změnu žádaných otáček u vektorového řízení podle Warnecka a nepřesné informaci z čidla otáček.....	39
Obrázek 26: Průběh veličin systému na změnu zátěžného momentu u vektorového řízení podle Schumachera s čidlem otáček a s využitím Luenbergerova observeru (bez čidla otáček)	41
Obrázek 27: Průběh veličin systému na změnu žádaných otáček u vektorového řízení podle Warnecka s čidlem otáček a s využitím Luenbergerova observeru (bez čidla otáček)	42
Obrázek 28: Závislost odporu kovového vodiče na teplotě	43
Obrázek 29: Průběh veličin systému na změnu zátěžného momentu u vektorového řízení podle Schumachera při původní a zvýšené hodnotě odporu statorového vinutí	44
Obrázek 30: Průběh veličin systému na změnu žádaných otáček u vektorového řízení podle Warnecka při původní a zvýšené hodnotě odporu statorového vinutí.....	45
Obrázek 31: Průběh veličin systému na změnu zátěžného momentu u vektorového řízení podle Schumachera při původní a zvýšené hodnotě odporu rotorového vinutí	46
Obrázek 32: Průběh veličin systému na změnu žádaných otáček u vektorového řízení podle Schumachera při původní a zvýšené hodnotě odporu rotorového vinutí	47
Obrázek 33: Průběh veličin systému na změnu zátěžného momentu u vektorového řízení podle Warnecka při původní a zvýšené hodnotě odporu rotorového vinutí.....	48
Obrázek 34: Průběh veličin systému na změnu žádaných otáček u vektorového řízení podle Warnecka při původní a zvýšené hodnotě odporu rotorového vinutí.....	49
Obrázek 35: Průběh veličin systému na změnu zátěžného momentu u vektorového řízení podle Schumachera při původní a snížené hodnotě hlavní indukčnosti.....	51
Obrázek 36: Průběh veličin systému na změnu žádaných otáček u vektorového řízení podle Schumachera při původní a snížené hodnotě hlavní indukčnosti.....	52

Obrázek 37: Průběh veličin systému na změnu zátěžného momentu u vektorového řízení podle Warnecka při původní a snížené hodnotě hlavní indukčnosti	53
Obrázek 38: Průběh veličin systému na změnu žádaných otáček u vektorového řízení podle Warnecka při původní a snížené hodnotě hlavní indukčnosti	54
Obrázek 39: Simulační schéma střídače v programu MATLAB Simulink.....	56
Obrázek 40: Princip funkce střídače použitého v simulaci	56
Obrázek 41: Průběh veličin systému na změnu zátěžného momentu u vektorového řízení podle Schumachera při simulaci sinusového napájení a napájení ze střídače.....	57
Obrázek 42: Průběh veličin systému na změnu žádaných otáček u vektorového řízení podle Schumachera při simulaci sinusového napájení a napájení ze střídače.....	58
Obrázek 43: Průběh veličin systému na změnu zátěžného momentu u vektorového řízení podle Warnecka při simulaci sinusového napájení a napájení ze střídače	59
Obrázek 44: Průběh veličin systému na změnu žádaných otáček u vektorového řízení podle Warnecka při simulaci sinusového napájení a napájení ze střídače	60
Obrázek 45: Struktura vinutí asynchronního stroje.....	70

Seznam tabulek

Tabulka 1: Porovnání vlivu zvýšení odporu rotorového vinutí na schopnost udržovat žádané otáčky. 50
Tabulka 2: Porovnání vlivu snížení hlavní indukčnosti stroje na schopnost udržovat žádané otáčky .. 55

Seznam příloh

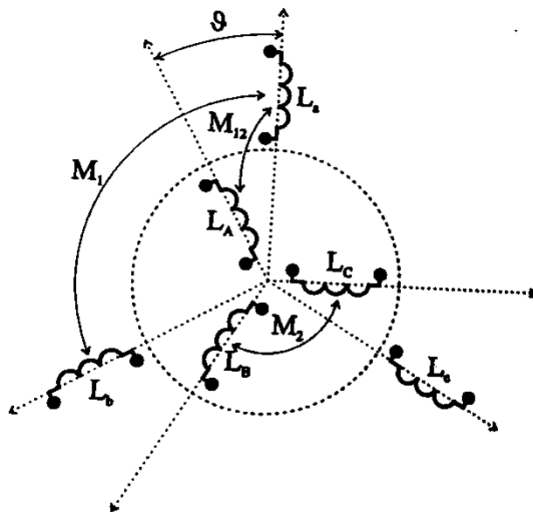
Příloha 1: Rovnice využité pro matematický model asynchronního stroje	70
---	----

Příloha 1: Rovnice využitě pro matematický model asynchronního stroje

Jak bylo v rámci práce již předesláno, je pro aplikovatelnost matematického modelu na reálný asynchronní stroje nezbytné přijmout několik zjednodušujících předpokladů:

- vinutí statoru je souměrné (tzn. stejné odpory a indukčnosti jednotlivých fází statoru),
 $R_a = R_b = R_c = R_1$
 $L_a = L_b = L_c = L_s$
 $L_{ab} = L_{ac} = L_{bc} = M_s$
- vinutí rotoru je souměrné (tzn. stejné odpory a indukčnosti jednotlivých fází rotoru),
 $R_A = R_B = R_C = R_2$
 $L_A = L_B = L_C = L_r$
 $L_{AB} = L_{AC} = L_{BC} = M_r$
- vzduchová mezera je souměrná (drážkování je zanedbáno),
- vinutí jsou rozložena po obvodu sinusově, fáze mezi sebou posunuty o 120° ,
- ztráty v železe jsou zanedbány,
- syčení magnetických obvodů není uvažováno.

Obrázek 45: Struktura vinutí asynchronního stroje



Zdroj: JAVŮREK, J. *Regulace moderních elektrických pohonů*. Praha: Grada Publishing, a.s., 2003. ISBN 80-247-0507-9.

Vzájemné indukčnosti fází statoru mezi sebou a také vzájemné indukčnosti fází rotoru mezi sebou se s natočením rotoru nemění.

Pro každou fázi statoru tak můžeme psát rovnici pro spřažený magnetický tok:

$$\begin{aligned}
\psi_a &= i_a L_s + i_b M_1 \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + i_c M_1 \cos\left(-\frac{2\pi}{3}\right) + i_A M_{12} + i_B M_{12} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + i_C M_{12} \cos\left(-\frac{2\pi}{3}\right) \\
\psi_b &= i_a M_1 \cos\left(-\frac{2\pi}{3}\right) + i_b L_s + i_c M_1 \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + i_A M_{12} \cos\left(-\frac{2\pi}{3}\right) + i_B M_{12} + i_C M_{12} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\
\psi_c &= i_a M_1 \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + i_b M_1 \cos\left(-\frac{2\pi}{3}\right) + i_c L_s + i_A M_{12} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + i_B M_{12} \cos\left(-\frac{2\pi}{3}\right) + i_C M_{12}
\end{aligned} \tag{1}$$

A pro každou fázi rotoru:

$$\begin{aligned}
\psi_A &= i_a M_{12} + i_b M_{12} \cos\left(-\frac{2\pi}{3}\right) + i_c M_{12} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + i_A L_r + i_B M_2 \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + i_C M_2 \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\
\psi_B &= i_a M_{12} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + i_b M_{12} + i_c M_{12} \cos\left(-\frac{2\pi}{3}\right) + i_A M_2 \cos\left(-\frac{2\pi}{3}\right) + i_B L_r + i_C M_2 \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\
\psi_C &= i_a M_{12} \cos\left(-\frac{2\pi}{3}\right) + i_b M_{12} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + i_c M_{12} + i_A M_2 \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + i_B M_2 \cos\left(-\frac{2\pi}{3}\right) + i_C L_r
\end{aligned} \tag{2}$$

kde

ψ_i	spřažený magnetický tok danou fází
i_i	proud protékající danou fází
L_s, L_r	vlastní indukce jedné fáze statoru resp. rotoru
M_1, M_2	vzájemná indukce dvou fází statoru resp. rotoru
M_{12}	vzájemná indukce odpovídajících si fází statoru a rotoru

Za předpokladu, že se jedná o stroj s nevyvedeným uzlem a platí tak:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \tag{3}$$

a využitím sudosti funkce cosinus, tzn. $\cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) = \cos\left(-\frac{2\pi}{3}\right)$ a jeho vyčíslením získáváme:

$$\psi_a = i_a \left(L_s + \frac{1}{2} M_1\right) + i_A \frac{3}{2} M_{12} \tag{4}$$

Indukčností statorového vinutí tak můžeme označit závorku v první části pravé strany rovnice

$$\begin{aligned}
L_1 &= L_s + \frac{1}{2} M_1 \\
L_2 &= L_r + \frac{1}{2} M_2
\end{aligned} \tag{5}$$

a vzájemnou indukčnost mezi statorem a rotorem:

$$L_{1h} = \frac{3}{2} M_{12} \quad (6)$$

Rovnice sprážených magnetických toků pro stator jsou tedy následující:

$$\begin{aligned} \psi_a &= L_1 i_a + L_{1h} i_A \\ \psi_b &= L_1 i_b + L_{1h} i_B \\ \psi_c &= L_1 i_c + L_{1h} i_C \end{aligned} \quad (7)$$

Obdobný postup lze provést i pro rotorové vinutí a výsledné rovnice budou:

$$\begin{aligned} \psi_A &= L_2 i_A + L_{2h} i_a \\ \psi_B &= L_2 i_B + L_{2h} i_b \\ \psi_C &= L_2 i_C + L_{2h} i_c \end{aligned} \quad (8)$$

Poté co jsme vyjádřili rovnice pro sprážené magnetické toky všech fází, můžeme rovněž sepsat i rovnice pro napětí:

$$\begin{aligned} u_a &= R_1 i_a + \frac{d\psi_a}{dt} & u_A &= R_2 i_A + \frac{d\psi_A}{dt} \\ u_b &= R_1 i_b + \frac{d\psi_b}{dt} & u_B &= R_2 i_B + \frac{d\psi_B}{dt} \\ u_c &= R_1 i_c + \frac{d\psi_c}{dt} & u_C &= R_2 i_C + \frac{d\psi_C}{dt} \end{aligned} \quad (9)$$

kde

u_i napětí dané fáze

R_i odpor dané fáze

Všechny okamžité hodnoty proudů jednotlivými vinutími lze shrnout do jednoho prostorového vektoru, který je definován:

$$\hat{I}_1^1 = K(i_a + i_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_c e^{-j\frac{2\pi}{3}}) \quad (10)$$

Po úpravě a dosazení $\cos\omega t = \frac{1}{2}(e^{j\omega t} + e^{-j\omega t})$ do vztahů:

$$\begin{aligned} i_a &= I_{1m} \cos\omega_1 t \\ i_b &= I_{1m} \cos(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (11)$$

$$i_c = I_{1m} \cos(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3})$$

získáme:

$$\hat{i}_1^1 = \frac{3}{2} K I_{1m} e^{j\omega_1 t} \quad (12)$$

Prostorový vektor lze pak ještě rozdělit do souřadnic α a β , které jsou na sebe kolmé. Osa α je reálnou částí prostorového vektoru a osa β je částí imaginární. Koeficient K lze zvolit. Nejběžnější je hodnota $2/3$. V takovém případě se zlomek v rovnici vykrátí a transformovaný proud i_α se pak rovná fázovému proudu i_α .

Prostorové vektory je možné zavést rovněž i pro napětí ve statoru a rotoru a také pro magnetické toky:

$$\begin{aligned} \hat{U}_1^1 &= R_1 \hat{i}_1^1 + \frac{d\hat{\psi}_1^1}{dt} \\ \hat{U}_2^2 &= R_2 \hat{i}_2^2 + \frac{d\hat{\psi}_2^2}{dt} \\ \hat{\psi}_1^1 &= L_1 \hat{i}_1^1 + L_{1h} \hat{i}_2^2 e^{j\theta} \\ \hat{\psi}_2^2 &= L_2 \hat{i}_2^2 + L_{2h} \hat{i}_1^1 e^{-j\theta} \end{aligned} \quad (13)$$