



# VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

## FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

## ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

## MODELÝ ŘÍZENÍ ASYNCHRONNÍHO MOTORU

INDUCTION MACHINE CONTROL TECHNIQUES AND MODELS

### DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

### AUTOR PRÁCE

AUTHOR

**Bc. Michal Vidlák**

### VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

**Ing. Ivo Pazdera, Ph.D.**

**BRNO 2019**



# Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika**

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

**Student:** Bc. Michal Vidlák

**ID:** 174247

**Ročník:** 2

**Akademický rok:** 2018/19

**NÁZEV TÉMATU:**

## Modely řízení asynchronního motoru

**POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:**

1. V programu Matlab/Simulink vytvořte model asynchronního motoru.
2. V programu Matlab/Simulink vytvořte modely pohonu asynchronního motoru s různými typy řízení (U/f, vektorové)
3. K realizovaným modelům zpracujte přehlednou dokumentaci.

**DOPORUČENÁ LITERATURA:**

[1] Klíma B., Střídavé pohony, 2014

[2] PATOČKA, M. Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice. odborné knihy. odborné knihy. Brno: VUTIUM, 2011. 564 s. ISBN: 978-80-214-4003- 6.

[3] Veltman A., Pulle D., Doncker R.W, Fundamentals of Electrical Drives, 2007

[4] Pyrhonen J., Hrabovcova V., Semeken R., Electrical Machine Drives Control, Wiley, 2016

**Termín zadání:** 4.2.2019

**Termín odevzdání:** 22.5.2019

**Vedoucí práce:** Ing. Ivo Pazdera, Ph.D.

**Konzultant:**

**doc. Ing. Ondřej Vítek, Ph.D.**  
*předseda oborové rady*

**UPOZORNĚNÍ:**

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

## **Abstrakt**

Tato diplomová práce se zabývá návrhem matematického modelu asynchronního, vytvoření jeho modelu v programu Matlab Simulink. A dále vytvořením různých typů řízení asynchronního motoru. Na začátku práce jsou teoretické poznatky o transformaci veličin do souřadnic, které jsou potřeba pro vytvoření matematického modelu a dále k řízení stroje. Z těchto transformovaných veličin jsou dále vytvořeny řídicí logaritmy, které lze použít pro řízení momentu nebo otáček motoru. Jedná se o řízení s konstantním magnetickým tokem, skalární řízení, vektorové řízení, a nakonec je přímé řízení momentu. Všechny odvozené řídicí algoritmy byly vyzkoušeny v programu Matlab Simulink. Kde byly provedené simulace zkoumaných veličin.

## **Klíčová slova**

Asynchronní motor; Skalární řízení; Vektorové řízení; Přímé řízení momentu; Matlab Simulink;

## **Abstract**

This diploma thesis deals with the design of the asynchronous mathematical model, and creation its model in MATLAB Simulink. And by creating different types of asynchronous motor control. At the beginning of the work there are theoretical knowledge about transformation of quantities into coordinates, which are needed for creation of mathematical model and further for machine control. Furthermore, control logarithms are created from these transformed quantities, which can be used to control the torque or engine speed. It is a constant magnetic flux control, scalar control, vector control, and ultimately direct torque control. All derived control algorithms have been tested in MATLAB Simulink. Where were simulations of investigated quantities.

## **Keywords**

Asynchronous motor; scalar control; Vector control; Direct torque control; Matlab Simulink

## **Bibliografická citace:**

VIDLÁK, Michal. *Modely řízení asynchronního motoru* [online]. Brno, 2019 [cit. 2019-05-20]. Dostupné z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/116826>. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky. 78 s. Vedoucí práce Ing. Ivo Pazdera, Ph.D..

## **Prohlášení**

„Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Model pohonu s asynchronním motorem jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce. Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne: **22. května 2019**

.....

podpis autora

## **Poděkování**

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Ivo Pazderovi Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne: **22. května 2019**

.....

podpis autora

# Obsah

1	Úvod.....	13
2	Teoretická část .....	14
2.1	Obecná teorie střídavých strojů.....	14
2.1.1	Komplexní prostorový vektor .....	15
2.1.2	Převod fázových veličin do prostorového vektoru .....	15
2.1.2.1	Clarkova transformace.....	15
2.1.2.2	Parkova transformace .....	15
2.1.2.3	Vyjádření výkonu .....	16
2.2	Vytvoření modelu asynchronního motoru .....	16
2.2.1	ASM model založený na $H_u$ matici .....	18
2.2.2	ASM model v podobě gama-článku .....	19
2.2.3	ASM model založený na $H_l$ matici .....	20
2.2.4	ASM model v podobě inverzního gama-článku .....	21
2.3	Náhradní schémata ASM v dq osách .....	21
2.3.1	Gama článek .....	22
2.3.2	Inverzní Gama článek .....	23
2.4	Skalární řízení .....	24
2.4.1	Rovnice řízení orientované na statorový tok .....	24
2.4.2	Rovnice řízení orientované na rotorový tok .....	25
2.5	Vektorové řízení.....	26
2.6	Přímé řízení momentu (Direct torque control – DTC).....	27
3	Praktická část .....	30
3.1	Řízení ASM v otevřené smyčce při konstantním toku.....	30
3.1.1	Řízení ASM bez čidla otáček a proudu .....	30
3.1.1.1	Řízení s orientací na statorový tok .....	31
3.1.1.2	Řízení s orientací na rotorový tok .....	31
3.1.2	Řízení ASM s čidlem otáček .....	32
3.1.2.1	Řízení s orientací na statorový tok .....	32
3.1.2.2	Řízení s orientací na rotorový tok .....	32

3.1.3	Řízení ASM s čidlem proudu i otáček .....	33
3.1.3.1	Řízení s orientací na statorový tok .....	33
3.1.3.2	Řízení s orientací na rotorový tok .....	34
3.1.4	Řízení mechanických otáček ASM v otevřené smyčce .....	35
3.1.4.1	Řízení s orientací na statorový tok .....	36
3.1.4.2	Řízení s orientací na rotorový tok .....	37
3.1.5	Řízení momentu ASM v otevřené smyčce .....	38
3.1.5.1	Řízení s orientací na statorový tok .....	38
3.1.5.2	Řízení s orientací na rotorový tok .....	40
3.2	Zpětnovazebné řízení ASM bez proudové smyčky .....	41
3.2.1	Regulace otáček .....	41
3.2.1.1	S orientací na statorový tok .....	41
3.2.1.2	S orientací na rotorový tok .....	43
3.2.2	Regulace mechanického momentu .....	44
3.2.2.1	S orientací na statorový tok .....	44
3.2.2.2	S orientací na rotorový tok .....	46
3.3	Řízení ASM s podřízenou proudovou smyčkou .....	47
3.3.1	Řízení mechanických otáček .....	48
3.3.1.1	S orientací na statorový tok .....	48
3.3.1.2	S orientací na rotorový tok .....	51
3.3.2	Řízení momentu .....	53
3.3.2.1	S orientací na statorový tok .....	53
3.3.2.2	S orientací na rotorový tok .....	56
3.4	Přímé řízení momentu (DTC) .....	61
4	Závěr .....	64



## Seznam obrázků

Obrázek 1 Zjednodušený model asynchronního motoru [4] .....	18
Obrázek 2 Model asynchronního motoru s kotvou nakrátko podle Hu matice [2]...	19
Obrázek 3 Model ASM s kotvou nakrátko v podobě gama článku .....	20
Obrázek 4 Model Asynchronního motoru s kotvou nakrátko podle Hi matice [2] ..	21
Obrázek 5 Model ASM s kotvou nakrátko v podobě inverzního gama článku .....	21
Obrázek 6 Náhradní schéma gama článku v ose $d$ [2].....	22
Obrázek 7 Náhradní schéma gama článku v ose $q$ [2].....	23
Obrázek 8 Náhradní schéma inverzního gama článku v ose $d$ [2].....	24
Obrázek 9 Náhradní schéma inverzního gama článku v ose $q$ [2].....	24
Obrázek 10 Napěťové vektory a sektory .....	27
Obrázek 11 Řízení bez čidla proudu a otáček s orientací na statorový tok .....	31
Obrázek 12 Řízení bez čidla proudu a otáček s orientací na rotorový tok .....	31
Obrázek 13 Řízení s čidlem otáček s orientací na statorový tok .....	32
Obrázek 14 Řízení s čidlem otáček s orientací na rotorový tok .....	33
Obrázek 15 Řízení s čidlem otáček a proudu s orientací na statorový tok .....	34
Obrázek 16 Průběh statorového toku .....	34
Obrázek 17 Řízení s čidlem otáček a proudu s orientací na rotorový tok .....	35
Obrázek 18 Průběh rotorového magnetického toku.....	35
Obrázek 19 Řízení otáček s orientací na statorový tok.....	36
Obrázek 20 Průběhy magnetického toku a otáček na čase .....	37
Obrázek 21 Řízení otáček s orientací na rotorový tok.....	37
Obrázek 22 Průběhy magnetického toku a otáček na čase .....	38
Obrázek 23 Řízení momentu s orientací na statorový tok .....	39
Obrázek 24 Průběh magnetického toku a momentu .....	39
Obrázek 25 Řízení momentu s orientací na rotorový tok .....	40
Obrázek 26 Průběh magnetického toku a momentu .....	41
Obrázek 27 Zpětnovazebné řízení otáček s orientací na statorový tok.....	42
Obrázek 28 Průběh magnetického toku a otáček .....	42
Obrázek 29 Zpětnovazebné řízení otáček s orientací na rotorový tok.....	43
Obrázek 30 Průběh magnetického toku a otáček .....	44

Obrázek 31 Zpětnovazebné řízení otáček s orientací na statorový tok.....	45
Obrázek 32 Průběh magnetického toku a momentu .....	45
Obrázek 33 Zpětnovazebné řízení otáček s orientací na rotorový tok.....	46
Obrázek 34 Průběh magnetického toku a momentu .....	47
Obrázek 35 Vektorové řízení otáček orientované na statorový tok s možností regulace toku .....	49
Obrázek 36 Průběh toku a otáček v řízení bez zpětnovazebné regulace toku .....	50
Obrázek 37 Průběh toku a otáček v řízení se zpětnovazebnou regulací toku .....	50
Obrázek 38 Vektorové řízení otáček orientované na rotorový tok s možností regulace toku .....	51
Obrázek 39 Průběhy toku a otáček v řízení bez zpětnovazebné regulace toku .....	52
Obrázek 40 Průběhy toku a otáček v řízení se zpětnovazebnou regulací toku.....	52
Obrázek 41 Vektorové řízení momentu orientované na statorový tok .....	53
Obrázek 42 Průběhy toku a momentu v otevřené smyčce bez zpětnovazebné regulace toku .....	54
Obrázek 43 Průběhy toku a momentu v uzavřené smyčce bez zpětnovazebné regulace toku .....	54
Obrázek 44 Vektorové řízení momentu s regulací toku orientované na statorový tok .....	55
Obrázek 45 Průběhy toku a momentu v otevřené smyčce se zpětnovazebnou regulací toku .....	56
Obrázek 46 Průběhy toku a momentu v uzavřené smyčce se zpětnovazebnou regulací toku .....	56
Obrázek 47 Vektorové řízení momentu orientované na rotorový tok .....	57
Obrázek 48 Průběhy toku a momentu v otevřené smyčce bez zpětnovazebné regulace toku .....	58
Obrázek 49 Průběhy toku a momentu v uzavřené smyčce bez zpětnovazebné regulace toku .....	58
Obrázek 50 Vektorové řízení momentu s regulací toku orientované na rotorový tok .....	59
Obrázek 51 Průběhy toku a momentu v otevřené smyčce se zpětnovazebnou regulací toku .....	59

Obrázek 52 Průběhy toku a momentu v uzavřené smyčce se zpětnovazebnou regulací toku .....	60
Obrázek 53 Blokové schéma Přímého řízení momentu.....	61
Obrázek 54 Průběh momentu v DTC .....	62
Obrázek 55 Průběhy napětí v osách alfa, beta .....	62
Obrázek 56 Detailní průběhu napětí .....	63
Obrázek 57 Výběr sektoru ve kterém se nachází vektor spřaženého magnetického toku .....	63

## Seznam tabulek

Tabulka 1 Vyhodnocení regulátoru momentu .....	28
Tabulka 2 Vyhodnocení regulátoru magn. toku .....	28
Tabulka 3 Optimální spínací tabulka ukazující výběr vektoru napětí na základě umístění a žádané změny toku [3] .....	29

# 1 ÚVOD

Asynchronní motory jsou v současnosti nejrozšířenější elektrické stroje. Je to dáno jejich cenou a jednoduchou konstrukcí. Ve většině případů jsou napájeny tří fázovým střídavým napětím, které je zapojené do trojúhelníku nebo do hvězdy. Otáčky asynchronního stroje jsou od 500 do 3000  $\text{min}^{-1}$ . A zde byl jejich největší problém, který spočíval ve složité regulaci otáček, která s dala provést buď mechanicky změnou počtu pól párů anebo u motorů s vinutým rotorem připojením odporů k vinutí odkud se odváděla energie a tím se zvyšoval skluz. Proto se již používají frekvenční měniče pro změnu otáček.

Kde se dají plynně regulovat otáčky motoru. Ovšem pro vytvoření správného logaritmu řízení je nutné znát matematický model řízeného stroje. Ten se vytvoří z jeho reálných hodnot. Vytvoření modelu se věnuje teoretická část této práce, kde jsou postupně provedeny kroky k vytvoření žádaného modelu. Pro zjednodušení se nejprve transformuje tří fázový systém do souřadnicového systému  $\alpha\beta$  a  $dq$ .

V následné praktické části jsou již uvedeny algoritmy řízení asynchronního motoru. Jsou zde příklady návrhu algoritmu řízení pro situaci, kdy není známo čidlo otáček ani proudu, nebo jen čidlo otáček. Dále jsou ukázány řízení mechanických otáček a momentu pro otevřené a uzavřené smyčky, vektorové řízení a přímé řízení momentu. A všechna řízení jsou vytvořena pro řízení orientované na statorový a rotorový tok. Všechny modely byly vytvořeny v programu Matlab Simulink a jsou vloženy v této práci. Zároveň zde byla ověřena funkčnost všech vytvořených řídicích algoritmů.

## 2 TEORETICKÁ ČÁST

Asynchronní motory jsou nejvíce používané elektrické motory. Jejich rozšířené použití je zejména pro jednoduchost konstrukce a jejich cenu. Nevýhodou je však řízení otáček, které se dá řídit skokově anebo plynule, ovšem z velkými ztrátami. Toto řízení se provádí zásahem do konstrukce. Například změnou počtu pólů stroje, nebo plynulou regulací lze provádět připojením odporů k rotorovému vinutí a odvádět část energie pryč a tím zvyšovat skluz motoru. Toto provedení je ovšem ztrátové a lze použít jen pro vinutý rotor. Proto se už ve většině případů používá regulace otáček pomocí frekvenčního měniče. Pro návrh řídicího algoritmu pro řízení asynchronního motoru je třeba nejdříve vytvořit matematický model motoru, který je vytvořen na základě parametrů reálného stroje. A dále odvození základních řídicích rovnic pro skalární řízení.

### 2.1 Obecná teorie střídavých strojů

Základ této práce je vytvoření matematického modelu asynchronního motoru v programu Matlab Simulink. Pro jeho návrh je potřeba nalézt co nejjednodušší soustavu rovnic, která dostatečně reprezentuje vlastnosti elektrického stroje. Pro vytvoření modelů jsou zaváděny některá zjednodušení, díky kterým lze dostatečně zahrnout některé fyzikální jevy do modelu. Jsou to například tyto předpoklady:

- Statorové a rotorové vinutí jsou trojfázové a cívky jednotlivých fází jsou rozprostřeny symetricky podél vzduchové mezery, posunuty o  $2\pi/3$
- Obě vinutí jsou spojené do hvězdy bez vyvedeného středu, a tedy součet proudů statorových veličin se rovná nule. Stejně tak u rotorových veličin
- Podél vzduchové mezery je uvažován sinusový průběh magnetické indukce (zanedbání vlivu drážkování)
- Indukčnost se nemění vlivem sycení, protože je uvažován magnetický obvod s lineární magnetizační charakteristikou
- Odporů vinutí jsou konstantní a ztráty v magnetických obvodech jsou nulové

[1]

## 2.1.1 Komplexní prostorový vektor

Trojfázové vinutí statoru i rotoru je nutné zjednodušit na menší počet rovnic. To je možné spřažením s komplexní rovinou  $\alpha\beta$ . Pro popis účinků spřažených magnetických toků, napětí a proudů jsou zavedeny prostorové vektory. Tento popis slouží pro odvození náhradního dvojfázového modelu elektrického stroje. Prostorový vektor statorového proudu je pak vyjádřen: [1]

$$\overline{i_{s,\alpha\beta}} = \frac{2}{3} * (i_a \overline{a^0} + i_b \overline{a^1} + i_c \overline{a^2}) \quad (2.1-1)$$

Kde

$$\overline{a} = e^{-j\frac{2\pi}{3}}$$

je komplexní jednotkový vektor a index  $s$  označuje statorovou veličinu.  $\alpha\beta$  značí souřadný systém, ve kterém je popisován prostorový vektor, v tomto případě stator. Konstanta  $\frac{2}{3}$  je zavedena, aby maximální hodnota fázových veličin byla stejná jako velikost prostorového vektoru dané veličiny. Tento popis prostorových vektorů proudu  $i_s$ ,  $i_r$  je zaveden také pro statorová a rotorová napětí a spřažené magnetické toky. Složky těchto vektorů pak jsou  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ . [1]

## 2.1.2 Převod fázových veličin do prostorového vektoru

Definování transformačních vztahů mezi fázovými veličinami a prostorovým vektorem je nutné pro odvození modelu stroje.

### 2.1.2.1 Clarkova transformace

V této transformaci je proveden výpočet složek prostorového vektoru z fázových. Jednotlivé složky prostorového vektoru jsou odvozeny v následujících rovnicích: [1]

$$i_{s\alpha} = \frac{1}{3} (2i_a - i_b - i_c) = i_a \quad (2.1-2)$$

$$i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_c - i_b) \quad (2.1-3)$$

### 2.1.2.2 Parkova transformace

Výše popisovaný systém  $\alpha\beta$  je svázaný se statorovými veličinami. Pro vytvoření modelu stroje je třeba odlišná orientace souřadného systému, v tomto případě je používán souřadný systém spřažený s prostorovým vektorem některého ze spřažených toků. Pro analýzu rotorových veličin je použit systém spřažený s rotorem. Z tohoto důvodu je nutné

transformovat potřebné vektory, které byly vyjádřené ve stacionárních souřadnicích, do souřadnic pootočených o úhel  $\vartheta_K$ , které rotují úhlovou rychlostí  $\omega_k$ . Znalostí natočení prostorového vektoru lze vyjádřit transformaci ze stacionárního systému do rotujícího vztahem, který je označován jako Parkova transformace: [1]

$$\overline{i_{s,xy}} = \overline{i_{s,\alpha\beta}} * e^{-j\vartheta_K} \quad (2.1-4)$$

Pro zpětnou transformaci platí:

$$\overline{i_{s,\alpha\beta}} = \overline{i_{s,xy}} * e^{j\vartheta_K} \quad (2.1-5)$$

Rovnice (2.1-5) je známa jako inverzní Parkova transformace. Tuto transformaci lze vyjádřit taky pomocí složek prostorových vektorů maticovým zápisem:

$$\begin{bmatrix} \overline{i_{sx}} \\ \overline{i_{sy}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\vartheta_K) & \sin(\vartheta_K) \\ -\sin(\vartheta_K) & \cos(\vartheta_K) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \overline{i_{s\alpha}} \\ \overline{i_{s\beta}} \end{bmatrix} \quad (2.1-6)$$

Zde opět platí i inverzní Parkova transformace:

$$\begin{bmatrix} \overline{i_{s\alpha}} \\ \overline{i_{s\beta}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\vartheta_K) & -\sin(\vartheta_K) \\ \sin(\vartheta_K) & \cos(\vartheta_K) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \overline{i_{sx}} \\ \overline{i_{sy}} \end{bmatrix} \quad (2.1-7)$$

### 2.1.2.3 Vyjádření výkonu

Pro model motoru a řízení je dále potřeba vyjádření výkonu pomocí prostorových vektorů. Lze vyjádřit vztahem: [1]

$$P = K_P * \mathbf{Re}[\overline{u_s} * \overline{i_s}^*] \quad (2.1-8)$$

$\overline{i_s}^*$  je komplexně sdružený vektor k  $\overline{i_s}$ .  $K_P$  je třeba vyjádřit, aby se se výraz výkonu rovna příkonu, který je:

$$P = u_a i_a + u_b i_b + u_c i_c \quad (2.1-9)$$

Po vyjádření rovnosti těchto dvou rovnic a následným upravováním je dosaženo výsledku  $K_P = 3/2$ . Příkon je tedy vyjádřen:

$$P = \frac{3}{2} * \mathbf{Re}[\overline{u_s} * \overline{i_s}^*] \quad (2.1-10)$$

## 2.2 Vytvoření modelu asynchronního motoru

Pro odvození modelu se vychází z výše uvedených předpokladů. Uvažované parametry pro návrh jsou vlastní indukčnosti vinutí fází statoru  $L_a$  a rotoru  $L_A$ , vzájemné indukčnosti dvou statorových cívek  $M_{ab}$  a rotorových cívek  $M_{AB}$ . A vzájemná indukčnost cívek statoru a rotoru  $M_{SR}$ . [1]

$$M_{aA} = M_{Aa} = M_{SR} * \cos(\vartheta)$$



$$M_{aB} = M_{Ba} = M_{SR} * \cos(\vartheta - \frac{2\pi}{3}) \quad (2.2-1)$$

$$M_{aC} = M_{Ca} = M_{SR} * \cos(\vartheta - \frac{4\pi}{3})$$

Tyto vzorce platí pro všechny vedlejší fáze. Odpory vinutí statoru jsou uvažovány stejné a značí se  $R_S$ . To stejné platí pro odpory rotoru  $R_R$ . Výpočet spřažených magnetických toků každého vinutí jsou dány vlastní indukčností, proudem a přírůsteky spřaženého toku okolních cívek statoru a rotoru. Všechny spřažené toky lze vyjádřit maticovým zápisem.

Pro statorové cívky platí. [1]

$$\begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_a & M_S & M_S \\ M_S & L_b & M_S \\ M_S & M_S & L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + M_{SR} \begin{bmatrix} \cos(\vartheta) & \cos(\vartheta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\vartheta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\vartheta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\vartheta) & \cos(\vartheta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\vartheta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\vartheta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\vartheta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (2.2-2)$$

Pro spřažený tok rotorových cívek platí stejná matice, pouze opačné indexy. Návrh rovnic asynchronního motoru v komplexním tvaru se vytvoří zavedením napěťových rovnic pro jednotlivé cívky statoru:

$$u_x = R_x * i_x + \frac{d\Psi_x}{dt} \quad (2.2-3)$$

A dosazením do vztahu prostorového vektoru (2.1-1) jsou obdrženy rovnice ve stacionárních souřadnicích  $\alpha\beta$  napěťové rovnice statoru a rotoru. [1]

$$\overline{u_{s,\alpha\beta}} = R_S * \overline{i_{s,\alpha\beta}} + \frac{d\overline{\Psi_{s,\alpha\beta}}}{dt} \quad (2.2-4)$$

$$\overline{u_{R,kl}} = R_R * \overline{i_{R,kl}} + \frac{d\overline{\Psi_{R,kl}}}{dt} \quad (2.2-5)$$

Komplexní rovnice pro spřažené magnetické toky lze obdobně vyjádřit z obecné rovnice,

$$\Psi_A = (L_A + M_R) i_A + \frac{3}{2} M_{SR} * i_a \quad (2.2-6)$$

Ta ale platí pro natočení rotoru  $\vartheta = 0$ . Vyjádřené rovnice pro spřažené magnetické toky se zavedeným úhlem natočení jsou:

$$\overline{\Psi_{s,\alpha\beta}} = L_S * \overline{i_{s,\alpha\beta}} + M_h * \overline{i_{R,kl}} * e^{j\vartheta} \quad (2.2-7)$$

$$\overline{\Psi_{R,kl}} = L_R * \overline{i_{R,kl}} + M_h * \overline{i_{s,\alpha\beta}} * e^{-j\vartheta} \quad (2.2-8)$$

Dále využitím Parkovy transformace a položením úhlu natočení  $\vartheta_K = \vartheta$ . Lze rovnice upravit na:

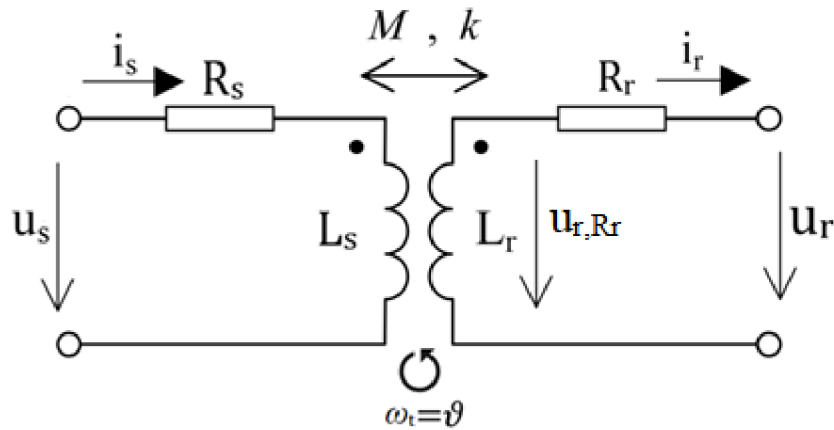
$$\overline{\Psi_{s,\alpha\beta}} = L_S * \overline{i_{s,\alpha\beta}} + M_h * \overline{i_{R,\alpha\beta}} \quad (2.2-9)$$

$$\overline{\Psi}_{R,kl} = L_R * \overline{i}_{R,kl} + M_h * \overline{i}_{s,kl} \quad (2.2-10)$$

Tento převod je možný kvůli symetrii asynchronního stroje.

### 2.2.1 ASM model založený na $Hu$ matici

Při vytvoření tohoto modelu se vychází ze soustavy dvou rotujících cívek. Pro vyjádření rovnic se bude vycházet ze zjednodušeného modelu asynchronního motoru. Kde  $L_s$  a  $L_r$  reprezentují indukčnosti statorového a rotorového vinutí. Úbytek napětí na indukčnostech umožní transformaci ze souřadnic  $\alpha\beta$  do  $kl$ . [4]



**Obrázek 1 Zjednodušený model asynchronního motoru [4]**

V modelu založeném na  $Hu$  matici se vychází z napěťových rovnic statoru a rotoru a odsud se vyjádří statorový proud a napětí na rotorovém odporu. [5]

$$u_{s,\alpha\beta} = R_s * i_{s,\alpha\beta} + \frac{\Psi_{s,\alpha\beta}}{dt} \quad (2.2-11)$$

$$u_{r,kl} = -R_r * i_{r,kl} + \frac{\Psi_{r,kl}}{dt} \quad (2.2-12)$$

Kde

$$\frac{\Psi_{s,\alpha\beta}}{dt} = u_{sRs,\alpha\beta}$$

$$\frac{\Psi_{r,kl}}{dt} = u_{rRr,kl}$$

Pro vytvoření  $Hu$  matice budeme upravovat rovnice (2.2-11) a (2.2-12) v těchto tvarech [5]

$$\begin{aligned} u_{sRs,\alpha\beta} &= L_s \frac{di_{s,\alpha\beta}}{dt} - M_{asm} \frac{di_{r,\alpha\beta}}{dt} \\ u_{rRr,kl} &= M_{asm} \frac{di_{s,kl}}{dt} - L_r \frac{di_{r,kl}}{dt} \end{aligned} \quad (2.2-13)$$

Vyjádřením členu  $i_{s,\alpha\beta}$ , následným upravením a integrováním se dojde k rovnici

$$i_{s\_ \alpha\beta} = \frac{1}{L_s} * \int u_{sRS,\alpha\beta} + k \sqrt{\frac{L_r}{L_s}} * i_{r_{kl}} * e^{j\vartheta} \quad (2.2-14)$$

Kde

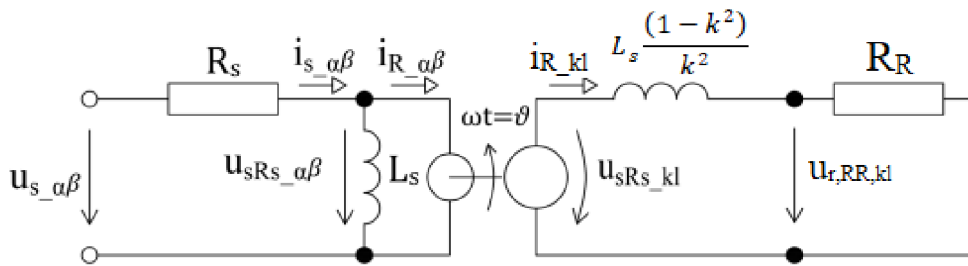
$$\frac{M_{asm}}{L_s} = k \sqrt{\frac{L_r}{L_s}}$$

A ve druhé rovnici se převede první člen do souřadnic  $\alpha\beta$  a dosadí se  $i_{s\_ \alpha\beta}$  a následným upravením se dojde do tvaru:

$$u_{r,Rr,kl} = k \sqrt{\frac{L_r}{L_s}} * \frac{d}{dt} (\int u_{sRS,\alpha\beta}) * e^{j\vartheta} - L_r(1 - k^2) \frac{di_{r\_kl}}{dt} \quad (2.2-15)$$

Výsledný tvar  $H_u$  matice má tedy tvar: [5]

$$\begin{bmatrix} i_{s,\alpha\beta} \\ u_{Rr,kl} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} \int dt & k \sqrt{\frac{L_r}{L_s}} e^{j\vartheta} \\ k \sqrt{\frac{L_r}{L_s}} * \frac{d}{dt} (\int dt * e^{-j\vartheta}) & -L_r(1 - k^2) \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{sRS,\alpha\beta} \\ i_{r,kl} \end{bmatrix} \quad (2.2-16)$$



**Obrázek 2 Model asynchronního motoru s kotvou nakrátko podle  $H_u$  matice [2]**

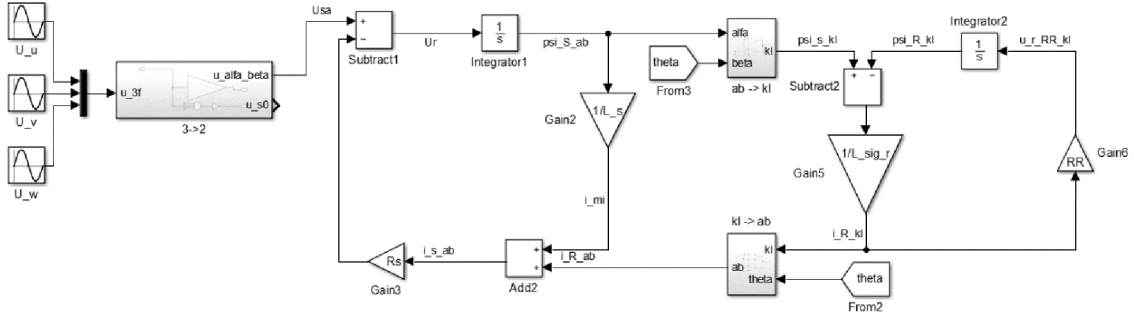
Vytvořený model reprezentuje skutečné poměry asynchronního motoru a jeho uzlech. Lze vytvořit model ASM s vinutým rotorem, kde lze určit jeho parametry měřením. Ale v této práci je dále používán ASM s kotvou nakrátko. Zde nelze určit parametry měřením, proto se zde využívá přepočtení rotorových parametrů na statorové vinutí. Tento model je určen pro napájení z napětového zdroje a představuje gama ( $\Gamma$ ) článek. Tento model bude dále využíván na algoritmy řízení orientované na statorový tok.

## 2.2.2 ASM model v podobě gama-čláčku

Zde je vložen konečný model asynchronního motoru s kotvou nakrátko ve tvaru gama článku v programu Matlab Simulink. Tento model byl vytvořen na základě odvozených napětových rovnic z předchozí kapitoly výpočtu  $H_u$  matice. Pro převod

veličin ze souřadnic  $\alpha\beta$  do  $kl$  je nutná znalost úhlu natočení. Úhel se určí integrací otáček a otáčky jsou určené z momentu. Pro výpočet momentu byl vytvořený blok, který vychází z rovnice momentu.

$$M = \frac{3}{2} * pp * (\Psi_{s,ab} * i_{s,kl} - \Psi_{s,kl} * i_{s,ab})$$



Obrázek 3 Model ASM s kotvou nakrátko v podobě gama článku [5]

### 2.2.3 ASM model založený na $H_I$ matici

V odvozování  $H_I$  matice bude postup stejný jako u  $H_U$  matice, zde se ale musí vyjádřit statorové napětí a rotorový proud. Vychází se opět z napěťových rovnic (2.2.11) a (2.2-12). Proud bude vyjádřen z druhé rovnice (2.2-12), zde se pouze vyjádří požadovaná hodnota. A po integraci je výsledná rovnice [5]:

$$i_{r,kl} = k \sqrt{\frac{L_s}{L_r}} * e^{-j\theta} * i_{s,\alpha\beta} - \frac{1}{L_r} \int u_{RR,kl} dt \quad (2.2-17)$$

Kde

$$\frac{M_{asm}}{L_r} = k \sqrt{\frac{L_s}{L_r}}$$

Statorové napětí se vyjádří z rovnice (2.2.11), kde se nejprve  $i_{r,\alpha\beta}$  převede do souřadnic  $kl$  a následně se za něj dosadí rovnice (2.2-17). Upravením zbyde tvar: [5]

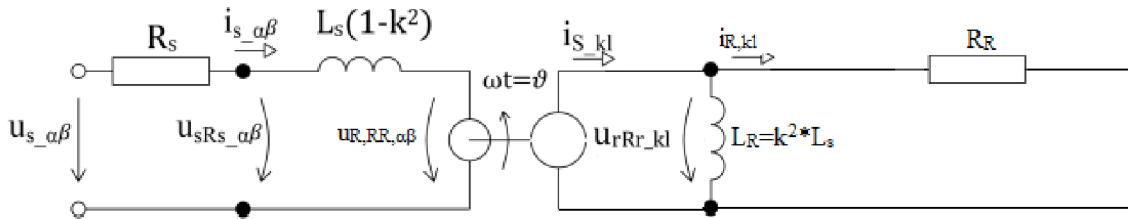
$$u_{s,RS,\alpha\beta} = L_s(1 - k^2) \frac{di_{s,\alpha\beta}}{dt} + k \sqrt{\frac{L_s}{L_r}} * \frac{d}{dt} \left( \left( \int u_{r,RR,kl} dt \right) e^{j\theta} \right) \quad (2.2-18)$$

Výsledný tvar  $H_I$  matice:

Při výpočtu se dosazují proudy do prvního sloupce a napětí do druhého sloupce v matici.

[5]

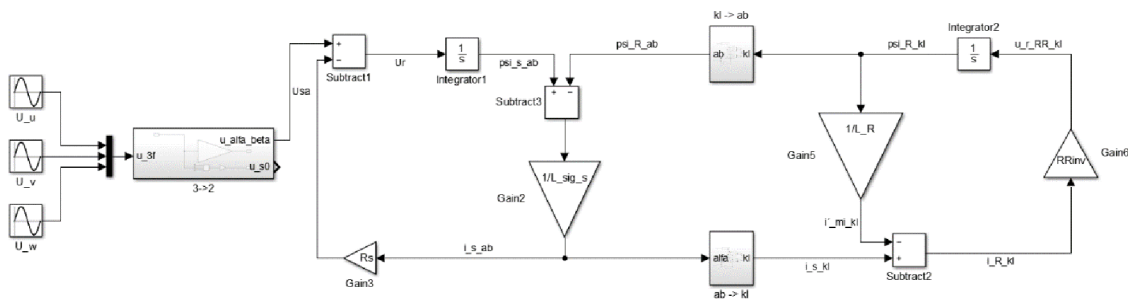
$$\begin{bmatrix} u_{s,Rs,\alpha\beta} \\ i_{r,kl} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s(1-k^2) \frac{d}{dt} & k \sqrt{\frac{L_s}{L_r}} * \frac{d}{dt} * (\int 0 e^{j\vartheta} dt) \\ k \sqrt{\frac{L_s}{L_r}} e^{-j\vartheta} & -\frac{1}{L_r} \int 0 dt \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s,\alpha\beta} \\ u_{Rr,kl} \end{bmatrix} \quad (2.2-19)$$



Obrázek 4 Model Asynchronního motoru s kotvou nakrátko podle Hi matice [2]

## 2.2.4 ASM model v podobě inverzního gama-článku

Zde je vložen model asynchronního motoru s kotvou nakrátko ve tvaru inverzního gama článku v programu Matlab Simulink. Tento model byl vytvořen na základě odvozených napěťových rovnic z předchozí kapitoly výpočtu *Hi* matice. Pro výpočet momentu je zde použit stejný blok jako u ASM jako gama článku. Stejně pak převod veličin ze souřadnic  $\alpha\beta$  do  $kl$  je stejný. Úhel natočení se určí integrací otáček a otáčky jsou určeny z momentu.



Obrázek 5 Model ASM s kotvou nakrátko v podobě inverzního gama článku [5]

## 2.3 Náhradní schémata ASM v dq osách

Protože se při řízení klade velký důraz na dynamický výkon stroje, tak je nutné používat řízení, které má konstantní poměr  $U/f$ . Tedy napětí na frekvenci. Tímto byly vytvořeny první analogové řízení asynchronních motorů. Dnes už se využívá digitálních řízení, u kterých je třeba znát velikost vektoru statorového napětí a úhel. Tyto hodnoty

Ize zjistit transformací do  $dq$  os. A potom vyjádřit velikost napětí v jednotlivých osách. Odvození řídicích charakteristik se vychází z vytvořených matic  $Hu$  a  $Hi$ .

### 2.3.1 Gama článek

Pro náhradní schéma ASM v podobě gama článku platí tyto rovnice [5]:

$$u_{s,\alpha\beta} = R_s i_{s,\alpha\beta} + \frac{d\Psi_{s,\alpha\beta}}{dt} \quad (2.3-1)$$

$$\frac{d\Psi_{s,kl}}{dt} = L_{\sigma R} \frac{di_{R,kl}}{dt} + R_R * i_{R,kl} \quad (2.3-2)$$

$$\frac{\Psi_{s,\alpha\beta}}{L_s} = i_{\mu,\alpha\beta} = i_{s,\alpha\beta} - i_{R,\alpha\beta} \quad (2.3-3)$$

Tyto rovnice se přetransformují do souřadnic  $dq$  [5]:

$$u_{s,dq} = R_s i_{s,dq} + \frac{d\Psi_{s,dq}}{dt} + j\omega_s * \Psi_{s,dq} \quad (2.3-4)$$

Podle  $x_{dq} = x_{\alpha\beta} * e^{j\vartheta}$  ;  $\vartheta = \omega_s * t$

$$\frac{d\Psi_{s,dq}}{dt} + j(\omega_s - \omega) * \Psi_{s,dq} = L_{\sigma R} \frac{di_{R,dq}}{dt} + j(\omega_s - \omega) * L_{\sigma R} * i_{R,dq} + R_R * i_{R,dq} \quad (2.3-5)$$

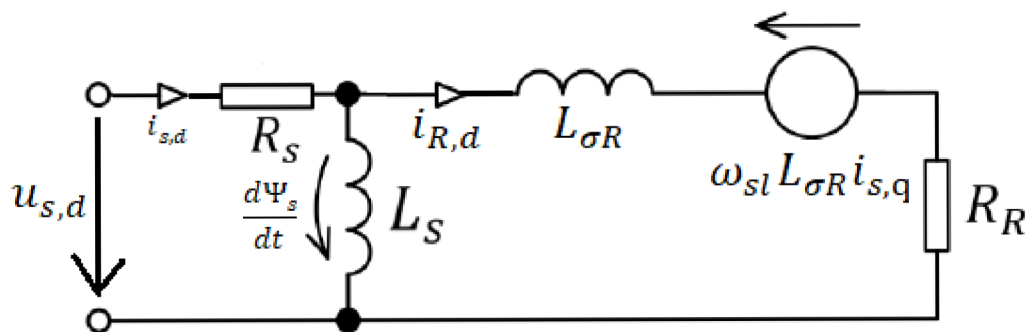
$$\frac{\Psi_{s,dq}}{L_s} = i_{s,dq} - i_{R,dq} \quad (2.3-6)$$

V dalším kroku se rozdělí osa  $dq$  do dvou složek pro jednodušší určení směru a velikosti statorového napětí. Pro osu  $d$  jsou zavedeny některé předpoklady:

$$\Psi_{s,d} = \Psi_s ; \Psi_{s,q} = 0$$

$$\frac{\Psi_s}{L_s} = i_{s,d} - i_{R,d} ; 0 = i_{s,q} - i_{R,q}$$

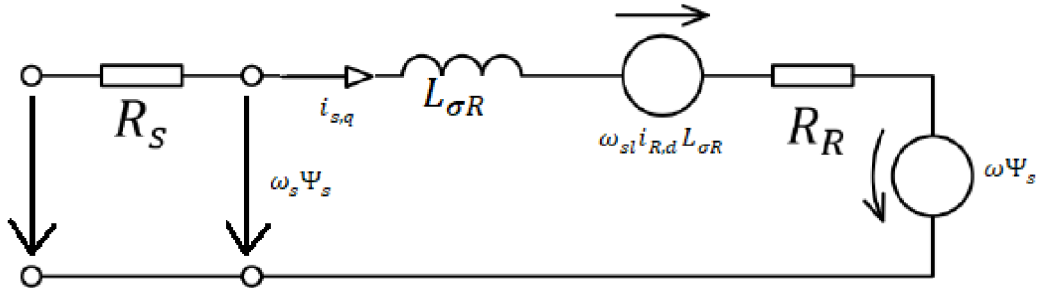
$$u_{s,d} = R_s * i_{s,d} + \frac{d\Psi_s}{dt} = R_s * i_{s,d} + L_{\sigma R} \frac{di_{R,d}}{dt} - \omega_{sl} * i_{s,q} * L_{\sigma R} + R_R * i_{R,d} \quad (2.3-7)$$



Obrázek 6 Náhradní schéma gama článku v ose  $d$  [2]

Pro osu  $q$  platí tato napěťová rovnice: [5]

$$u_{s,q} = R_s * i_{s,q} + L_{\sigma R} \frac{di_{s,q}}{dt} + \omega_{sl} * i_{R,d} * L_{\sigma R} + R_R * i_{s,q} + \omega * \Psi_s \quad (2.3-8)$$



Obrázek 7 Náhradní schéma gama článku v ose  $q$  [2]

Při zapojení ASM v podobě gama článku se v ose  $d$  řídí moment a v ose  $q$  se řídí syčení. Při zapojení modelu v podobě inverzního gama článku je to obráceně.

### 2.3.2 Inverzní Gama článek

Pro odvození rovnice statorového napětí se pro model ve tvaru inverzního gama článku vychází z rovnic: [5]

$$u_{s,\alpha\beta} = R_s i_{s,\alpha\beta} + L_{\sigma s} * \frac{di_{s,\alpha\beta}}{dt} + \frac{d\Psi_{R,\alpha\beta}}{dt} \quad (2.3-9)$$

$$\frac{d\Psi_{R,kl}}{dt} = R_R * i_{R,kl} \quad (2.3-10)$$

$$\frac{\Psi_{R,kl}}{L_R} = i_{s,kl} - i_{R,kl} \quad (2.3-11)$$

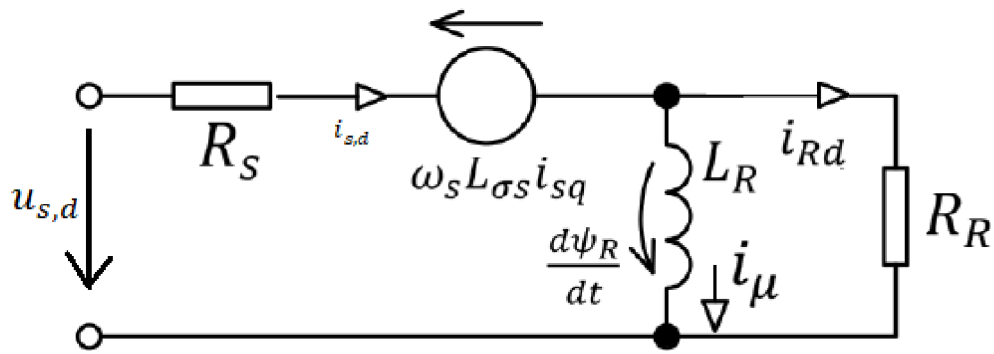
Transformace do souřadnicového systému  $dq$ : [5]

$$u_{s,dq} = R_s * i_{s,dq} + L_{\sigma s} \frac{di_{s,dq}}{dt} + j\omega_s * L_{\sigma s} * i_{s,dq} + \frac{d\Psi_{R,dq}}{dt} + j\omega_s * \Psi_{R,dq} \quad (2.3-12)$$

$$\frac{d\Psi_{R,dq}}{dt} = R_R * i_{R,dq} - j * \omega_{sl} * \Psi_{R,dq} \quad (2.3-13)$$

Zavedením předpokladu  $\Psi_{R,d} = \Psi_R$ ;  $\Psi_{R,q} = 0$  lze vyjádřit napěťovou rovnici v ose  $d$ :

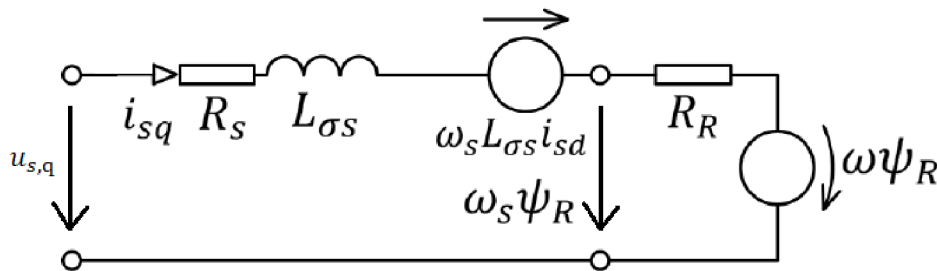
$$u_{s,d} = R_s * i_{s,d} + L_{\sigma s} \frac{di_{s,d}}{dt} + \omega_s * L_{\sigma s} * i_{s,q} + R_R * i_{R,dq} \quad (2.3-14)$$



Obrázek 8 Náhradní schéma inverzního gama článku v ose  $d$  [2]

Pro  $q$  osu platí tato rovnice: [5]

$$u_{s,q} = R_S * i_{s,q} + L_{\sigma s} \frac{di_{s,q}}{dt} + \omega_s * L_{\sigma s} * i_{s,d} + R_R * i_{s,q} + \omega * \Psi_R \quad (2.3-15)$$



Obrázek 9 Náhradní schéma inverzního gama článku v ose  $q$  [2]

## 2.4 Skalární řízení

V této kapitole budou z výše odvozených napěťových rovnic pro  $d$  a  $q$  osy vytvořeny rovnice pro základní skalární řízení s konstantním poměrem  $U/f$ , tedy s konstantním sycením stroje. Z nejjednodušších tvarů těchto rovnic, nebo z dále z různých jejich úprav jsou tvořeny řídicí logaritmy použité v praktické části. Pro algoritmy skalárního řízení je nutná znalost statických charakteristik stroje, který je třeba řídit. Pro řízení  $U/f$  je cíl nastavovat odpovídající amplitudu a frekvenci napájecího napětí. Aby byla dosažena požadovaná amplituda magnetického toku a taky aby byl stroj schopný dosáhnout žádaného točivého momentu pro danou rychlost otáčení. [1]

### 2.4.1 Rovnice řízení orientované na statorový tok

Pro tento případ se předpokládá konstantní statorový magnetický tok  $\Psi_s = konst.$ . Z toho důvodu dojde ke zjednodušení rovnice statorového napětí v ose  $d$  i  $q$ .



d osa:

$$i_{s,d} = \frac{\Psi_s}{L_s} + i_{R,d} = \frac{\Psi_s}{L_s} + \frac{\omega_{sl} * i_{s,q} * L_{\sigma R}}{R_R} \quad (2.4-1)$$

$$u_{s,d} = R_s * i_{s,d} = R_s \frac{\Psi_s}{L_s} + \frac{R_s}{R_R} \omega_{sl} * i_{s,q} * L_{\sigma R} = R_s \frac{\Psi_s}{L_s} + \frac{R_s * \Psi_s * L_{\sigma R}}{R_R^2} * \frac{\omega_{sl}^2}{1 + \omega_{sl}^2 * \frac{L_{\sigma R}^2}{R_R^2}} \quad (2.4-2)$$

q osa:

Než se začne upravovat napěťová rovnice  $q$  osy, je nejdříve nutné vyjádřit proud  $i_{s,q}$  z rovnice, která je vytvořena z náhradního schématu:

$$\omega_{sl} * \Psi_s = \omega_{sl} * i_{R,d} * L_{\sigma R} + R_R * i_{s,q}$$

Kde po dosazení za  $i_{R,d}$  a následným upravením je získána rovnice:

$$i_{s,q} = \frac{\omega_{sl} * \Psi_s * R_R}{\omega_{sl}^2 * L_{\sigma R}^2 + R_R^2} \quad (2.4-3)$$

$$\begin{aligned} u_{s,q} &= R_s * i_{s,q} + \omega_s * \Psi_s = \frac{R_s * \omega_{sl} * \Psi_s}{R_R \left( 1 + \omega_{sl}^2 * \frac{L_{\sigma R}^2}{R_R^2} \right)} + \omega_s * \Psi_s = \\ &= \frac{R_s * \Psi_s}{R_R} \frac{\omega_{sl}}{1 + \omega_{sl}^2 * \frac{L_{\sigma R}^2}{R_R^2}} + \omega_s * \Psi_s \end{aligned} \quad (2.4-4)$$

Z těchto rovnic jsou v praktické části vytvořeny různé logaritmy řízení, kde jsou například známy jenom otáčky, nebo otáčky a proud anebo řízení bez čidel proudu i otáček. [1]

## 2.4.2 Rovnice řízení orientované na rotorový tok

Pro ustálený stav zde platí  $i_{R,d} = 0$ ;  $i_{s,d} = \frac{\Psi_R}{L_R}$ . V tomto případě se předpokládá konstantní rotorový tok  $\Psi_R = konst.$

Pro osu d platí:

$$\begin{aligned} u_{s,d} &= R_s * i_{s,d} - \omega_s * L_{\sigma s} * i_{s,q} = R_s \frac{\Psi_R}{L_R} - \omega_s * L_{\sigma s} * i_{s,q} = \\ &= R_s \frac{\Psi_R}{L_R} - \frac{\omega_s * L_{\sigma s} * \Psi_R}{R_R} \omega_{sl} \end{aligned} \quad (2.4-5)$$

Pro osu q platí:

V ose  $q$  se opět nejprve musí z náhradního schématu vytvořit rovnice, ze které je možné vyjádřit proud  $i_{s,q}$  [1]

$$\omega_s * \Psi_R - \omega * \Psi_R = R_R * i_{s,q}$$

$$i_{s,q} = \frac{\omega_{sl} * \Psi_R}{R_R} \quad (2.4-6)$$

$$u_{s,q} = R_s * i_{s,q} + \omega_s * L_{\sigma s} * i_{s,d} + \omega_s * \Psi_R$$

Dosazením proudů do této rovnice a následným zjednodušením dostaneme rovnici [1]:

$$u_{s,q} = R_s \frac{\Psi_R}{R_R} \omega_{sl} + \frac{\omega_s * L_{\sigma s} * \Psi_R}{L_R} + \omega_s * \Psi_R \quad (2.4-7)$$

## 2.5 Vektorové řízení

Vektorové řízení je založené na zpětnovazebním řízení přesné polohy magnetického toku v motoru. Výborné dynamické vlastnosti vektorového řízení zajišťují zpětnovazební proudové smyčky, které nezávisle řídí sycení asynchronního stroje a jeho moment.

Tento princip pochází ze stejnosměrného stroje s cizím buzením. Tam zajišťuje vzájemnou kolmost polí komutátor. Proud kotvou a budícím vinutím se řídí nezávislými napájecími, kteří mají vlastní regulační smyčky. U asynchronního stroje se regulují napětí, proudy a spřažené magnetické toky statoru v osách  $d$  a  $q$ . Které rotují synchronní rychlostí  $\omega_s$ . Potom se tyto veličiny jeví jako stejnosměrné hodnoty, které se mění jen v přechodných dějích. Pro fungující řídicí algoritmus je nutné získat informaci v každém okamžiku o synchronních otáčkách  $\omega_s$  a úhlu  $\vartheta_s$  kvůli orientaci souřadného systému.

Pro řídicí algoritmus je dále potřeba převést proudy ze systému  $\alpha\beta$  do souřadného systému  $dq$ . Kde se porovnávají se žádanými hodnotami proudů  $i_{sd}$  a  $i_{sq}$ . Tato regulační odchylka tvoří vstup proudových regulátorů, jejichž výstup tvoří řídicí napětí, které je následně transformováno do souřadnic  $\alpha\beta$ .

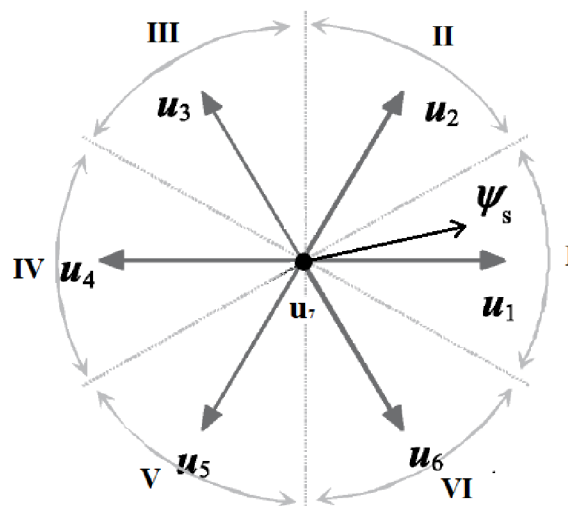
V ose  $d$  je proudovému regulátoru nadřazen ještě regulátor spřaženého magnetického toku, jehož vstup porovnává žádaný a skutečný spřažený magnetický tok. V ose  $q$  je předřazen regulátor otáček nebo momentu. Záleží na požadovaném řízení. V praktické části je uvedeno jak vektorové řízení momentu se zpětnou vazbou, tak i vektorové řízení otáček se zpětnou vazbou. Oba algoritmy jsou vyjádřeny s regulací toku na, ale i bez, kde se využívá napěťové korekce pro přesnější výpočet řídicího napětí  $u_d$  a  $u_q$ .

V praxi se se nejčastěji využívá vektorové řízení orientované na rotorový tok. V tomto případě nezůstává vzájemná vazba mezi momentem a magnetickým tokem. Složka proudu  $i_{sd}$  leží na reálné ose a je tokotvorná, složka  $i_{sq}$  leží na imaginární ose a nazývá se momentotvorná. [3]

## 2.6 Přímé řízení momentu (Direct torque control – DTC)

Dalším algoritmy řízení asynchronního motoru lze vytvořit metodou přímého řízení momentu. Magnetický tok a moment motoru je přímo řízen reléovými regulátory s hysterezí bez podřízených smyček proudu. Statorový proud a napětí je zde nepřímo řízené na rozdíl od vektorového řízení. U přímého řízení není nutné transformovat elektrické veličiny do souřadných systémů a nepoužívá se napěťová modulace (SVM). Přímé řízení momentu je v principu bez-senzorové, pokud požadujeme řídit pouze moment. Z hlediska identifikace parametrů je přímé řízení citlivé pouze na statorovém odporu. V kombinaci s otáčkovou regulací dosahuje přímé řízení vysoké přesnosti a dynamiky.

Principem tohoto řízení je vytvořit točivé magnetické pole statoru. To je vytvořeno správným spínáním napěťových vektorů. V mém případě vektory  $U_1$  až  $U_7$ , kde  $U_7$  je nulový vektor. Moment se tedy zde řídí úhlem vektoru statorového a rotorového spřaženého magnetického toku. Zvýšením úhlu mezi těmito vektory se buď snižuje nebo zvyšuje hodnota momentu motoru. Hodnoty úhlu spřaženého magnetického toku se mění výběrem napěťového vektoru v závislosti na sektoru, ve kterém se nachází. Pokud se vektor spřaženého magnetického toku bude nacházet v sektoru I, tak přivedením napěťového vektoru  $U_3$  nebo  $U_4$  se zvýší úhel mezi vektory magnetických toků a tím se zvýší i moment motoru. Snížení momentu se provede stejně, akorát výběrem napěťových vektorů v opačném směru. [3]



Obrázek 10 Napěťové vektory a sektory

Pro správný výběr napěťového vektoru je třeba znát hodnoty skutečného spráženého magnetického toku a momentu. Kde hodnota pro řízení momentu vychází z regulátoru momentu, který je tvořený odchylkou skutečného a žádaného momentu. Dále je vyhodnocení tohoto rozdílu a výstupem jsou hodnoty 0, 1, -1. Výstup se řídí podmínkami v následující tabulce.

**Tabulka 1 Vyhodnocení regulátoru momentu**

$\delta M$	$M_z - M_{sk}$
-1	$\Delta M < 0$
1	$\Delta M > 0$
0	$\Delta M = 0$

Kde hodnota žádaného momentu je zvolena  $M_z = 3 Nm$  v čase 1 s. Hodnota skutečného momentu je známa z čidla momentu připojeném k motoru.

Pro řízení spráženého magnetického toku je použit také reléový regulátor. Vstup je tvořen odchylkou skutečného magnetického toku a žádané hodnoty. Výstup se řídí pouze dvěma podmínkami, které jsou opět v tabulce.

**Tabulka 2 Vyhodnocení regulátoru magn. toku**

$\delta \Psi$	$\Psi_z - \Psi_{sk}$
1	$\Delta \Psi > 0$
0	$\Delta \Psi = 0$

Poslední potřebná informace je určení sektoru, ve kterém se nachází vektor  $\Psi_s$ . Výběr sektoru je uskutečněn v programu Matlab Simulink, kde je hodnota  $\Psi_{s,sk}$  rozdělena do dvou složek, kde jedna vyjadřuje amplitudu a ta je porovnávána se žádaným spráženým magnetickým tokem  $\Psi_z$ . Druhá složka již vyjadřuje úhel, kde se nachází. Pro určení spínacích kombinací je ještě potřeba vytvořit tabulku, podle které se budou vybírat vhodně napěťové vektory. [3]

**Tabulka 3 Optimální spínací tabulka ukazující výběr vektoru napětí na základě umístění a žádané změny toku [3]**

$\delta M$	$\delta \Psi$	sektor					
		I	II	III	IV	V	VI
-1	0	$U_5$	$U_6$	$U_1$	$U_2$	$U_3$	$U_4$
	1	$U_6$	$U_1$	$U_2$	$U_3$	$U_4$	$U_5$
1	0	$U_3$	$U_4$	$U_5$	$U_6$	$U_1$	$U_2$
	1	$U_2$	$U_3$	$U_4$	$U_5$	$U_6$	$U_1$
0	0	$U_7$	$U_7$	$U_7$	$U_7$	$U_7$	$U_7$
	1	$U_7$	$U_7$	$U_7$	$U_7$	$U_7$	$U_7$

## 3 PRAKTICKÁ ČÁST

V praktické části se bude vždy vycházet ze základních odvozených rovnic pro skalární řízení asynchronního motoru v podobě gama článku i inverzního gama článku. V následujících kapitolách budou ukázány různé algoritmy řízení motoru. Pro všechny algoritmy řízení byl použit stejný motor. Pouze se některé hodnoty musely přepočítat, podle použití motoru jako gama článku nebo inverzního gama článku. Pro buzení motorů byly zadané hodnoty spřaženého magnetického toku  $\Psi_s = 1,035 \text{ Wb}$  a  $\Psi_R = 1 \text{ Wb}$  a simulovaný stroj je dvoupólový  $pp = 1$ . V případě řízení s orientací na statorový tok byl použit  $\Psi_s$ . Pro algoritmy řízení otáček bylo zadáno  $300 \text{ rad.s}^{-1}$  jako žádaná hodnota. V algoritmech řízení, které jsou dělány pro mechanický moment je žádaný moment  $5 \text{ Nm}$ .

Nejprve jsou vytvořeny nejjednodušší řídicí algoritmy, které lze prakticky použít jen v nejjednodušších případech. Jsou zde uvedeny spíše, protože z nich vyhází další použité řídicí algoritmy. Praktické využití zde mají až algoritmy řízení mechanických otáček a mechanického momentu. Které jsou vytvořeny jak v otevřené smyčce, tedy bez čidla otáček nebo momentu, tak i v uzavřených smyčkách, ve kterých již je použito dané čidlo žádaného řízení. Na základě vytvořeného skalárního řízení jsou dále modely vektorového řízení, tedy s podřízenou proudovou smyčkou. A nakonec je uvedeno Přímé řízení momentu (DTC).

U předváděných modelech jsou vždy průběhy magnetického toku a buď otáček nebo momentu v závislosti na způsobu řízení daného algoritmu. Průběhy ostatních veličin z modelů řízení jsou vloženy v přílohách. Průběhy jsou vkládány od kapitoly 3.1.4 Řízení mechanických otáček.

### 3.1 Řízení ASM v otevřené smyčce při konstantním toku

#### 3.1.1 Řízení ASM bez čidla otáček a proudu

Toto řízení lze udělat, ale dochází zde k odchýlkám magnetického toku statoru od žádané hodnoty. Řízení bylo vytvořeno z výše odvozených rovnic (2.4-2) a (2.4-4). Člen  $R_s * i_{sq}$  je v rovnicích pouze pro vytvoření stejnosměrné složky. Kvůli nasycení stroje. Tento model řízení je buzen magnetickým tokem  $\Psi_s$ , nebo  $\Psi_R$ , který je zadán konstantou

na vstupu a synchronními otáčkami  $\omega_s$ . Při řízení s orientací na statorový tok je použit model motoru v podobě gama článku. U rotorového toku inverzní gama článek.

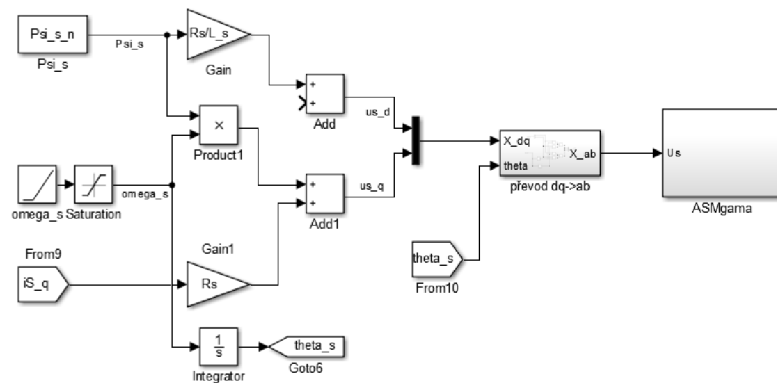
### 3.1.1.1 Řízení s orientací na statorový tok

Napěťové rovnice pro řízení:

$$u_{sd} = \frac{R_s \cdot \Psi_s}{L_s} \quad (3.1-1)$$

$$u_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \omega_s \cdot \Psi_s \quad (3.1-2)$$

Schéma zapojení.



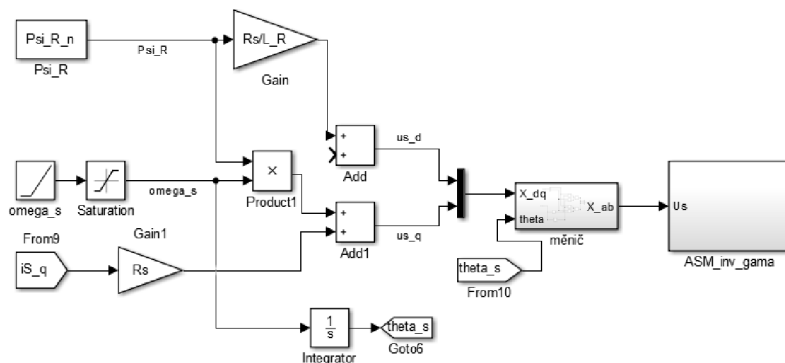
Obrázek 11 Řízení bez čidla proudu a otáček s orientací na statorový tok

### 3.1.1.2 Řízení s orientací na rotorový tok

Napěťové rovnice pro řízení:

$$u_{sd} = \frac{R_s \cdot \Psi_R}{L_R} \quad (3.1-3)$$

$$u_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \omega_s \cdot \Psi_R \quad (3.1-4)$$



Obrázek 12 Řízení bez čidla proudu a otáček s orientací na rotorový tok

### 3.1.2 Řízení ASM s čidlem otáček

Čidlem otáček jsou změřené mechanické otáčky motoru, ze kterých jsou dále ze znalosti synchronních otáček dopočítány skluzové otáčky. V tomto případě je tedy potřeba vyjádřit neznámé hodnoty proudů  $i_{s,d}$  a  $i_{s,q}$ . Tyto vyjádřené proudy se dosadí do základních rovnic (2.4-2) a (2.4-4). Z tohoto důvodu je pro řízení potřeba o mnoho více prvků a výpočtů, které se musely složitě vyjadřovat.

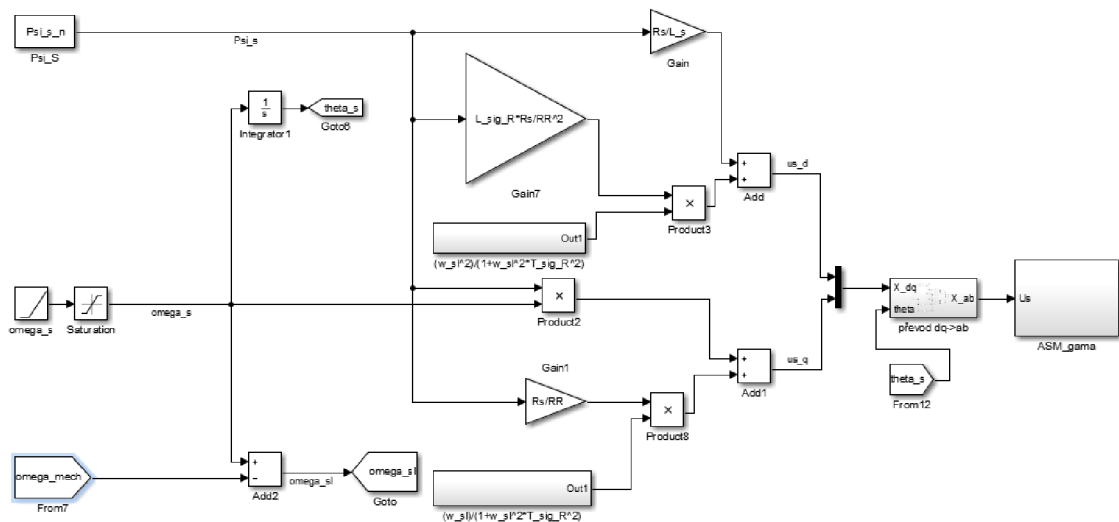
#### 3.1.2.1 Řízení s orientací na statorový tok

Napěťové rovnice pro řízení:

$$u_{sd} = \frac{R_S * \Psi_S}{L_S} + \frac{R_S * \Psi_S}{R_R^2} * \frac{\omega_{sl}^2 * L_{\sigma R}}{1 + \omega_{sl}^2 * \tau_{\sigma R}^2} \quad (3.1-5)$$

$$u_{sq} = \frac{R_S * \Psi_S}{R_R} * \frac{\omega_{sl}}{1 + \omega_{sl}^2 * \tau_{\sigma R}^2} + \omega_S * \Psi_S \quad (3.1-6)$$

Schéma zapojení.



Obrázek 13 Řízení s čidlem otáček s orientací na statorový tok

#### 3.1.2.2 Řízení s orientací na rotorový tok

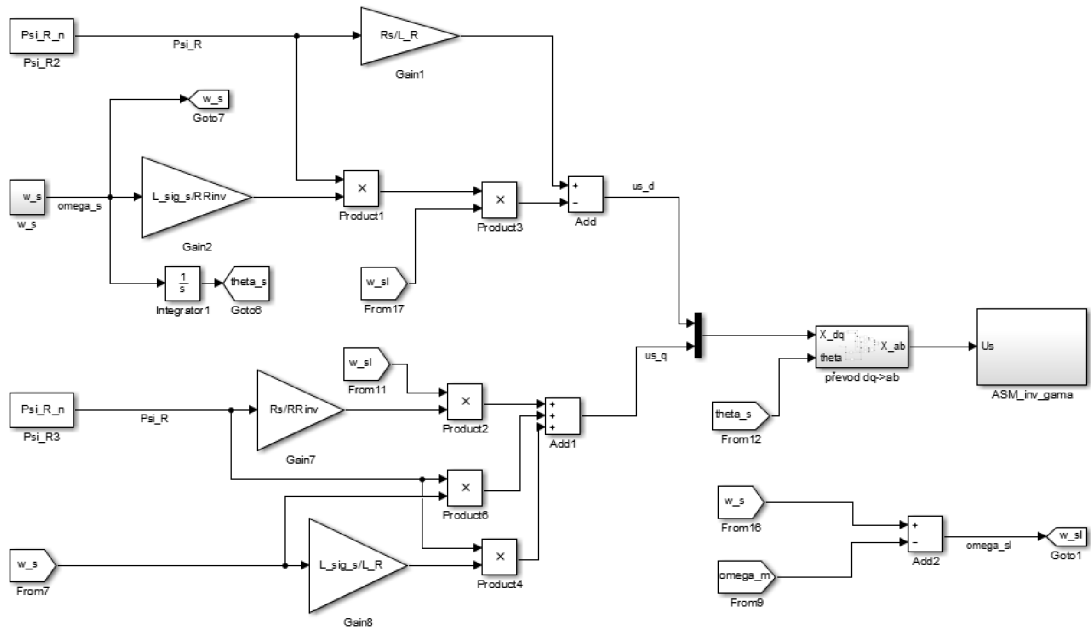
Napěťové rovnice pro řízení:

$$u_{sd} = \frac{R_S * \Psi_R}{L_R} - \frac{\omega_S * L_{\sigma S} * \Psi_R}{R_R} \omega_{sl} \quad (3.1-7)$$

$$u_{sq} = \frac{R_S * \Psi_R}{R_R} * \omega_{sl} + \frac{\omega_S * L_{\sigma S} * \Psi_R}{L_R} + \omega_S * \Psi_R \quad (3.1-8)$$



## Schéma zapojení.



Obrázek 14 Řízení s čidlem otáček s orientací na rotorový tok

### 3.1.3 Řízení ASM s čidlem proudu i otáček

V tomto případě je k dispozici i čidlo proudu. To zjednoduší řízení o několik prvků, kterými se v předchozím případě prováděl výpočet proudů  $i_{sd}$  a  $i_{sq}$ . Zde bude pro ověření funkčnosti přiložen průběh spřaženého magnetického toku, který by měl mít konstantní průběh. V případě orientace na statorový tok byla zadaná hodnota 1,0354 Wb a pro rotorový tok je zadaná hodnota 1 Wb. Rozkmitání na začátku simulace je způsobeno sycením magnetického obvodu motoru.

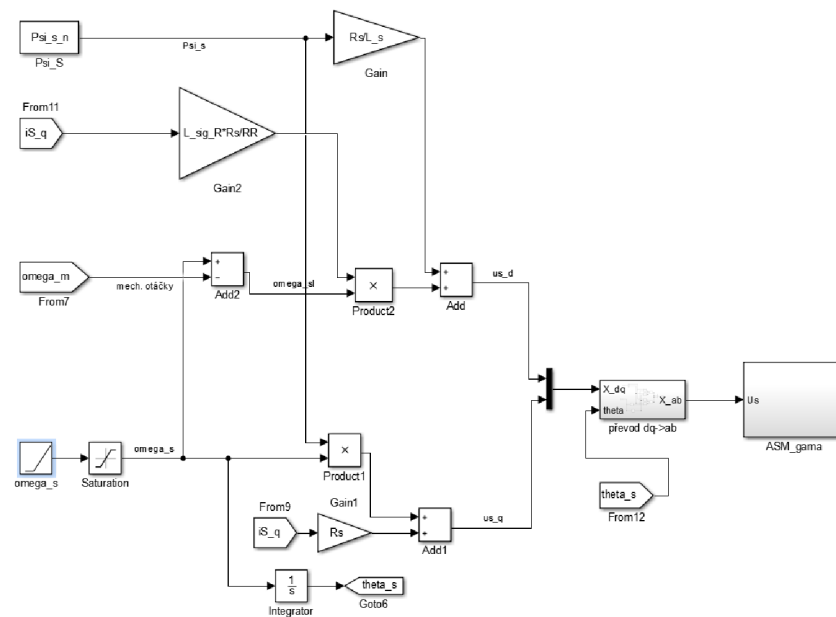
#### 3.1.3.1 Řízení s orientací na statorový tok

Napětové rovnice pro řízení:

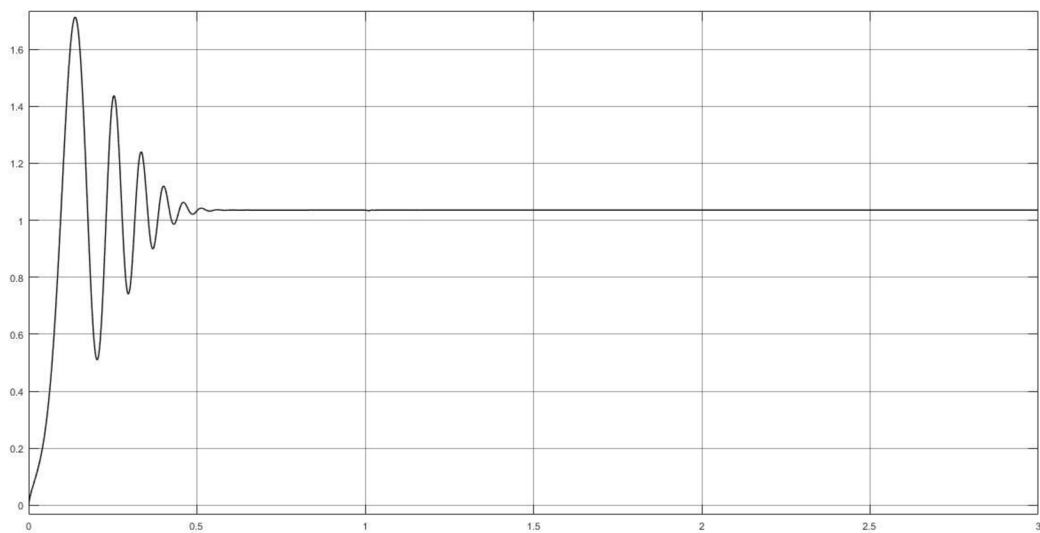
$$u_{sd} = \frac{R_s * \Psi_s}{L_s} + \frac{\omega_{sl} * i_{sq} * L_{\sigma R} * R_s}{R_R} \quad (3.1-9)$$

$$u_{sq} = R_s * i_{sq} + \omega_s * \Psi_s \quad (3.1-10)$$

## Schéma zapojení.



Obrázek 15 Řízení s čidlem otáček a proudu s orientací na statorový tok



Obrázek 16 Průběh statorového toku

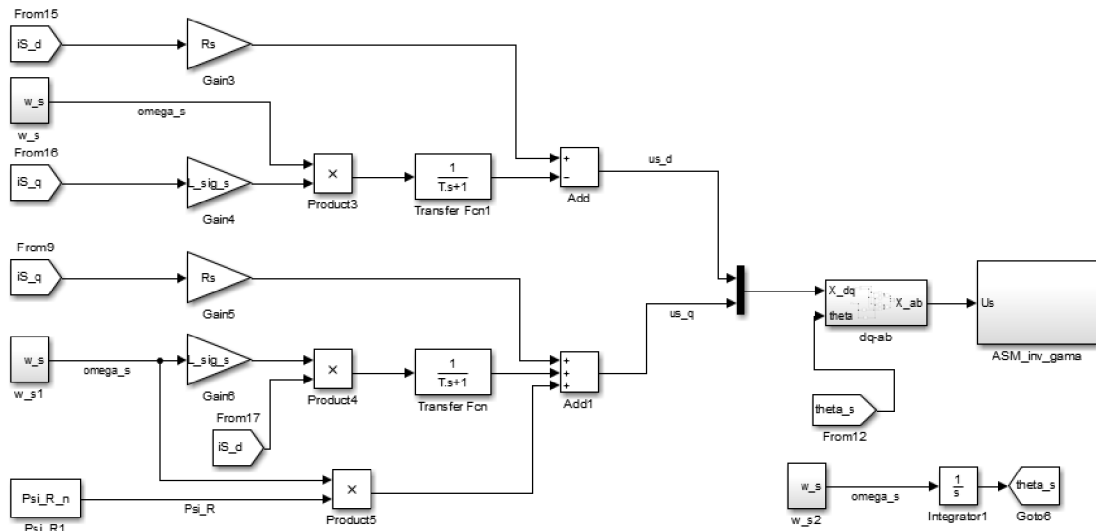
### 3.1.3.2 Řízení s orientací na rotorový tok

Napěťové rovnice pro řízení:

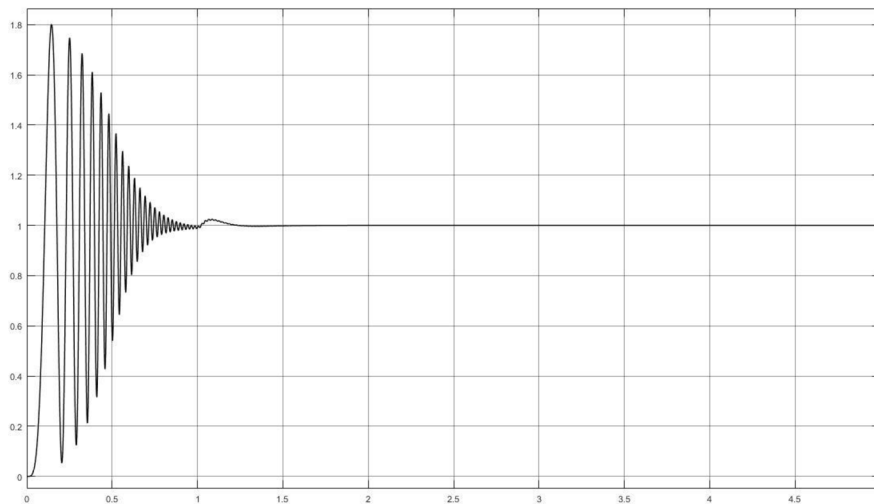
$$u_{sd} = R_s * i_{sd} - \omega_s * i_{sq} * L_{\sigma s} \quad (3.1-11)$$

$$u_{sq} = R_s * i_{sq} + \omega_s * i_{sd} * L_{\sigma s} + \omega_s * \Psi_r \quad (3.1-12)$$

### Schéma zapojení.



Obrázek 17 Řízení s čidlem otáček a proudu s orientací na rotorový tok



Obrázek 18 Průběh rotorového magnetického toku

### 3.1.4 Řízení mechanických otáček ASM v otevřené smyčce

V tomto případě již je uveden praktický řídicí algoritmus pro řízení asynchronního motoru, konkrétně otáček. Odvozené vzorce pro tento algoritmus jsou stejné jako u předchozího případu, ale zde lze měnit velikost otáček. Řízení se provádí zadáním žádané hodnoty otáček  $\omega_n$ . Znalostí proudu  $i_{sq}$  lze dopočítat skluzové otáčky, jak lze vidět v rovnici (3.1-15) a v orientaci na rotorový tok je výpočet obdobný, jen je použit

rotorový tok  $\Psi_R$  a následně sečtením se žádanou hodnotou otáček jsou známy synchronní otáčky, které jsou potřeba do schématu řízení. Nakonec integrací synchronních otáček  $\omega_s$  je získán úhel  $\vartheta_s$ , který je potřeba při převodu napěťových signálů ze souřadného systému dq do  $\alpha\beta$ .

### 3.1.4.1 Řízení s orientací na satorový tok

Napěťové rovnice pro řízení:

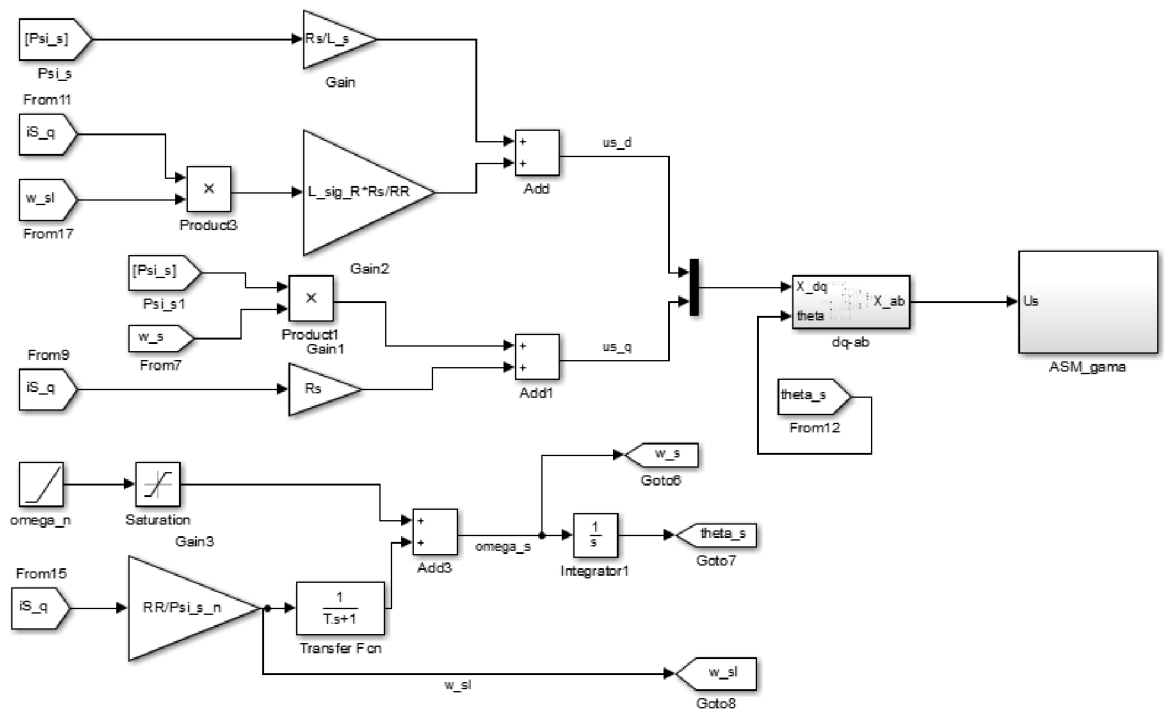
$$u_{sd} = \frac{R_s \cdot \Psi_s}{L_s} + \frac{\omega_{sl} \cdot i_{sq} \cdot L_{\sigma R} \cdot R_s}{R_R} \quad (3.1-13)$$

$$u_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \omega_s \cdot \Psi_s \quad (3.1-14)$$

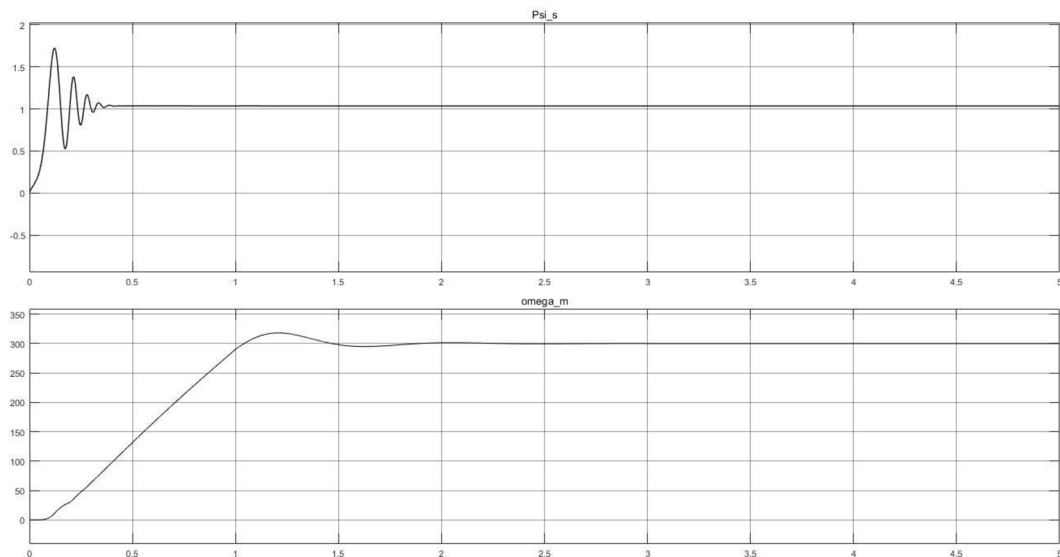
$$\omega_{sl} = \frac{R_R \cdot i_{sq}}{\Psi_s} \quad (3.1-15)$$

$$\omega_s = \omega_n + \omega_{sl} \quad (3.1-16)$$

Schéma zapojení:



Obrázek 19 Řízení otáček s orientací na satorový tok



Obrázek 20 Průběhy magnetického toku a otáček na čase

Další průběhy viz. Příloha 2.

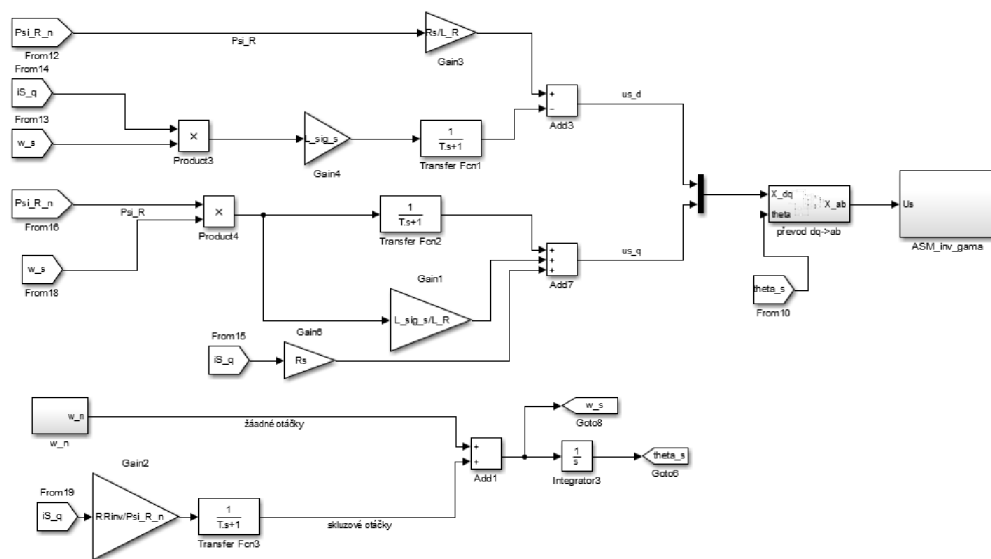
### 3.1.4.2 Řízení s orientací na rotorový tok

Napětíové rovnice pro řízení:

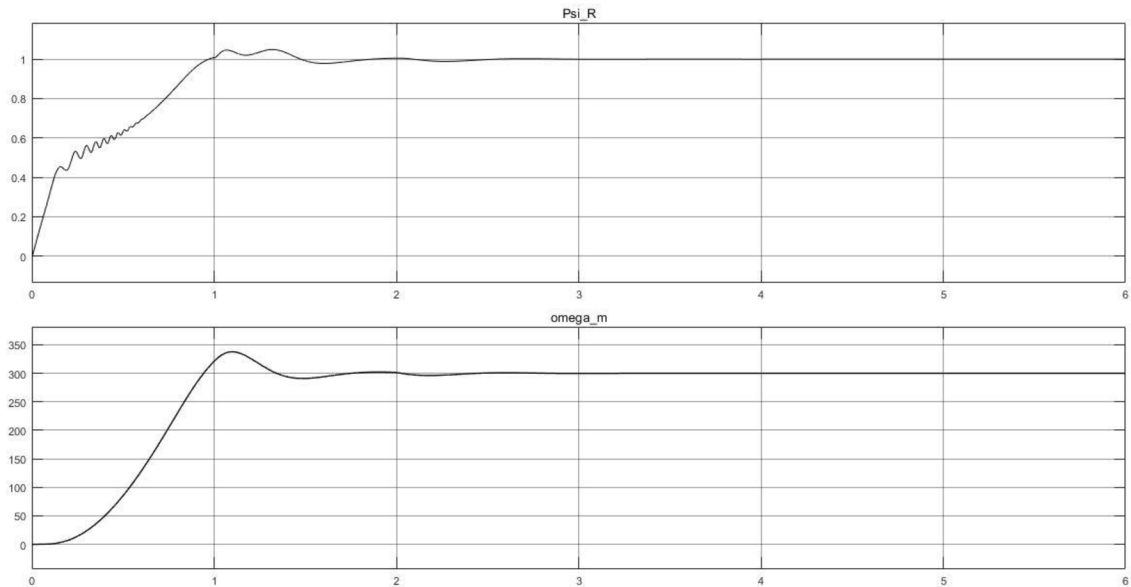
$$u_{sd} = R_s * i_{sd} - \omega_s * i_{sq} * L_{\sigma s} \quad (3.1-17)$$

$$u_{sq} = \omega_s * \Psi_R + R_s * i_{sq} + \omega_s * \Psi_R * \frac{L_{\sigma s}}{L_R} \quad (3.1-18)$$

$$\omega_{sl} = \frac{R_R * i_{sq}}{\Psi_R}$$



Obrázek 21 Řízení otáček s orientací na rotorový tok



**Obrázek 22 Průběhy magnetického toku a otáček na čase**

Další průběhy viz. Příloha 3.

### 3.1.5 Řízení momentu ASM v otevřené smyčce

Pro řízení momentu v otevřené smyčce je potřeba pro algoritmus řízení vypočítat proud  $i_{sq\_z}$ , který lze vyjádřit z rovnice momentu u které v tomto případě známe moment, takže lze vyjádřit žádaný proud. Žádaný moment je 5 Nm připojen v čase 2 s. Řízení momentu v otevřené smyčce je založeno na znalosti žádaného momentu, kterým lze vyjádřit proud, z něhož jsou dále dopočítány skluzové a synchronní otáčky. Z nichž lze podle základních rovnic pro řízení sestavit model pro řízení.

#### 3.1.5.1 Řízení s orientací na statorový tok

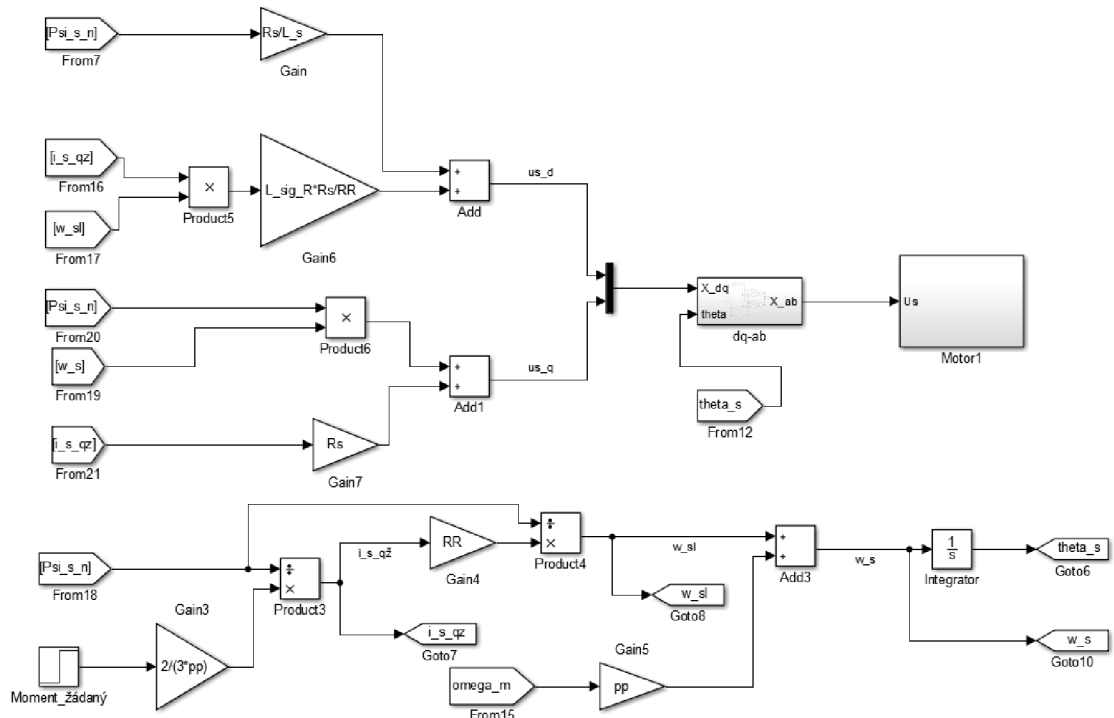
Napěťové rovnice pro řízení:

$$u_{sd} = \frac{R_s \cdot \Psi_s}{L_s} + \frac{\omega_{sl} \cdot i_{sq\_z} \cdot L_{\sigma R} \cdot R_s}{R_R} \quad (3.1-19)$$

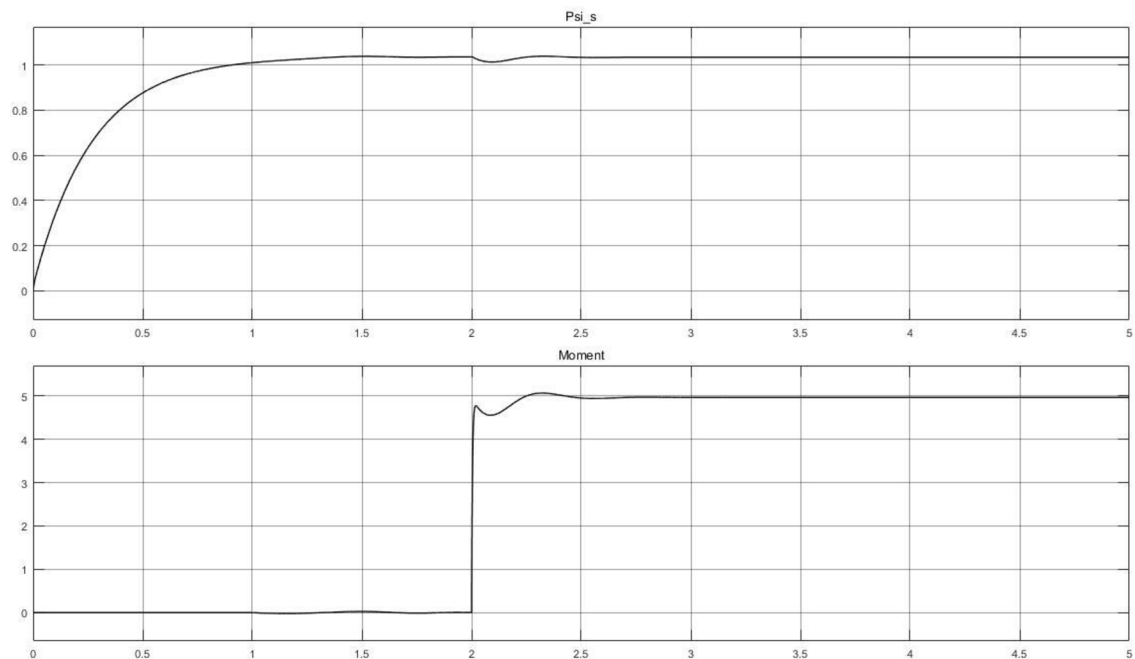
$$u_{sq} = R_s \cdot i_{sq\_z} + \omega_s \cdot \Psi_s \quad (3.1-20)$$

$$i_{sq\_z} = \frac{2 \cdot M_z}{3 \cdot \Psi_s \cdot p} \quad (3.1-21)$$

### Schéma zapojení.



**Obrázek 23 Řízení momentu s orientací na satorový tok**

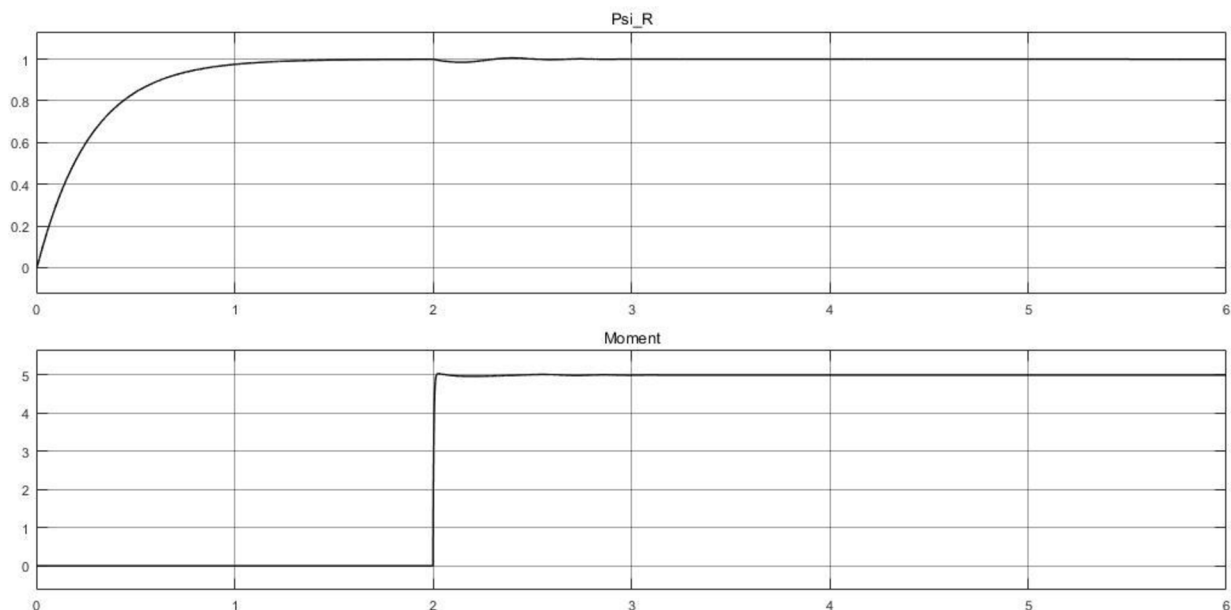


**Obrázek 24 Průběh magnetického toku a momentu**

Další průběhy viz. Příloha 2.







**Obrázek 26 Průběh magnetického toku a momentu**

Další průběhy viz. Příloha 3.

## **3.2 Zpětnovazebné řízení ASM bez proudové smyčky**

### **3.2.1 Regulace otáček**

V předchozí části byly zapojení v otevřené smyčce, tedy bez zpětnovazební regulace. V následujících kapitolách jsou ukázány algoritmy řízení se zpětnou vazbou, kde lze porovnávat přímo žádané hodnoty otáček se skutečnými a použitím PI regulátoru lze vypočítat skluzové otáčky  $\omega_{sl}$ . Stačí tedy dopočítat synchronní otáčky  $\omega_s$ , což je poslední informace pro výpočet řídicích napětí. Ve zpětnovazebních řízeních je nutné použít omezovací filtry, které slouží k zatlumení vypočtených hodnot, které zpětnou vazbou oscilují a obvod je tedy nestabilní. Tyto filtry omezí rozkmitané hodnoty na plynulé konstantní průběhy.

#### **3.2.1.1 S orientací na statorový tok**

Hodnota skluzových otáček je vypočtena z rozdílu žádaných a skutečných otáček v PI regulátoru. Následně jsou synchronní otáčky vypočteny součtem skutečných mechanických otáček a skluzových otáček. Zbytek řídicího algoritmu je popsán



### 3.2.1.2 S orientací na rotorový tok

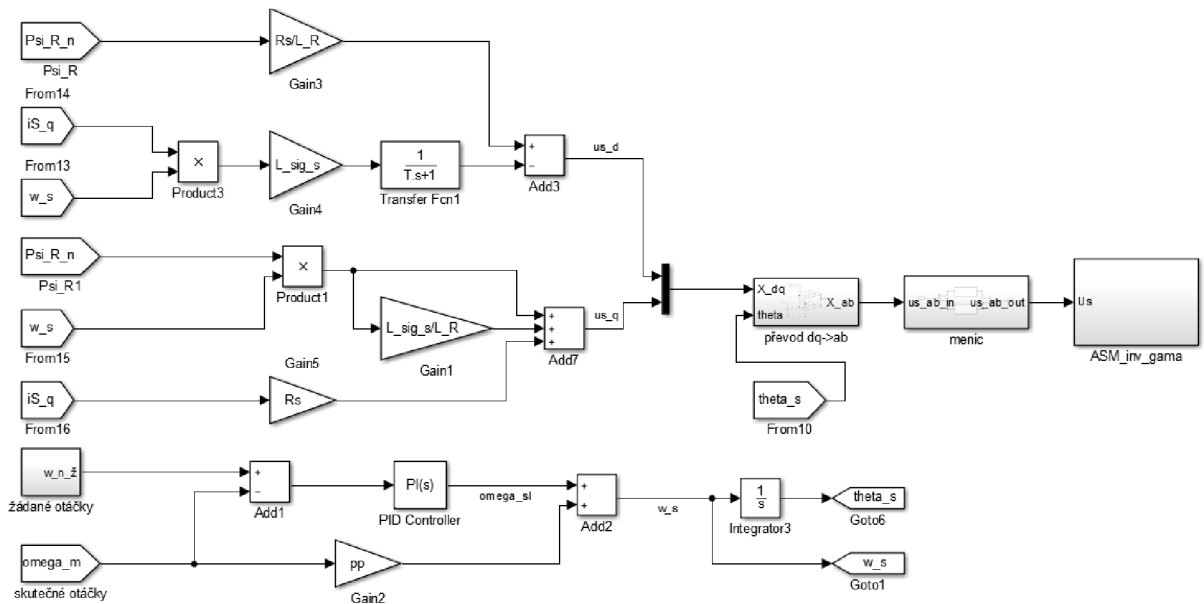
Zde se opět pro vytvoření řídicího algoritmu použijí následující dvě rovnice. Jako v případě pro orientaci na statorový tok i zde se z rozdílu žádané a skutečné hodnoty otáček vypočítají skluzové otáčky pomocí PI regulátoru. Pro schéma je dále potřeba hodnota synchronních otáček, která se opět vypočítá součtem skluzových a mechanických otáček.

Napětíové rovnice pro řízení:

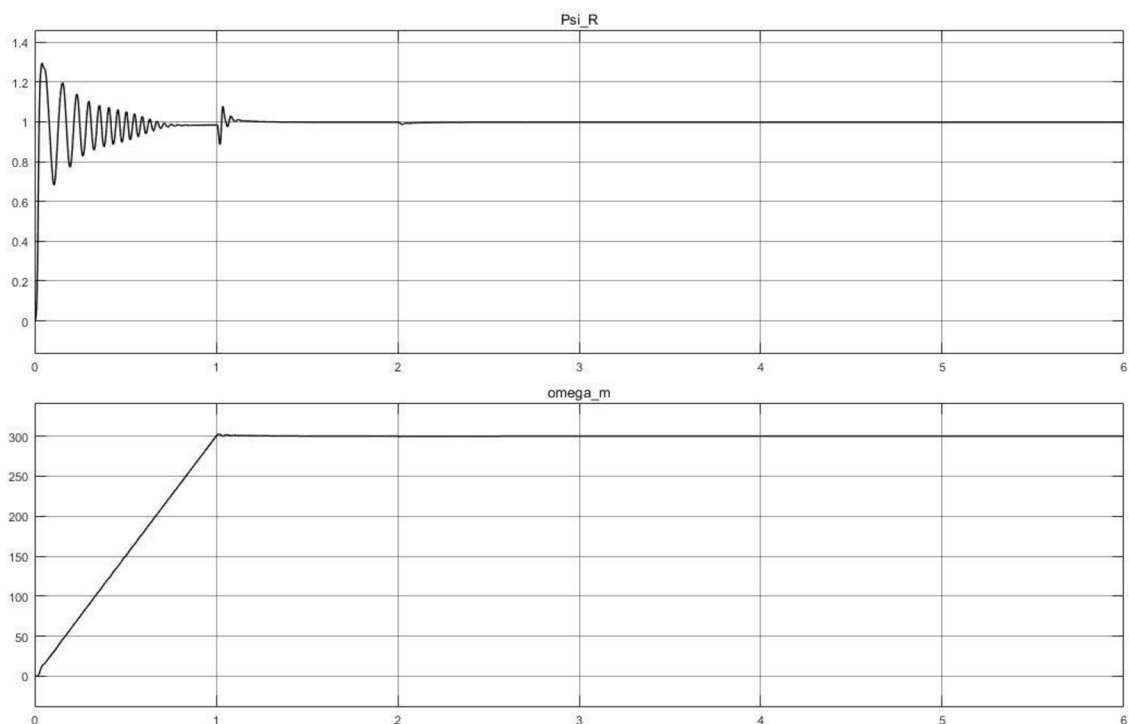
$$u_{sd} = \Psi_R * \frac{R_s}{L_R} - \omega_s * i_{sq} * L_{\sigma s} \quad (3.2-3)$$

$$u_{sq} = \omega_s * \Psi_R + R_s * i_{sq} + \omega_s * \Psi_R * \frac{L_{\sigma s}}{L_R} \quad (3.2-4)$$

#### Schéma zapojení.



Obrázek 29 Zpětnovazebné řízení otáček s orientací na rotorový tok



**Obrázek 30 Průběh magnetického toku a otáček**

Další průběhy viz. Příloha 3.

## 3.2.2 Regulace mechanického momentu

Při řízení momentu je potřeba estimací vyjádřit žádaný proud  $i_{sq\_ž}$ , který je zde vyjádřen z momentové rovnice stejně jako v kapitole 3.1.5 a dále jako v předchozích případech vyjádřit skluzové otáčky  $\omega_{sl}$ . Ty se vypočtou v PI regulátoru z rozdílu žádaného momentu a skutečného jak u orientace na statorový tok, tak i u orientace na rotorový tok. Žádaný moment je 5 Nm připojen v čase 2 s.

### 3.2.2.1 S orientací na statorový tok

Napěťové rovnice pro řízení:

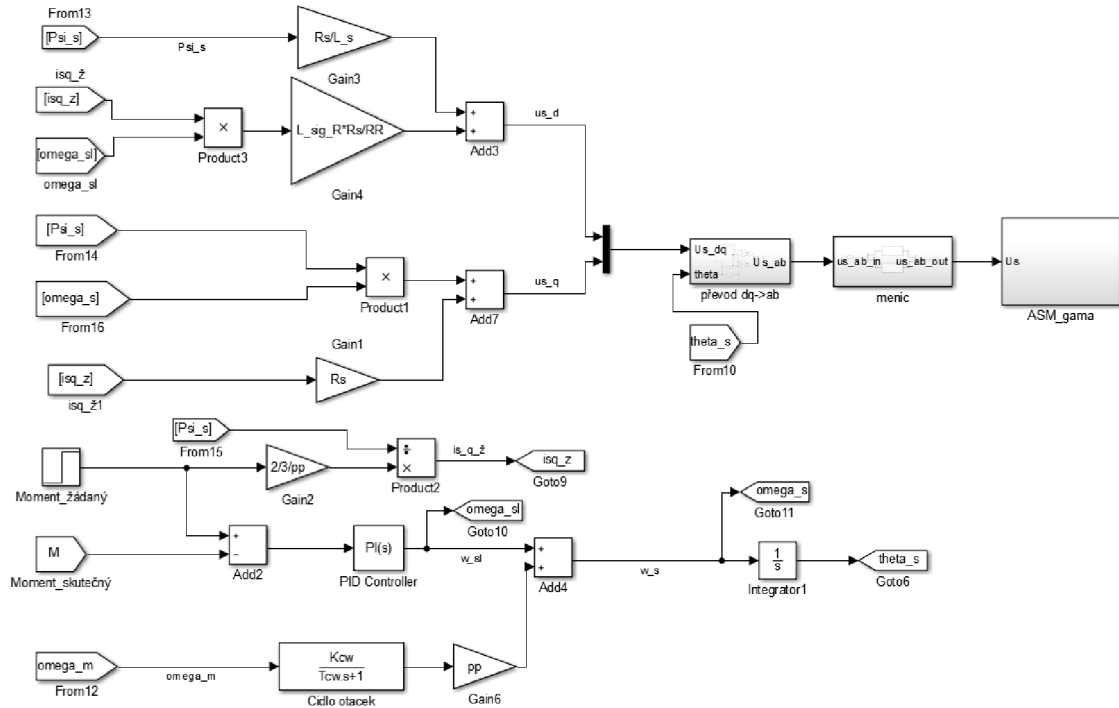
$$u_{sd} = \frac{R_s \cdot \Psi_s}{L_s} + \frac{\omega_{sl} \cdot i_{sq\_ž} \cdot L_{\sigma R} \cdot R_s}{R_R} \quad (3.2-5)$$

$$u_{sq} = R_s \cdot i_{sq\_ž} + \omega_s \cdot \Psi_s \quad (3.2-6)$$

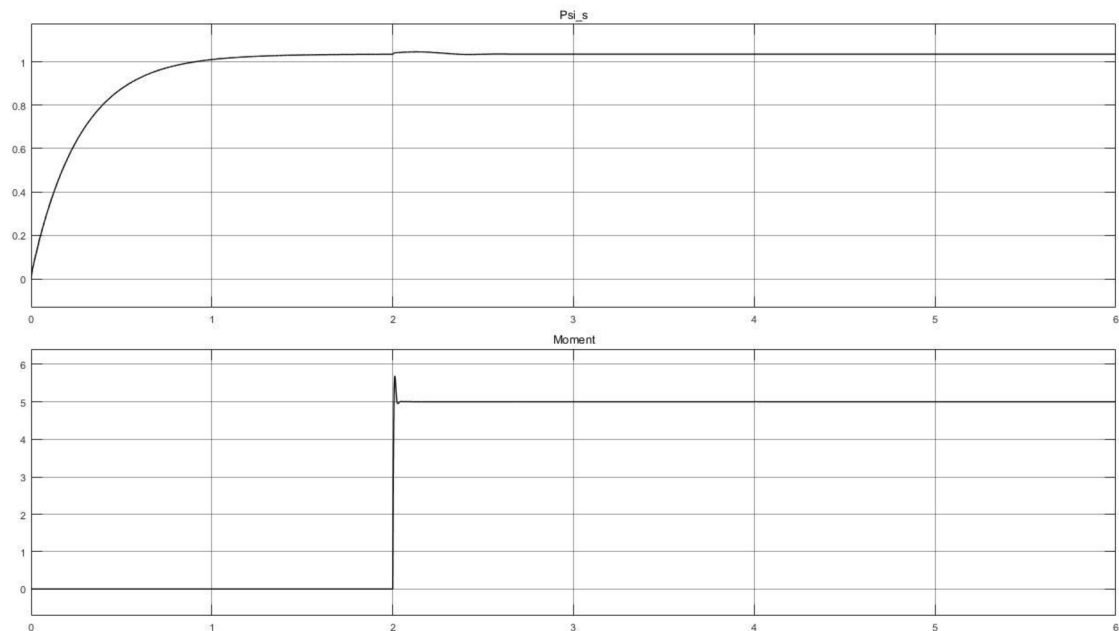
Estimace proudu.

$$i_{sq\_z} = \frac{2 * M_z}{3 * pp * \psi_s} \quad (3.2-7)$$

Schéma zapojení.



Obrázek 31 Zpětnovazební řízení otáček s orientací na statorový tok



Obrázek 32 Průběh magnetického toku a momentu

Další průběhy viz. Příloha 2.

### 3.2.2.2 S orientací na rotorový tok

Napěťové rovnice pro řízení:

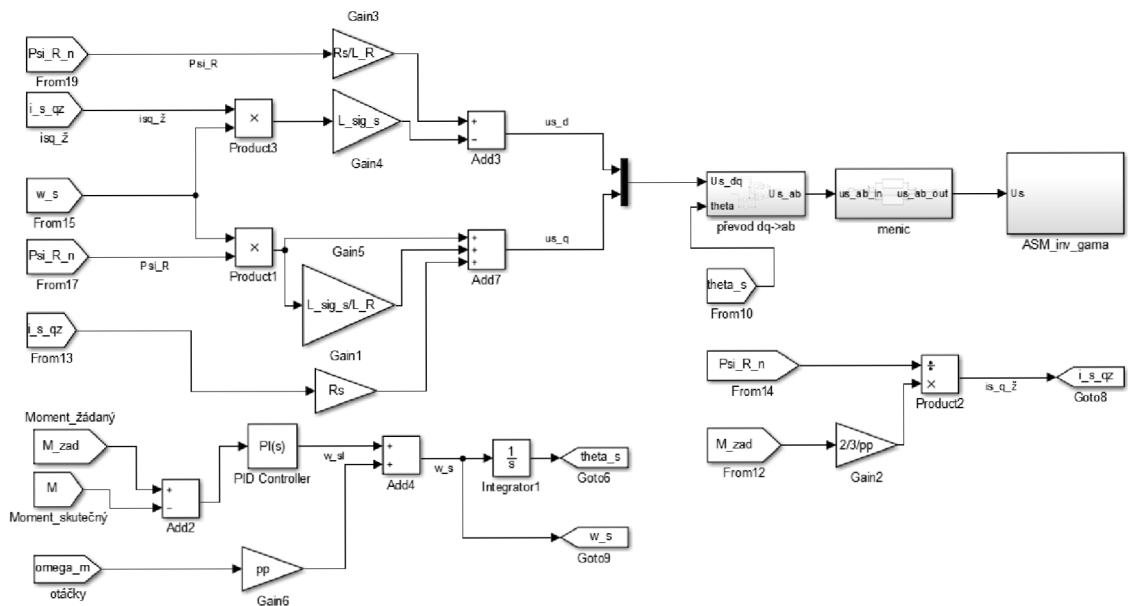
$$u_{sd} = \Psi_R * \frac{R_s}{L_R} - \omega_s * i_{sq\_z} * L_{\sigma s} \quad (3.2-8)$$

$$u_{sq} = \omega_s * \Psi_R + R_s * i_{sq\_z} + \omega_s * \Psi_R * \frac{L_{\sigma s}}{L_R} \quad (3.2-9)$$

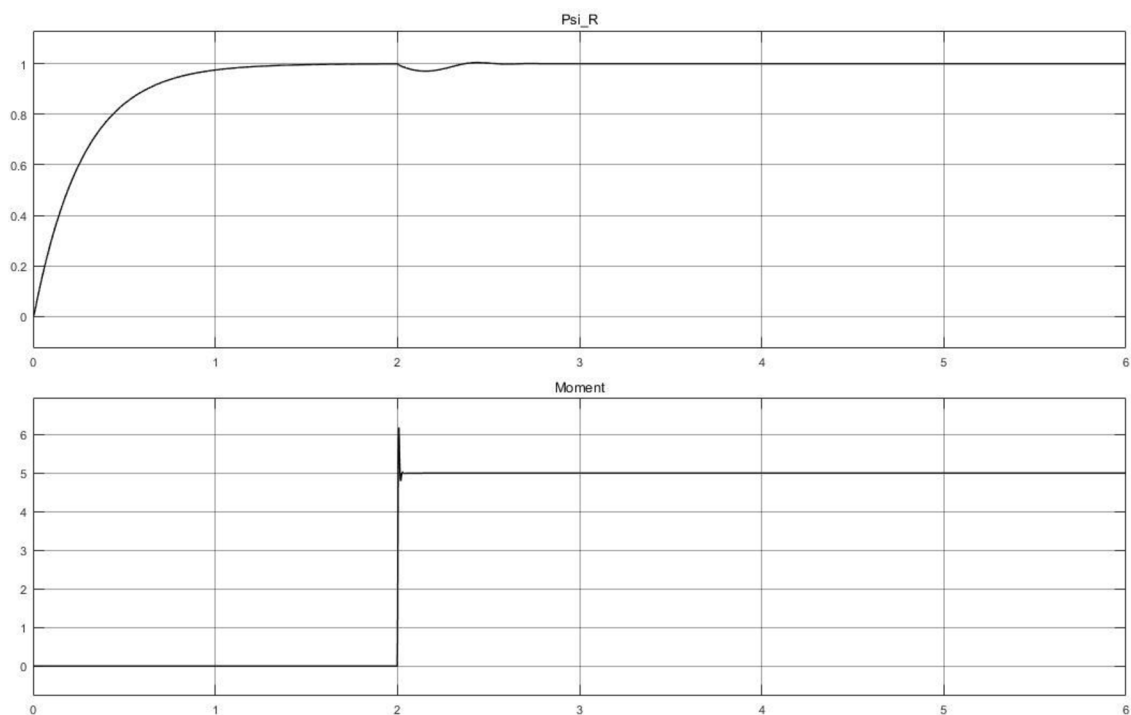
Estimace proudu.

$$i_{sq\_z} = \frac{2 * M_z}{3 * pp * \Psi_R} \quad (3.2-7)$$

Schéma zapojení.



Obrázek 33 Zpětnovazebné řízení otáček s orientací na rotorový tok



**Obrázek 34 Průběh magnetického toku a momentu**

Další průběhy viz. Příloha 3.

### 3.3 Řízení ASM s podřízenou proudovou smyčkou

Toto řízení se nazývá vektorovým řízením. Tento algoritmus umožňuje nezávislé řízení toku a momentu. Pro realizaci vektorového řízení je nutné získat informaci o amplitudě a úhlu magnetického toku. Spřažený magnetický tok orientovaný na statorový tok  $\Psi_s$  je v tomto případě estimován z hodnot, které jsou známy na základě vytvořeného modelu motoru v Matlabu Simulink použitím vzorce (3.3-1) a spřažený magnetický tok pro orientaci na rotorový tok se estimuje podle (3.3-2). V modelech řízení s regulací toku se porovnávají skutečné a žádané hodnoty a jejich rozdíl vstupuje do regulátoru toku, ze kterého vystupuje žádaný proud v ose  $d$   $i_{sd,ž}$ .

$$\Psi_s = \int (u_s - R_s * i_s) dt \quad (3.3-1)$$

$$\Psi_R = i_{sd} * R'_R - \frac{R'_R}{L'_R} \quad (3.3-2)$$

Další potřebné informace jsou skutečné otáčky, které se porovnávají se žádanými a jejich rozdíl je vstupem předřazeného regulátoru proudu v ose  $q$ . Pro algoritmy řízení otáček. V případě řízení momentu je vstup regulátoru rozdíl žádaného a skutečného momentu. Z těchto předřazených regulátorů vystupuje žádaný proud  $i_{sq,z}$ . Výstupy regulátoru toku a otáček, nebo momentu jsou tedy žádané hodnoty proudu v obou osách a ty se nadále porovnávají se skutečnými proudy  $i_{sd}$  a  $i_{sq}$ . A z jejich rozdílu jsou v proudových regulátorech vypočteny řídicí napětí, které jsou dále převedeny do souřadného systému  $\alpha\beta$  a dále vstupují do modelu motoru.

### 3.3.1 Řízení mechanických otáček

V této kapitole budou uvedeny dva způsoby řízení, bez regulace toku, kde se vypočítá žádaný proud v ose  $d$   $i_{sd}$  ze žádaného spřaženého magnetického toku. A druhý způsob s regulací toku, kde se vypočítá žádaný proud v ose  $d$   $i_{sd}$  v PI regulátoru toku, do kterého vstupuje rozdíl ze žádaného toku  $\Psi_{s,n}(\Psi_{R,n})$  a skutečného estimovaného  $\Psi_{s,est}(\Psi_{R,est})$ . Dále je za žádané hodnoty otáček, což je  $200 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$  a skutečné hodnoty otáček v PI regulátoru otáček vypočten žádaný proud v ose  $q$   $i_{sq}$ . Pro oba případy je vytvořen jeden model v Matlab Simulink, ve kterém se pomocí přepínačů „switch“ zvolí řídicí algoritmus.

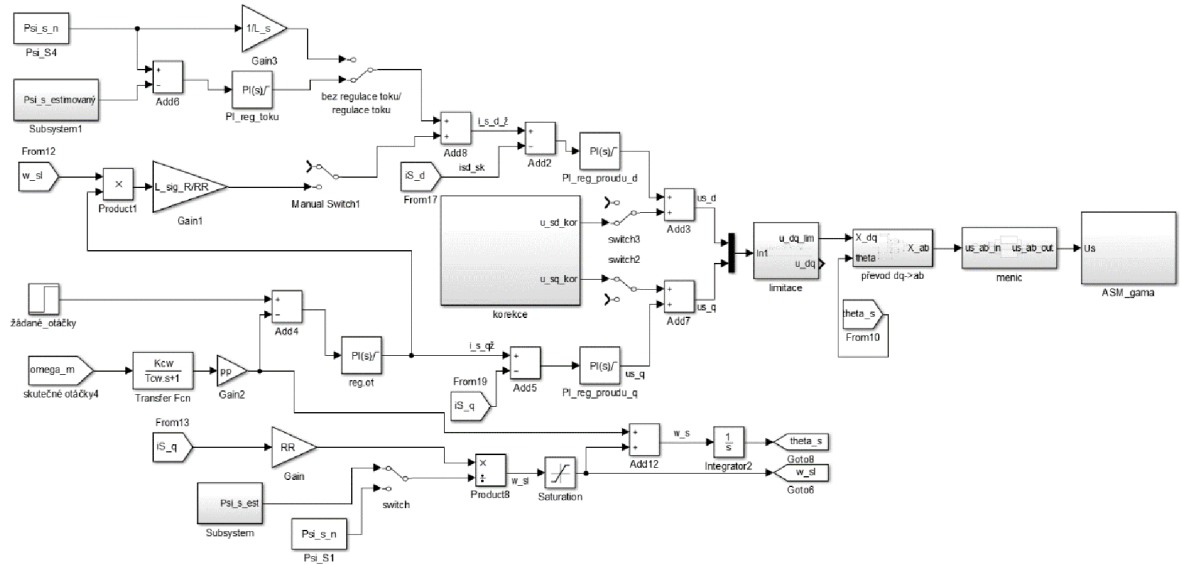
#### 3.3.1.1 S orientací na statorový tok

Jak je popsáno, tak vstupní hodnoty zde jsou žádané veličiny magnetického toku a otáček z nichž jsou dále vypočteny žádané proudy v obou větvích a následně řídicí napětí. Zbývá zde jen určit hodnotu skluzových otáček  $\omega_{sl}$  ze vztahu (3.3-3), ze kterých se součtem se skutečnými otáčkami určí synchronní otáčky  $\omega_s$  a integrací se vypočte úhel  $\vartheta_s$ . Tato hodnota je potřebná pro zpětný převod do souřadného systému  $\alpha\beta$ .

$$\omega_{sl} = \frac{i_{sq} \cdot R_R}{\Psi_s} \quad (3.3-3)$$



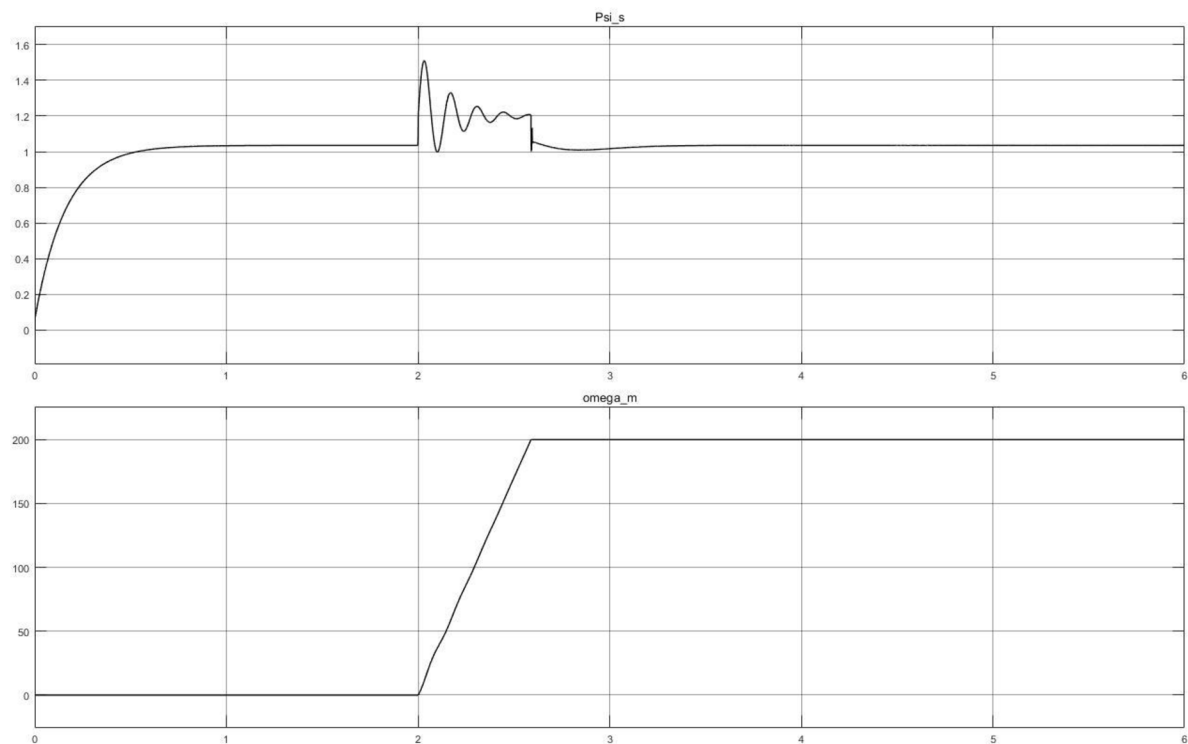
## Schéma zapojení



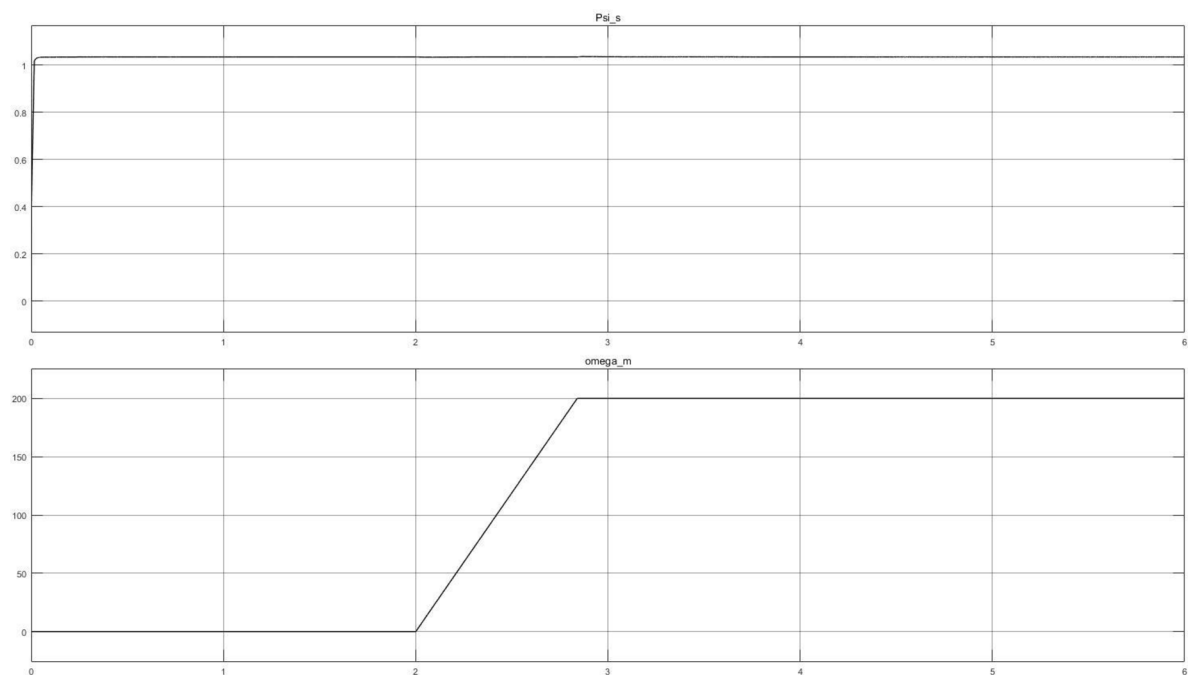
**Obrázek 35** Vektorové řízení otáček orientované na statorový tok s možností regulace toku

V Obr.35 je v tomto případě model s regulací toku. Pro vytvoření řídicího algoritmu bez regulace toku je potřeba přepnout všechny přepínače do druhé polohy. I korekci napětí, protože korekční napětí jsou vypočtena z hodnot estimovaného toku, který se samozřejmě v řízení bez regulace toku neobjevuje. Následně jsou vloženy průběhy z vytvořeného schématu řízení. Kde lze vidět velký rozdíl v průběhu magnetického toku, kde bez regulace (Obr.36) dojde k velkému rozkmitání v momentu kdy se začíná motor rozbíhat. Oproti tomu se zpětnovazební regulací toku je hodnota téměř konstantní a taky se rychleji dostane za žádanou hodnotu.

### Průběhy:



**Obrázek 36 Průběh toku a otáček v řízení bez zpětnovazebné regulace toku**



**Obrázek 37 Průběh toku a otáček v řízení se zpětnovazebnou regulací toku**

Další průběhy viz. Příloha 2.

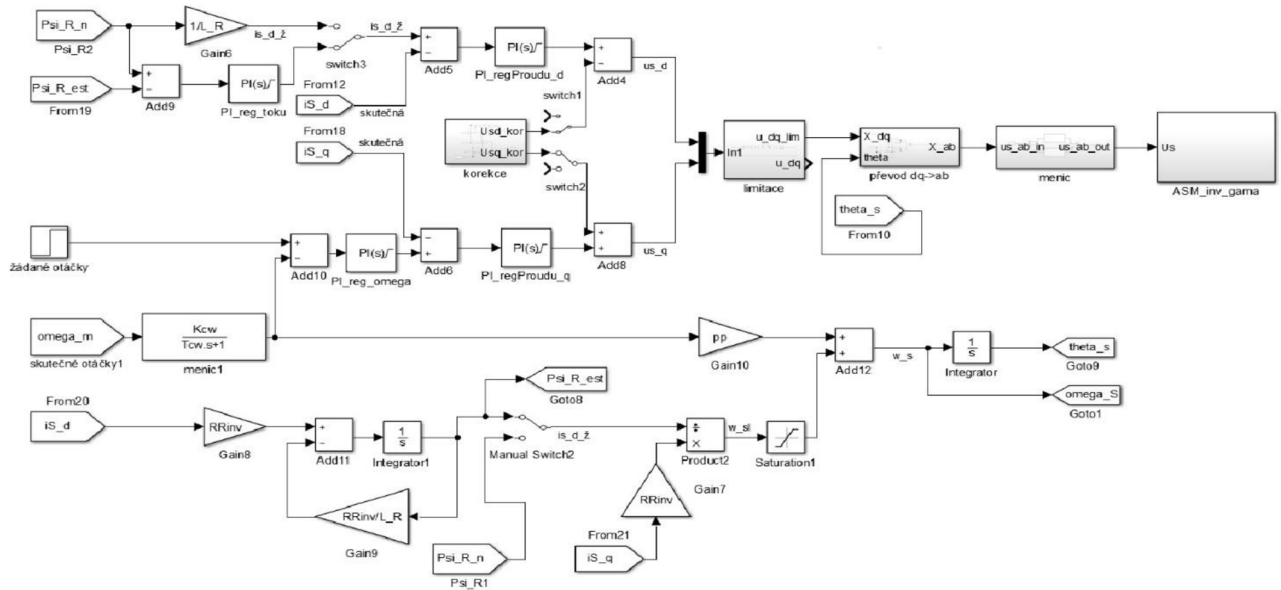
### 3.3.1.2 S orientací na rotorový tok

Schéma je zde hodně podobné předchozímu případu. Rozdíl v tomto modelu je v estimaci skutečného magnetického toku  $\Psi_{R,est}$ . Jinak je psotup totožný, skluzové otáčky  $\omega_{sl}$  se vypočítají ze vztahu (3.3-4). Ze kterých jsou dále vypočteny synchronní a úhel  $\vartheta_s$ .

$$\omega_{sl} = \frac{i_{sq} * R' R}{\Psi_R} \quad (3.3-4)$$

Schéma je opět vytvořeno pro řízení jak s regulací, tak bez regulace toku.

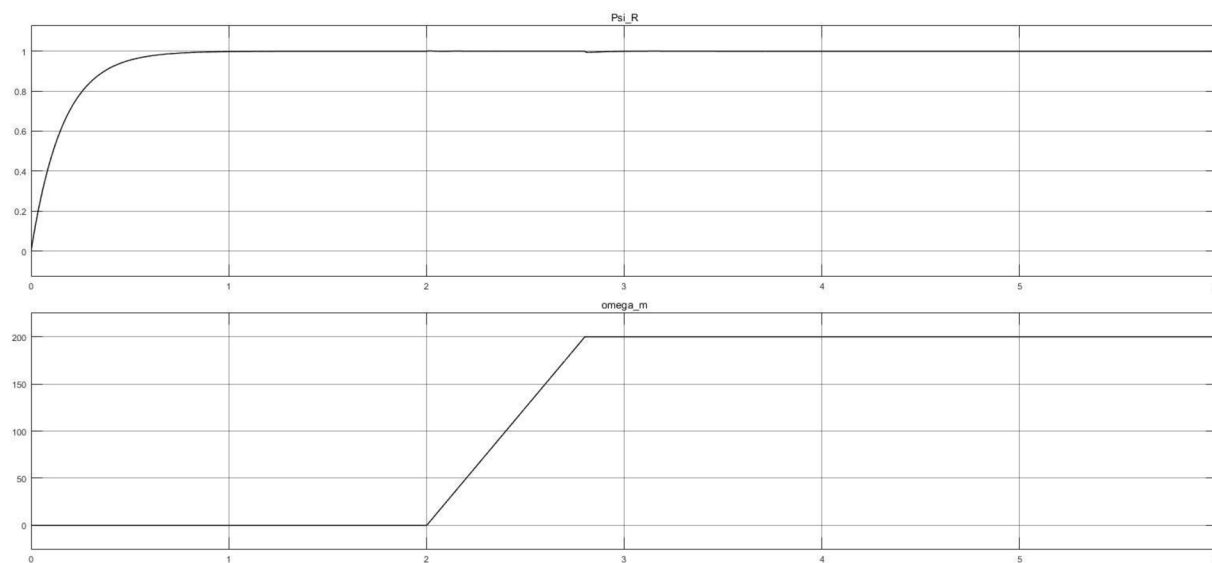
#### Schéma zapojení.



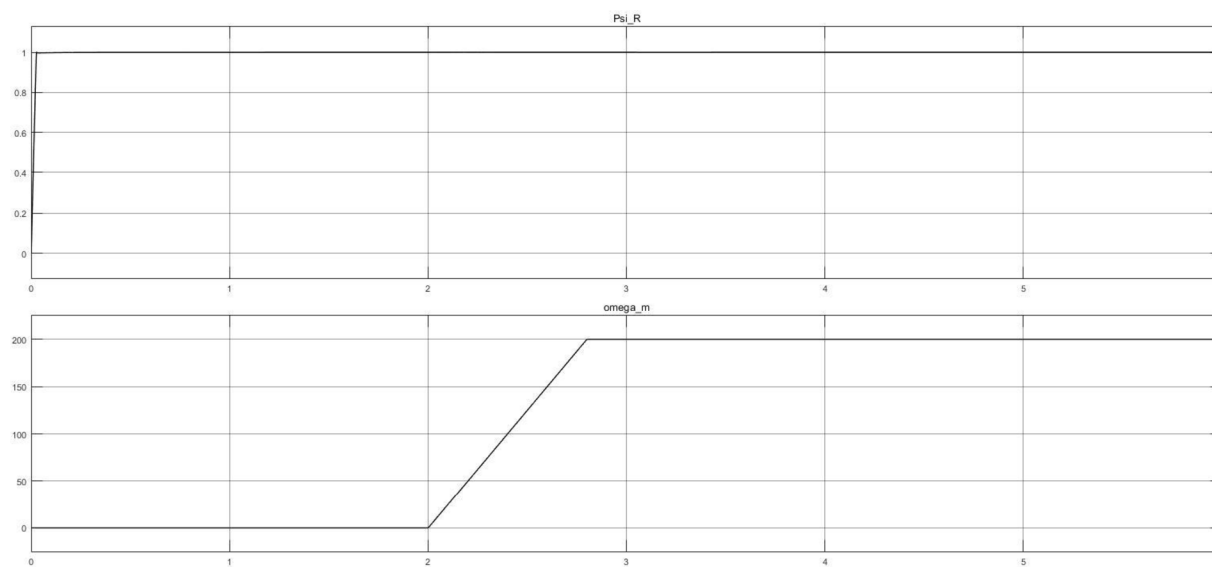
**Obrázek 38** Vektorové řízení otáček orientované na rotorový tok s možností regulace toku

Zde je schéma s regulací toku, pro řízení bez regulace toku stačí přepnout přepínače do druhé polohy. Dále jsou průběhy obou typů řízení. V obou případech je udržovaná konstantní hodnota magnetického toku, ale v případě s regulací toku (Obr.39) dochází k mnohem rychlejšímu náběhu magnetického toku na požadovanou hodnotu.

## Průběhy



**Obrázek 39 Průběhy toku a otáček v řízení bez zpětnovazebné regulace toku**



**Obrázek 40 Průběhy toku a otáček v řízení se zpětnovazebnou regulací toku**

Další průběhy viz. Příloha 3.

### 3.3.2 Řízení momentu

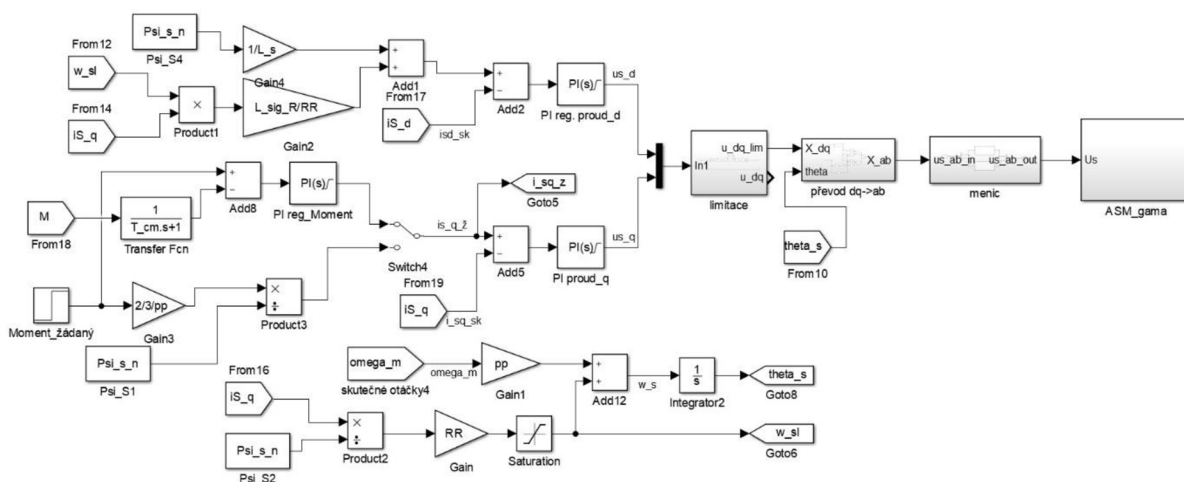
Pro řízení momentu asynchronního motoru je vytvořeno celkem 8 algoritmů řízení. Jedná se stejně jak v předchozí kapitole o řízení s regulací toku a bez regulace toku a dále pro otevřené a uzavřené smyčky. V otevřených smyčkách se vypočítává žádaná hodnota proudu v ose q  $i_{sq}$  ze vstupní hodnoty žádaného momentu podle rovnice (3.2-7). Moment je vždy připojován v čase 1s žádaná hodnota je 5 Nm. V modelech s uzavřenými smyčkami se již porovná vstupní žádaný moment a skutečný moment. Z jejich rozdílu se v regulátoru vypočítá rovnou žádaný proud  $i_{sq}$ . Větev d je zde totožná jako v řízení mechanických otáček. Stejně tak jsou ve schématech řízení momentu využity stejné větve pro výpočet skluzových otáček  $\omega_{sl}$  a výpočtu úhlu  $\vartheta_s$ .

#### 3.3.2.1 S orientací na statorový tok

##### Bez zpětnovazebné regulace toku

Jako první algoritmus řízení bude uvedeno řízení bez regulace toku v otevřené i uzavřené smyčce. K určování otevřené nebo uzavřené smyčky slouží přepínač. Na uvedeném schématu je uzavřená smyčka. Tedy porovnávání žádané a skutečné hodnoty mechanického momentu.

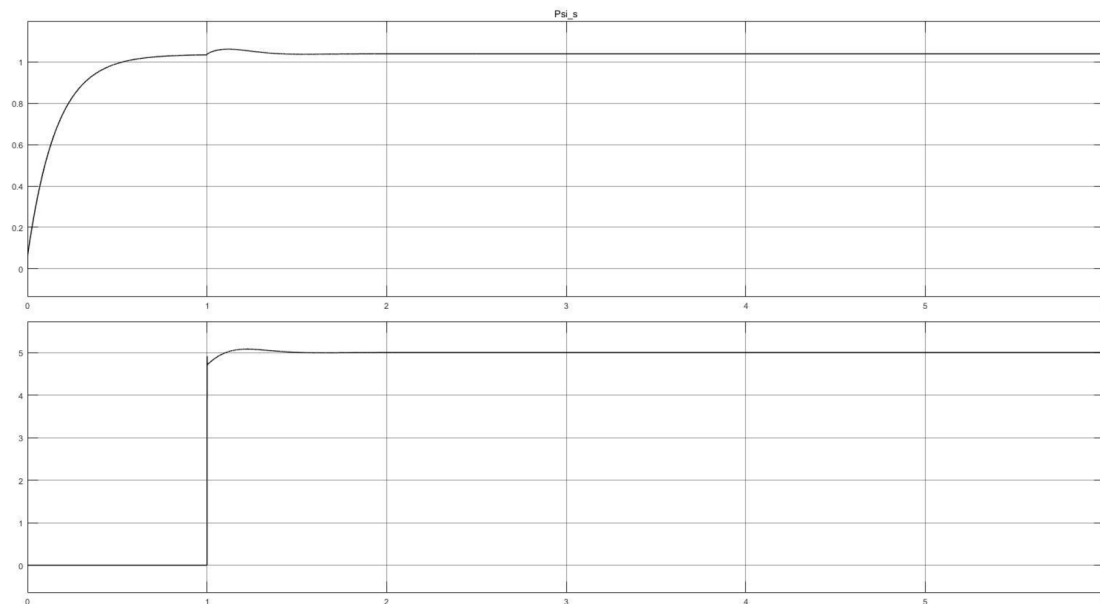
Schéma zapojení



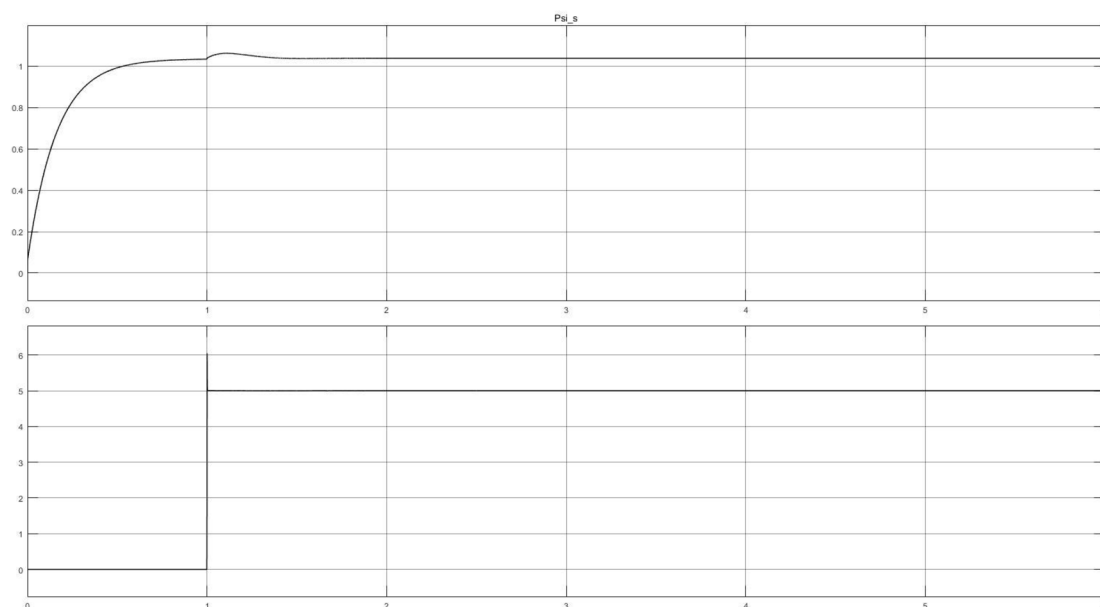
Obrázek 41 Vektorové řízení momentu orientované na statorový tok

Z následujících průběhů lze vidět, že obě řízení udržují konstantní sprážený magnetický tok i moment, ale v uzavřené smyčce je regulace momentu na požadovanou hodnotu výrazně rychlejší.

### Průběhy



**Obrázek 42 Průběhy toku a momentu v otevřené smyčce bez zpětnovazebné regulace toku**



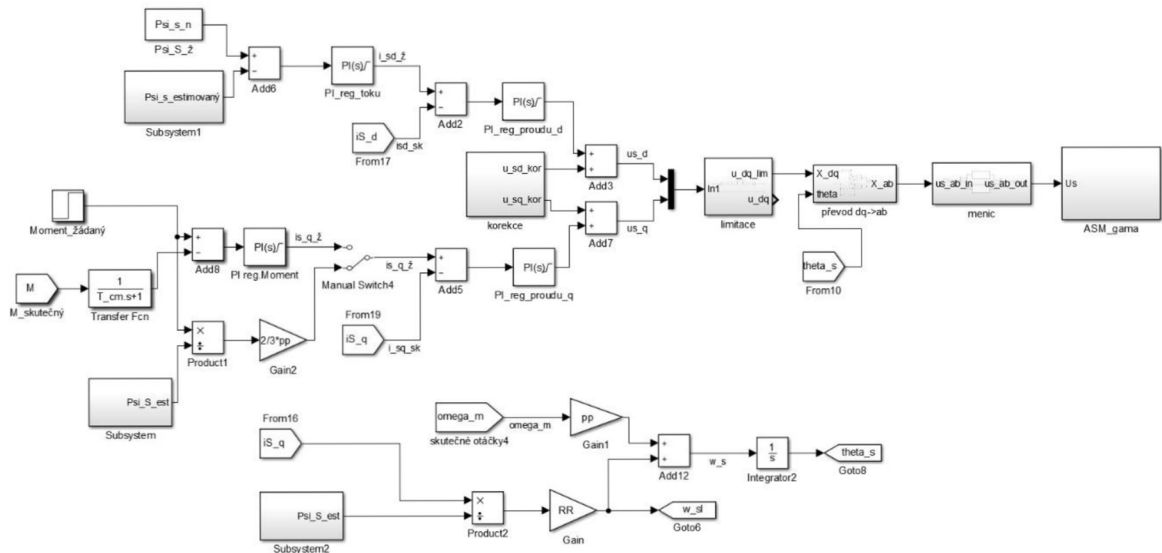
**Obrázek 43 Průběhy toku a momentu v uzavřené smyčce bez zpětnovazebné regulace toku**

Další průběhy viz. Příloha 2.

## Se zpětnovazebnou regulací toku

Jak bylo již popsáno v předešlých kapitolách, tak v tomto případě dochází k regulaci toku, kde se porovnává žádaný tok  $\Psi_{s,n}$  se skutečným estimovaným tokem  $\Psi_{s,est}$ , z jejich rozdílu je v PI regulátoru toku vypočten žádaný proud v ose d.

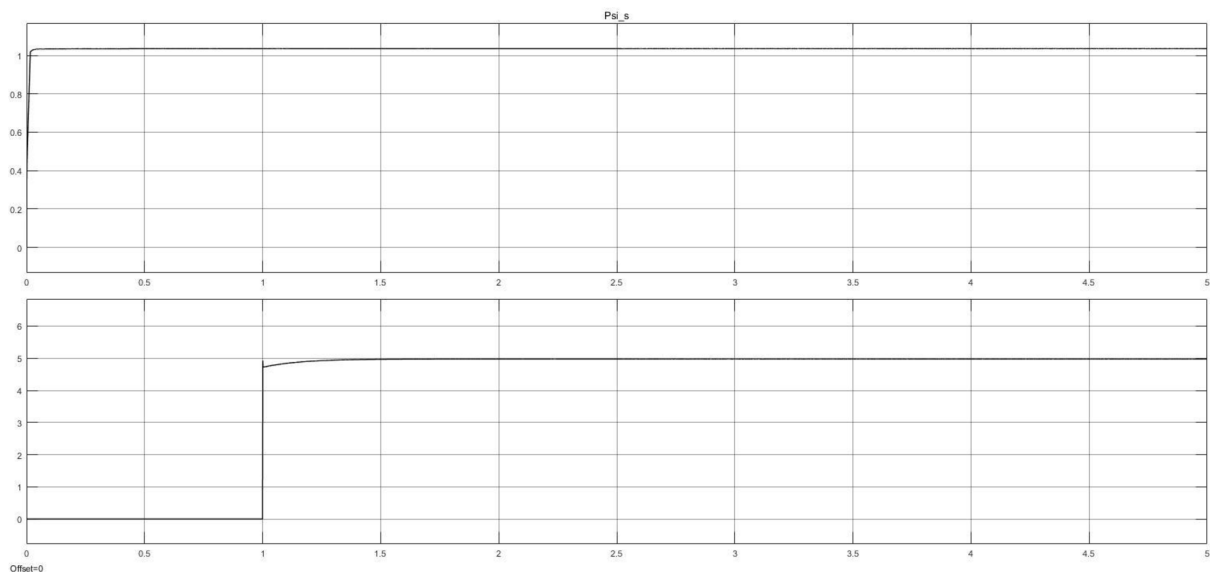
Schéma zapojení.



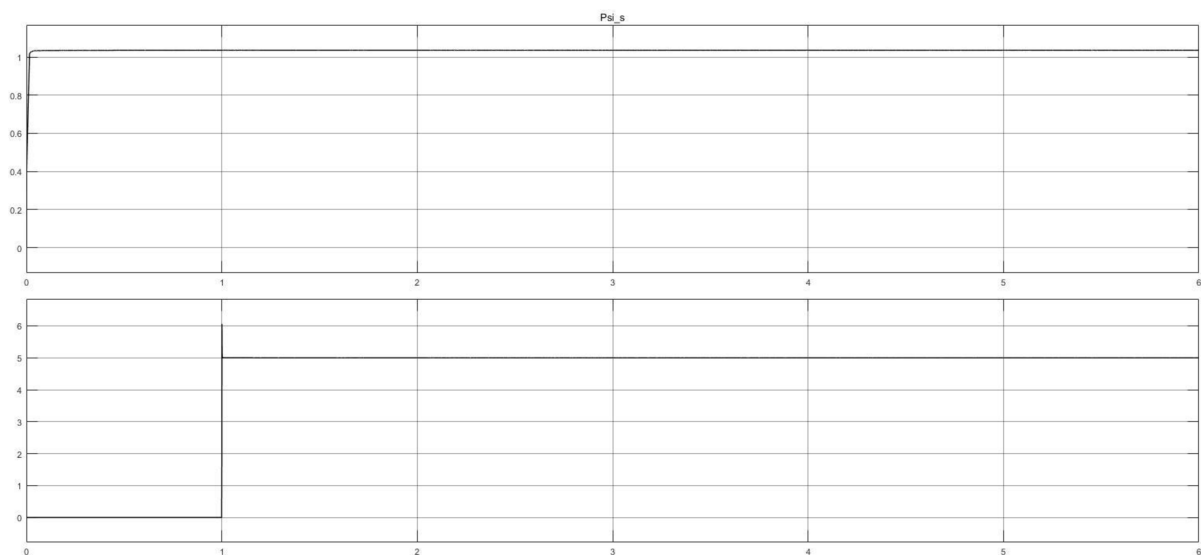
**Obrázek 44 Vektorové řízení momentu s regulací toku orientované ne statorový tok**

Na další straně jsou opět průběhy řízení s regulací toku. Dá se zde očekávat utlumení rozkmitu toku, který je jasně vidět v předchozích průběžích (obr. 40,41). Což potvrzují následující průběhy, kde je již hodnota magnetického toku po celou dobu konstantní.

## Průběhy.



**Obrázek 45 Průběhy toku a momentu v otevřené smyčce se zpětnovazebnou regulací toku**



**Obrázek 46 Průběhy toku a momentu v uzavřené smyčce se zpětnovazebnou regulací toku**

Další průběhy viz. Příloha 2.

### 3.3.2.2 S orientací na rotorový tok

Schéματα se jen minimálně liší od řízení orientovaného na statorový tok. Rozdíly jsou v estimaci skutečného magnetického toku a některých parametrech, které jsou přepočteny na inverzní model motoru. Jinak je postup vytvoření řídicích algoritmů totožný. Nejprve v horní větvi d. dojde k výpočtu žádaného proudu buď regulátorem toku, nebo výpočtem.



A dále v ose  $q$  je třeba určit žádaný proud buď výpočtem v otevřené smyčce anebo regulátorem momentu v uzavřené smyčce. Pro výpočet skluzových otáček je použit stejný vzorec jako v předešlých případech podle rovnice (3.3-4).

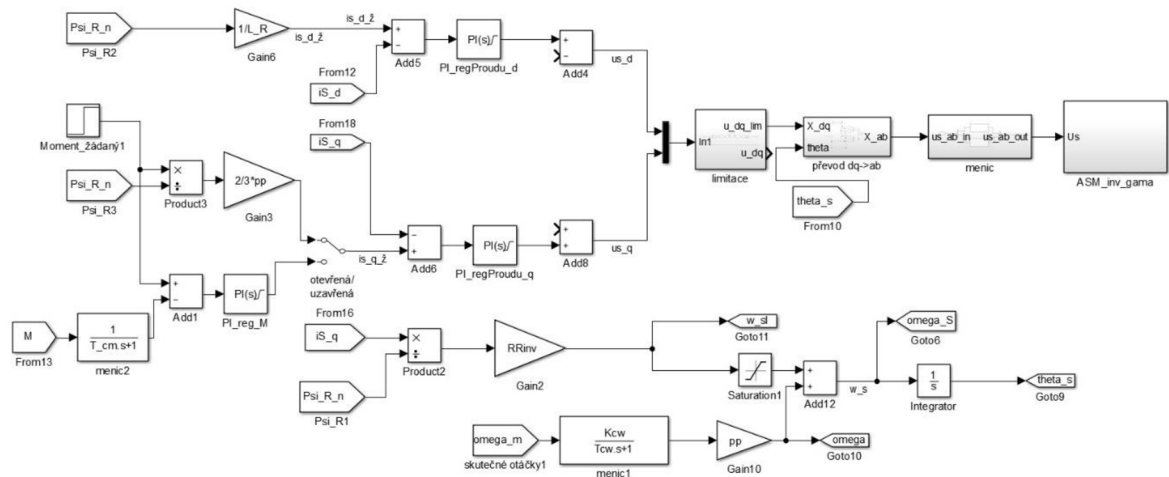
### Bez zpětnovazební regulace toku

Na vstupu řídicího algoritmu je vypočten žádaný proud v ose  $d$   $i_{s,d}$  podle vzorce (3.3-5).

$$i_{s,d,\dot{z}} = \frac{\Psi_{R,n}}{L_R} \quad (3.3-5)$$

Dále je buď z rovnice momentu v otevřené smyčce nebo PI regulátoru momentu v uzavřené smyčce vypočten žádaný proud  $i_{s,q}$  v ose  $q$ .

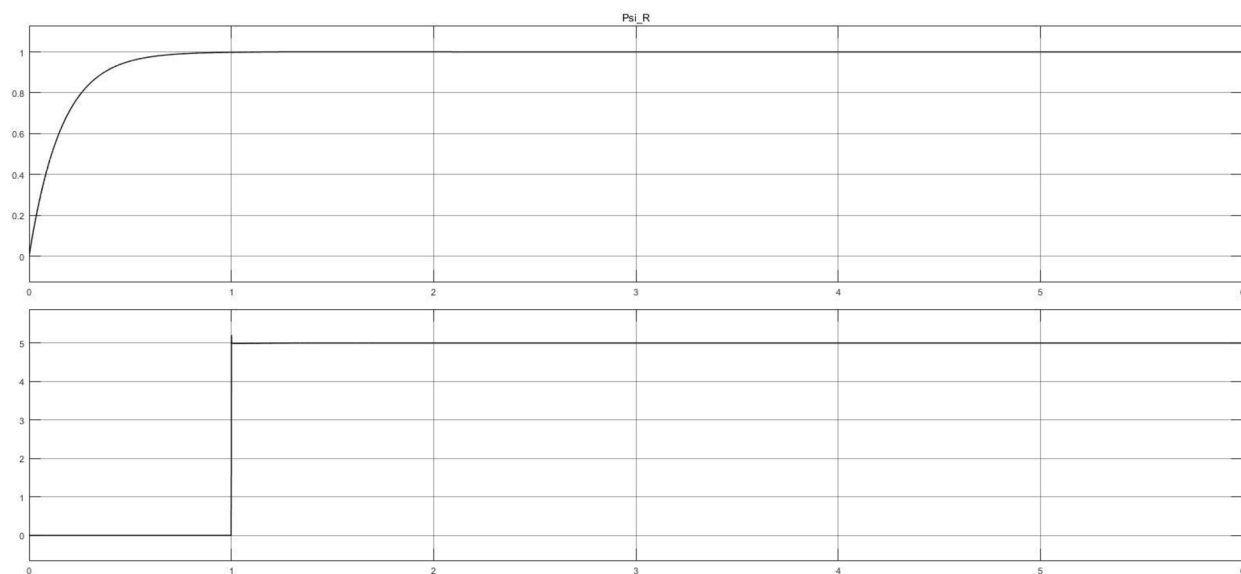
### Schéma zapojení.



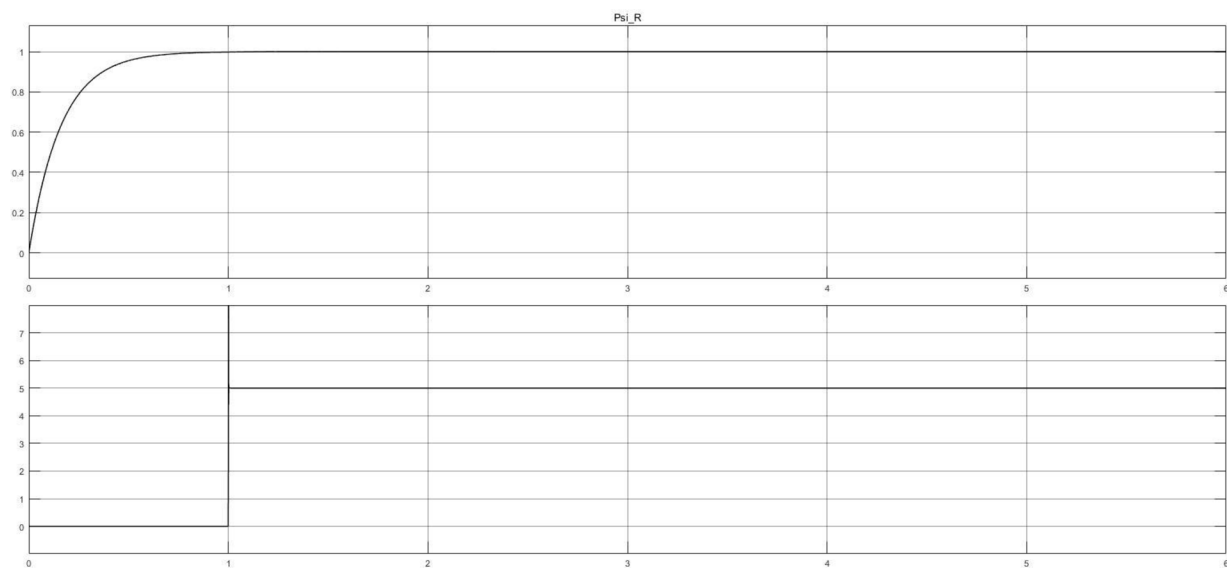
**Obrázek 47** Vektorové řízení momentu orientované na rotorový tok

Tento algoritmus řízení dosahuje v obou případech velmi rychlé a přesné regulování momentu. V případě uzavřené smyčky je velký překmit způsoben nedokonalým nastavením regulátoru momentu. Ale pro tuto práci je tento překmit přijatelný a schéma řízení lze použít. Zapojení otevřené nebo uzavřené smyčky se řídí přepínačem.

## Průběhy



**Obrázek 48 Průběhy toku a momentu v otevřené smyčce bez zpětnovazebné regulace toku**



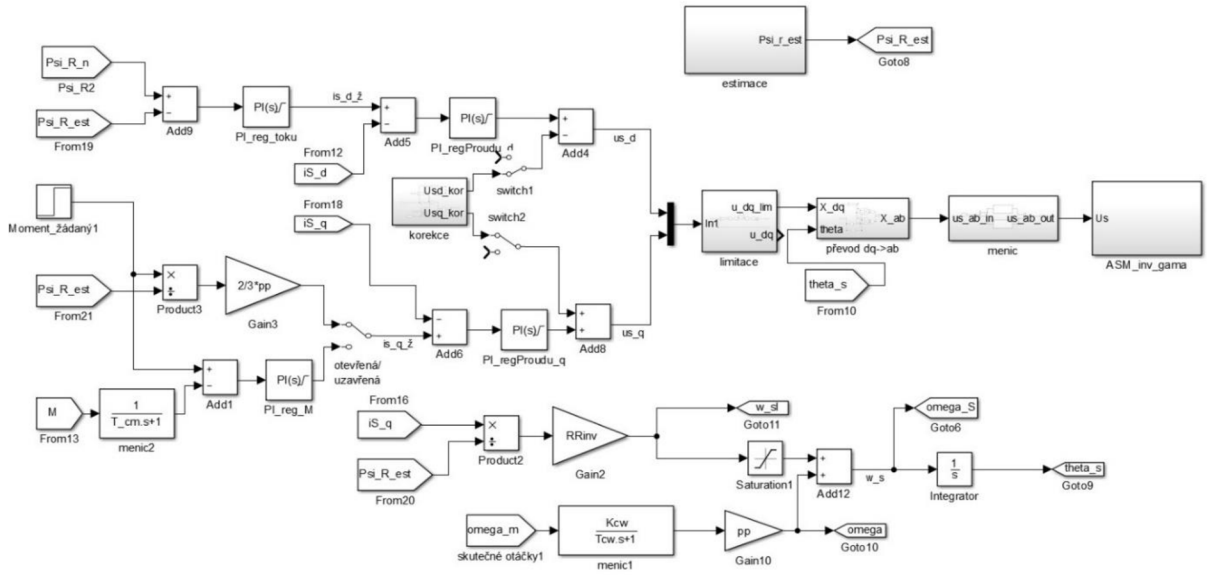
**Obrázek 49 Průběhy toku a momentu v uzavřené smyčce bez zpětnovazebné regulace toku**

Další průběhy viz. Příloha 3.

### Se zpětnovazebnou regulací toku

Zde je opět na vstupu regulátor toku, do kterého vstupuje rozdíl žádaného a skutečného magnetického toku. Výstupem je hodnota žádaného proudu v ose d. Vytvoření model opět nabízí možnost přepnutí do otevřené nebo uzavřené smyčky přepnutím přepínačů do druhé polohy.

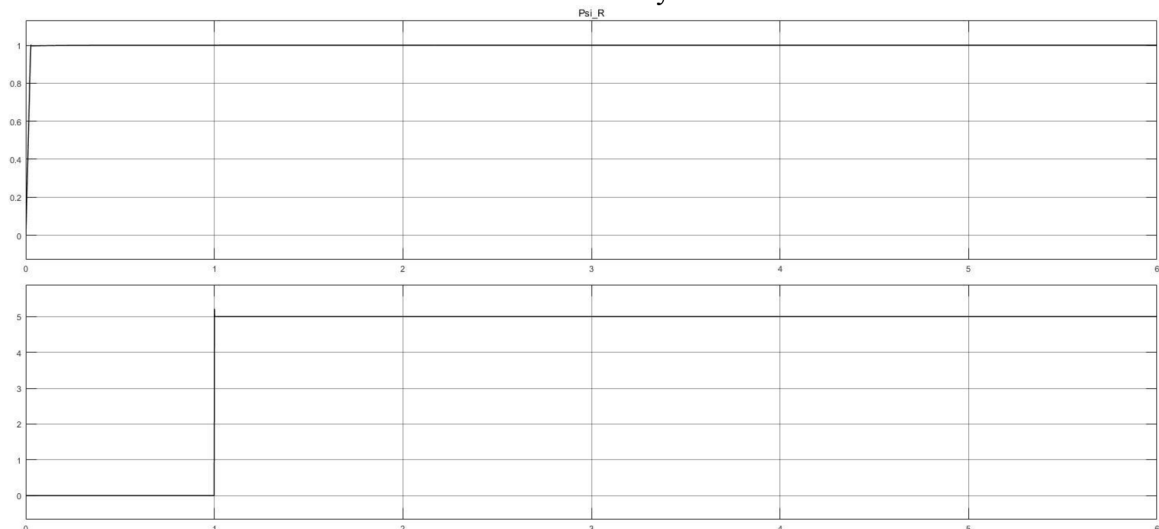
## Schéma zapojení.



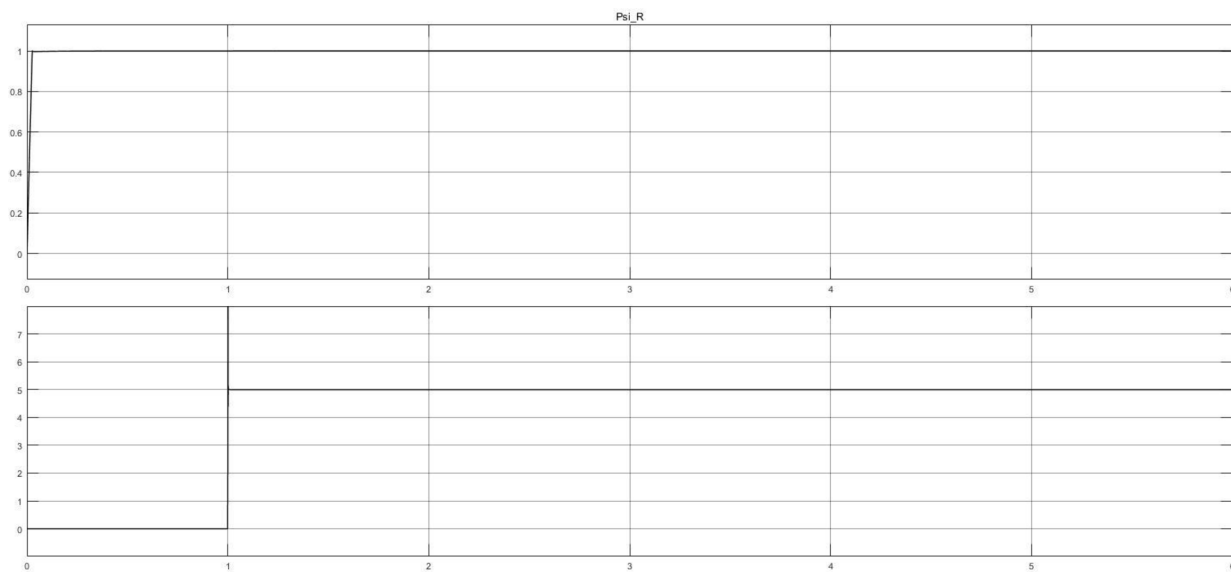
**Obrázek 50** Vektorové řízení momentu s regulací toku orientované na rotorový tok

S regulací toku motor opět dosahuje velice rychlé regulace toku na žádanou hodnotu jako v případě orientace na statorový tok. Řízení momentu je zde totožné jako v předchozím případě řízení bez regulace toku. V uzavřené smyčce dochází k většímu překmitu. Tento problém by i zde mělo vyřešit dokonalejší nastavení regulátoru momentu.

## Průběhy.



**Obrázek 51** Průběhy toku a momentu v otevřené smyčce se zpětnovazebnou regulací toku

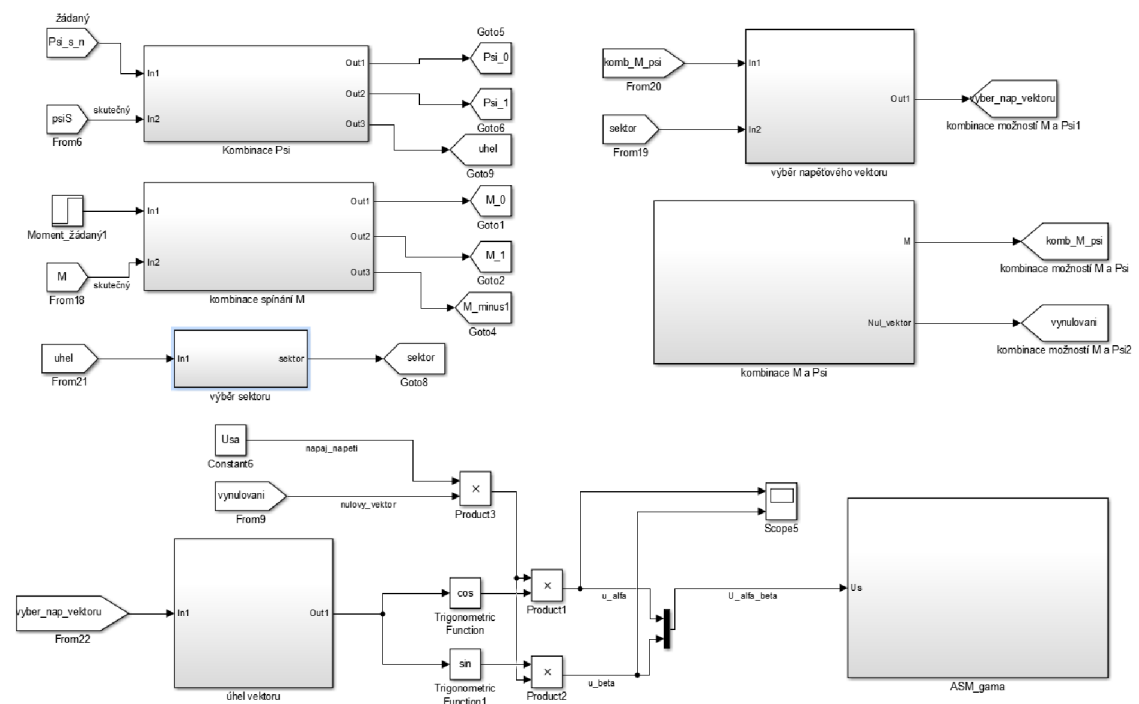


**Obrázek 52 Průběhy toku a momentu v uzavřené smyčce se zpětnovazebnou regulací toku**

Další průběhy viz. Příloha 3.

### 3.4 Přímé řízení momentu (DTC)

Jak je popsáno v teoretické části, tak zde se jedná o bez senzorové řízení a nemusí se veličiny převádět do jiného souřadného systému. Bez senzorové je jen v případě řízení momentu. Použitím reléových regulátorů se nejprve určí informace o rozdílu žádaných a skutečných veličin magnetického toku a momentu. Z toho dostáváme informaci o toku, zda je větší nebo roven nule. U momentu se rozlišuje, zda je větší, menší nebo roven nule. Na základě těchto informací se rozhoduje o následném kroku, jestli je potřeba zvýšit nebo snížit moment. Dále se z vypočteného magnetického toku určí úhel jeho vektoru a tím je známa informace o sektoru, ve kterém se nachází.

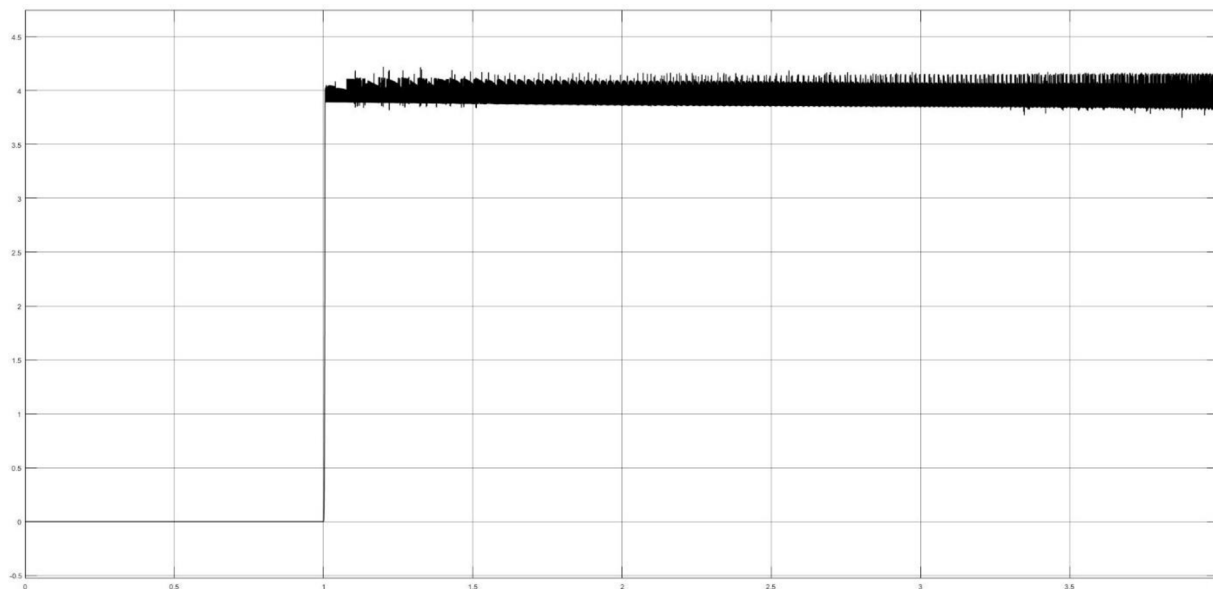


**Obrázek 53 Blokové schéma Přímého řízení momentu**

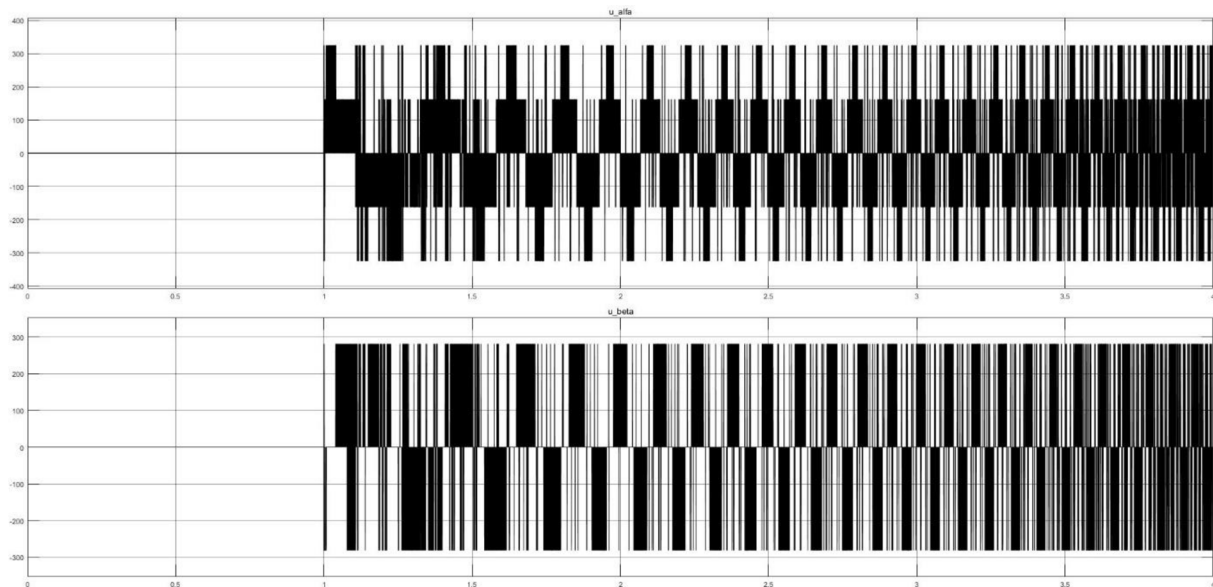
Při znalosti těchto informací se vybere potřebný napětový vektor z Tabulky 3. tak aby se srovnala hodnota momentu na požadovanou. Znalostí úhlu vybraného vektoru z Tabulky 3. již lze vytvořit řídicí napětové signály  $U_\alpha$  a  $U_\beta$ , které jsou přivedeny do modelu asynchronního motoru.

Dále jsou vloženy průběhy některých veličin. Na obr.54 je výsledný moment, který kmitá kolem žádané hodnoty 4 Nm. Rozkmitání je způsobeno skokovými změnami napětí, tedy i magnetického toku  $\Psi_s$ . Na dalším průběhu jsou řídicí signály napětí, které se velice rychle skokově mění na základě předchozích informací o momentu, toku a sektoru. Napětí skáče velice rychle, proto je vloženo i detailní průběh těchto napětí, kde lze vidět

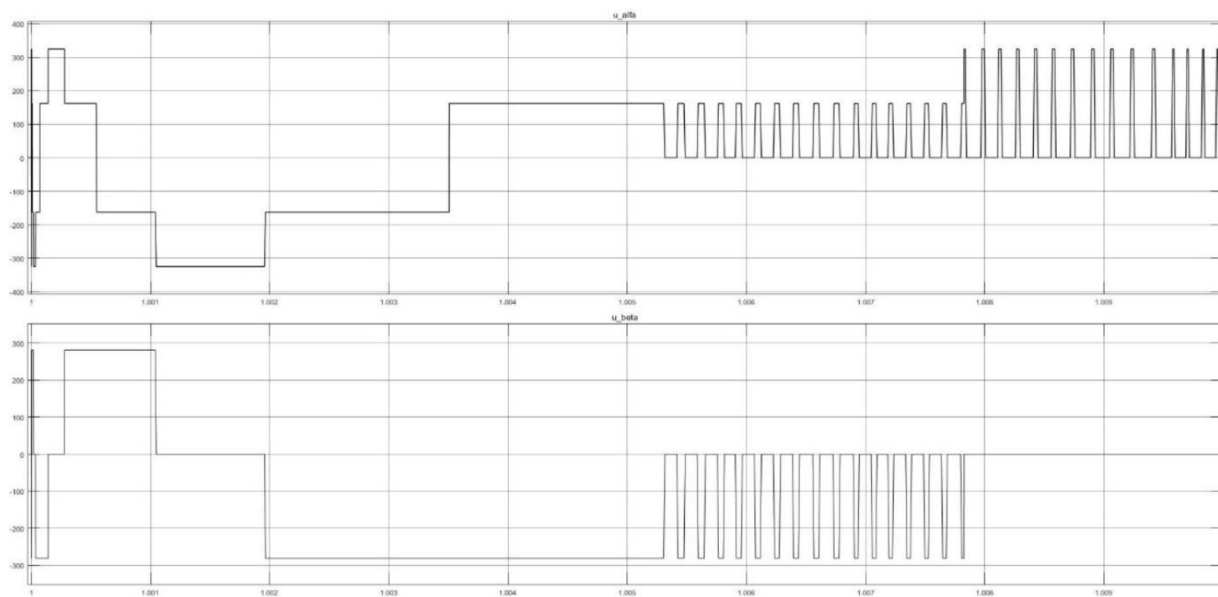
skokové změny. Na obr.57 je průběh vytvořený z úhlu skutečného magnetického toku, kde čísla od jedné do šesti představují sektory podle obr.10 ve kterých se vektor toku zrovna nachází.



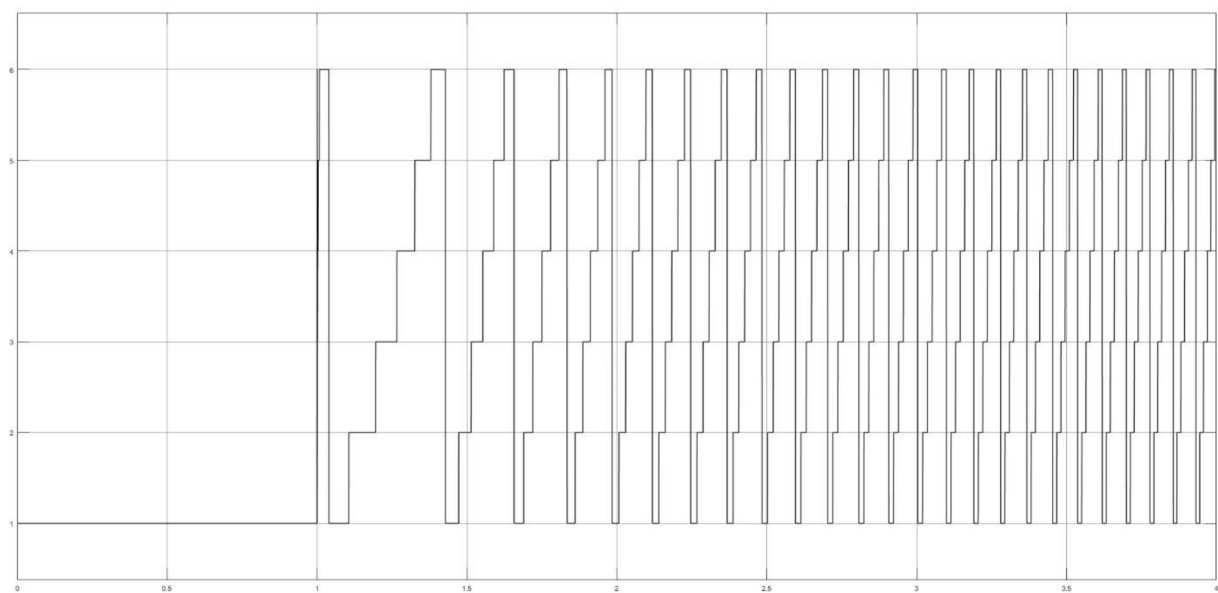
**Obrázek 54 Průběh momentu v DTC**



**Obrázek 55 Průběhy napětí v osách alfa, beta**



**Obrázek 56** Detailní průběhu napětí



**Obrázek 57** Výběr sektoru ve kterém se nachází vektor spřaženého magnetického toku

## 4 ZÁVĚR

V této diplomové práci bylo za úkol vytvořit matematický model asynchronního motoru a návrh několika způsobů řízení. Tato práce byla věnována nejprve skalárnímu řízení, ze kterého se po úpravách vytvořilo vektorové řízení, a nakonec bylo vytvořeno přímé řízení momentu.

V teoretické části je uvedeno odvození matematického modelu asynchronního motoru s kotvou nakrátko v podobě gama článku i inverzního gama článku. ASM v podobě gama článku se používá pro řízení s orientací na statorový tok. Model inverzního gama článku pro orientaci na rotorový tok. Dále jsou v této části pro oba druhy řízení odvozeny základní rovnice pro skalární řízení, z nichž jsou odvozeny a sestaveny všechny algoritmy řízení v této práci.

Na začátku praktické části je uvedeno několik algoritmů řízení, při znalostech různých veličin. Po nich jsou již praktické způsoby skalárního řízení otáček a momentu. Pro otevřené i uzavřené smyčky. Dále stejným způsobem byly vytvořeny řídicí algoritmy vektorového řízení otáček a momentu. Řízení se dále dělily na řízení s regulací a bez regulace toku. Řízení momentu bylo dále vytvořeno pro uzavřenou a otevřenou smyčku. V otevřené smyčce se využívá pro vyjádření proudu v  $q$  ose momentová rovnice, z níž se vyjádří proud, v uzavřené smyčce se porovnává skutečná a žádaná hodnota momentu, jejichž rozdíl je vstup regulátoru, ve kterém se vypočítá proud. V modelech bez regulace toku jde vidět rozdíl oproti regulaci toku v přiložených průbězích. S regulací toku dosahoval žádané hodnoty o mnoho rychleji, zatímco bez regulace toku byl průběh exponenciální. Dále při startu otáčení motoru nedocházelo k rozkmitání toku. Jako poslední způsob řízení je přímé řízení momentu, které využívá jiný princip řízení než skalární a vektorové. Není zde potřeba tolik výpočtů ani převod do jiných souřadných systémů. Všechny vytvořené modely řízení jsou vloženy v praktické části v příslušných kapitolách spolu se základními průběhy. U všech je průběh magnetického toku a další průběh je buď otáček nebo momentu. Ostatní průběhy jsou vloženy v přílohách.



## Literatura

- [1] Klíma B., Střídavé pohony, 2014
- [2] VELTMAN, A., D. PULLE a R.W. DONCKER. *Fundamentals of Electrical Drivers*. 1. Springer Netherlands. ISBN 978-1-4020-5503-4.
- [3] Pyrhonen J., Hrabovcova V., Semeken R., *Electrical Machine Drives Control*, Wiley, 2016
- [4] PATOČKA, M. Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice. odborné knihy. odborné knihy. Brno: VUTIUM, 2011. 564 s. ISBN: 978-80-214-4003- 6.
- [5] *Recent technological and scientific advances*. New York, NY: Springer Berlin Heidelberg, 2017. ISBN 978-3-319-65959-6.

## Seznam symbolů a zkratek

### Symbols:

$u$	...	Napětí	[ $\Omega$ ]
$i_a$	...	Proud statorové cívky a	[A]
$i_b$	...	Proud statorové cívky b	[A]
$i_c$	...	Proud statorové cívky c	[A]
$i_A$	...	Proud rotorové cívky a	[A]
$i_B$	...	Proud rotorové cívky b	[A]
$i_C$	...	Proud rotorové cívky c	[A]
$i_s$	...	Proud statoru	[A]
$i_r$	...	Proud rotoru	[A]
$i_{s,\alpha\beta}$	...	Proud statoru v souřadnicích $\alpha\beta$	[A]
$i_{s,kl}$	...	Proud statoru v souřadnicích kl	[A]
$i_{s,dq}$	...	Proud statoru v souřadnicích dq	[A]
$i_{r,\alpha\beta}$	...	Proud rotoru v souřadnicích $\alpha\beta$	[A]
$i_{r,kl}$	...	Proud rotoru v souřadnicích kl	[A]
$i_{r,dq}$	...	Proud rotoru v souřadnicích dq	[A]
$\bar{i}$	...	Komplexní prostorový vektor proudu	[A]
$\bar{a}$	...	Jednotkový komplexní prostorový vektor	[-]
$L$	...	Indukčnost	[H]
$L_a$	...	Indukčnost statorového vinutí cívky a	[H]
$L_A$	...	Indukčnost rotorového vinutí cívky A	[H]
$L_s$	...	Indukčnost statorového vinutí	[H]
$L_r$	...	Indukčnost rotorového vinutí	[H]
$L_R$	...	Indukčnost rotorového vinutí přepočteného na vinutí rotoru	[H]
$L_\sigma$	...	Rozptylová indukčnost	[H]
$M_{AB}$	...	Vzájemná indukčnost rotoru mezi AB	[H]
$M_{ab}$	...	Vzájemná indukčnost statoru mezi ab	[H]

$M_{SR}$	...	Vzájemná indukčnost	[H]
$pp$	...	Počet pól párů	[-]
$R_s$	...	Odpor statorového vinutí	[ $\Omega$ ]
$R_r$	...	Odpor rotorového vinutí	[ $\Omega$ ]
$R_R$	...	Odpor rotorového vinutí přepočtený na vinutí	
rotoru			[ $\Omega$ ]
$u_s$	...	Napětí statoru	[V]
$u_r$	...	Napětí rotoru	[V]
$u_{s,\alpha\beta}$	...	Napětí statoru v souřadnicích $\alpha\beta$	[V]
$u_{sR_s,\alpha\beta}$	...	Napětí za odporem statorového vinutí v	
souřadnicích $\alpha\beta$			[V]
$u_{s,kl}$	...	Napětí statoru v souřadnicích $kl$	[V]
$u_{s,dq}$	...	Napětí statoru v souřadnicích $dq$	[V]
$u_{r,\alpha\beta}$	...	Napětí rotoru v souřadnicích $\alpha\beta$	[V]
$u_{r,kl}$	...	Napětí rotoru v souřadnicích $kl$	[V]
$u_{rR_r,kl}$	...	Napětí na odporu rotorového vinutí v	
souřadnicích $kl$			[V]
$u_{rR_R,kl}$	...	Napětí na odporu rotorového vinutí přepočtený na stator	
v souřadnicích $kl$			[V]
$u_{rR_R,\alpha\beta}$	...	Napětí na odporu rotorového vinutí přepočtený na stator	
v souřadnicích $\alpha\beta$			[V]
$u_{r,dq}$	...	Napětí rotoru v souřadnicích $dq$	[V]
$\vartheta$	...	Úhel natočení rotoru	[-]
$\Psi_{s,\alpha\beta}$	...	Spřažený magnetický tok statoru v souřadnicích $\alpha\beta$	[Wb]
$\Psi_{s,n}$	...	Žádaný spřažený magnetický tok statoru v	
		souřadnicích $dq$	[Wb]
$\Psi_{s,est}$	...	Vypočtený skutečný spřažený magnetický tok statoru v	
		souřadnicích $dq$	[Wb]
$\Psi_{R,\alpha\beta}$	...	Spřažený magnetický tok rotoru v souřadnicích $\alpha\beta$	[Wb]
$\Psi_{R,n}$	...	Žádaný spřažený magnetický tok rotoru v	
		souřadnicích $dq$	[Wb]
$\Psi_{R,est}$	...	Vypočtený skutečný spřažený magnetický tok statoru v	

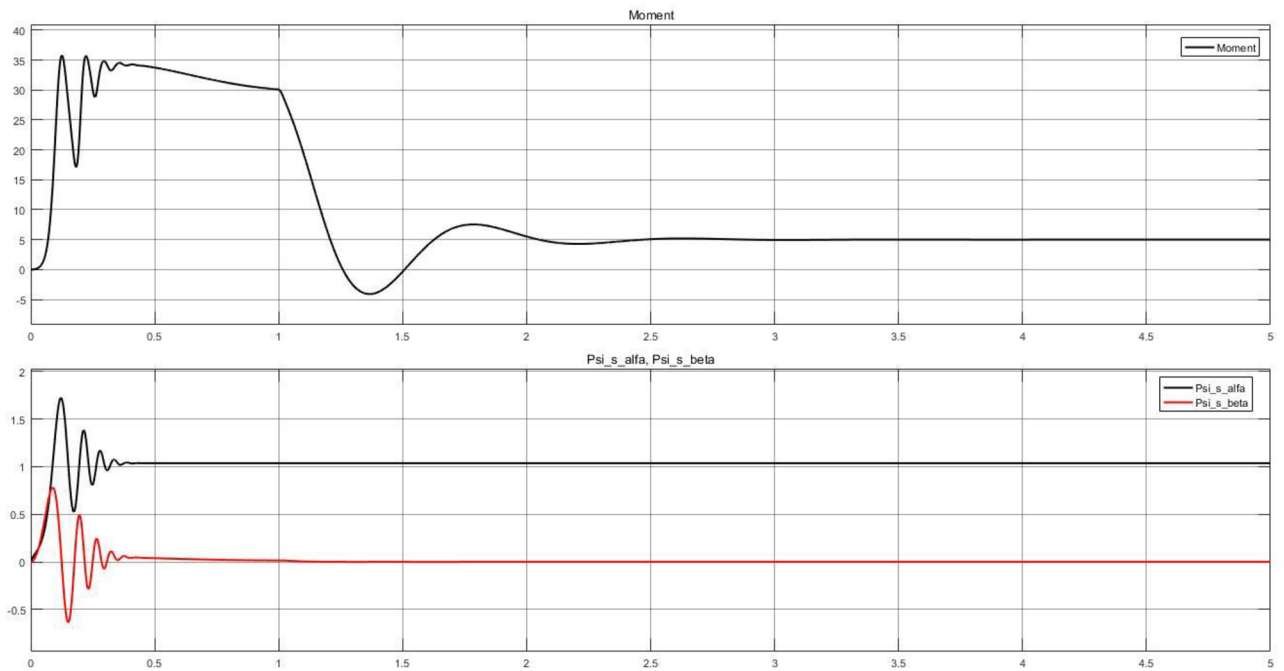
		souřadnicích dq	[Wb]
$\Psi_a$	...	Spřažený magnetický tok statorové cívky a	[Wb]
$\Psi_b$	...	Spřažený magnetický tok statorové cívky b	[Wb]
$\Psi_c$	...	Spřažený magnetický tok statorové cívky c	[Wb]
$\Psi_A$	...	Spřažený magnetický tok rotorové cívky A	[Wb]
$\Psi_B$	...	Spřažený magnetický tok rotorové cívky B	[Wb]
$\Psi_C$	...	Spřažený magnetický tok rotorové cívky C	[Wb]
$\Psi_s$	...	Spřažený magnetický tok statoru	[Wb]
$\Psi_r$	...	Spřažený magnetický tok rotoru	[Wb]
$\omega_k$	...	úhlová rychlost	[min <sup>-1</sup> ]
$\omega_{sl}$	...	skluzová rychlost	[min <sup>-1</sup> ]
$\omega_s$	...	synchronní rychlost	[min <sup>-1</sup> ]
$\omega_{mech}$	...	mechanické otáčky	[min <sup>-1</sup> ]

## Seznam příloh

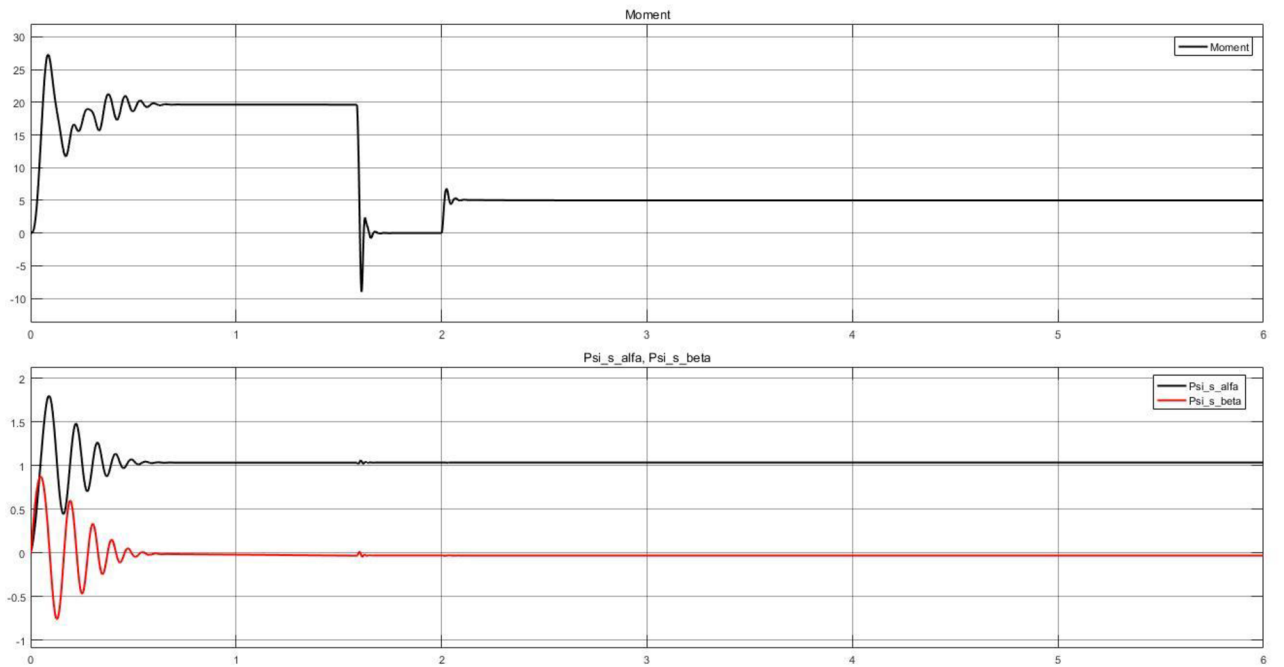
Příloha 1 Vytvořené modely řízení na přiloženém CD.....	70
Příloha 2 ASM s orientací na statorový tok - Průběhy .....	71
Příloha 3 ASM s orientací na rotorový tok – Průběhy.....	75

## **Příloha 1 Vytvořené modely řízení na přiloženém CD**

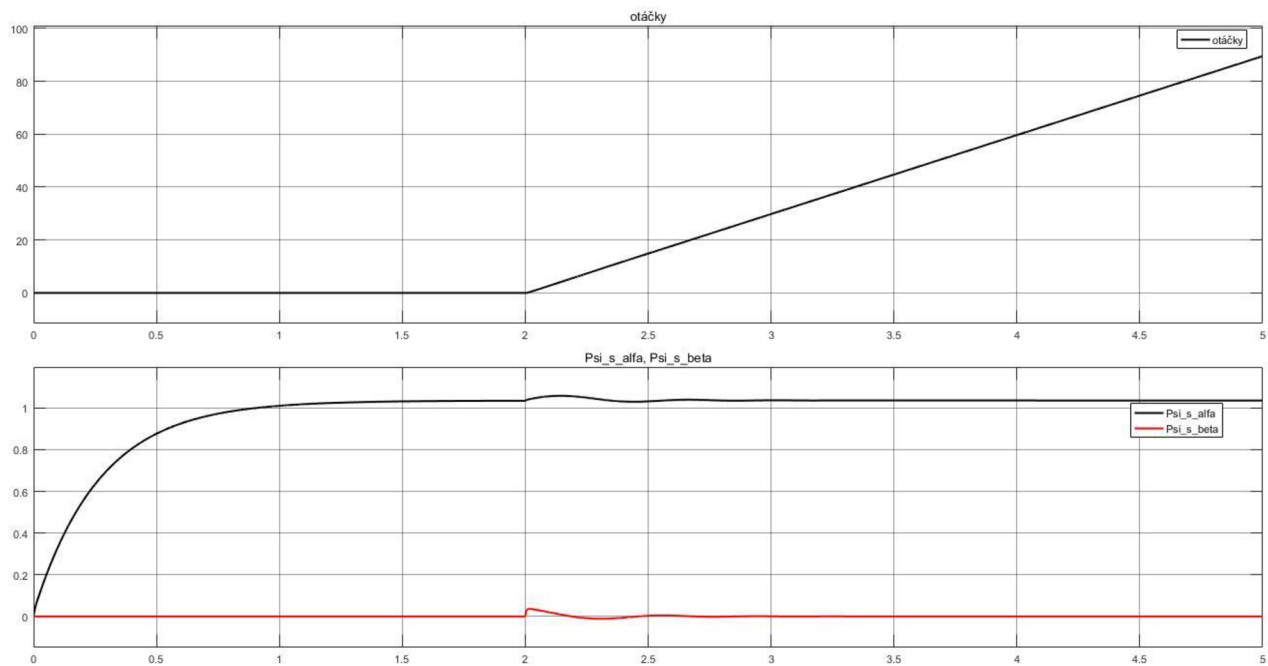
## Příloha 2 ASM s orientací na statorový tok - Průběhy



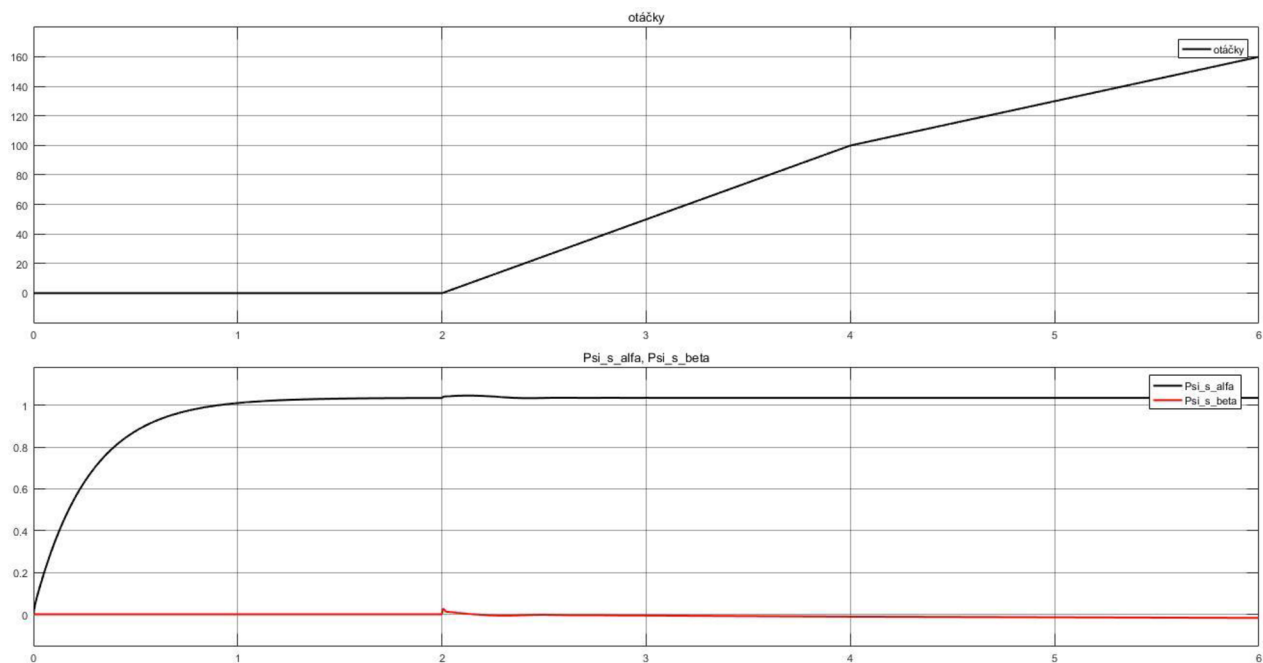
Obrázek 58 Skalární řízení otáček v otevřené smyčce



Obrázek 59 Skalární řízení otáček se zpětnou vazbou

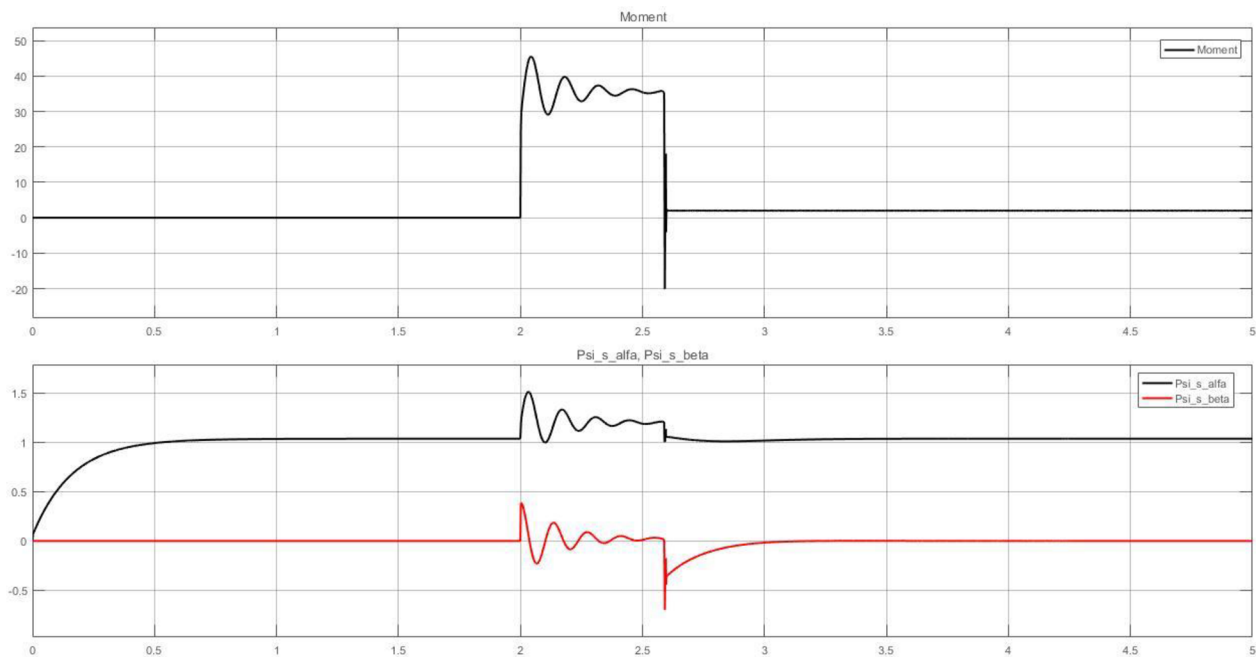


**Obrázek 60 Skalární řízení momentu v otevřené smyčce**

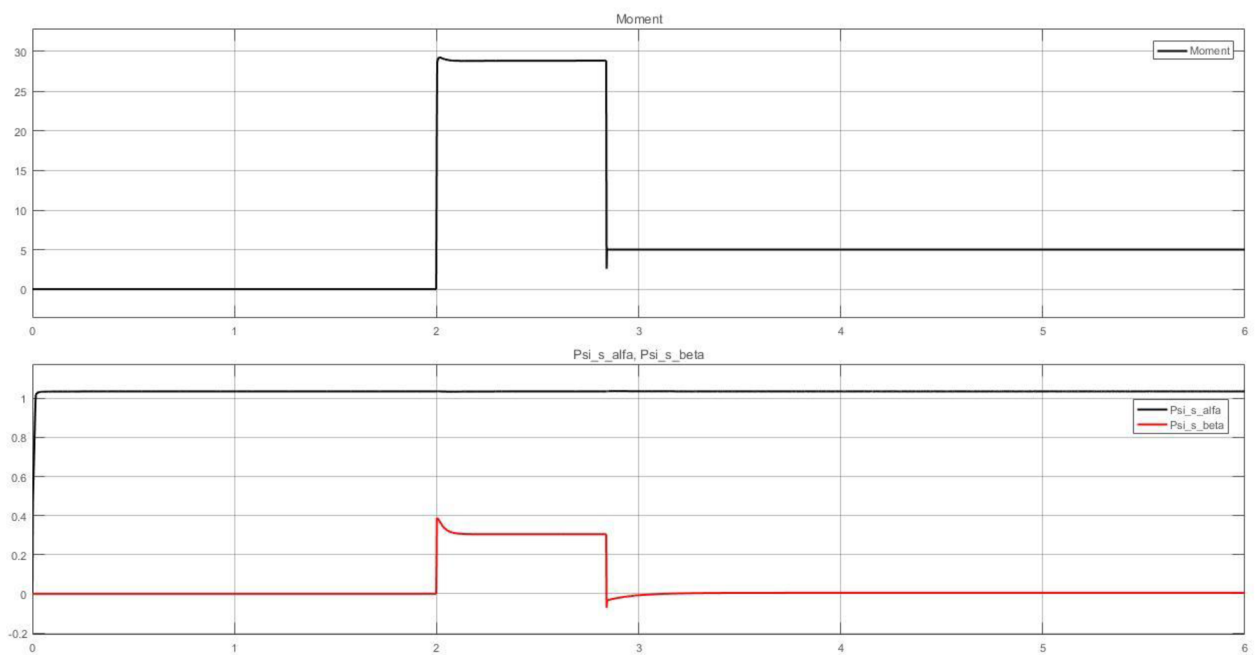


**Obrázek 61 Skalární řízení momentu se zpětnou vazbou**

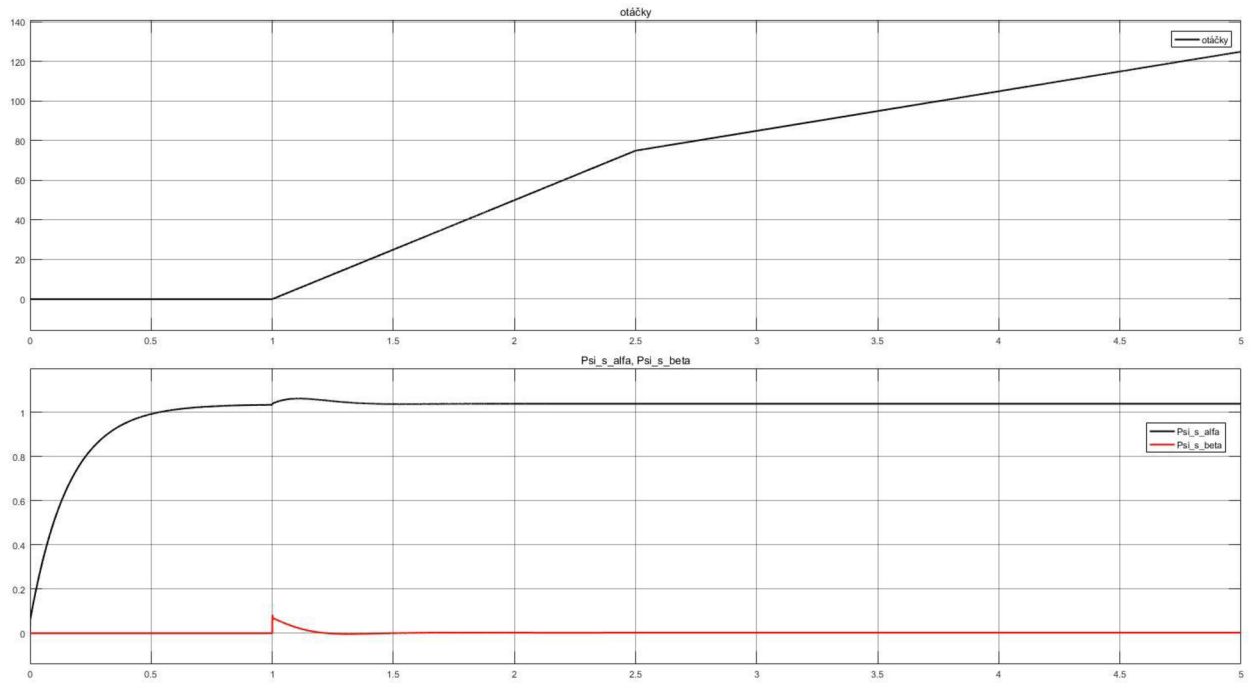




**Obrázek62 Vektorové řízení otáček bez zpětnovazebné regulace toku**

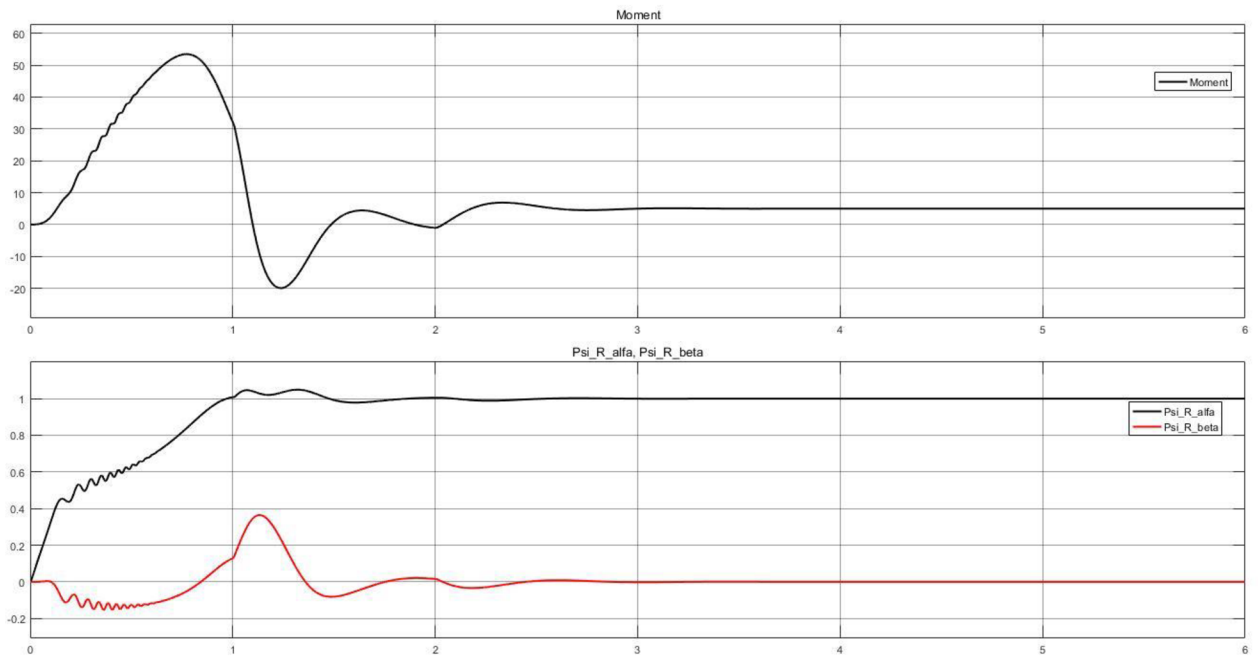


**Obrázek 63 Vektorové řízení otáček se zpětnovazebnou regulací toku**

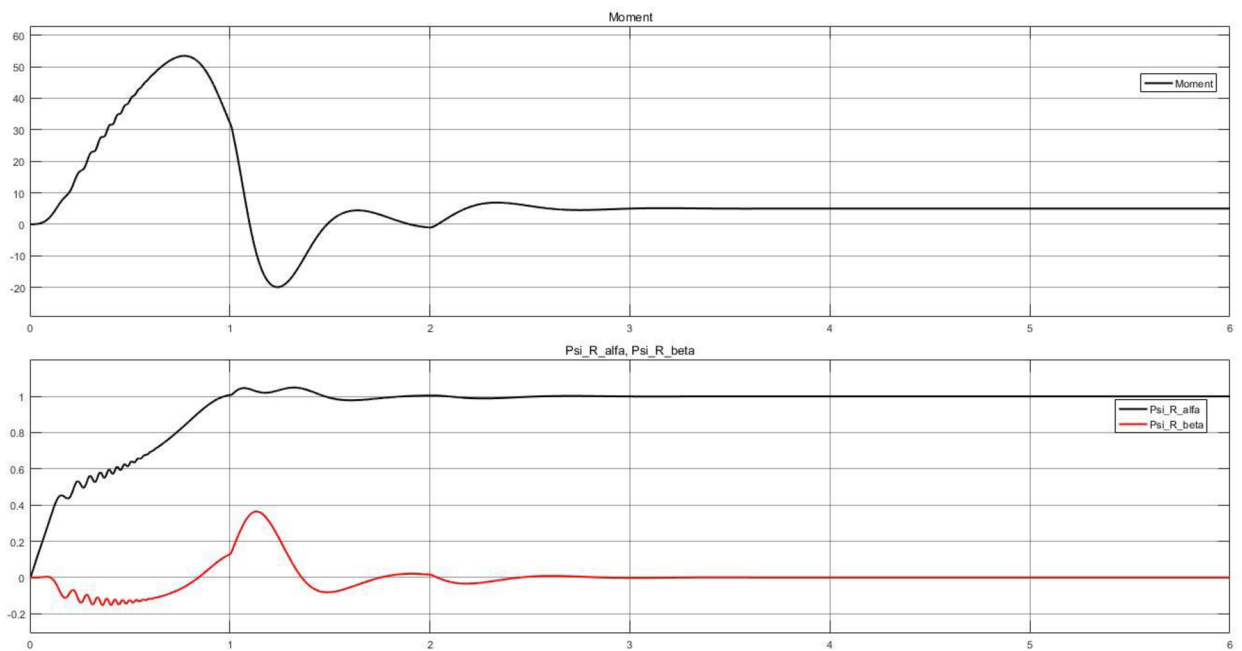


**Obrázek 64** Vektorové řízení momentu v uzavřené smyčce

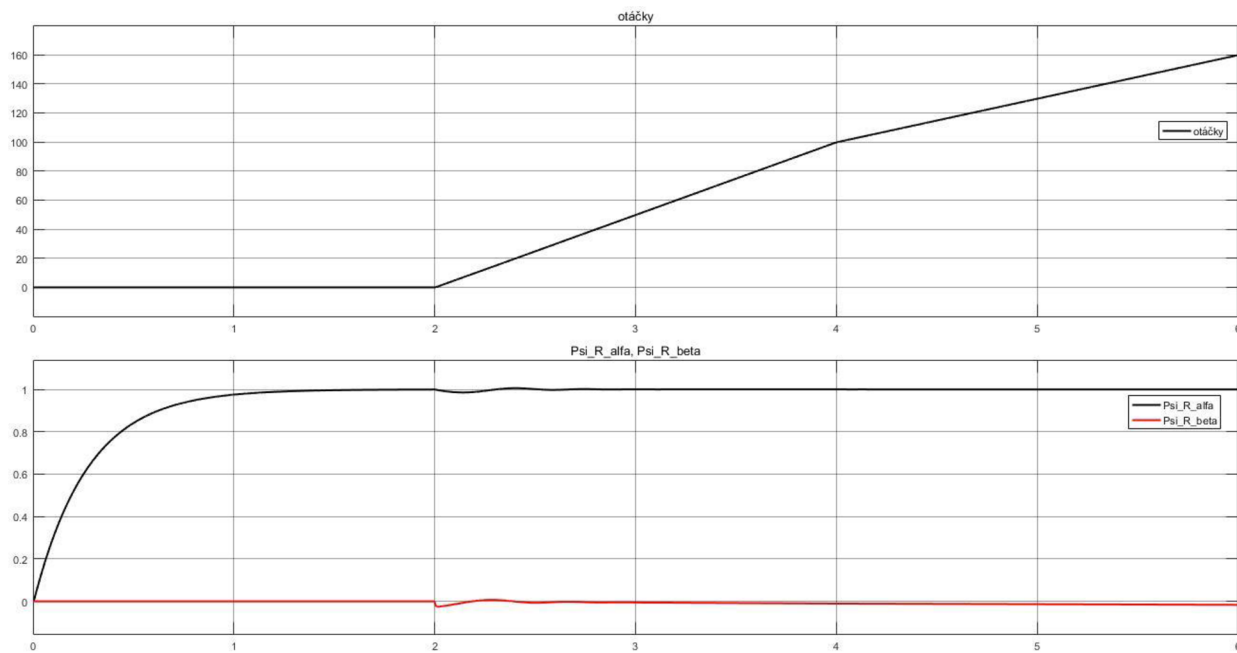
## Příloha 3 ASM s orientací na rotorový tok – Průběhy



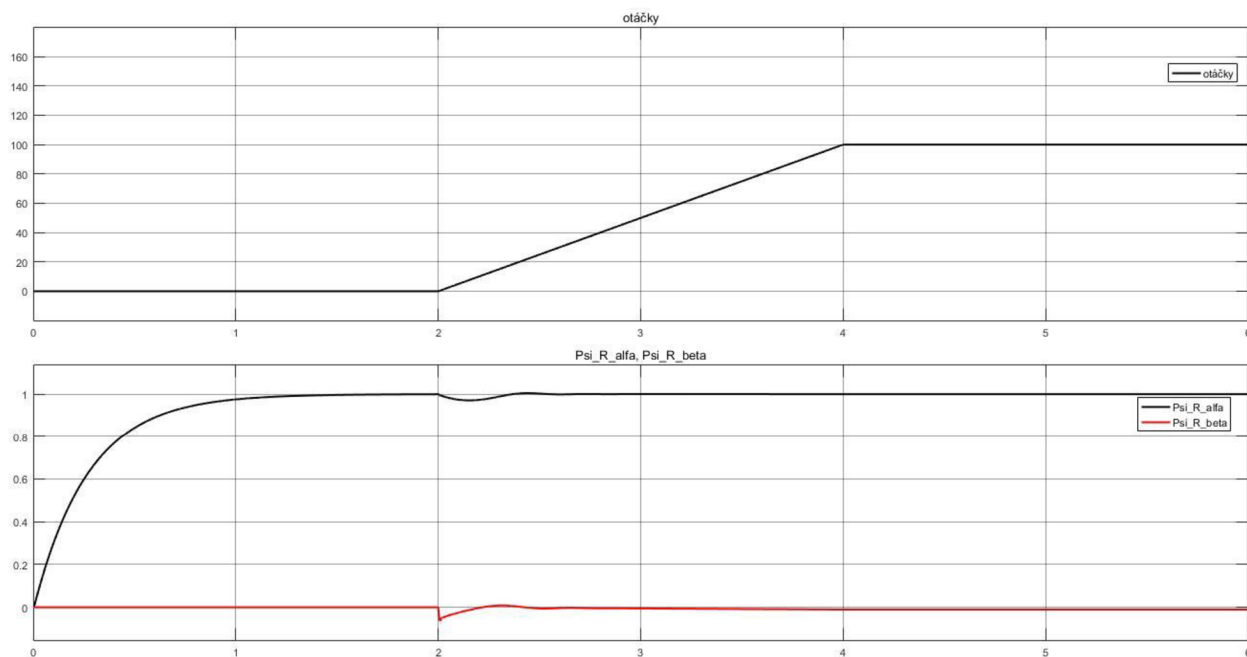
Obrázek 65 Skalární řízení otáček v otevřené smyčce



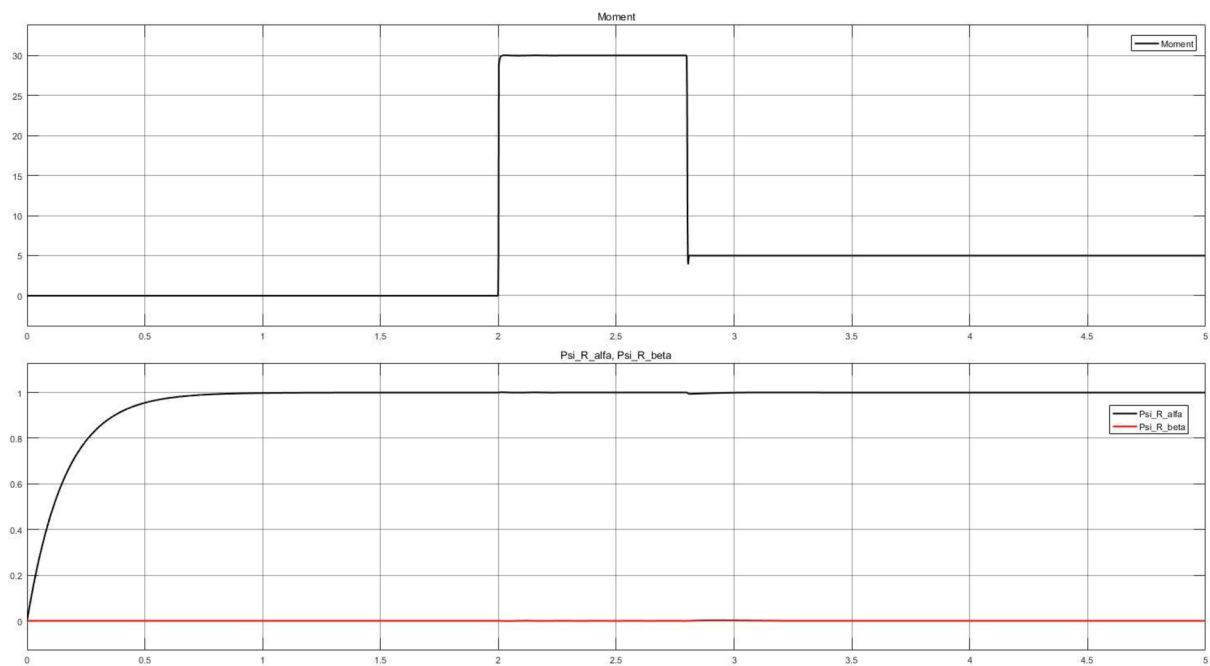
Obrázek 66 Skalární řízení otáček v uzavřené smyčce



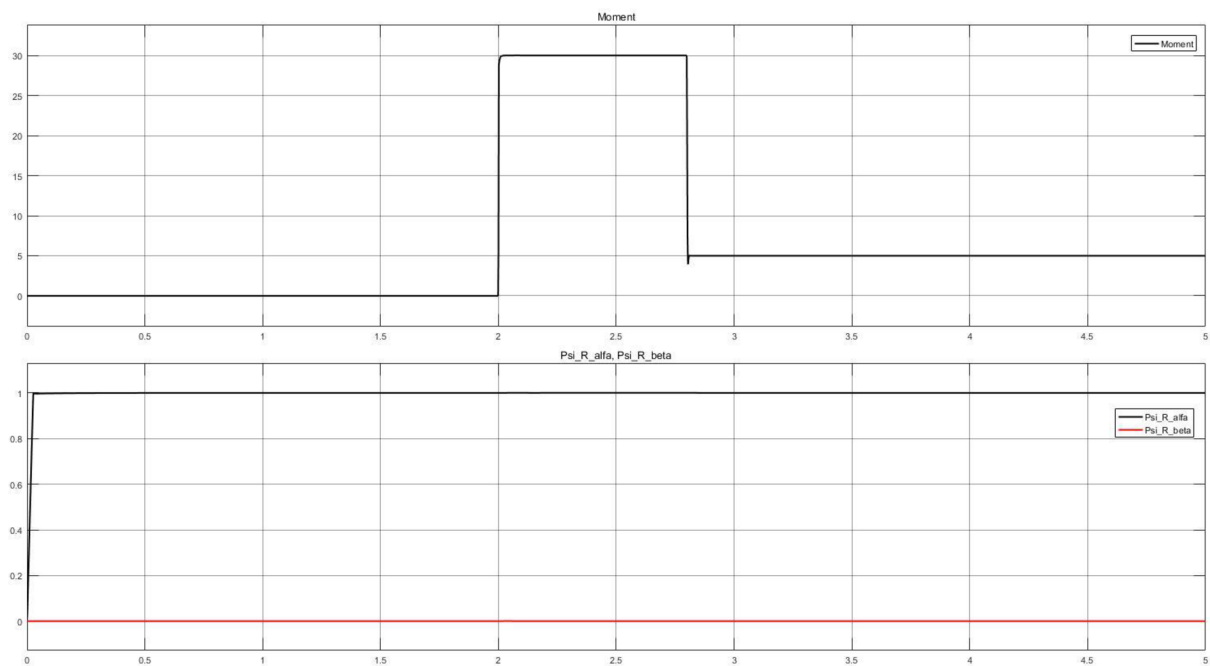
**Obrázek 67 Skalární řízení momentu v otevřené smyčce**



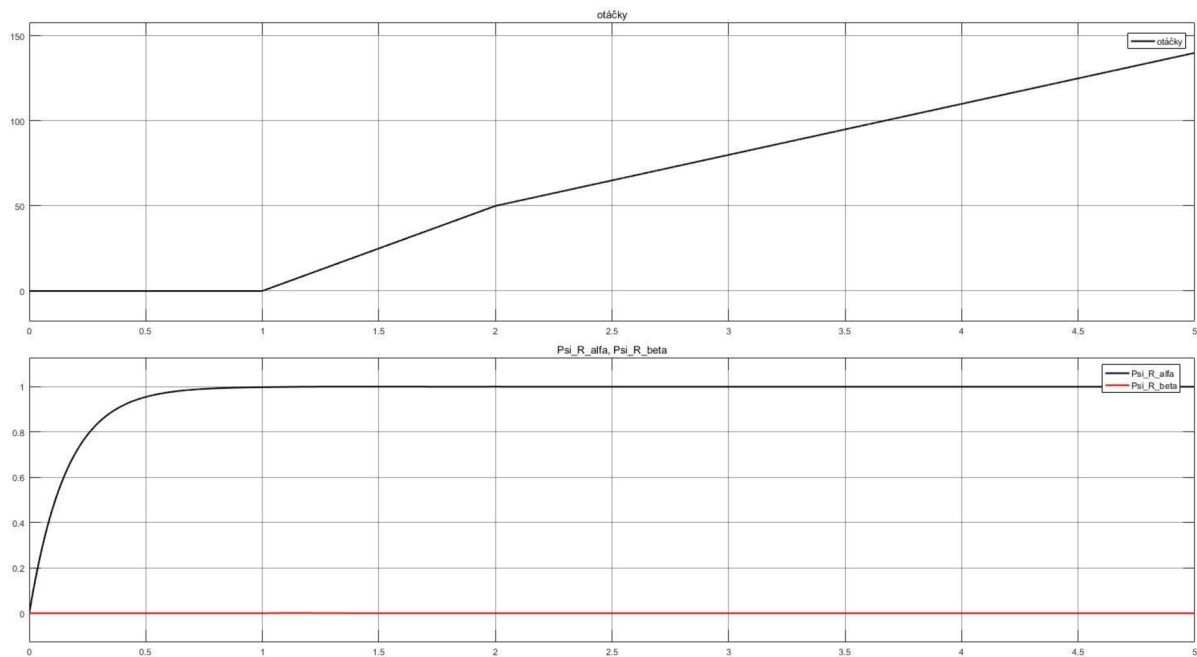
**Obrázek 68 Skalární řízení momentu se zpětnou vazbou**



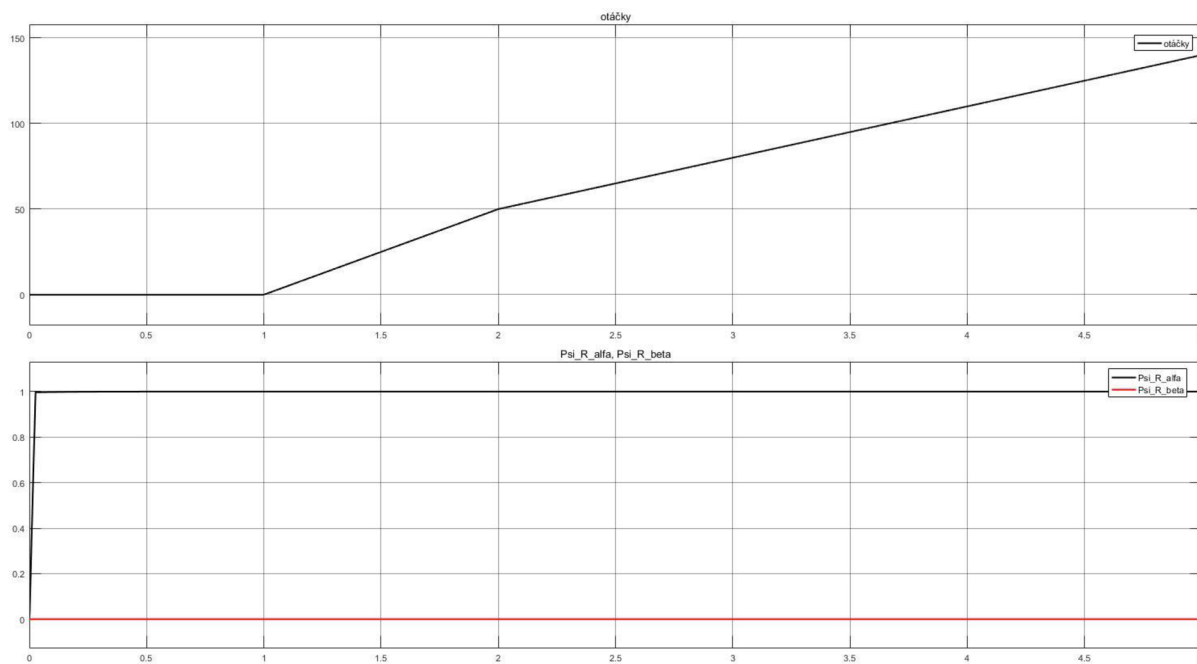
**Obrázek 69** Vektorové řízení otáček bez zpětnovazebné regulace toku



**Obrázek 10** Vektorové řízení otáček se zpětnovazebnou regulací toku



**Obrázek 11** Vektorové řízení momentu v uzavřené smyčce bez regulace toku



**Obrázek 12** Vektorové řízení momentu v uzavřené smyčce se zpětnovazební regulací toku