

České vysoké učení technické v Praze

Fakulta elektrotechnická

Katedra elektrických pohonů a trakce

ADIP25

Diplomová práce

**Bezsenzorové určování otáček
asynchronního motoru metodou MRAS**



České vysoké učení technické v Praze
Fakulta elektrotechnická
katedra elektrických pohonů a trakce

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

Student: **Bc. Radek Linhart**

Studijní program: Elektrotechnika, energetika a management
Obor: Elektrické stroje, přístroje a pohony

Název tématu: **Bezsenzorové určování otáček asynchronního motoru metodou MRAS**

Pokyny pro vypracování:

- 1) Prozkoumejte různé způsoby metody MRAS
- 2) Zrealizujte několik metod v prostředí Matlab Simulink a otestujte je na matematickém modelu asynchronního motoru
- 3) Vybranou metodu implementujte na reálný pohon s asynchronním motorem
- 4) Analyzujte chování implementované metody

Seznam odborné literatury:

- [1] C. E. de Carvalho et al., MRAS techniques applied to induction-motor speed estimation: a comparative analysis based on a labview platform, Universidade Federal de Goias, Brazil
- [2] J. Pavelka, J. Zděnek, Elektrické pohony a jejich řízení, České vysoké učení technické v Praze, 2010
- [3] P. Vas, Sensorless vector and direct torque control, Oxford, Oxford University Press, 1998

Vedoucí: Ing. Pavel Karlovský

Platnost zadání: do konce letního semestru 2016/2017

L.S.

Ing. Jan Bauer, Ph.D.
vedoucí katedry

prof. Ing. Pavel Ripka, CSc.
děkan

V Praze dne 1. 4. 2016



Prohlášení

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

Nemám závažný důvod proti užití tohoto školního díla ve smyslu § 60 zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon).

V Praze, dne

.....

Podpis



Poděkování

Velké poděkování patří mému vedoucímu diplomové práce Ing. Pavlu Karlovskému za vřelou a obětavou pomoc při zpracování této diplomové práce.

Dále bych chtěl poděkovat Ing. Miroslavu Lvu za odbornou pomoc při návrhu filtrů.



Anotace

Tato diplomová práce se zabývá bezsenzorovým určováním otáček asynchronního motoru pomocí metody MRAS (Model Reference Adaptive System). Na začátku této práce je teoretický rozbor tří verzí této metody. Jedná se o určování otáček pomocí rotorového magnetického toku, elektromotorické síly a pomocí jalového výkonu. Na základě matematického rozboru jsou v této práci vytvořeny simulace v prostředí Matlab/Simulink. Pomocí simulací bylo zjištěno chování jak v ustálených stavech, tak i při dynamických změnách. Nejlepší výsledky byly pozorovány u metody určování otáček pomocí rotorového magnetického toku, a proto byla vybrána i pro praktickou implementaci pomocí platformy dSPACE. V modelu implementace byly vytvořeny další nadstavby modelu pro simulaci. Mezi hlavní z nich patří blok měření (měření vstupních veličin), transformace mezi souřadnými soustavami a,b,c a α,β , Dead Time kompenzace (kompenzace vlivu ochranné doby mezi spínáními dvou IGBT tranzistorů jedné větve), Anti-Wind up (ochrana PI regulátoru). K dosažení lepších výsledků byly použity filtry proudu a otáček. Z důvodu bezpečnosti a ochrany jednotlivých částí pohonu byla navíc implementována i nadproudová ochrana.

Klíčová slova:

asynchronní motor, MRAS, bezsenzorové určování otáček, Matlab/Simulink, dSPACE



Abstract

This diploma thesis deals with sensorless determining speed of induction machine using MRAS method (Model Reference Adaptive System). In the beginning of this thesis three versions of MRAS method are theoretically analysed. These are determining of speed by rotor magnetic flux, electromotive force and by reactive power. According to this mathematical analysis are created simulations in the Matlab/Simulink software. Simulations were found in the behavior of both steady state and dynamic changes. The best result was observed in the method determining speed by rotor magnetic flux and therefore was also chosen for practical implementation using dSPACE platform. In implementation model were created additional extensions of the model for simulation. The main ones include measurement block (measuring input variables), coordinate system transformations between a,b,c system and α,β system, Dead Time compensation (compensation impact protection switching time between two IGBTs one branch), Anti-Wind up (protection of PI controller). For reasons of safety and protection of individual drive components was also implemented overcurrent protection.

Keywords:

induction motor, MRAS, sensorless determining of speed, Matlab/Simulink, dSPACE



Obsah

1	Úvod	1
2	Model asynchronního motoru.....	2
3	Metody MRAS.....	3
3.1	Určování otáček pomocí rotorového magnetického toku	3
	Matematický popis referenčního modelu.....	4
	Matematický popis adaptivního modelu	5
3.2	Určování otáček pomocí elektromotorické síly	6
3.3	Určování otáček pomocí jalového výkonu	7
4	Realizace v prostředí Matlab Simulink	8
4.1	Model Asynchronního motoru.....	8
4.1.1	Napěťové rovnice statoru a rotoru	8
4.1.2	Rovnice magnetických toků	8
4.1.3	Model úhlové rychlosti rotoru	11
4.1.4	Celkový model asynchronního motoru	11
4.2	Model skalárního řízení.....	12
4.3	Model určování otáček pomocí rotorového magnetického toku	13
4.3.1	Referenční model	13
4.3.2	Adaptivní model	14
4.3.3	Celkový model určování otáček pomocí rotorového magnetického toku	16
4.4	Model určování otáček pomocí elektromotorické síly	16
4.4.1	Referenční model	16
4.4.2	Adaptivní model	17
4.4.3	Celkový model určování otáček pomocí elektromotorické síly	18
4.5	Model určování otáček pomocí jalového výkonu	18
4.5.1	Referenční model	18
4.5.2	Adaptivní model	19
4.5.3	Celkový model určování otáček pomocí jalového výkonu	20
5	Výsledky simulací.....	20
5.1	Určování otáček pomocí rotorového magnetického toku	21
5.2	Určování otáček pomocí elektromotorické síly	23
5.3	Určování otáček pomocí jalového výkonu	24
5.4	Celkové porovnání všech metod.....	26
6	Praktická implementace	27



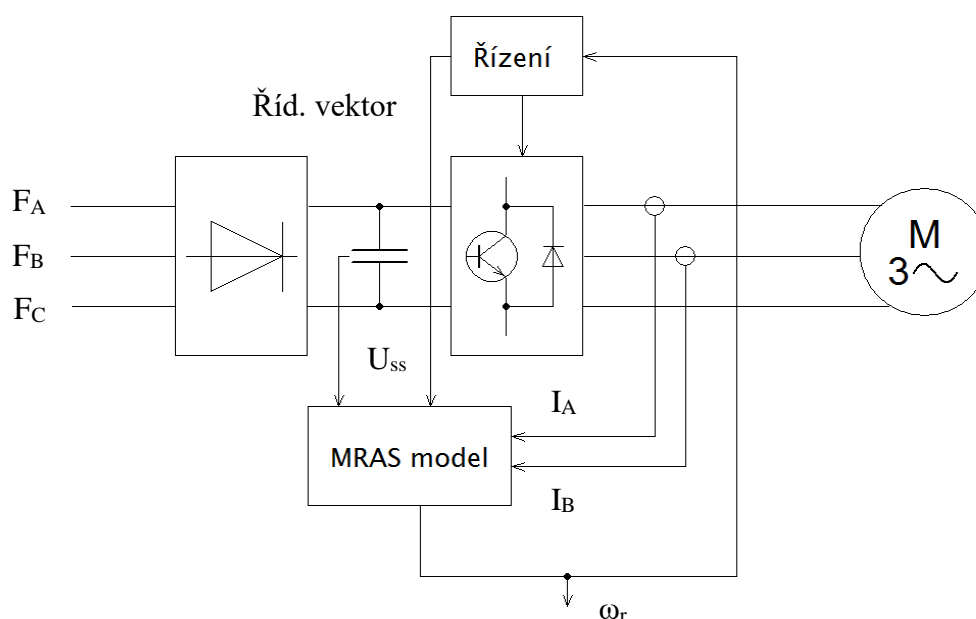
6.1 Popis pracoviště	27
6.1.1. Štítkové hodnoty použitých strojů	28
6.1.2. Platforma dSPACE.....	29
6.1.3. Control Desk	32
6.1.4. Nepřímý měnič frekvence s napěťovým meziobvodem.....	33
6.2. Prvky modelu praktické implementace.....	35
6.2.1. Nadproudová ochrana.....	35
6.2.2. Blok měření.....	36
6.2.3. Transformace souřadných soustav.....	37
6.2.4. Dead Time kompenzace	40
6.2.5. PWM Výstup	44
6.2.6. Návrh filtrů	45
6.2.7. PI regulátor s Anti Windup	54
6.3. Praktická implementace - chování naprázdno	55
6.4. Praktická implementace – chování při zatížení.....	63
7 Závěr	65
8 Seznam použitých symbolů	67
9 Seznam obrázků.....	69
10 Seznam tabulek.....	72
11 Zdroje.....	73



1 Úvod

Použití otáčkového senzoru u asynchronního motoru ať už je použit pro průmyslové či vědecké účely je provázeno řadou nechtěných projevů. Mezi hlavní nevýhody patří fakt, že pokud chceme otáčkové čidlo aplikovat na motor, musíme motor k tomuto účelu mechanicky upravit. Dále k tomu, abychom mohli vyhodnocovat velikost otáček, potřebujeme externí dekodér, který převede signál z čidla na hodnotu napětí či proudu, která odpovídá určité velikosti otáček. Otáčkové čidlo může být zdrojem nechtěného rušení a oproti asynchronnímu motoru je to zařízení, které má složitější konstrukci a tím pádem může být potenciálním zdrojem poruch celého pohonu. Navíc je to další náklad, který zvyšuje cenu pohonu.

Z důvodů uvedených výše bychom rádi zjišťovali otáčky asynchronního motoru nějakým jiným způsobem bez použití čidla otáček. Tento požadavek je možno splnit za pomoci speciálních metod. Příkladem mohou být metody MRAS (Model Reference Adaptive System), EKF (Extended Kalman Filter) a další. Každá z těchto metod má však také své výhody a nevýhody. Navzdory svým nevýhodám a omezením jsou všechny tyto metody schopny zjistit otáčky v širokém rozmezí. V této práci je uvedena metoda MRAS ve třech variacích. První z nich zjišťuje otáčky za pomoci znalosti rotorového magnetického toku, druhá pomocí elektromotorické síly, třetí pomocí okamžité hodnoty jalového výkonu. Chování všech těchto metod je otestováno pomocí simulací v softwaru Matlab/Simulink. Na základě výsledků ze simulací byla vybrána metoda s nejlepším chováním jak ve statických, tak i v dynamických stavech (metoda MRAS podle rotorového magnetického toku) a ta byla implementována na reálný pohon.



Obrázek 1 Blokový diagram uspořádání pro určování otáček metodou MRAS



Znalost velikosti otáček může být důležitá pro určité řídicí metody, kde jsou otáčky regulovanou veličinou. Blokový diagram uspořádání pro určování otáček metodou MRAS je zobrazen na obrázku 1.

2 Model asynchronního motoru

Pro potřeby modelování modelu asynchronního motoru, jak je popsáno v [7], je výhodné pracovat se systémem dvou os spojených se státorem, běžně označovaných α , β . Tento systém os se otáčí nulovou úhlovou rychlostí a je tedy vhodný pro sledování statorových veličin. Polohu vztažného vektoru lze volit libovolně. Obvykle se ztotožňuje osa “ α ” s polohou vinutí fáze “a”. Výsledné rovnice asynchronního motoru po transformaci ze systému a,b,c na systém dvou os α , β jsou uvedeny dále.

Napěťové rovnice statoru:

$$u_{s\alpha} = R_s \cdot i_{s\alpha} + \frac{d\Psi_{s\alpha}}{dt} \quad (1)$$

$$u_{s\beta} = R_s \cdot i_{s\beta} + \frac{d\Psi_{s\beta}}{dt} \quad (2)$$

Napěťové rovnice rotoru:

$$u_{r\alpha} = R_r \cdot i_{r\alpha} + \frac{d\Psi_{r\alpha}}{dt} + \omega_r \cdot \Psi_{r\beta} \quad (3)$$

$$u_{r\beta} = R_r \cdot i_{r\beta} + \frac{d\Psi_{r\beta}}{dt} - \omega_r \cdot \Psi_{r\alpha} \quad (4)$$

Rovnice magnetického toku statoru a rotoru:

$$\Psi_{s\alpha} = L_s \cdot i_{s\alpha} + M \cdot i_{r\alpha} \quad (5)$$

$$\Psi_{s\beta} = L_s \cdot i_{s\beta} + M \cdot i_{r\beta} \quad (6)$$

$$\Psi_{r\alpha} = L_r \cdot i_{r\alpha} + M \cdot i_{s\alpha} \quad (7)$$

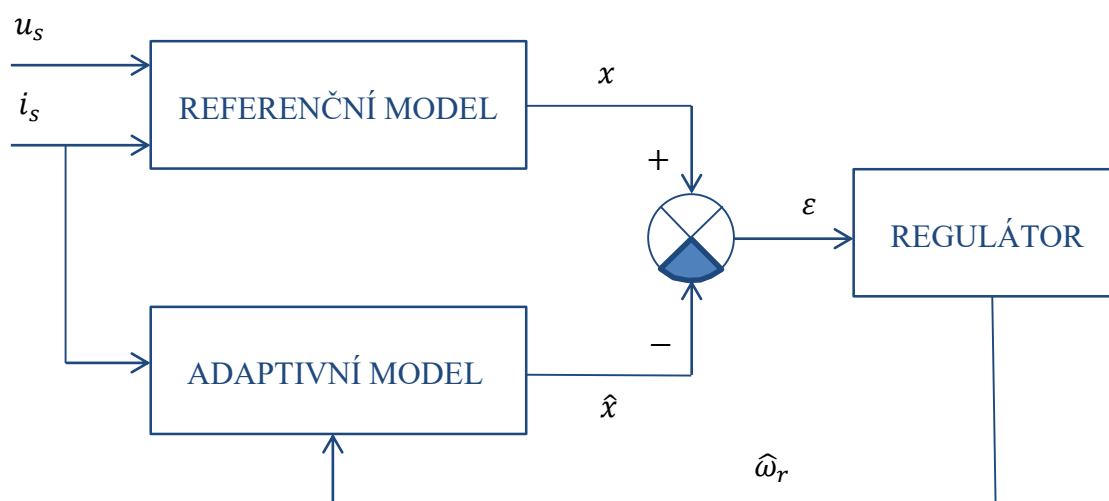
$$\Psi_{r\beta} = L_r \cdot i_{r\beta} + M \cdot i_{s\beta} \quad (8)$$

Vztah pro magnetický moment:

$$M_e = \frac{3}{2} \cdot p_p \cdot (\Psi_{r\alpha} \cdot i_{s\beta} - \Psi_{r\beta} \cdot i_{s\alpha}) \quad (9)$$

3 Metody MRAS

Model metody MRAS (Model Reference Adaptive System) se skládá ze tří hlavních částí. První tvoří takzvaný referenční model, ve kterém se hledaná veličina (magnetický tok, elektromotorická síla, jalová energie) zjišťuje ze statorových napětí a proudů asynchronního motoru. Veličiny vystupující z referenčního modelu budou v celé práci označeny x . Druhou částí je takzvaný adaptivní model, kde se hledaná veličina zjišťuje za pomoci otáček nastavených regulátorem a statorových proudů. Veličiny vystupující z adaptivního modelu budou označeny \hat{x} . Třetí důležitou částí je regulátor, který se na základě regulační odchylky z referenčního a adaptivního modelu snaží nastavit takové otáčky, aby regulační odchylka byla nulová. V takový okamžik jsou hodnoty získané z obou modelů (referenčního a adaptivního) shodné a otáčky vystupující z PI regulátoru se shodují s otáčkami asynchronního motoru. Regulátor může být realizován pomocí PI regulátoru, neuronové sítě, fuzzy logiky případně jiných nástrojů. Obecné schéma metody MRAS je zobrazeno na obrázku 2.



Obrázek 2 Obecné schéma metody MRAS

3.1 Určování otáček pomocí rotorového magnetického toku

Matematický popis této metody vychází z rovnic asynchronního motoru (10) - (13). Výsledný rotorový magnetický tok, podle kterého jsou určovány otáčky, se vypočítává jak v referenčním, tak i v adaptivním modelu.



$$\mathbf{u}_s = R_s \cdot \mathbf{i}_s + \frac{d\boldsymbol{\Psi}_s}{dt} + \omega_m \cdot \boldsymbol{\Psi}_r \quad (10)$$

$$0 = R_r \cdot \mathbf{i}_r + \frac{d\boldsymbol{\Psi}_r}{dt} + (\omega_m - \omega_r) \cdot \boldsymbol{\Psi}_r \quad (11)$$

$$\boldsymbol{\Psi}_s = L_s \cdot \mathbf{i}_s + M \cdot \mathbf{i}_r \quad (12)$$

$$\boldsymbol{\Psi}_r = L_r \cdot \mathbf{i}_r + M \cdot \mathbf{i}_s \quad (13)$$

Pro další odvozování předpokládáme soustavu spojenou se státorem, pro kterou platí $\omega_m = 0$.

Matematický popis referenčního modelu

Nejprve si z rovnice (13) vyjádříme rotorový proud \mathbf{i}_r :

$$\mathbf{i}_r = \frac{\boldsymbol{\Psi}_r - M \cdot \mathbf{i}_s}{L_r} \quad (14)$$

Do rovnice pro statorové napětí asynchronního motoru (10) dosadíme za $\boldsymbol{\Psi}_s$ ze vztahu (12):

$$\mathbf{u}_s = R_s \cdot \mathbf{i}_s + \frac{d}{dt} [L_s \cdot \mathbf{i}_s + M \cdot \mathbf{i}_r] \quad (15)$$

Dále dosadíme za rotorový proud z (14):

$$\mathbf{u}_s = R_s \cdot \mathbf{i}_s + \frac{d}{dt} \left[L_s \cdot \mathbf{i}_s + \frac{M \cdot (\boldsymbol{\Psi}_r - M \cdot \mathbf{i}_s)}{L_r} \right] \quad (16)$$

Po několika úpravách získáme:

$$\mathbf{u}_s = R_s \cdot \mathbf{i}_s + \frac{d}{dt} \left[L_s \cdot \mathbf{i}_s \cdot \left(1 - \frac{M^2}{L_r \cdot L_s} \right) + \frac{M \cdot \boldsymbol{\Psi}_r}{L_r} \right] \quad (17)$$

Dále zavedeme substituci $\sigma = \left(1 - \frac{M^2}{L_r \cdot L_s} \right)$ a vyjádříme rotorový magnetický tok:



$$\frac{d\boldsymbol{\Psi}_r}{dt} = \frac{L_r}{M} \left(\mathbf{u}_s - R_s \cdot \mathbf{i}_s - L_s \cdot \sigma \cdot \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} \right) \quad (18)$$

Vztah (18) lze dále rozepsat do jednotlivých složek α, β :

$$\frac{d\Psi_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_r}{M} \left(u_{s\alpha} - R_s \cdot i_{s\alpha} - L_s \cdot \sigma \cdot \frac{di_{s\alpha}}{dt} \right) \quad (19)$$

$$\frac{d\Psi_{r\beta}}{dt} = \frac{L_r}{M} \left(u_{s\beta} - R_s \cdot i_{s\beta} - L_s \cdot \sigma \cdot \frac{di_{s\beta}}{dt} \right) \quad (20)$$

Rovnice (19) a (20) jsou rovnicemi **referenčního modelu** pro zjišťování otáček asynchronního motoru pomocí rotorového magnetického toku.

Matematický popis adaptivního modelu

Matematický popis adaptivního modelu vychází z rotorových rovnic pro asynchronní motor. Konkrétně tedy z rovnic (11) a (13). Obdobně jako u referenčního modelu si nejprve vyjádříme z rovnice pro magnetický tok (13) rotorový proud.

$$\mathbf{i}_r = \frac{\boldsymbol{\Psi}_r - M \cdot \mathbf{i}_s}{L_r} \quad (21)$$

Rotorový proud z výrazu (21) a rotorový magnetický tok (13) dosadíme do rovnice pro rotorové napětí (11). Po následné úpravě získáme následující vztah.

$$\frac{d\boldsymbol{\Psi}_r}{dt} = \left(\omega_r - \frac{R_r}{L_r} \right) \cdot \boldsymbol{\Psi}_r + \frac{R_r \cdot M}{L_r} \cdot \mathbf{i}_s \quad (22)$$

Tento výraz můžeme zjednodušit za použití substituce $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$.



$$\frac{d\hat{\Psi}_r}{dt} = \left(\omega_r - \frac{1}{\tau_r} \right) \cdot \Psi_r + \frac{M}{\tau_r} \cdot i_s \quad (23)$$

Po rozepsání do složek α, β :

$$\frac{d\hat{\Psi}_{r\alpha}}{dt} = -\omega_r \cdot \Psi_{r\beta} - \frac{1}{\tau_r} \cdot \Psi_{r\alpha} + \frac{M}{\tau_r} \cdot i_{s\alpha} \quad (24)$$

$$\frac{d\hat{\Psi}_{r\beta}}{dt} = \omega_r \cdot \Psi_{r\alpha} - \frac{1}{\tau_r} \cdot \Psi_{r\beta} + \frac{M}{\tau_r} \cdot i_{s\beta} \quad (25)$$

3.2 Určování otáček pomocí elektromotorické síly

Tato metoda vychází z předchozího (viz. kapitola 3.1). Na rozdíl od metody určování otáček pomocí rotorového magnetického toku je tato metoda oproštěna od potřeby integrace, avšak je nahrazena derivací. Elektromotorická síla, podle které jsou určovány otáčky, je vypočítávána jak v referenčním, tak i v adaptivním modelu. Pokud definujeme elektromotorickou sílu výrazem

$e_m = \frac{M}{L_r} \cdot \frac{d\Psi_r}{dt}$, následně můžeme tuto veličinu vyjádřit pomocí vztahu:

$$e_m = u_s - R_s \cdot i_s - L_s \cdot \sigma \cdot \frac{di_s}{dt} \quad (26)$$

Výraz (26) je matematickým popisem pro **referenční model**.

Zavedeme-li magnetizační proud $i_m = \frac{M^2}{L_r} \cdot \frac{d\Psi_r}{dt}$ můžeme do tohoto výrazu dosadit (23) a získáme následující:

$$\frac{di_m}{dt} = \omega_r \times i_m - \frac{1}{\tau_r} \cdot i_m + \frac{1}{\tau_r} \cdot i_s \quad (27)$$

Elektromotorickou sílu můžeme dále vyjádřit jako:

$$e_m = \frac{M^2}{L_r} \cdot \frac{di_m}{dt} \quad (28)$$

Po dosazení (27) do (28) získáme:



$$\hat{\mathbf{e}}_m = \frac{M^2}{L_r} \cdot \left(\omega_r \times \mathbf{i}_m - \frac{1}{\tau_r} \cdot \mathbf{i}_m + \frac{1}{\tau_r} \cdot \mathbf{i}_s \right) \quad (29)$$

Výraz (29) je matematický model pro **adaptivní model**. Bližší popis této metody je obsažen v [4].

3.3 Určování otáček pomocí jalového výkonu

Z magnetizačního proudu \mathbf{i}_m je možné vyjádřit přibližný vztah pro okamžitou hodnotu jalového výkonu následujícím způsobem:

$$\mathbf{q}_m \cong \mathbf{i}_m \times \mathbf{e}_m \quad (30)$$

Pokud dosadíme vztahy (26) a (29) do výrazu (30) získáme matematický popis referenčního a adaptivního modelu pro určování otáček pomocí jalového výkonu. Dále uvažujeme, že platí $\mathbf{i}_s \times \mathbf{i}_s = 0$.

$$\mathbf{q}_m = \mathbf{i}_s \times \left(\mathbf{u}_s - \sigma \cdot L_s \cdot \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} \right) \quad (31)$$

Výraz (31) je matematický popis pro **referenční model**.

$$\hat{\mathbf{q}}_m = \frac{M^2}{L_r} \left[(\mathbf{i}_m \cdot \mathbf{i}_s) \cdot \omega_r + \frac{1}{\tau_r} \cdot (\mathbf{i}_m \times \mathbf{i}_s) \right] \quad (32)$$

Výraz (32) je matematický popis pro **adaptivní model**. Tato metoda je podrobněji popsána v [1].



4 Realizace v prostředí Matlab Simulink

4.1 Model Asynchronního motoru

4.1.1 Napěťové rovnice statoru a rotoru

Pro potřeby simulace je třeba napěťové rovnice upravit. Vzhledem k tomu, že derivace je v simulaci vždy zdrojem nepřesností, z napěťových rovnic (1) – (4) pro asynchronní motor, je třeba vyjádřit derivace magnetického toku, následně je zintegrovat a tím získat hodnoty magnetických toků. Statorový tok pro složku α lze vyjádřit rovnicí (34):

$$\frac{d\Psi_{s\alpha}}{dt} = u_{s\alpha} - R_s \cdot i_{s\alpha} \quad (33)$$

$$\Psi_{s\alpha} = \int (u_{s\alpha} - R_s \cdot i_{s\alpha}) dt \quad (34)$$

Ostatní rovnice lze upravit obdobným způsobem:

$$\Psi_{s\beta} = \int (u_{s\beta} - R_s \cdot i_{s\beta}) dt \quad (35)$$

$$\Psi_{r\alpha} = \int (u_{r\alpha} - R_r \cdot i_{r\alpha} - \omega_r \cdot \Psi_{r\beta}) dt \quad (36)$$

$$\Psi_{r\beta} = \int (u_{r\beta} - R_r \cdot i_{r\beta} + \omega_r \cdot \Psi_{r\alpha}) dt \quad (37)$$

4.1.2 Rovnice magnetických toků

Z rovnic pro magnetické toky (5) – (8) lze vyjádřit složky proudu:

$$i_{s\alpha} = \frac{\Psi_{s\alpha} - M \cdot i_{r\alpha}}{L_s} \quad (38)$$

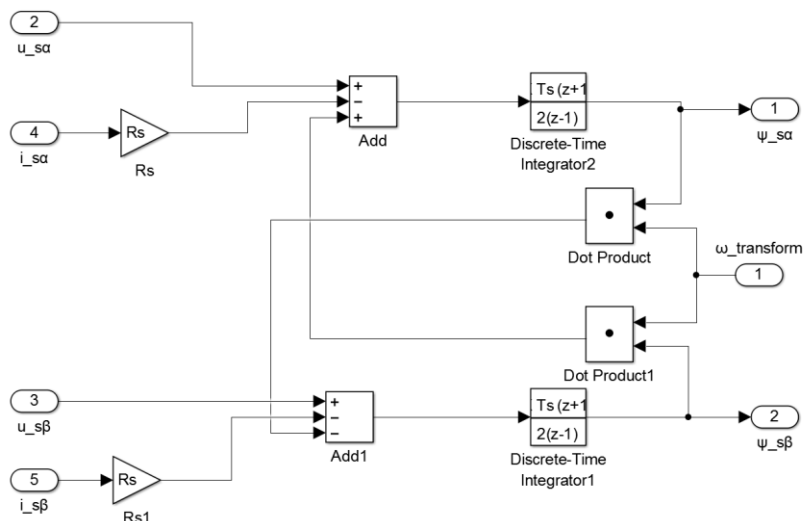
$$i_{s\beta} = \frac{\Psi_{s\beta} - M \cdot i_{r\beta}}{L_s} \quad (39)$$

$$i_{r\alpha} = \frac{\Psi_{r\alpha} - M \cdot i_{s\alpha}}{L_r} \quad (40)$$

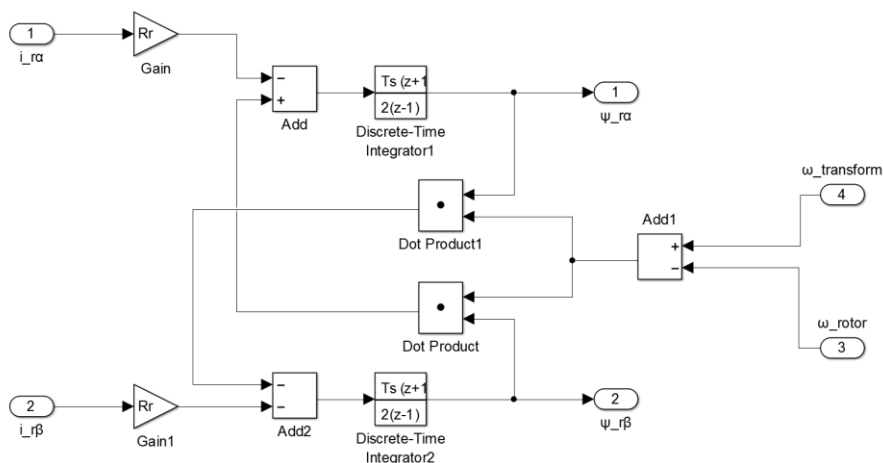
$$i_{r\beta} = \frac{\Psi_{r\beta} - M \cdot i_{s\beta}}{L_r} \quad (41)$$



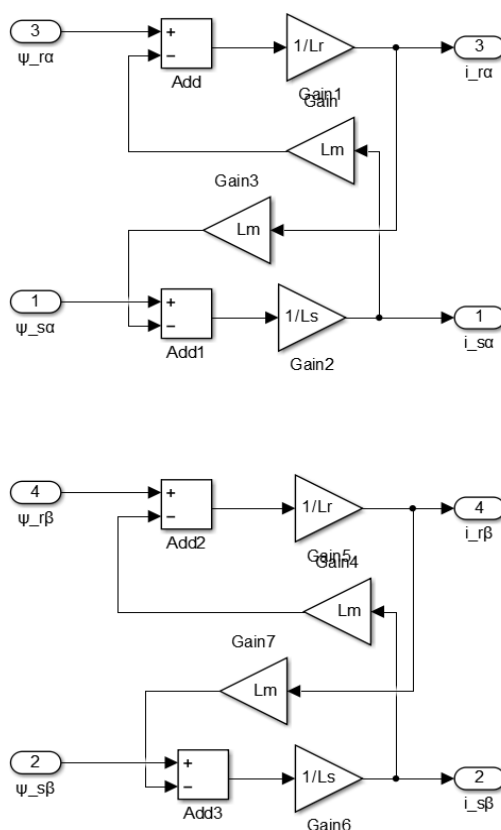
Namodelované rovnice v prostředí Matlab Simulink jsou na obrázcích 3, 4 a 5.



Obrázek 3 Statorové napěťové rovnice



Obrázek 4 Rotorové napěťové rovnice

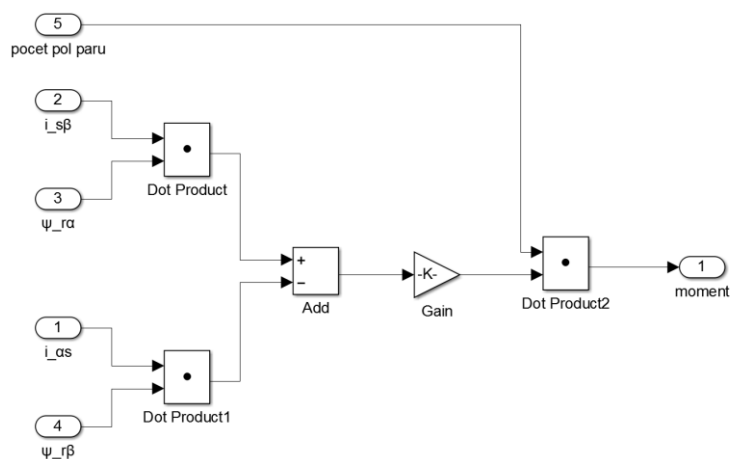


Obrázek 5 Rovnice magnetických toků

Rovnici momentu není třeba upravovat, použijeme vztah:

$$M_e = \frac{3}{2} \cdot p_p \cdot (\Psi_{r\alpha} \cdot i_{s\beta} - \Psi_{r\beta} \cdot i_{s\alpha}) \quad (42)$$

Rovnice (42) převedená do modelu je na obrázku 6.



Obrázek 6 Rovnice momentu



4.1.3 Model úhlové rychlosti rotoru

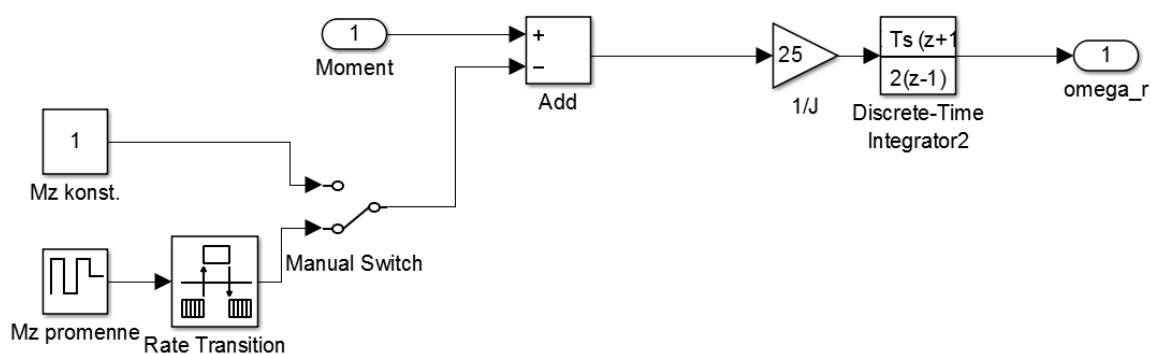
Poslední část potřebná k sestavení matematického modelu motoru je mechanická úhlová rychlost. Tuto veličinu získáme z mechanické rovnice pro asynchronní motor (43).

$$M_e - M_z = J \cdot \frac{d\omega_r}{dt} \quad (43)$$

Po vyjádření ω_r získáme:

$$\omega_r = \int \frac{M_e - M_z}{J} dt \quad (44)$$

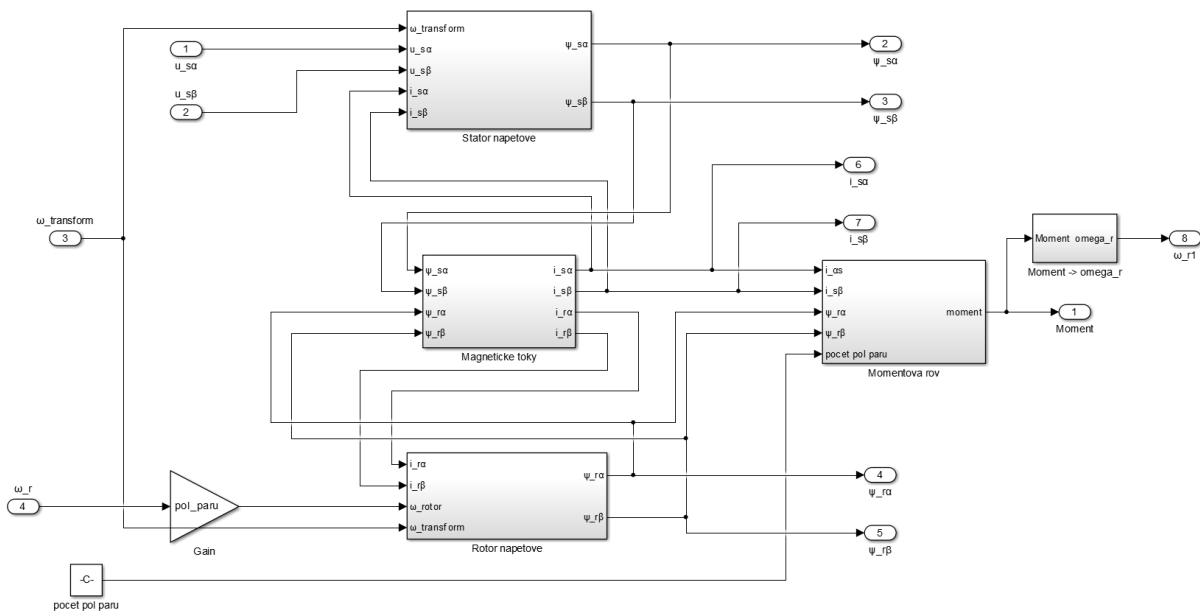
Na obrázku 7 je rovnice (44) převedena do modelu.



Obrázek 7 Rovnice úhlové rychlosti rotoru

4.1.4 Celkový model asynchronního motoru

Na obrázku 8 jsou všechny bloky zapojeny do celkového modelu asynchronního motoru. Vstupními veličinami jsou napětí (ve složkách α a β) a hodnota úhlové rychlosti rotoru získaná z rovnice (44). Výstupy tvoří spočtené magnetické toky a proudy (statorové a rotorové pro složky α a β).



Obrázek 8 Celkový model asynchronního motoru

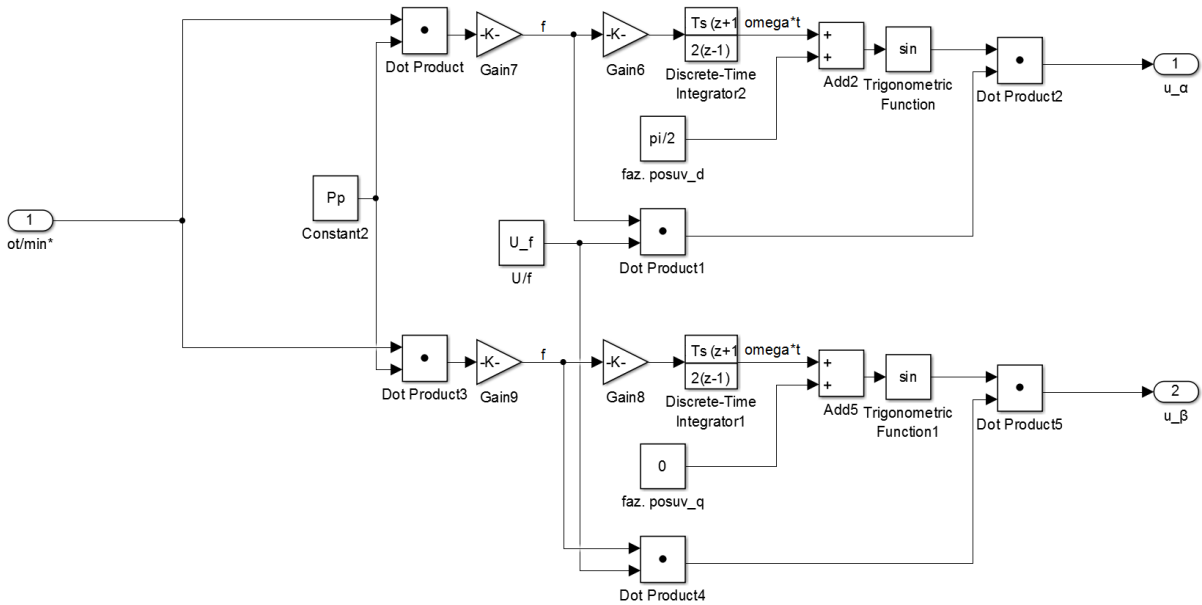
4.2 Model skalárního řízení

K tomu abychom mohli řádně testovat funkčnost jednotlivých metod bezsenzorového určování otáček, potřebujeme nástroj, kterým budeme v definovaných časech měnit otáčky asynchronního motoru. K tomuto účelu slouží model skalárního řízení. Z toho důvodu, že potřebujeme pouze porovnat, jak která metoda reaguje na změnu a velikost otáček, byl použit jednoduchý model skalárního řízení bez zpětné vazby. Pro praktické použití je model upraven tak, že na vstupu zadáváme požadovanou hodnotu otáček, ta je přepočítána na frekvenci pomocí vzorce (45). K tomu, abychom dosáhli konstantního momentu zvratu pro různou hodnotu otáček, je nastaven poměr U/f konstantní. Dále pomocí rovnice (46) rozepsané do α, β složek (liší se pouze v úhlu φ) získáme potřebné napájecí napětí motoru pro konkrétní hodnotu otáček.

$$f = \frac{p \cdot \omega}{60} \quad (45)$$

$$U = U_m \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t + \varphi) \quad (46)$$

Na následujícím obrázku je zobrazen celkový model skalárního řízení.



Obrázek 9 Model skalárního řízení

4.3 Model určování otáček pomocí rotorového magnetického toku

4.3.1 Referenční model

Rovnice pro určování otáček pomocí rotorového magnetického toku pro referenční model (19) a (20) je třeba dále upravit pro potřeby simulace.

$$\Psi_{r\alpha} = \int \frac{L_r}{M} (u_{s\alpha} - R_s \cdot i_{s\alpha}) dt - \frac{L_r}{M} \cdot L_s \cdot \sigma \cdot i_{s\alpha} \quad (47)$$

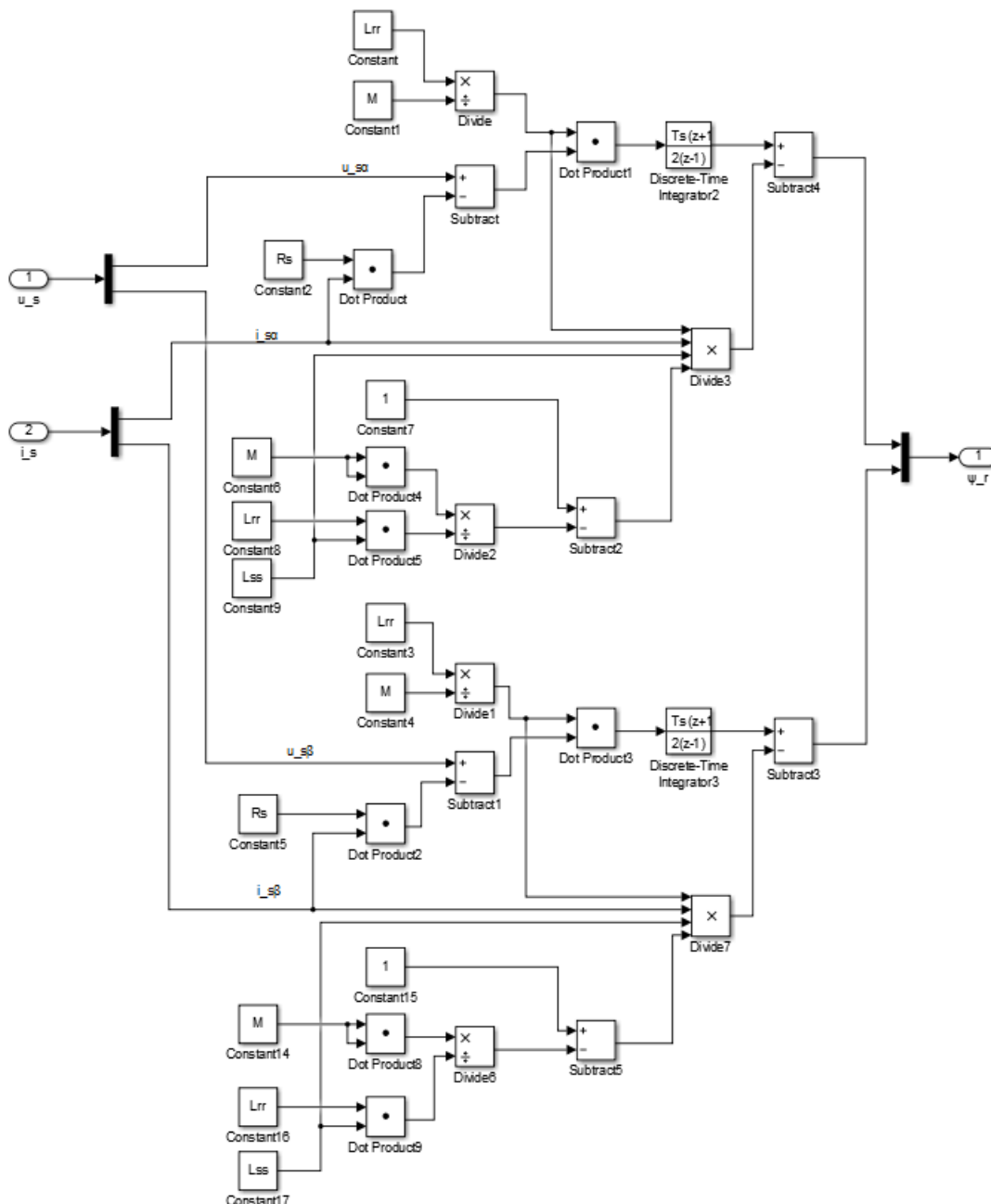
$$\Psi_{r\beta} = \int \frac{L_r}{M} (u_{s\beta} - R_s \cdot i_{s\beta}) dt - \frac{L_r}{M} \cdot L_s \cdot \sigma \cdot i_{s\beta} \quad (48)$$

Po dosazení za $\sigma = \left(1 - \frac{M^2}{L_r \cdot L_s}\right)$ získáme matematické rovnice použité přímo v modelu.

$$\Psi_{r\alpha} = \int \frac{L_r}{M} (u_{s\alpha} - R_s \cdot i_{s\alpha}) dt - \frac{L_r}{M} \cdot L_s \cdot \left(1 - \frac{M^2}{L_r \cdot L_s}\right) \cdot i_{s\alpha} \quad (49)$$

$$\Psi_{r\beta} = \int \frac{L_r}{M} (u_{s\beta} - R_s \cdot i_{s\beta}) dt - \frac{L_r}{M} \cdot L_s \cdot \left(1 - \frac{M^2}{L_r \cdot L_s}\right) \cdot i_{s\beta} \quad (50)$$

Na obrázku 10 je zobrazen celkový referenční model pro určování otáček pomocí rotorového magnetického toku.



Obrázek 10 Referenční model určování otáček pomocí rotorového magnetického toku

4.3.2 Adaptivní model

Tak jako tomu bylo u referenčního modelu, musíme základní rovnice pro adaptivní model (24) a (25) upravit pro potřeby simulace.

$$\hat{\Psi}_{r\alpha} = \int \left(-\omega_r \cdot \Psi_{r\beta} - \frac{1}{\tau_r} \cdot \Psi_{r\alpha} + \frac{M}{\tau_r} \cdot i_{s\alpha} \right) dt \quad (51)$$



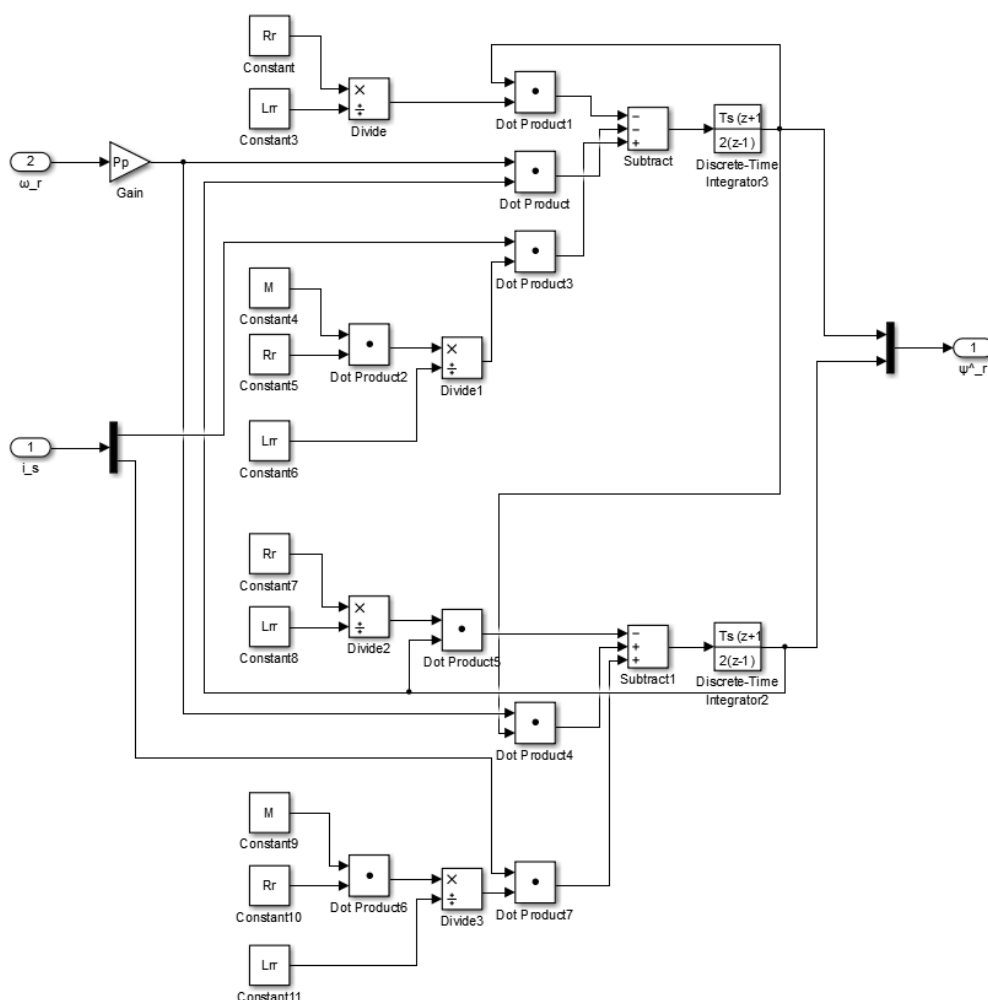
$$\hat{\Psi}_{r\beta} = \int \left(\omega_r \cdot \Psi_{r\alpha} - \frac{1}{\tau_r} \cdot \Psi_{r\beta} + \frac{M}{\tau_r} \cdot i_{s\beta} \right) dt \quad (52)$$

Po dosazení za $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ získáme následující výrazy:

$$\hat{\Psi}_{r\alpha} = \int \left(-\omega_r \cdot \Psi_{r\beta} - \frac{R_r}{L_r} \cdot \Psi_{r\alpha} + \frac{M \cdot R_r}{L_r} \cdot i_{s\alpha} \right) dt \quad (53)$$

$$\hat{\Psi}_{r\beta} = \int \left(\omega_r \cdot \Psi_{r\alpha} - \frac{R_r}{L_r} \cdot \Psi_{r\beta} + \frac{M \cdot R_r}{L_r} \cdot i_{s\beta} \right) dt \quad (54)$$

Na obrázku 11 je vyobrazen zapojený adaptivní model dle upravených rovnic.



Obrázek 11 Adaptivní model určování otáček pomocí rotorového magnetického toku

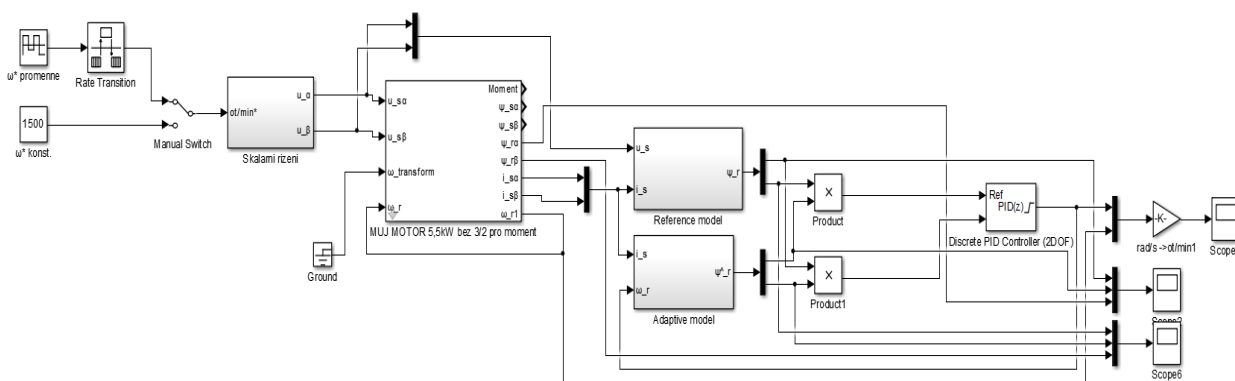


4.3.3 Celkový model určování otáček pomocí rotorového magnetického toku

Z toho důvodu, že výstupy referenčního i adaptivního modelu jsou rotorové magnetické toky ve složkách α , β , je třeba vhodně získat regulační odchylku pro PI regulátor. Regulační odchylka je získána podle vztahu:

$$\varepsilon = \Psi_{r\beta} \cdot \hat{\omega}_{r\alpha} - \Psi_{r\alpha} \cdot \hat{\omega}_{r\beta} \quad (55)$$

Výsledný model je na následujícím obrázku.



Obrázek 12 Celkový model pro zjišťování otáček pomocí rotorového magnetického toku

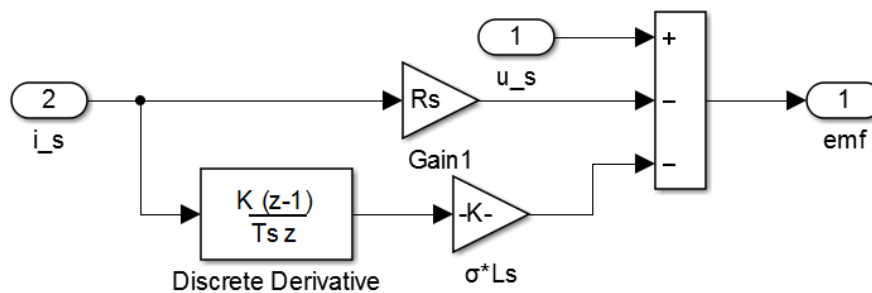
4.4 Model určování otáček pomocí elektromotorické síly

4.4.1 Referenční model

Model je vytvořen podle rovnice (26). Pokud dosadíme za $\sigma = \left(1 - \frac{M^2}{L_r \cdot L_s}\right)$ získáme následující vztah, který je použit v simulaci.

$$\mathbf{e}_m = \mathbf{u}_s - R_s \cdot \mathbf{i}_s - L_s \cdot \left(1 - \frac{M^2}{L_r \cdot L_s}\right) \cdot \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} \quad (56)$$

Na následujícím obrázku je zapojené schéma pro referenční model.



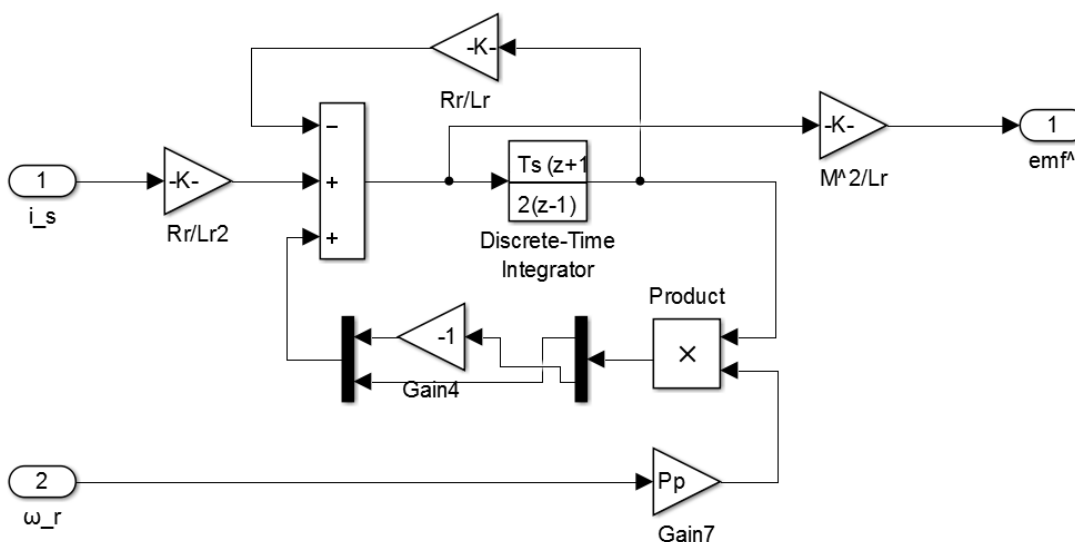
Obrázek 13 Referenční model určování otáček pomocí elektromotorické síly

4.4.2 Adaptivní model

Adaptivní model určování otáček pomocí elektromotorické síly je vytvořen ze vztahu (29), kde magnetizační proud je upraven z rovnice (27) a po úpravě lze vyjádřit následovně:

$$\mathbf{i}_m = \int \left(\omega_r \times \mathbf{i}_m - \frac{1}{\tau_r} \cdot \mathbf{i}_m + \frac{1}{\tau_r} \cdot \mathbf{i}_s \right) dt \quad (57)$$

Na obrázku 14 je zapojený adaptivní model pro určování otáček pomocí elektromotorické síly.



Obrázek 14 Adaptivní model určování otáček pomocí elektromotorické síly

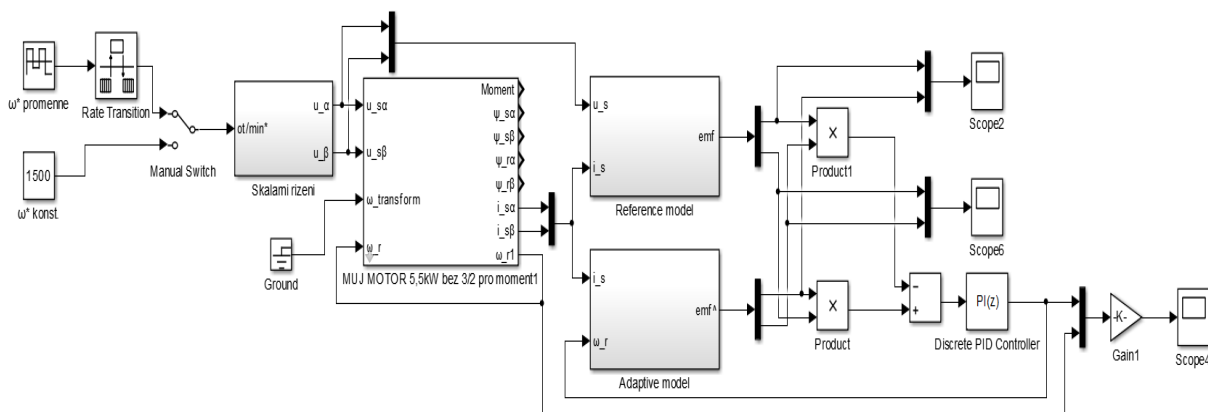


4.4.3 Celkový model určování otáček pomocí elektromotorické síly

Obdobně jako tomu bylo u metody určování otáček pomocí rotorového magnetického toku, tak i zde tvoří výstupy referenčního i adaptivního modelu vektory elektromotorické síly ve složkách α a β . Je tedy nutné je vhodně upravit, aby bylo možné zjistit regulační odchylku pro PI regulátor. Výsledný vztah regulační odchylky je následující:

$$\varepsilon = e_{m\beta} \cdot \hat{e}_{m\alpha} - e_{m\alpha} \cdot \hat{e}_{m\beta} \quad (58)$$

Výsledný model můžeme vidět na obrázku 15.

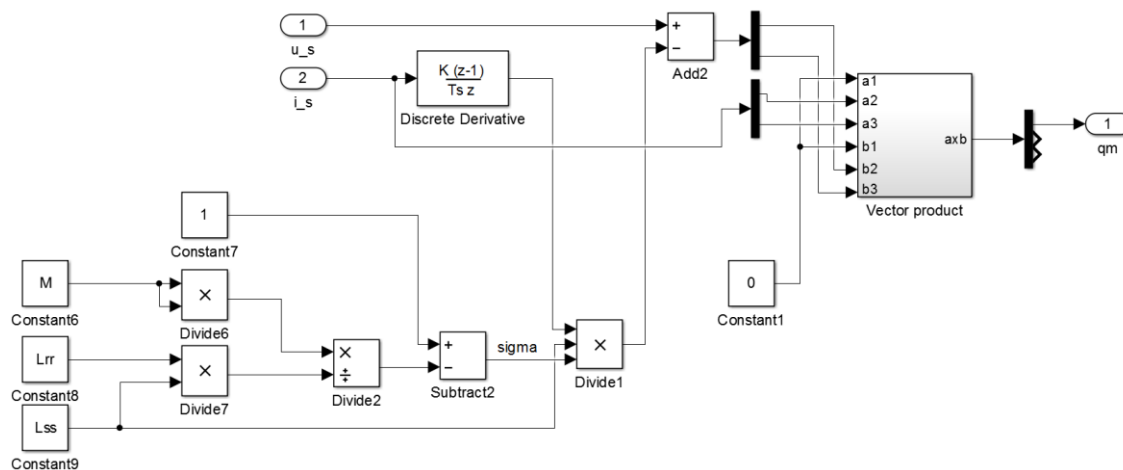


Obrázek 15 Celkový model určování otáček pomocí elektromotorické síly

4.5 Model určování otáček pomocí jalového výkonu

4.5.1 Referenční model

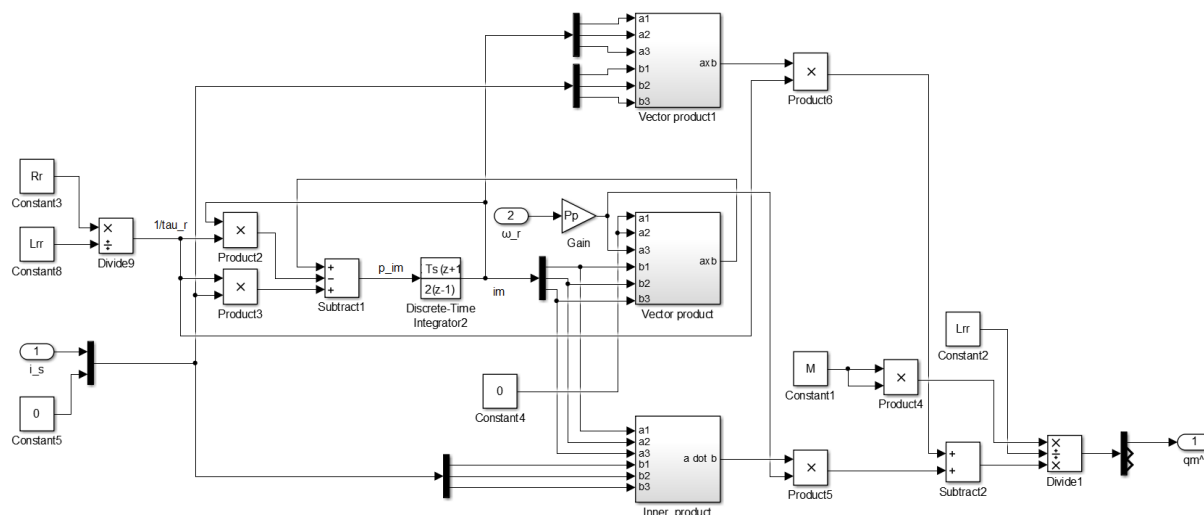
Referenční model pro určování otáček pomocí jalového výkonu je proveden dle vzorce (31). Tento výraz není pro potřeby simulace nutné nikterak upravovat. Výsledný model je vyobrazen na obrázku 16.



Obrázek 16 Referenční model určování otáček pomocí jalového výkonu

4.5.2 Adaptivní model

Adaptivní model pro určování otáček pomocí jalového výkonu vychází z rovnice (32). Výpočet magnetizačního proudu je realizován pomocí vztahu (57) obdobně jako tomu bylo v kapitole 4.4.2. Na následujícím obrázku je již zapojený adaptivní model.

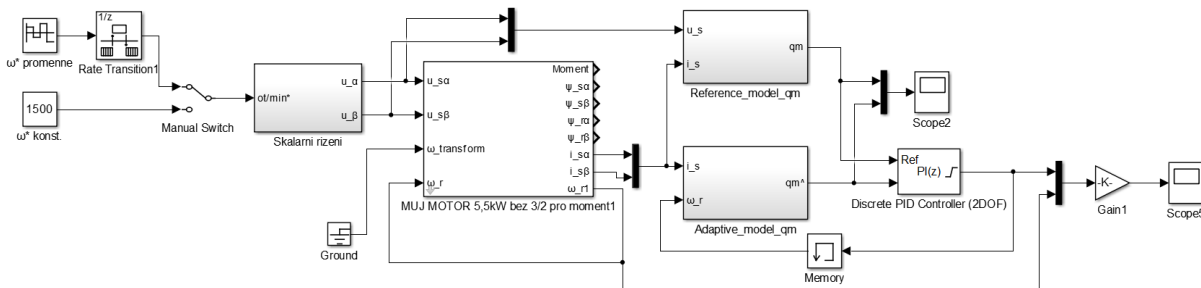


Obrázek 17 Adaptivní model určování otáček pomocí jalového výkonu



4.5.3 Celkový model určování otáček pomocí jalového výkonu

Výstupem z referenčního a adaptivního modelu je již skalár, tudíž regulační odchylku získáme prostým odečtením q_m z adaptivního modelu od q_m z referenčního modelu. Výsledný model je na obrázku 18.



Obrázek 18 Celkový model určování otáček pomocí jalového výkonu

5 Výsledky simulací

Simulace byla provedena s parametry asynchronního motoru obsaženými v tabulce 1 a s konstantami PI regulátoru pro jednotlivé metody zapsanými v tabulce 2. Z toho důvodu, že výstupní veličina PI regulátoru vstupuje přímo do výpočtu spolu se statorovým proudem, není možné klasicky určit konstanty PI regulátoru pomocí odezvy na jednotkový skok. Proto byly konstanty získány experimentální cestou. Ladění PI regulátoru bylo provedeno s důrazem na co nejrychlejší dosažení žádané hodnoty a na co nejpresnější přiblížení hodnoty otáček z matematického modelu k otáčkám skutečným v ustálených stavech.

M (H)	0,129
L_r (H)	0,1362
L_s (H)	0,1383
P_p (-)	2
R_s (Ω)	0,952
R_r (Ω)	0,952
J (kg·m²)	0,04

Tabulka 1 Parametry asynchronního motoru

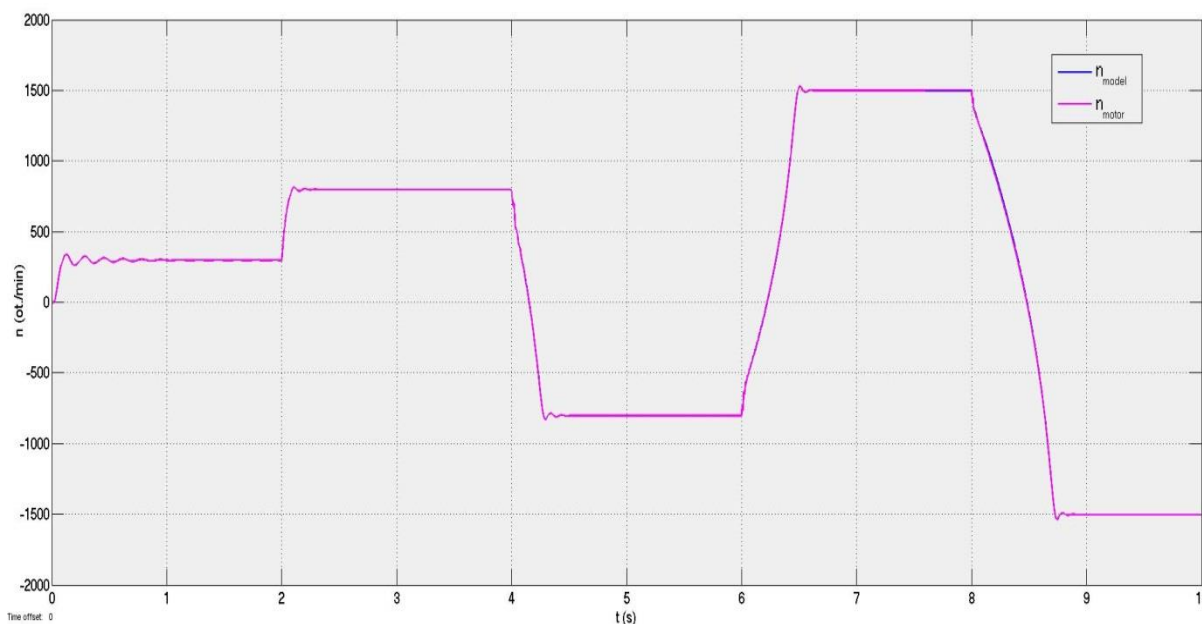


Metoda	K_P	K_I
MRAS pomocí ψ_r	2000	100000000
MRAS pomocí emf	0,004	1
MRAS pomocí q_m	0,07	0,02

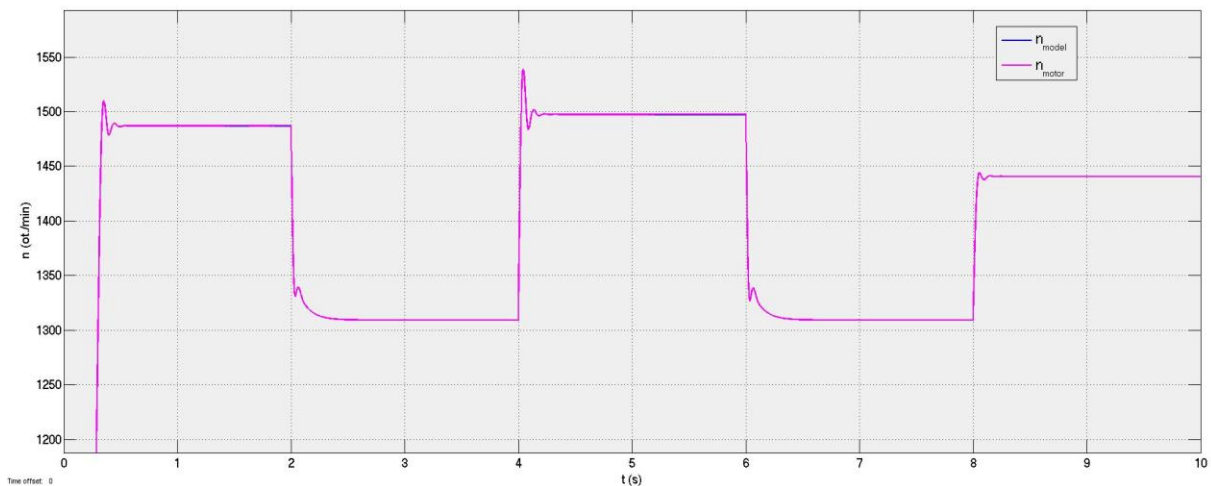
Tabulka 2 Konstanty PI regulátoru

5.1 Určování otáček pomocí rotorového magnetického toku

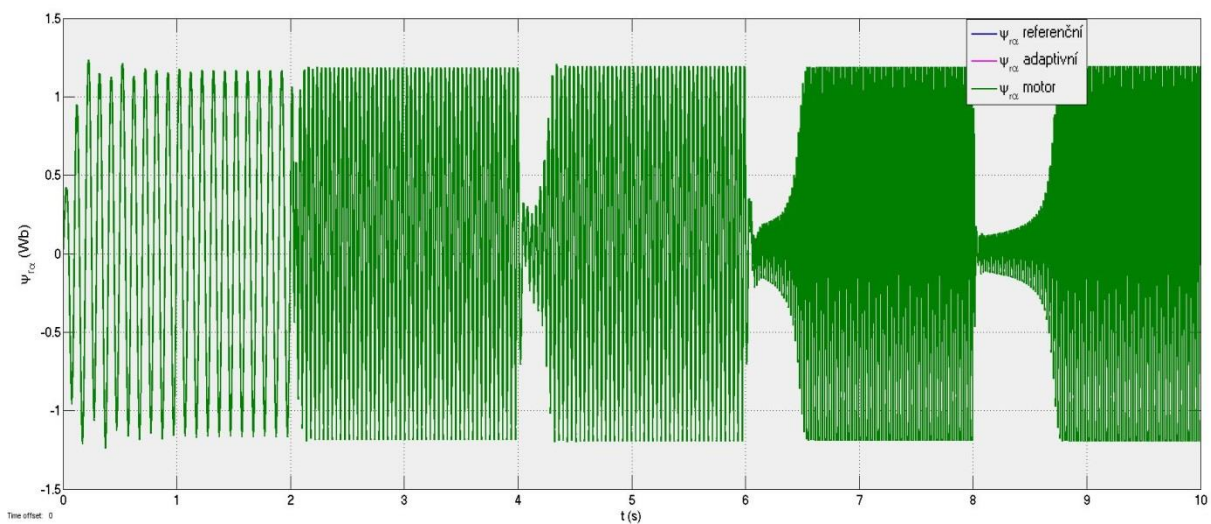
Simulace byla provedena při posloupnosti otáček $n \in \{300, 800, -800, 1500, -1500\} \text{ ot./min}$ a konstantním zatěžovacím momentu 1 Nm. Přičemž změna otáček byla prováděna vždy po 2 s. Dále byla provedena simulace závislosti otáček asynchronního motoru na zatěžovacím momentu. Zatěžovací moment se měnil po 2 s v posloupnosti $M_z \in \{5, 40, 1, 40, 20\} \text{ Nm}$, přičemž otáčky byly nastaveny na hodnotu 1500 ot./min. Na následujících oscilogramech ze simulace jsou vidět reakce modelu na změnu otáček a v návaznosti na tyto změny i průběhy regulované veličiny, kterou je v tomto případě rotorový magnetický tok. Jsou zde porovnány i průběhy rotorového magnetického toku z motoru, referenčního a adaptivního modelu.



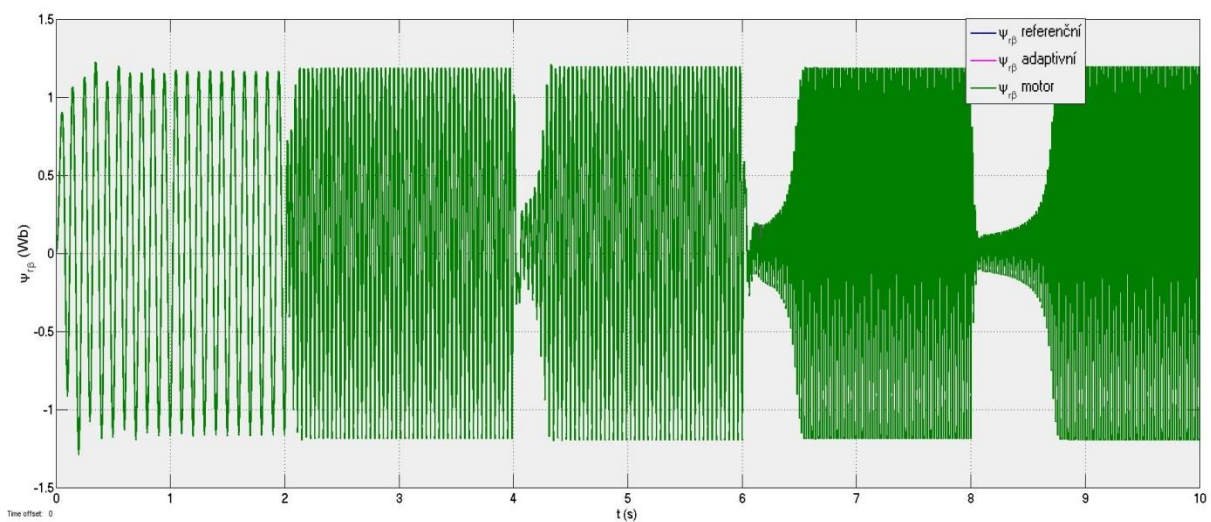
Obrázek 19 Určování otáček pomocí rotorového magnetického toku – časový průběh otáček



Obrázek 20 Změna otáček v závislosti na zatěžovacím momentu



Obrázek 21 Časový průběh rotorového magnetického toku - složka α

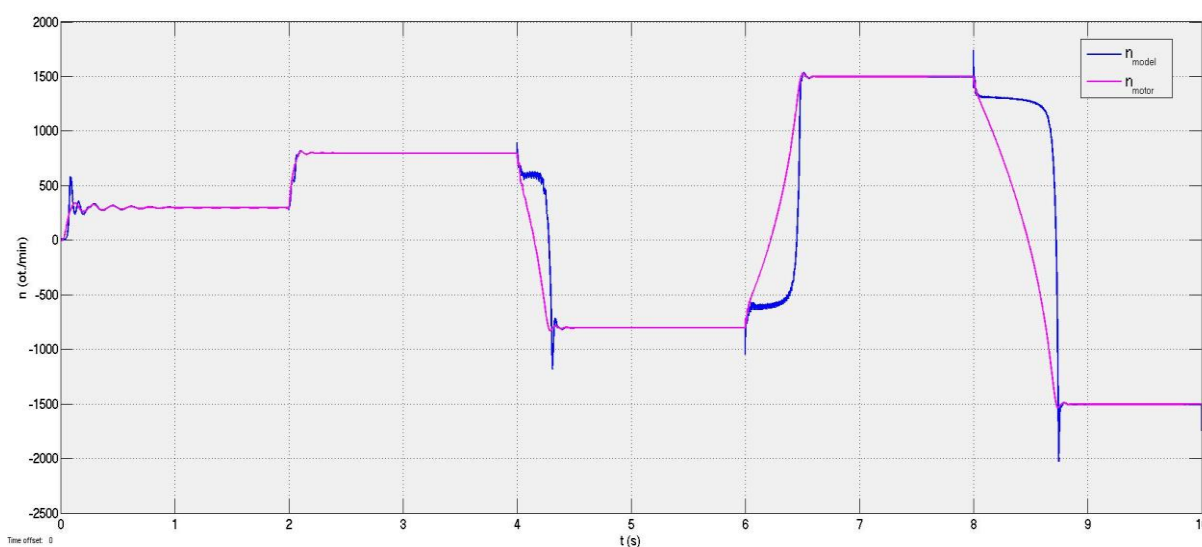


Obrázek 22 Časový průběh rotorového magnetického toku - složka β

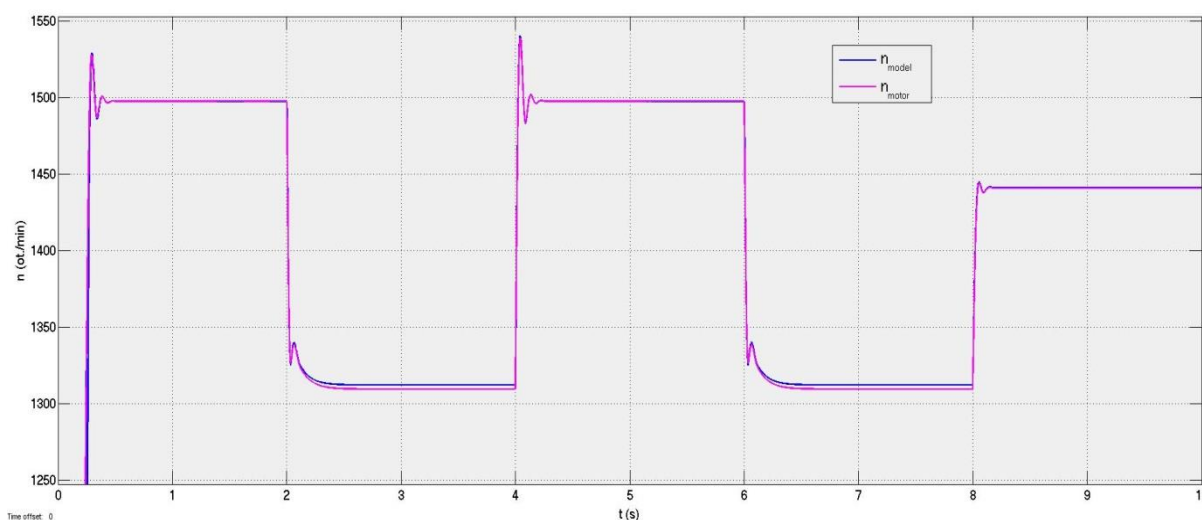


5.2 Určování otáček pomocí elektromotorické síly

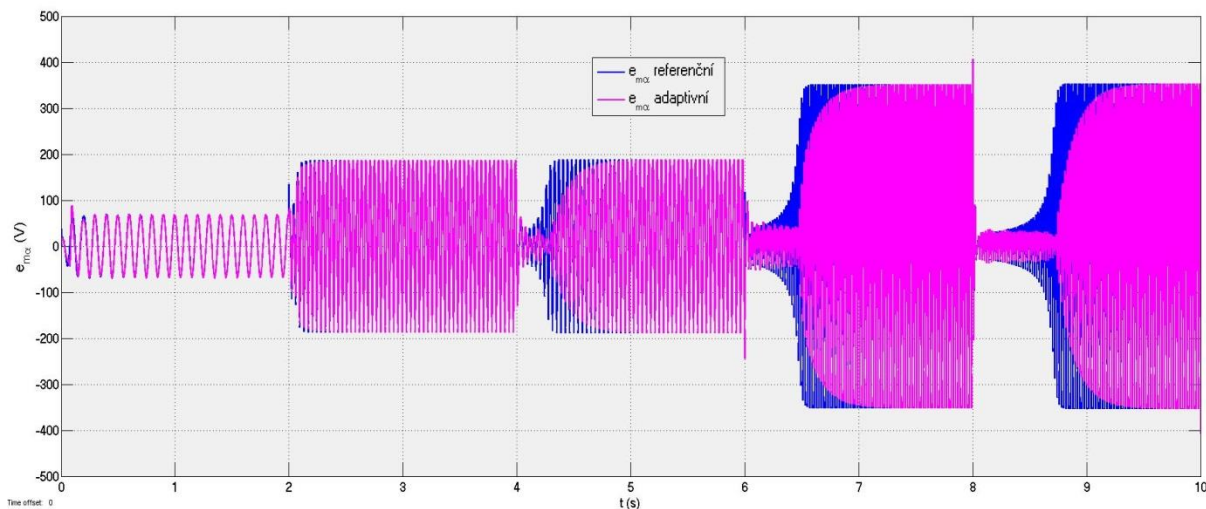
Aby byly výsledky porovnatelné i v tomto případě byla provedena simulace při proměnných otáčkách $n \in \{300, 800, -800, 1500, -1500\}$ ot./min a konstantním zatěžovacím momentu 1 Nm. Změna otáček byla opět po 2 s. Dále byla provedena simulace závislosti otáček asynchronního motoru na zatěžovacím momentu. Zatěžovací moment se měnil po 2 s v posloupnosti $M_z \in \{5, 40, 1, 40, 20\}$ Nm, přičemž otáčky byly nastaveny na hodnotu 1500 ot./min. Na následujících oscilogramech jsou zobrazeny časové průběhy otáček a průběhy otáček při změnách zatěžovacího momentu. Jsou zde porovnány i průběhy elektromotorické síly z referenčního a adaptivního modelu zvlášť ve složkách α a β .



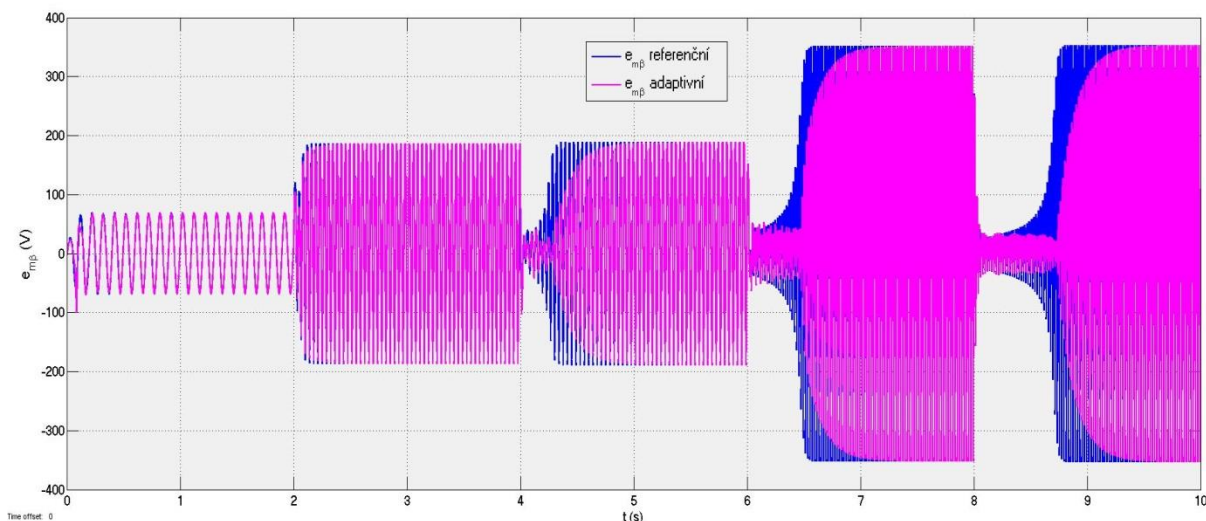
Obrázek 23 Určování otáček pomocí elektromotorické síly - časový průběh otáček



Obrázek 24 Změna otáček v závislosti na zatěžovacím momentu



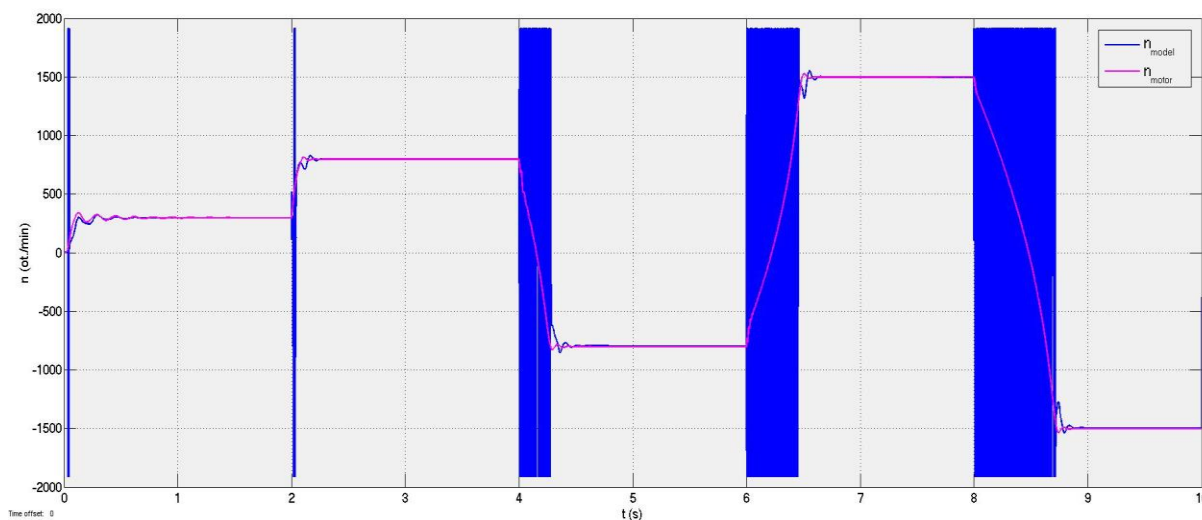
Obrázek 25 Časový průběh elektromotorické síly – složka α



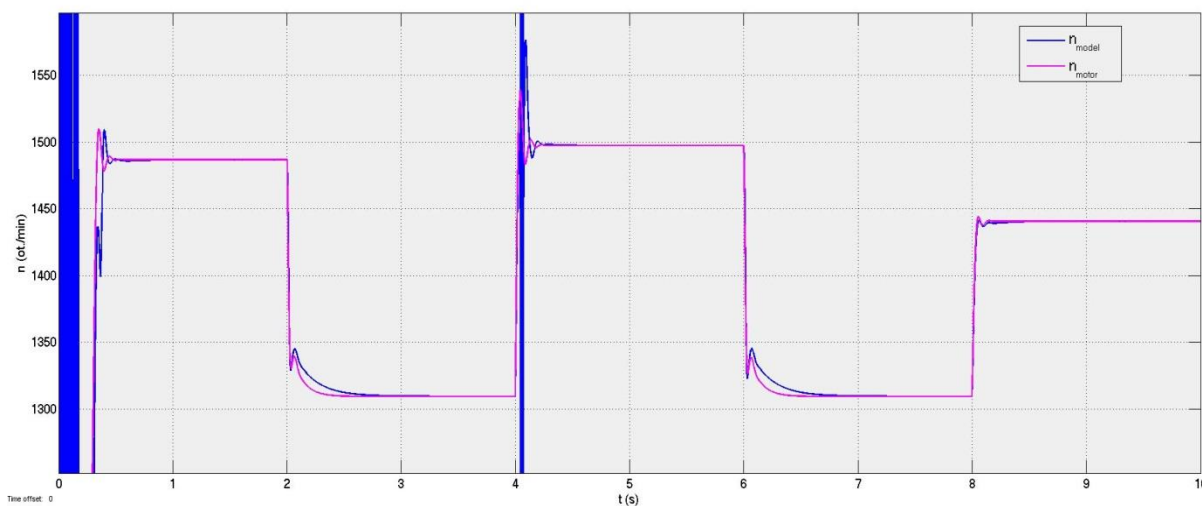
Obrázek 26 Časový průběh elektromotorické síly – složka β

5.3 Určování otáček pomocí jalového výkonu

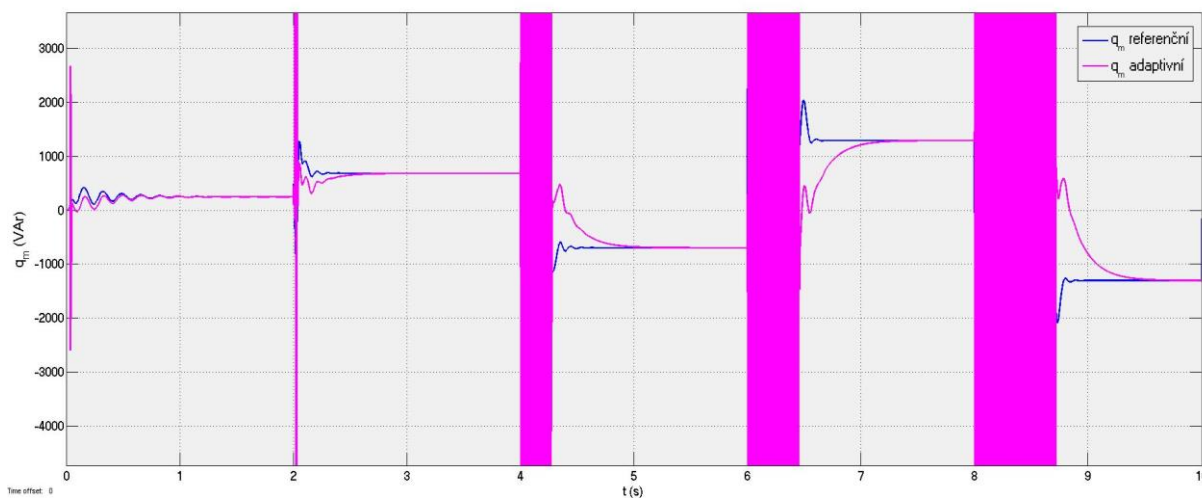
Simulace byla provedena pro posloupnost otáček $n \in \{300, 800, -800, 1500, -1500\} \text{ ot./min}$ a konstantním zatěžovacím momentu 1 Nm. Stálé otáčky byly udržovány v intervalu délky 2s. Dále byla provedena simulace závislosti otáček asynchronního motoru na zatěžovacím momentu. Zatěžovací moment se měnil po 2 s v posloupnosti $M_z \in \{5, 40, 1, 40, 20\} \text{ Nm}$ při nastavených otáčkách 1500 ot./min. Kvůli vysokému rozkmitu byla použita v bloku PI regulátoru saturace. Oba tyto průběhy a průběh veličiny q_m z referenčního a adaptivního modelu při změně otáček při konstantním zatěžovacím momentu jsou zobrazeny na obrázcích 27, 28 a 29.



Obrázek 27 Určování otáček pomocí jalového výkonu – časový průběh otáček



Obrázek 28 Změna otáček v závislosti na zatěžovacím momentu

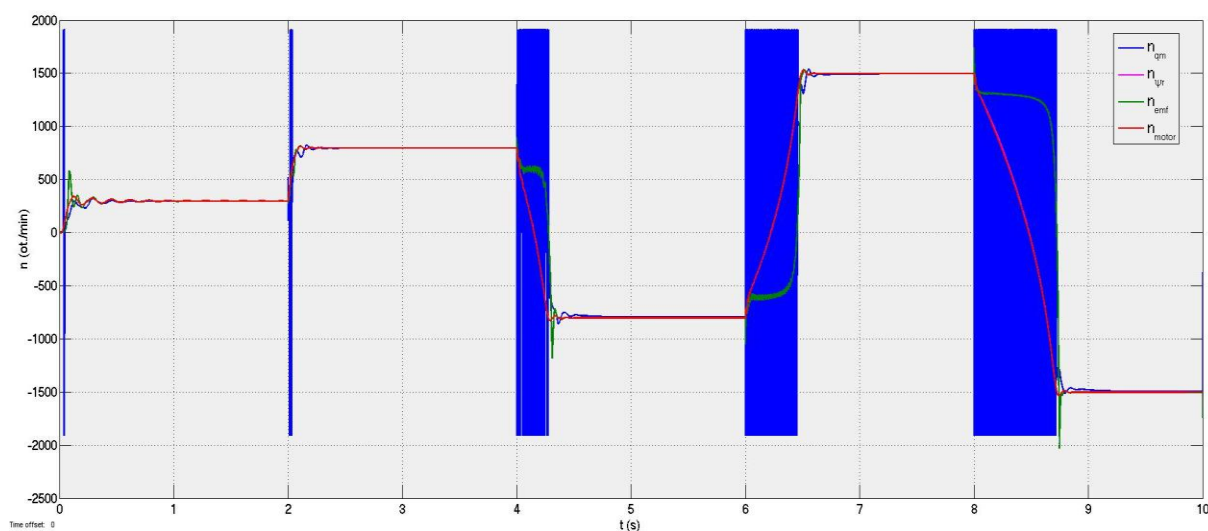


Obrázek 29 Časový průběh jalového výkonu – referenční a adaptivní model

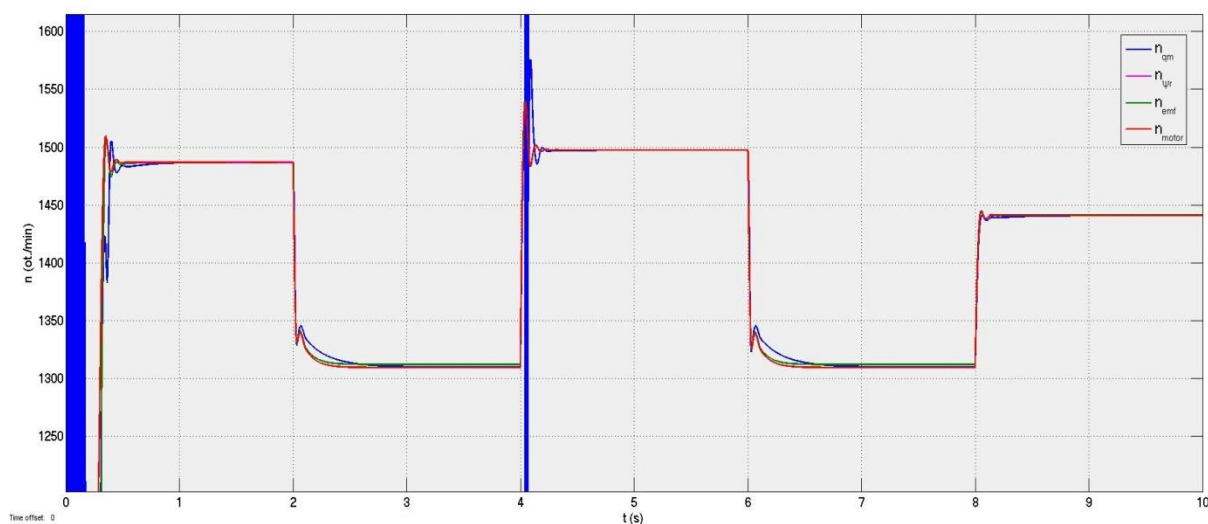


5.4 Celkové porovnání všech metod

Na obrázku 30 jsou zobrazeny společné průběhy otáček všech tří výše zmíněných modelů bezsensorového určování otáček asynchronního motoru (pomocí rotorového magnetického toku, elektromotorické síly a jalového výkonu), které jsou porovnány s otáčkami modelu asynchronního motoru. Změna otáček je prováděna po 2 s v posloupnosti $n \in \{300, 800, -800, 1500, -1500\}$ ot./min a konstantním zatěžovacím momentu 1 Nm. Dále na obrázku 31 jsou společné průběhy závislosti otáček asynchronního motoru na změně zatěžovacího momentu při nastavených otáčkách 1500 ot./min. Zatěžovací moment se měnil opět po 2 s v posloupnosti $M_z \in \{5, 40, 1, 40, 20\}$ Nm.



Obrázek 30 Časové průběhy otáček – všechny metody

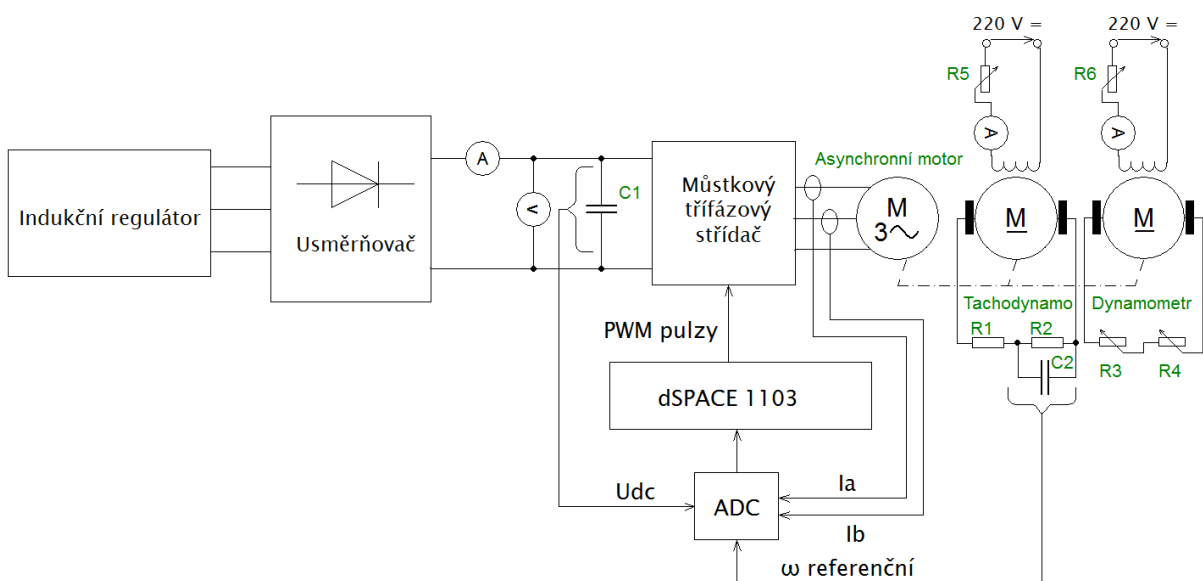


Obrázek 31 Změna otáček v závislosti na zatěžovacím momentu - všechny modely

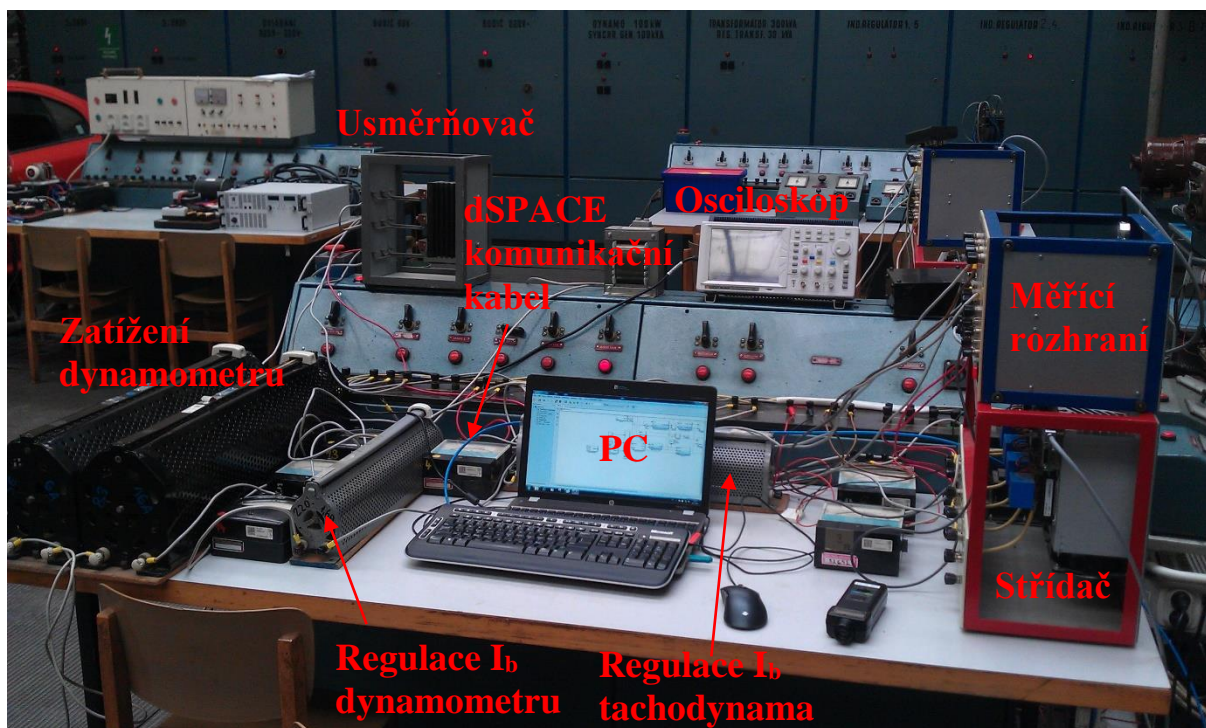
6 Praktická implementace

6.1 Popis pracoviště

Pracoviště je napájeno z indukčního regulátoru, který umožňuje plynulou změnu střídavého napájecího napětí v rozsahu od 0 do 600 V. Napětí je dále usměrněno pomocí šestipulzního usměrňovače. Tím je napájen třífázový můstkový střídač, který má na svém vstupu filtrační kondenzátor a velikost napětí stejnosměrného meziobvodu je sledována voltmetrem. Velikost stejnosměrného proudu protékajícího střídačem je sledována ampérmetrem. Budící pulzy pro střídač, který napájí asynchronní motor, zajišťuje platforma dSPACE 1103, kdy pomocí výše popsaného skalárního řízení je střídač ovládán, tak aby bylo možné měnit otáčky asynchronního motoru s ohledem na konstantní poměr U/f (konstantní moment zvratu pro různé otáčky). Asynchronní motor je hřídelí propojený s tachodynamem (určení referenčních otáček AM) a dynamometrem (možnost zatěžování AM). Tachodynamo i dynamometr jsou stejnosměrné stroje s cizím buzením, které zajišťuje budič 220 V (šestipulzní usměrňovač se svorkami na pracovním stole). K úpravě velikosti budícího proudu slouží posuvné odpory a hodnoty obou budících proudů jsou sledovány pomocí ampérmetrů. Kotva tachodynama je vyvedena na odporový dělič, jehož výstup je filtrován kondenzátorem (omezení kmitání). Výstup je použit pro určování referenčních otáček asynchronního motoru a velikost napětí je upravena odporovým děličem vhodně na rozsah, který je určen možnostmi AD převodníku platformy dSPACE ($\pm 10V$). Kotva dynamometru je vyvedena na dvojici posuvných odporů, které umožňují plynulou regulaci brzdného momentu asynchronního motoru. Jak již bylo zmíněno, platforma dSPACE ovládá spínání tranzistorů na střídači a dále je využíván AD převodník pro snímání proudů dvou fází asynchronního motoru (I_a a I_b , proud třetí fáze se dopočítává), napětí ze svorek odporového děliče u tachodynama (referenční otáčky) a ke snímání napětí stejnosměrného meziobvodu.



Obrázek 32 Schéma pracoviště



Obrázek 33 Rozmístění prvků pracoviště

Proudy dvou fází a napětí stejnosměrného meziobvodu jsou měřeny pomocí měřícího přípravku se sondami LEM. Na obrázku 32 je přehledně vyobrazeno popsané schéma a na obrázku 33 je fotografie s praktickým rozvržením jednotlivých prvků pracoviště.

6.1.1. Štítkové hodnoty použitých strojů

P_p (kW)	5,5
U_n (V)	380 Δ
I_n (A)	11,8
f_n (Hz)	50
n_n (ot./min)	1430
R_s (Ω)	0,952
R_r (Ω)	0,952
$L_{s\sigma}$ (H)	0,0093
L_s (H)	0,1383
$L_{r\sigma}$ (H)	0,0072
L_r (H)	0,1362
M (H)	0,129
p_p (-)	2

Tabulka 3 Štítkové hodnoty a parametry asynchronního motoru



P_p (kW)	0,3
U_n (V)	220
I_n (A)	1,37
U_{fn} (V)	220
I_{fn} (A)	0,75
n_n (ot./min)	2000

Tabulka 4 Štítkové hodnoty tachodynamy

P_p (kW)	6,7
U_n (V)	220
I_n (A)	32,6
U_{fn} (V)	220
I_{fn} (A)	1,2
n_n (ot./min)	1500

Tabulka 5 Štítkové hodnoty dynamometru

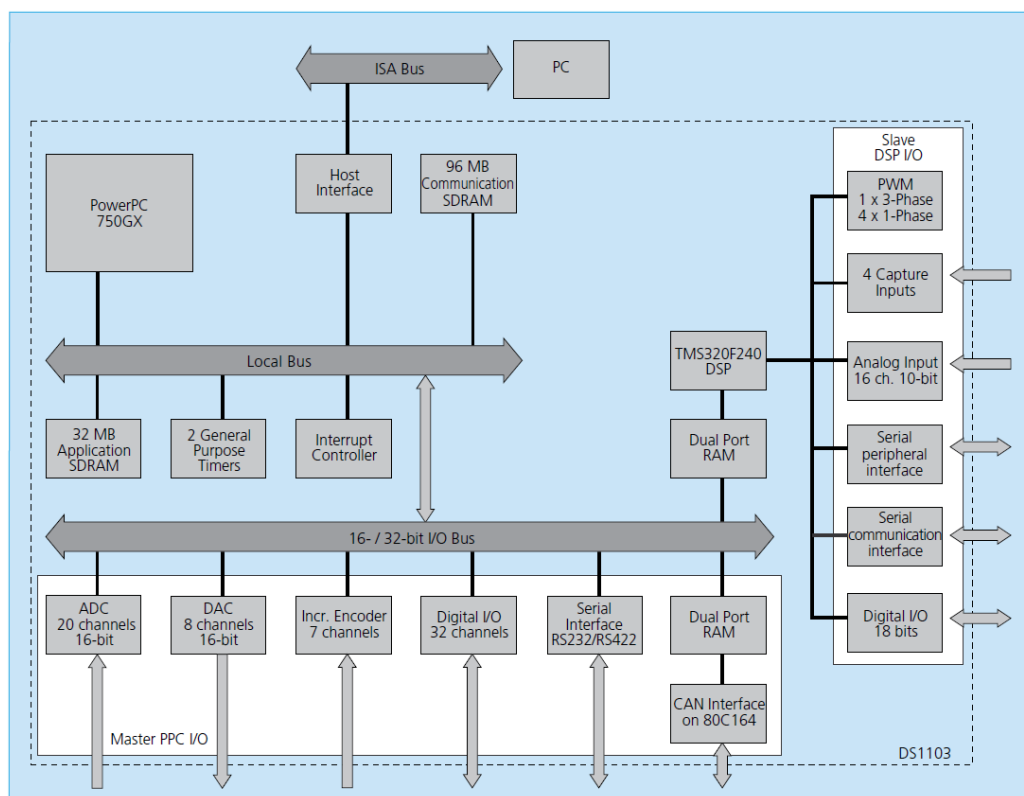
6.1.2. Platforma dSPACE

Pro potřeby této diplomové práce byla využita řídicí deska dSPACE 1103, která je určena k rychlému modelování řídicích technik. Tato řídicí deska je vhodná pro aplikace, jako jsou řízení pro automobilové aplikace, řízení asynchronních motorů, robotika, polohovací systémy a krokové motory, případně aktivní regulace vibrací. K této platformě je možné připojit navíc rozšiřující box nebo dSPACE AutoBox, což je vhodné k ověření správnosti řídicích funkcí buď v laboratorních podmínkách, nebo přímo v prototypu pohonu. Výpočetní výkon platformy dSPACE a rychlost vstupních a výstupních portů (I/O) jsou dostatečné i pro aplikace, které obsahují numerické aktuátory a senzory. Pokud využijeme prostředí Real-Time Interface (RTI), je řídicí deska plně programovatelná bloky Matlab/Simulink. Pomocí RTI jsme schopni konfigurace a čtení ze všech I/O portů v grafickém prostředí. Řídicí deska obsahuje 50-bitové I/O kanály, 36 analogově digitálních (A/D) a 8 digitálně analogových (D/A) kanálů. A/D a D/A kanály je možné vzájemně synchronizovat buď pomocí vnitřního PWM signálu, nebo vnějšího trigger signálu. Tyto informace byly získány z [18]. V tabulce 6 jsou vypsány všechny základní parametry námi využívaných funkcí. Na obrázku 34 je zobrazen základní blokový diagram uspořádání jednotlivých jednotek v řídicí desce dSPACE 1103. Platforma dSPACE a rozšiřující blok dSPACE jsou na obrázcích 35 a 36.



Parameter		Specification
Processor	PowerPC Type	■ PPC 750GX
	CPU clock	■ 1 GHz
	Cache	■ 32 KB level 1 (L1) instruction cache ■ 32 KB level 1 (L1) data cache ■ 1 MB level 2 (L2)
	Bus frequency	■ 133 MHz
	Temperature sensor	■ Reads actual temperature at the PPC
Memory	Local memory	■ 32 MB application SDRAM as program memory, cached
	Global memory	■ 96 MB communication SDRAM for data storage and data exchange with host
A/D converter	Channels	■ 16 multiplexed channels equipped with 4 sample & hold A/D converters (4 channels belong to one A/D converter. 4 consecutive samplings are necessary to sample all channels belonging to one A/D converter.) ■ 4 parallel channels each equipped with one sample & hold A/D converter ■ Note: 8 A/D converter channels (4 multiplexed and 4 parallel) can be sampled simultaneously.
	Resolution	■ 16-bit
	Input voltage range	■ ±10 V
	Overvoltage protection	■ ±15 V
	Conversion time	■ Multiplexed channels: 1 μs ¹⁾ ■ Parallel channels: 800 ns ¹⁾
	Offset error	■ ±5 mV
	Gain error	■ ±0.25%
	Offset drift	■ 40 μV/K
	Gain drift	■ 50 ppm/K
	Signal-to-noise ratio	■ >83 dB

Tabulka 6 Vybrané technické parametry dSPACE 1103



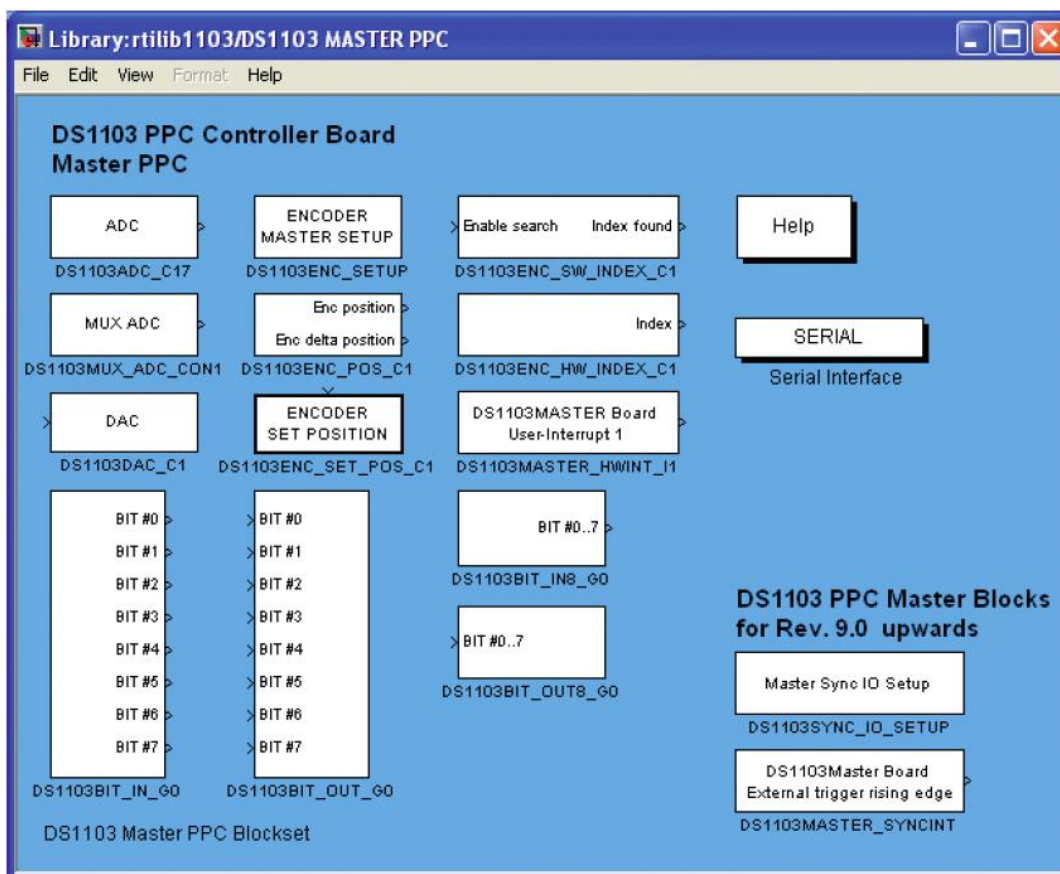
Obrázek 34 Blokový diagram dSPACE 1103



Obrázek 35 Platforma dSPACE



Obrázek 36 Rozšiřující box dSPACE

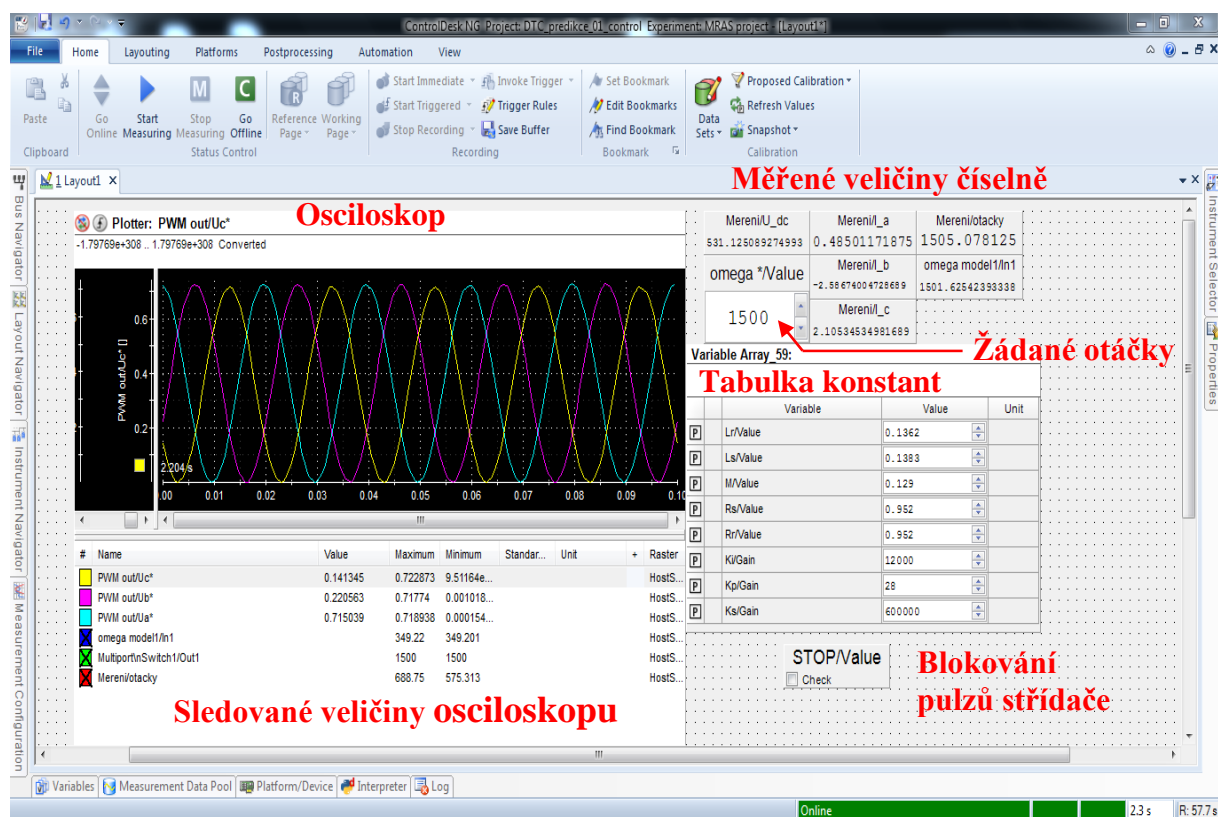


Obrázek 37 Knihovna RTI pro Matlab/Simulink

Pomocí RTI je možné poměrně snadno implementovat modely připravené v prostředí Matlab/Simulink. K tomuto účelu slouží speciální knihovna RTI CAN blockset, ve které jsou obsaženy bloky jako ADC (převádí analogové hodnoty do digitálních), DAC (převádí digitální hodnoty do analogových), I/O kanály, blok pro podporu inkrementálního čidla, PWM výstup a spousty dalších. Na obrázku 37 je jako příklad vyobrazena jedna z podknihoven knihovny RTI CAN blockset.

6.1.3. Control Desk

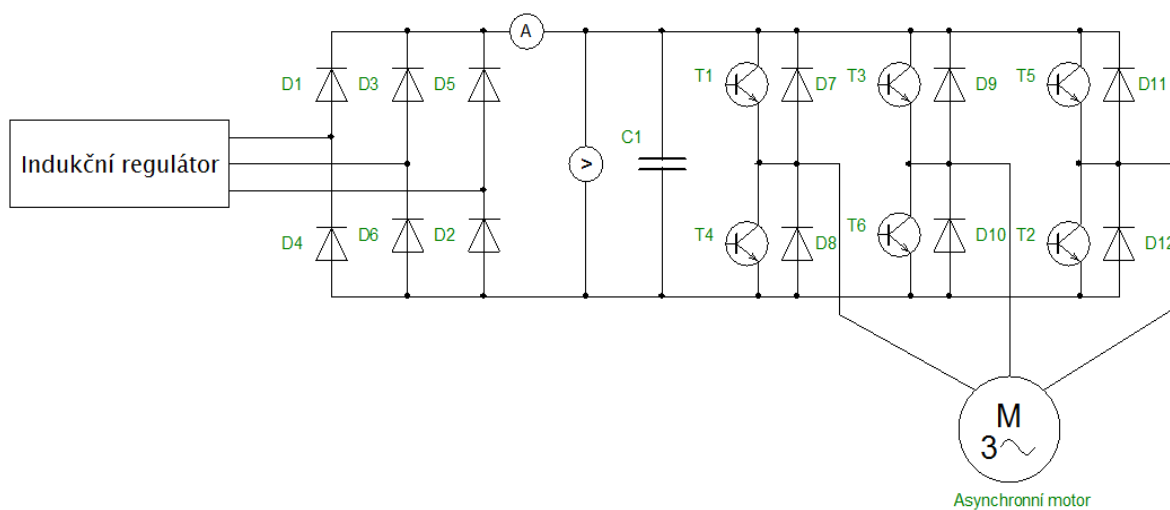
Program Control Desk je určen jako RTI (Real-Time Interface) pro platformu dSPACE. Díky tomuto softwaru jsme schopni jednoduše implementovat vhodně upravený model rovnou z prostředí Matlab/Simulink, přičemž Control Desk také umožňuje online sledovat I/O kanály, výstup z AD či DA převodníku a měnit veličiny konstant. Program Control Desk nabízí velké množství nástrojů pro zobrazení sledovaných veličin, případně pro změnu konstant. V neposlední řadě je možné pomocí tohoto prostředí získat navzorkované hodnoty zvolených veličin, přičemž vzorkovací perioda lze nastavit dle potřeby (limitující je pouze perioda taktu procesoru a vzorkovací perioda musí být jejím celočíselným násobkem) a získaná data lze exportovat například do formátu “.csv“. Obrázek 38 je příkladem, jakým může být vytvořeno uživatelské rozhraní v programu Control Desk.



Obrázek 38 Uživatelské rozhraní Control Desk

6.1.4. Nepřímý měnič frekvence s napětovým meziobvodem

Pomocí indukčního regulátoru o určité velikosti střídavého napětí (0-600 V) je napájen šestipulzní diodový usměrňovač, který střídavý průběh napětí usměrní. Usměrněné napětí však není konstantní, proto je dále do obvodu zařazena dvojice filtračních kondenzátorů (z důvodu napětového rozsahu měniče). Tato část nepřímého měniče frekvence se nazývá stejnosměrný meziobvod a v této části je informativně měřena velikost napětí a proudu. Usměrněné a odfiltrované napětí je dále vstupem do třífázového můstkového střídače, který je tvořen šesticí IGBT tranzistorů s antiparalelně zapojenými diodami. V našem případě je každá větev střídače tvořena jedním modulem. Pomocí platformy dSPACE a modelu skalárního řízení jsou voleny vhodné spínací kombinace, které tvoří dále požadavek pro budič měniče a ten následně spíná požadované IGBT tranzistory v přesných časových okamžicích. Střídačem je dále napájen asynchronní motor. Celkové schéma právě popsané struktury je na obrázku 39. Informace pro návrh tohoto schématu byly čerpány z [8]. V tabulkách 7, 8 a 9 jsou parametry použitých diodových modulů, modulu střídače a kondenzátoru.



Obrázek 39 Schéma nepřímého měniče frekvence s napěťovým meziobvodem

U_{RRM} (V)	1000-1600
I_{FAVm} (A)	85
I_{FSM} (kA)	1,2
I²t (kA²s)	7
U_{FM}/I_{FM} (V/A)	1,43/250

Tabulka 7 Parametry diodového modulu usměrňovače

U_{CE} (V)	1200
U_{CE - sat} (V)	max 2,5
I_C (A)	100
I_{GES} (μA)	max 0,5
P_C 25°C (W)	650
t_{on} (ns)	120
t_{off} (ns)	450

Tabulka 8 Parametry IGBT modulu CM100-DY-24NF



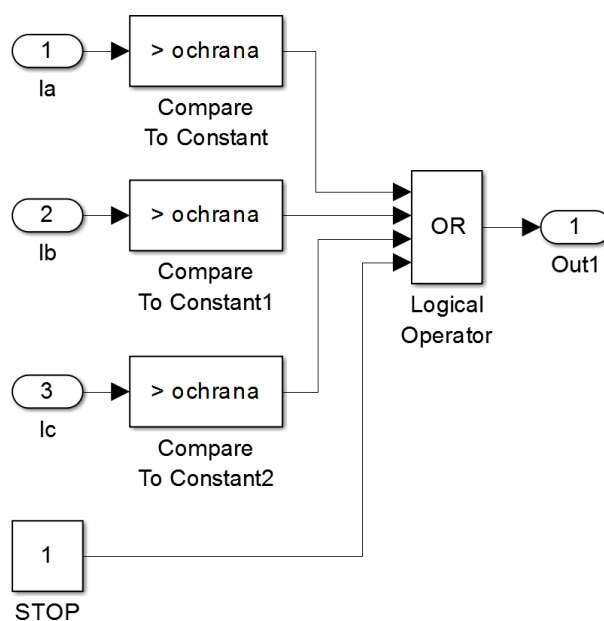
U_{DC} (V)	450
C (μF)	4700
tg δ (-) max 100 Hz, 20 °C	0,15

Tabulka 9 Parametry kondenzátoru Kendell

6.2. Prvky modelu praktické implementace

6.2.1. Nadproudová ochrana

Z toho důvodu, že proud tekoucí asynchronním motorem při rozběhu, vysoké zátěži, případně v dynamických stavech (například reverzace směru otáčení) může dosahovat vysokých hodnot, je vhodné jeho velikost určitým způsobem omezit, aby se zamezilo poškození částí pohonu či samotného asynchronního motoru. K tomuto účelu slouží v modelu praktické implementace blok nadproudové ochrany. Funguje na následujícím principu. Pokud proud v jakékoliv fázi vzroste nad zvolenou hodnotu nebo nastavíme konstantu STOP na hodnotu 0, dojde přes platformu dSPACE k zablokování budících impulzů střídače (výstup Out1 je připojen na blokovací vstup bloku PWM, viz dále) a nastaví se zkratovací kombinace (sepnuté horní nebo spodní tranzistory střídače). Na obrázku 40 je zobrazeno zapojení bloku nadproudové ochrany.

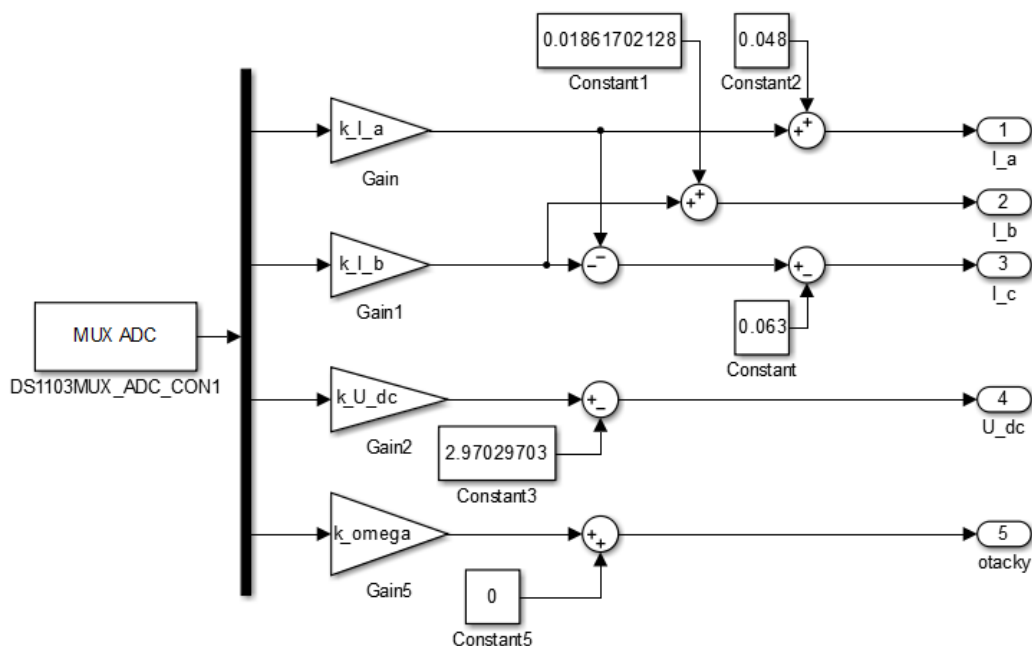


Obrázek 40 Blok nadproudové ochrany



6.2.2. Blok měření

K tomu abychom mohli implementovat metodu MRAS je velice důležité přesně měřit velikosti proudů statoru asynchronního motoru, napětí ve stejnosměrném meziobvodu a velikosti napětí z odporového děliče tachodynamu určující velikost referenčních otáček. Naměřené hodnoty slouží jako vstupy do výpočtu referenčního, adaptivního modelu a dalších nastavbových funkcí (velikost referenčních otáček je pouze pro porovnání správnosti implementace metody). Měření proudu a napětí probíhá pomocí speciálního měřicího rozhraní se sondami LEM. Výstupem je normalizovaná velikost napětí, která vstupuje do ADC rozšiřujícího bloku dSPACE. Dále je třeba signál zpracovat softwarově. Blok DS1103MUX_ADC_CON1 umožňuje získat a přenést hodnotu měřené veličiny přímo do výpočetního modelu. Tento signál je ale ještě třeba kalibrovat. Kalibrace byla provedena měřením dvou různě velkých hodnot pro danou veličinu (z důvodu přesnosti - čím vyšší rozdíl, tím přesnější kalibrace) a následným dosazením do rovnice přímky. Tím získáme dvě rovnice o dvou neznámých a jejich vyřešením obdržíme kalibrační koeficienty. Schéma z prostředí Matlab/Simulink je na obrázku 41 a konkrétní koeficienty jsou na obrázku 42.



Obrázek 41 Blok měření - praktická implementace



Obrázek 42 Konstanty kalibrace číselně

6.2.3. Transformace souřadných soustav

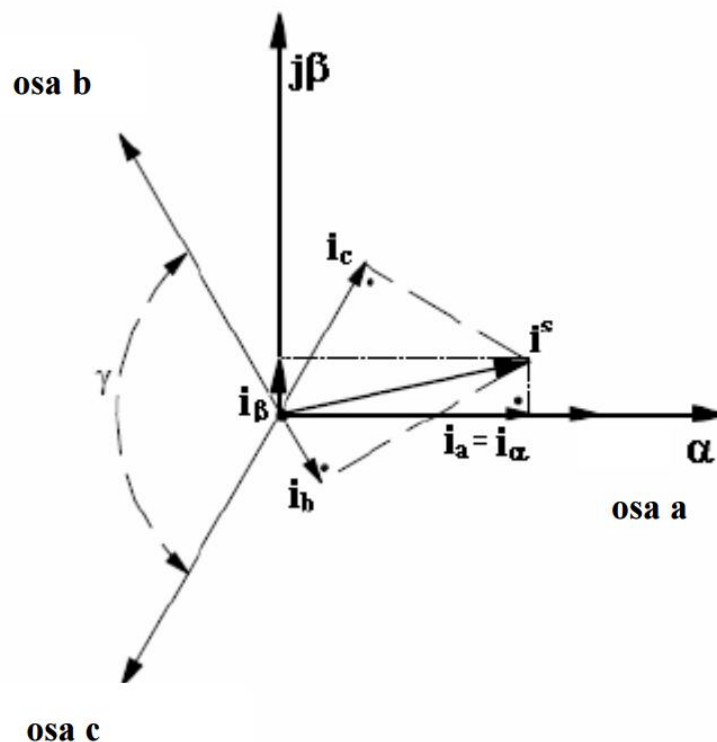
Z toho důvodu, že bloky skalárního řízení, referenčního a adaptivního modelu metody MRAS jsou modelovány v systému dvou vzájemně kolmých os (α, β) a v některých případech je třeba využívat naopak klasický systém tří os vzájemně fázově posunutých o 120° (a, b, c), je nutné využívat transformaci, která nám tento převod umožní. Jedná se o takzvanou Clarkové transformaci. Tato transformace je vhodná pokud platí následující rovnice.

$$i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) = 0 \quad (59)$$

$$u_a(t) + u_b(t) + u_c(t) = 0 \quad (60)$$

$$\psi_a(t) + \psi_b(t) + \psi_c(t) = 0 \quad (61)$$

Rovnice (59), (60) a (61) platí pro symetrické vinutí, kde v rovnici (59) $i_a(t), i_b(t), i_c(t)$ reprezentují statorové proudy, v rovnici (60) $u_a(t), u_b(t), u_c(t)$ reprezentují statorová napětí a v rovnici (61) $\psi_a(t), \psi_b(t), \psi_c(t)$ reprezentují spřažené magnetické toky asynchronního motoru.



Obrázek 43 Transformace souřadného systému a, b, c do α, β

Na obrázku 43 je naznačena filozofie Clarkové transformace a tomu odpovídá rovnice (62).

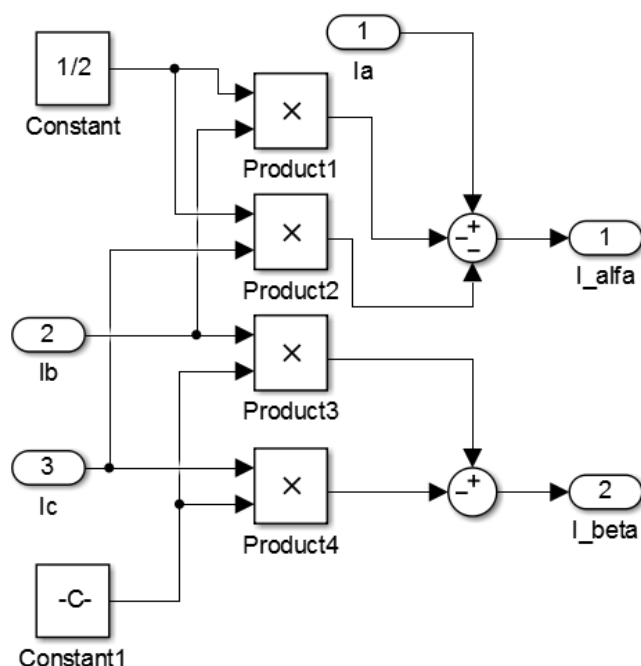
$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}(t) \\ i_{\beta}(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & \cos \gamma & \cos(2\gamma) \\ 0 & \sin \gamma & \sin(2\gamma) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad (62)$$

Rovnici (62) lze přepsat do následujícího tvaru pro složky α a β pro proud (pro napětí by byla obdobná):

$$i_{\alpha}(t) = i_a(t) - \frac{1}{2} \cdot (i_b(t) + i_c(t)) \quad (63)$$

$$i_{\beta}(t) = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot (i_b(t) - i_c(t)) \quad (64)$$

Rovnice (63) a (64) je na obrázku 44 převedena do modelu v prostředí Matlab/Simulink.



Obrázek 44 Clarkové transformace proudu

V některých případech je třeba naopak převést soustavu v souřadnicích α, β do systému tří os (a, b, c). K tomu slouží zpětná Clarkové transformace zapsaná v rovnici (65).

$$\begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \cos \gamma & \sin \gamma \\ \cos(2\gamma) & \sin(2\gamma) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} \quad (65)$$

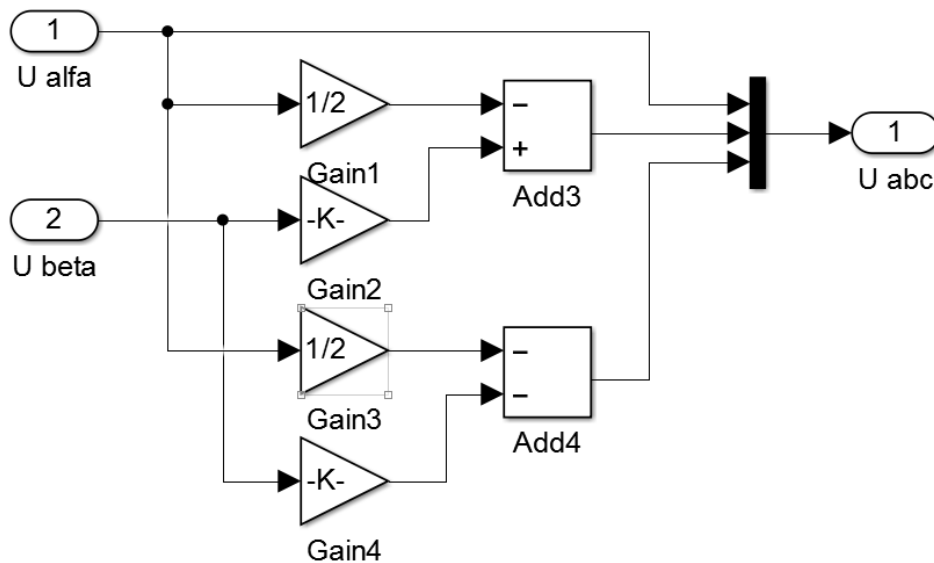
Tento výraz je možné dále rozepsat takto:

$$i_a(t) = i_\alpha(t) \quad (66)$$

$$i_b(t) = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_\beta(t) - \frac{1}{2} \cdot i_\alpha(t) \quad (67)$$

$$i_c(t) = -\frac{1}{2} \cdot i_\alpha(t) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_\beta(t) \quad (68)$$

Příslušný model zpětné Clarkové transformace v tomto případě pro napětí (pro proudy je to obdobné) je na obrázku 45.



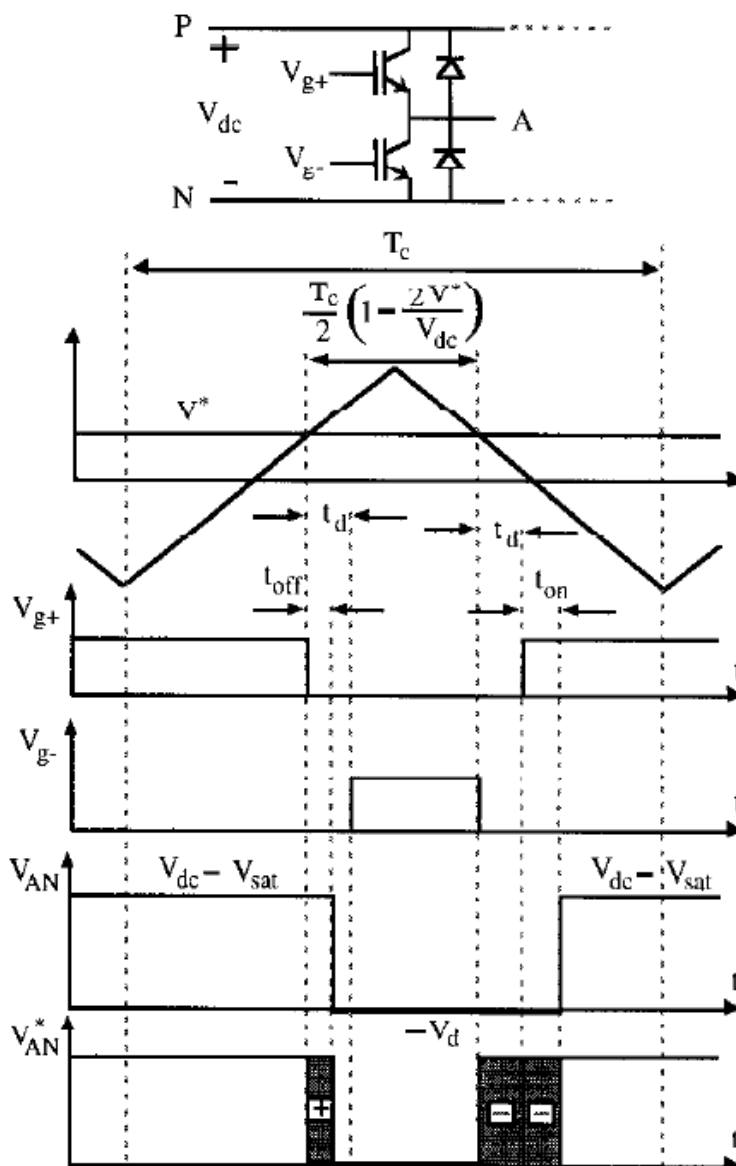
Obrázek 45 Zpětná Clarkové transformace

Podrobnější popis je obsažen v [16] a [17].

6.2.4. Dead Time kompenzace

Z bloku skalárního řízení vystupuje ideální průběh napětí (sinusový), který dále slouží jako referenční průběh pro PWM modulaci zprostředkovanou pomocí bloku RTI; ten na základě porovnávání nosného průběhu (běžně pilový či trojúhelníkový) spíná příslušné IGBT tranzistory na střídači. Spínání a vypínání tranzistorů však není děj, který by proběhl okamžitě, navíc z důvodu bezpečnosti je třeba zohledňovat ochrannou dobu mezi bezpečným vypnutím jednoho tranzistoru a sepnutím druhého v jedné větvi střídače (nesmí se zároveň sepnout oba tranzistory v jedné větvi střídače zároveň). Z toho důvodu, aby se model co nejvíce blížil skutečnosti a byl tím tak co nejpřesnější po implementaci, bylo třeba tento efekt nějakým způsobem zohlednit. K tomuto účelu byla využita takzvaná Dead Time kompenzace. V této práci je použita metoda střední velikosti napětí, která není příliš přesná, ale dává poměrně dobré výsledky a je snadné ji implementovat i s ohledem na výpočetní možnosti procesoru. Tato metoda je podrobně popsána v [13]. K pochopení principu je důležitý obrázek 46. Popisuje chování jedné větve střídače za dobu jedné periody nosného signálu T_c . Na jednotlivých průbězích je vidět nosný a referenční (V^*) signál, dále spínací signály tranzistorů pro připnutí kladného (V_{g+}) a záporného (V_{g-}) napětí (horní nebo spodní tranzistor jedné větve), výsledný průběh výstupního napětí skutečný (V_{AN}) a žádaný (V_{AN}^*).

Nyní k samotné funkci. Dokud je referenční signál nižší než nosný, je budící signál připojen k hornímu tranzistoru (kladné napětí) a zároveň musí být budící signál dolního tranzistoru (záporné napětí) zablokovan. Jakmile je nosný signál roven referenčnímu, dojde k odepnutí budícího napětí



Obrázek 46 Grafický popis funkce kompenzace Dead Time

horního tranzistoru, což trvá dobu t_{off} a navíc, než je možné sepnout spodní tranzistor, musíme respektovat ochrannou dobu $t_{d'}$. Až po uplynutí této doby je možné započít spínací proces spodního tranzistoru (budící impuls V_{g-}). Spodní tranzistor je sepnutý tak dlouho, dokud opět nosný signál neklesne pod referenční. Pokud se tak stane, započne vypínací proces spodního tranzistoru a po uplynutí ochranné doby ($t_{d'}$) započne spínání horního tranzistoru, což trvá dobu t_{on} . Tento postup má na skutečné výstupní napětí následující vliv. V prvotní fázi sepnutého horního tranzistoru je na výstupních svorkách kladné napětí o velikosti stejnosměrného napětí (V_{DC}), které napájí střídač zmenšené o úbytek napětí na tranzistoru v sepnutém stavu (V_{sat}) po dobu připnutí V_{g+} a dobu vypínání t_{off} . Následuje fáze připojeného napětí $-V_d$ (antiparalelní dioda spíná) a to do doby než opět sepe horní tranzistor. V ideálním případě bychom počítali s tím, že jakmile odepneme budící impuls pro horní tranzistor,



okamžitě je ve vypnutém stavu. Jak je vidět na průběhu $V_{AN}^* = f(t)$ obrázku 46, napěťová plocha v období vypínání horního tranzistoru je oproti ideálnímu případu navíc, tudíž při kompenzaci Dead Time se musí odečíst. Obdobná situace nastane v období mezi odepnutím V_g a fyzickému otevření horního tranzistoru. V ideálním případě bychom chtěli ve stejném časovém okamžiku, kdy odepneme V_g , sepnout horní tranzistor. Ve skutečnosti však vypínání spodního tranzistoru trvá dobu t_{off} , která je obsažena v čase t_d' a navíc spínání horního tranzistoru trvá dobu t_{on} . Teprve po uplynutí těchto časů (t_d' , t_{on}) je na zátěži připnuto kladné napětí. K tomu abychom respektovali tyto skutečnosti, je třeba napěťové plochy za tuto dobu přičíst. Tyto skutečnosti popisují rovnice (69) pro kladnou a (70) pro zápornou část periody PWM.

$$V_{AN} \approx V_{dc} \cdot \left(\frac{1}{2} + \frac{V^*}{V_{dc}} \right) - \Delta V \quad (69)$$

$$V_{AN} \approx V_{dc} \cdot \left(\frac{1}{2} + \frac{V^*}{V_{dc}} \right) + \Delta V \quad (70)$$

Kde ΔV je dána vztahem (71).

$$\Delta V = \frac{t_d + t_{on} - t_{off}}{T_c} \cdot (V_{dc} - V_{sat} + V_d) + \frac{V_{sat} + V_d}{2} \quad (71)$$

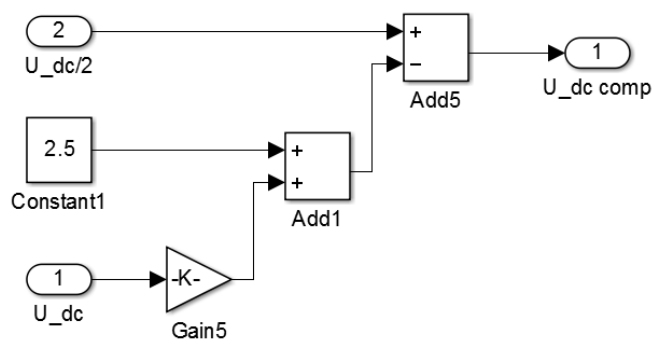
Vzhledem k tomu, že rozdíl mezi V_{sat} a V_d je velmi malý, lze tyto členy zanedbat viz (72).

$$\Delta V = \frac{t_d + t_{on} - t_{off}}{T_c} \cdot V_{dc} + V_{sat} \quad (72)$$

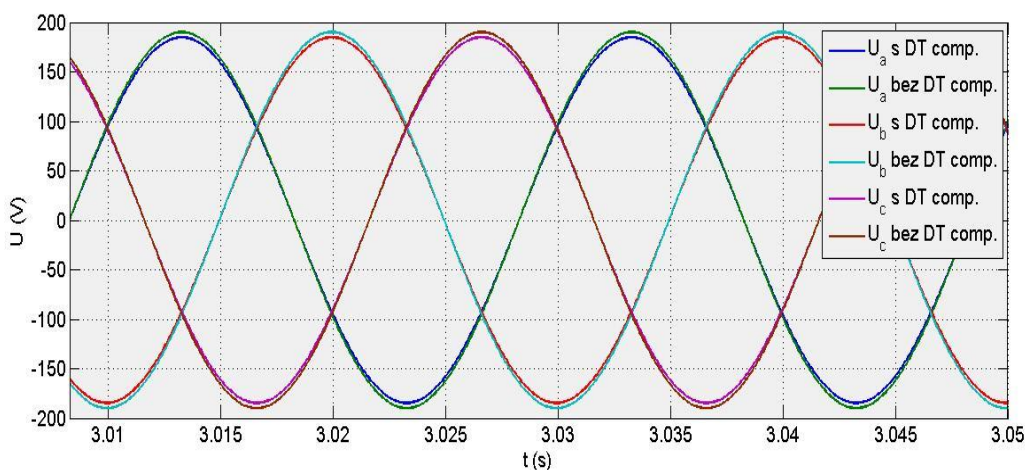
Po dosazení hodnot uváděných výrobcem při frekvenci PWM 2 kHz ($T_c = 5 \cdot 10^{-4}$) získáme:

$$\Delta V = \frac{5 \cdot 10^{-6} + 0,12 \cdot 10^{-6} - 0,45 \cdot 10^{-6}}{5 \cdot 10^{-4}} \cdot V_{dc} + V_{sat} = 0,00934 \cdot V_{dc} + 2,5 \quad (73)$$

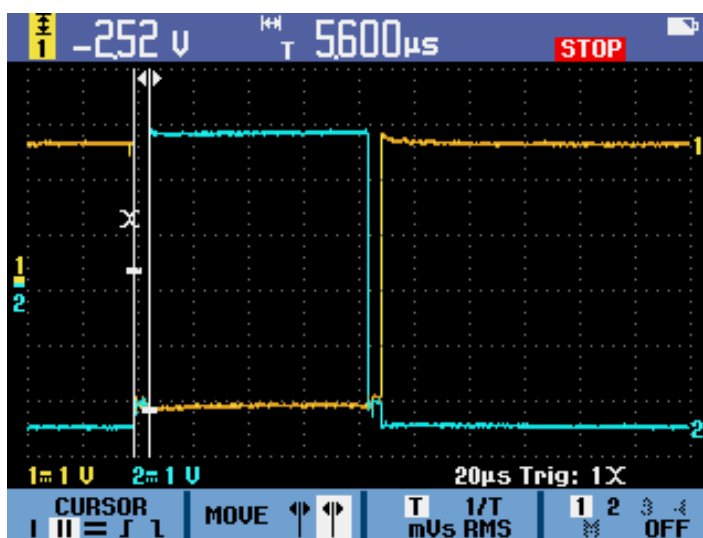
Výpočet ΔV v blocích prostředí Matlab/Simulink je na obrázku 47.



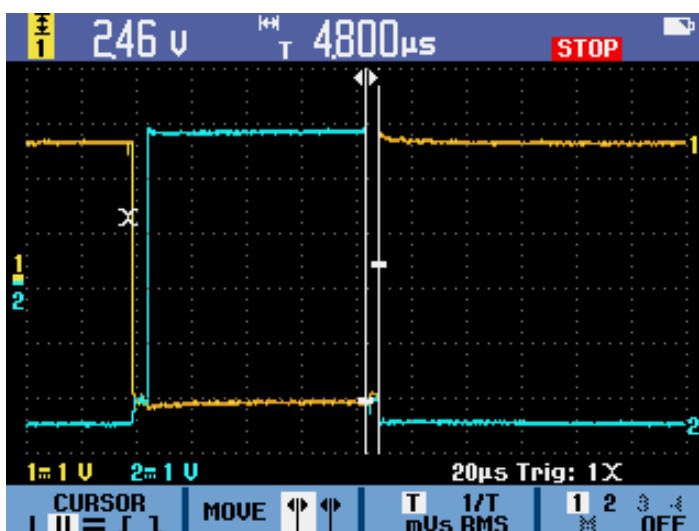
Obrázek 47 Výpočet ΔV pro Dead Time kompenzaci



Obrázek 48 Průběh napětí s a bez DT kompenzace při základní sekvenci otáček detail



Obrázek 49 Měření prodlevy Dead Time - horní tranzistor v jedné větvi



Obrázek 50 Měření prodlevy Dead Time - dolní tranzistor v jedné větvi

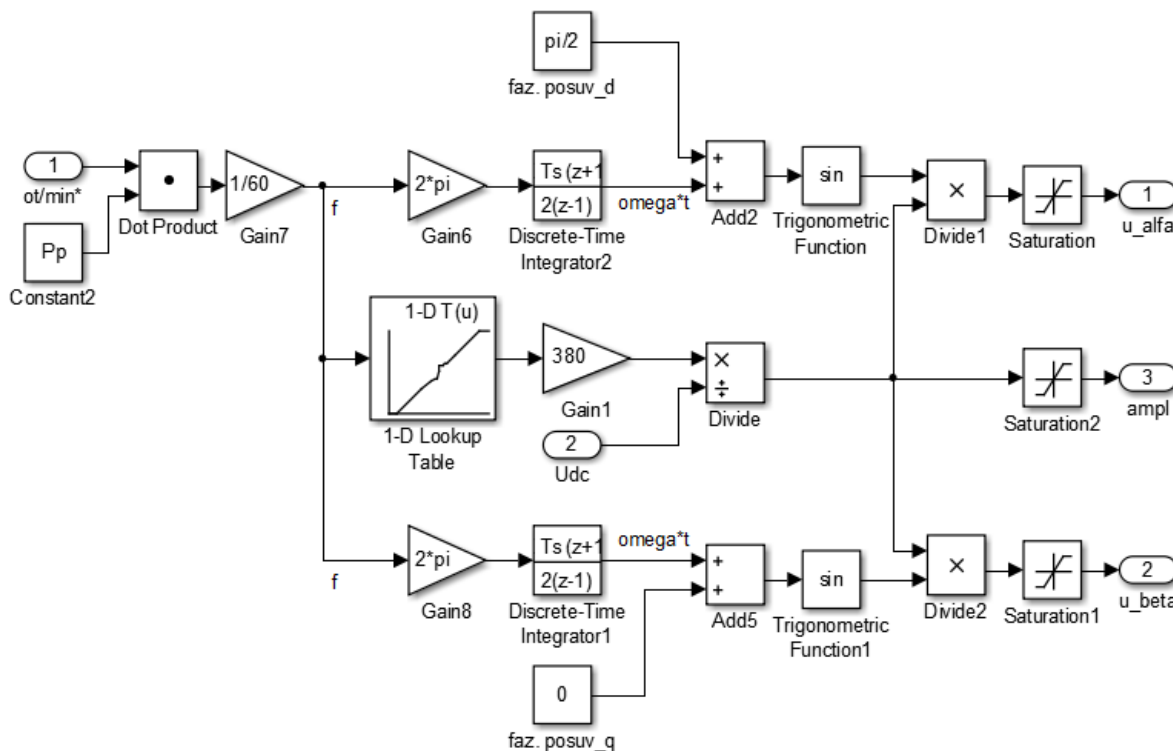
Celková kompozice Dead Time kompenzace bude popsána dále v této práci. Na obrázku 48 je graf, který postihuje vliv kompenzace Dead Time. Dále na obrázcích 49 a 50 jsou reálné oscilogramy impulzů budiče střídače s měřenou dobou Dead Time pro horní a dolní tranzistor jedné větve.

6.2.5. PWM Výstup

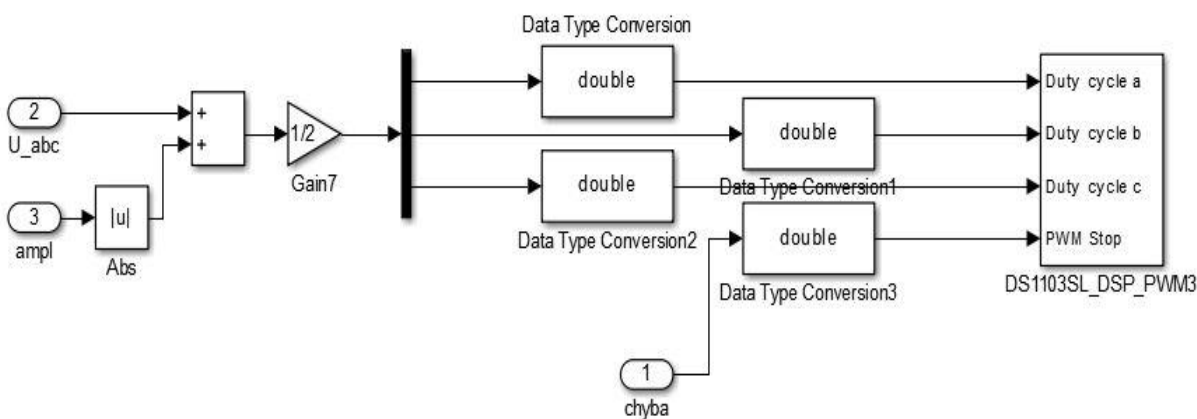
V tomto případě je PWM výstup zajišťován pomocí bloku z knihovny RTI, konkrétně pomocí bloku DS1103SL_DSP_PWM3 při spínací frekvenci 2 kHz a nastaveném dead time 5 μ s. Ten je schopen na základě požadavku datového typu double, který musí být v rozmezí od 0 do 1 (velikost střídů), generovat PWM signál do budiče střídače a ovládat tak asynchronní motor. Navíc umožňuje odepnout budící pulzy do střídače pomocí chybové hlášky. Toho je využito u nadproudové ochrany (při nadproudu se vygeneruje chybová hláška) a u ručního ovládání blokování impulzů z prostředí programu Control Desk. Dále je možné u tohoto bloku měnit frekvenci nosného signálu PWM a dead time. Ovšem nejprve je třeba si dané vstupy vhodně upravit. Prvotním zdrojem je požadavek na určitou velikost otáček. V bloku skalárního řízení je tento požadavek převeden na požadovanou frekvenci a na základě tabulky (respektující $U/f = \text{konst.}$) získáme signál v rozmezí $(-1; 1)$. Dále dochází k násobení jmenovitým napětím a dělení napětím stejnosměrného meziobvodu (V^*/V_{dc}). Díky těmto operacím je možné mít optimálně nabuzený asynchronní motor, protože pokud máme napětí stejnosměrného meziobvodu větší než vybrané z tabulky, zmenší se střída. Pokud naopak je napětí stejnosměrného meziobvodu nižší než žádaná hodnota, střídač díky saturaci spíná se střídou rovnou jedné. Právě popsané schéma je na obrázku 51. Z toho důvodu, že blok DS1103SL_DSP_PWM3 je schopen přijímat požadavky pouze v hodnotách mezi nulou a jedničkou je třeba celý průběh posunout o V^*/U_{dc} a podělit



dvěma. To je prakticky na obrázku 52. Takto připravený signál je vhodný pro řízení asynchronního motoru prostřednictvím platformy dSPACE.



Obrázek 51 Blok skalárního řízení - praktická implementace



Obrázek 52 Blok PWM výstupu

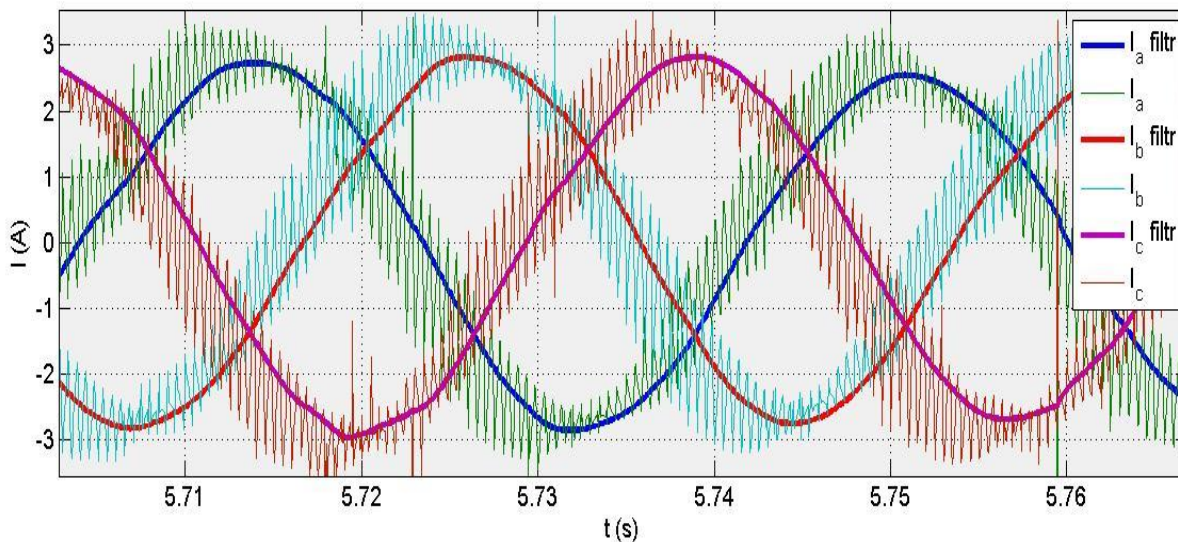
6.2.6. Návrh filtrů

V této práci bylo třeba využít digitálního filtru ve dvou případech. Jedním z nich byla filtrace měřeného statorového proudu asynchronního motoru a druhým byla filtrace otáček získaných z výpočtu modelu MRAS.

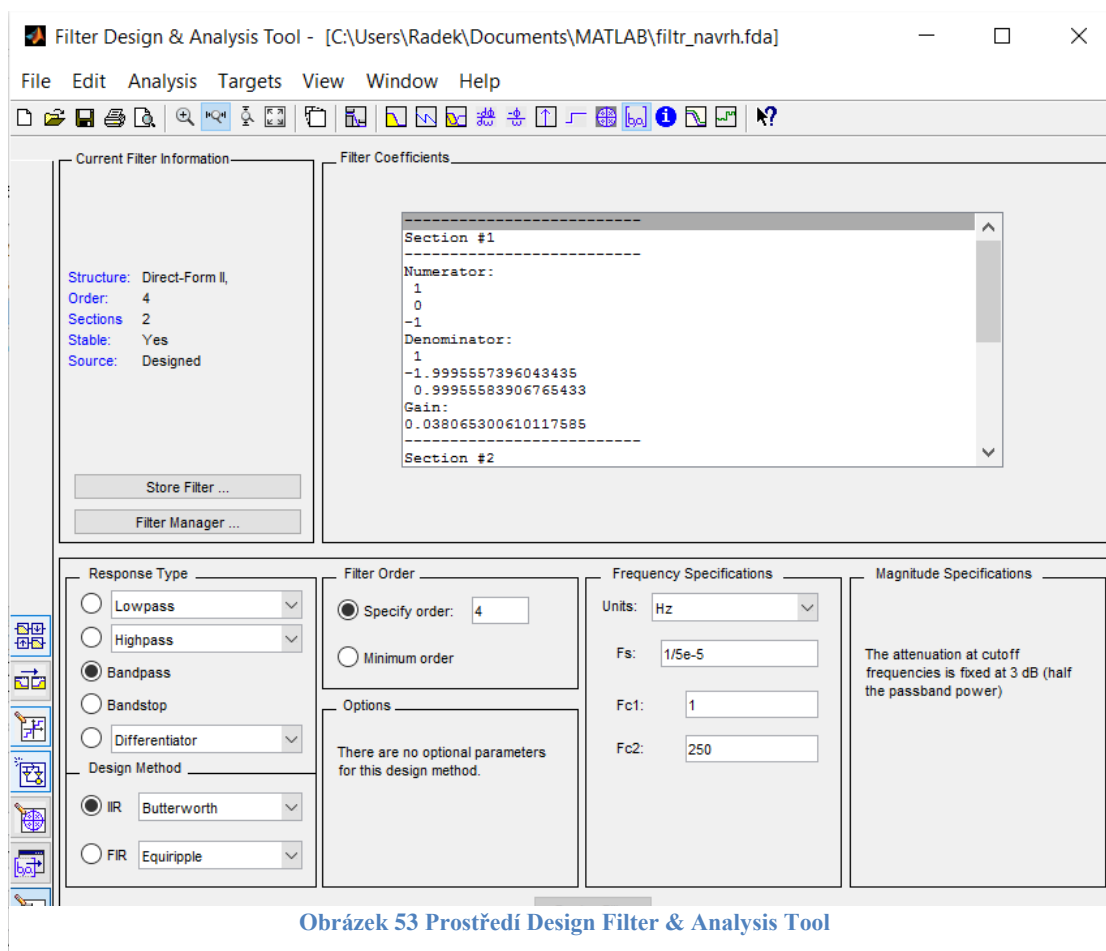


Filtr statorového proudu

Měření proudu bylo zprostředkováno pomocí měřících sond LEM, přičemž měřené proudy byly vystaveny značnému rušení. Navíc indukčnost asynchronního motoru není dostatečná k tomu, aby došlo k samovolnému vyhlazení proudu ze střídače (při spínání a rozepínání tranzistorů dochází k proudovým rázům, což má za následek sinusový průběh složený z pilovitých částí). Na obrázku 53 lze pozorovat



Obrázek 54 Průběh statorových proudů před a za filtrem

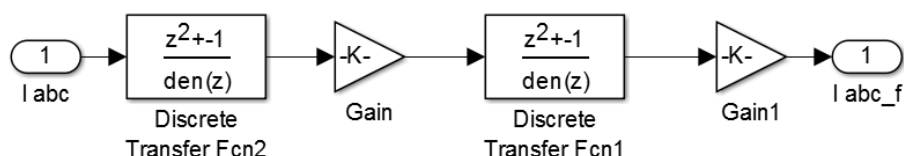


Obrázek 53 Prostředí Design Filter & Analysis Tool



vliv filtru. Odfiltrování nežádoucích vyšších frekvencí je velmi důležité pro přesnost určování otáček metodou MRAS. Filtr proudu byl navržen jako pásmová propust pro rozmezí frekvencí 1-250 Hz, kdy se zároveň odfiltruje stejnosměrná složka proudu a vyšší harmonické. Návrh byl prováděn pomocí nástroje Design Filter & Analysis Tool, které je součástí programu Matlab. Z toho důvodu, že není možné vytvořit pásmovou propust tak, aby útlum byl nulový v žádané oblasti a vysoký přesně nad rámeček této oblasti, byl tento filtr navržen s důrazem na minimální útlum v oblasti 1-150Hz.

Prostředí nástroje Design Filter & Analysis Tool je vyobrazeno na obrázku 53. Pro filtr proudu byla zvolena výpočetní metoda Butterworth čtvrtého řádu (filtr je tvořen dvěma sekcemi). Po dosazení vzorkovací frekvence a rozsahu propustného pásma bylo možné navrhnout filtr. Podle hodnot v okně Filter Coefficients bylo možné pomocí funkce Discrete Transfer Function v prostředí Matlab/Simulink tento filtr vytvořit. Výsledný model je na obrázku 55. Dále v tabulkách 10 a 11 jsou parametry jednotlivých bloků.



Obrázek 55 Filtr proudu v prostředí Matlab/Simulink

Sekce č. 1	
Čítatel	1
	0
	-1
Jmenovatel	1
	-1.999555739604343
	0.99955583906765433
Gain	0.038065300610117585

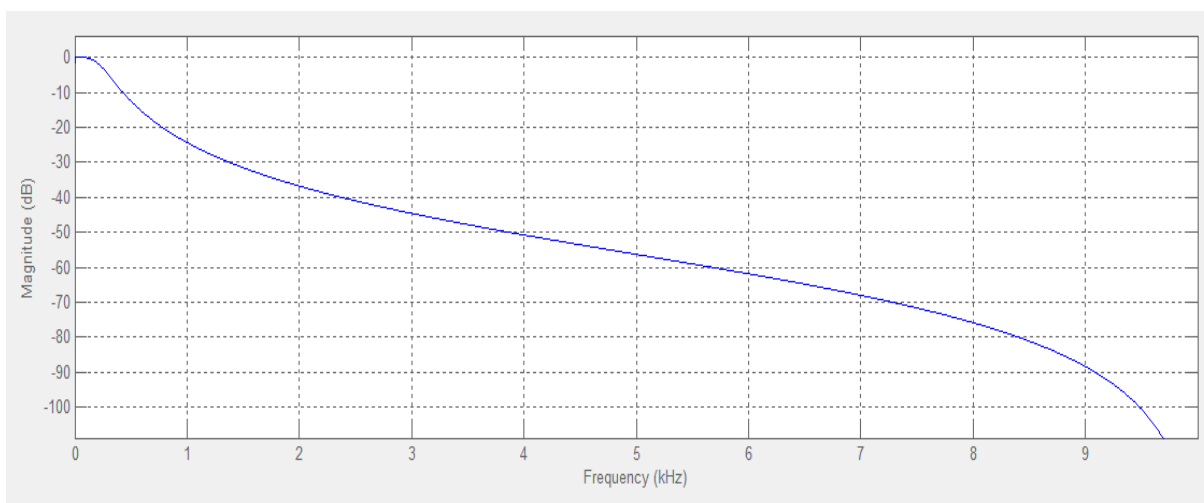
Tabulka 10 Parametry sekce č. 1 filtru proudu

Sekce č. 2	
Čítatel	1
	0
	-1
Jmenovatel	1
	-1.8898723963449335
	0.89566983481429663
Gain	0.038065300610117585

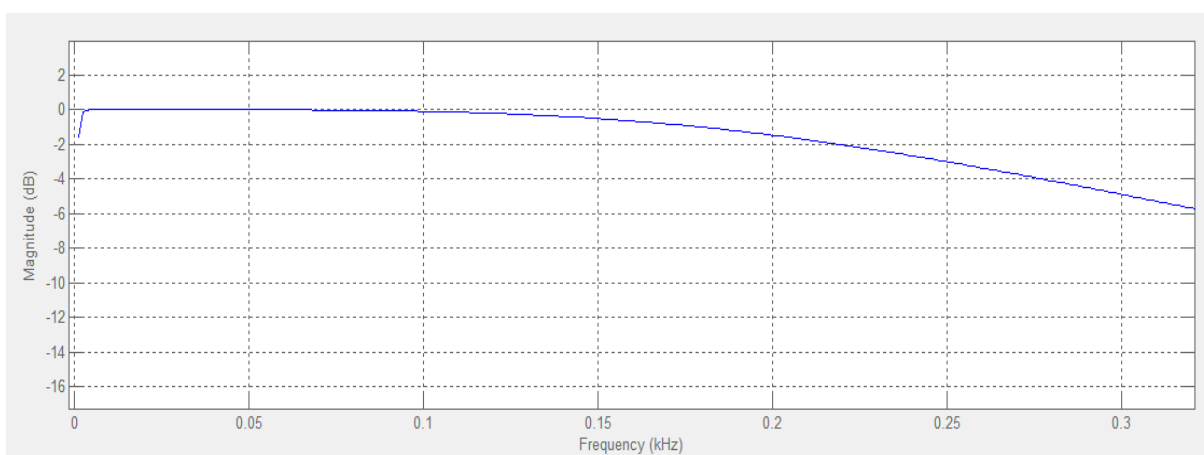
Tabulka 11 Parametry sekce č. 2 filtru proudu



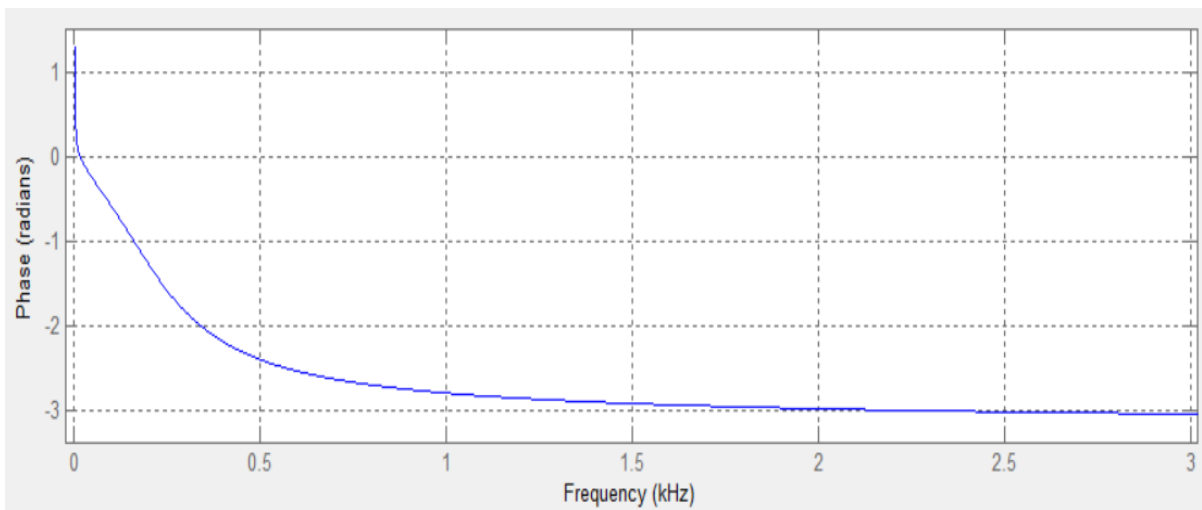
Na obrázcích 56-61 jsou zobrazeny charakteristiky definující chování navrženého filtru. Dle charakteristiky závislosti útlumu na frekvenci byl filtr navržen a je možné sledovat to, že jako filtr stejnosměrné složky se chová téměř ideálně (útlum ihned za hranicí povoleného pásma je co nejvyšší) a jako filtr vyšších harmonických má pozvolnější charakter, avšak požadovaného rozsahu 1-150 Hz s minimálním útlumem bylo dosaženo. Fázový posuv závislý na frekvenci filtrovaného proudu (0-60 Hz) dosahuje maximálně 20° elektrických. Odezva na Diracův jednotkový impulz a jednotkový skok má za následek (díky filtraci stejnosměrné složky), že se průběh ustálí na nule, avšak podstatný je čas, za který se tomu tak stane. V případě impulzu to je 3 ms a 0,7 s u jednotkového skoku.



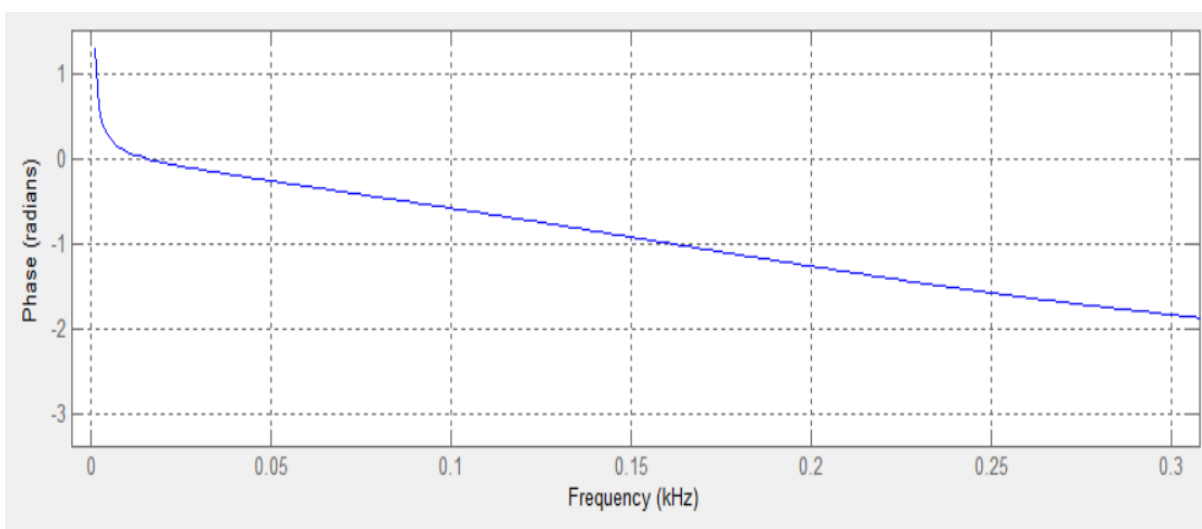
Obrázek 56 Útlum v závislosti na frekvenci - filtr proudu



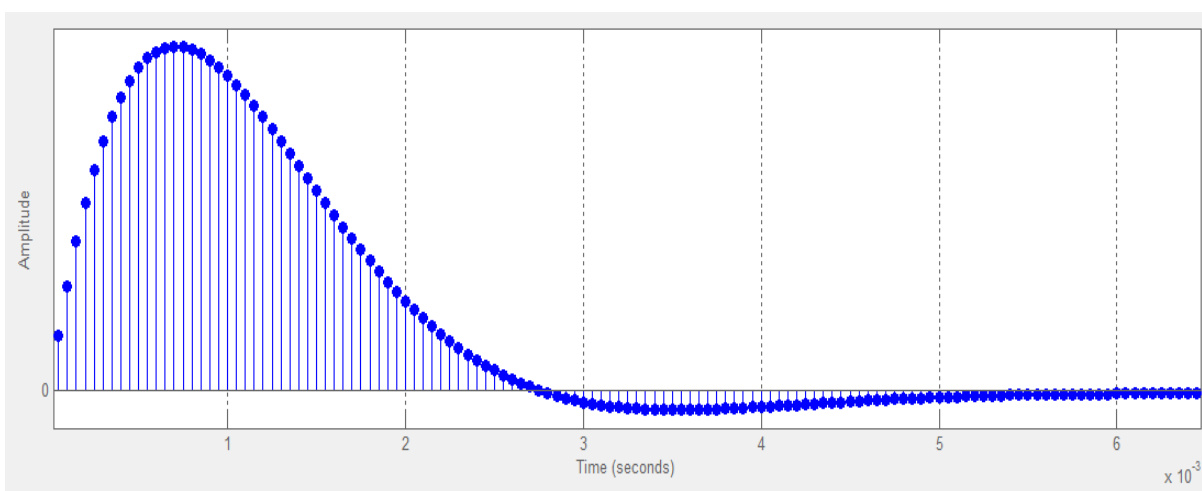
Obrázek 57 Útlum v závislosti na frekvenci detail - filtr proudu



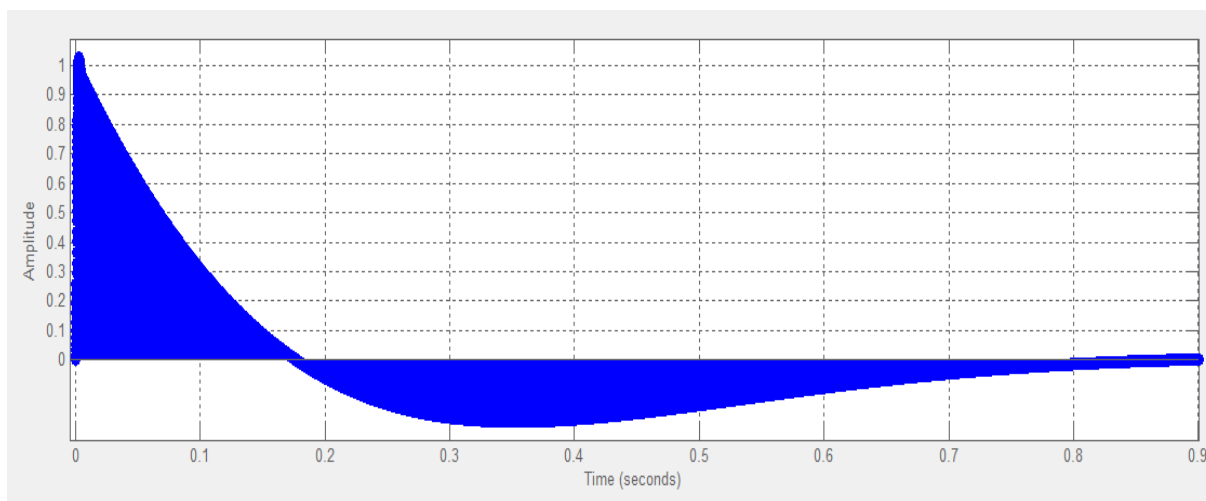
Obrázek 58 Fázový posuv v závislosti na frekvenci - filtr proudu.



Obrázek 59 Fázový posuv v závislosti na frekvenci detail - filtr proudu



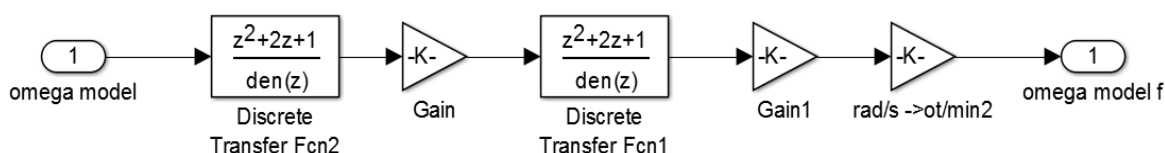
Obrázek 60 Odezva na Diracův impuls - filtr proudu



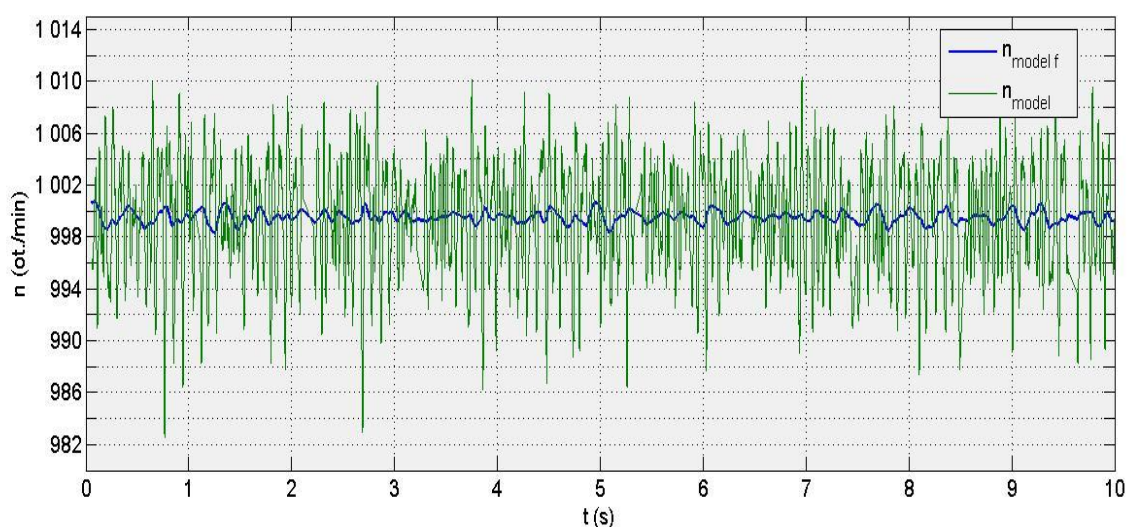
Obrázek 61 Odezva na jednotkový skok - filtr proudu

Filtr otáček

Z důvodu poměrně značného kmitání otáček získaných z modelu bylo třeba navrhnout filtr i pro otáčky. Na rozdíl od průběhu proudu, u otáček chceme propustit jen úzké pásmo frekvencí, v našem případě byla jako filtr navržena dolní propust s mezní propustnou frekvencí 5 Hz. Tato hodnota byla zvolena experimentálně s důrazem na co nejmenší kmitání otáček a zároveň na správnost zobrazované



Obrázek 62 Filtr otáček v prostředí Matlab/Simulink



Obrázek 63 Průběh otáček modelu před a za filtrem



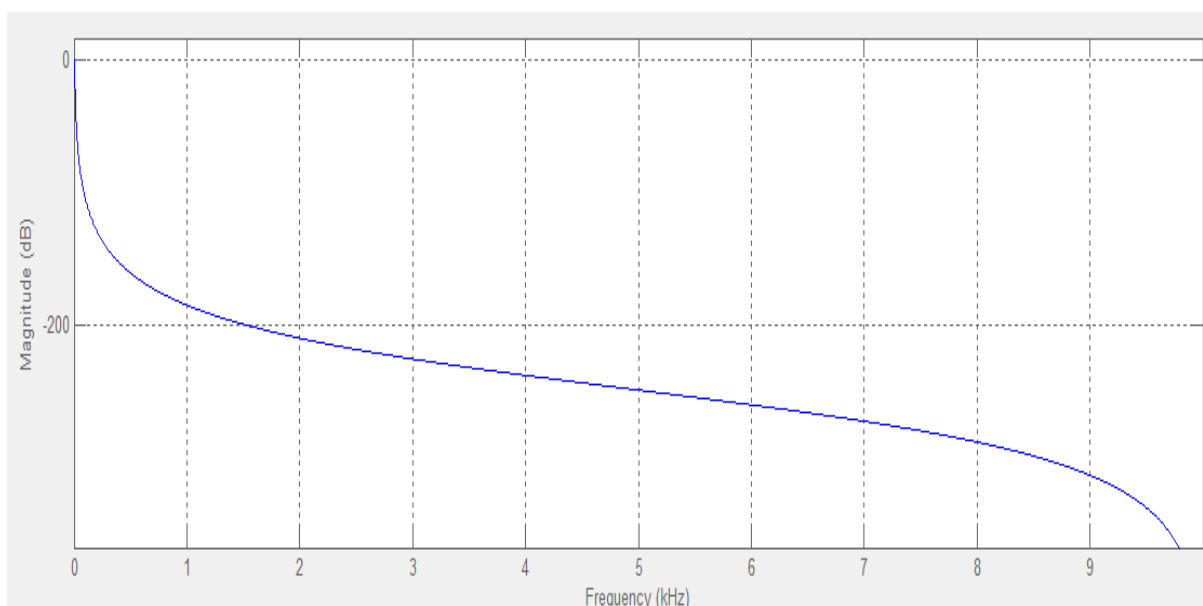
hodnoty. Postup návrhu byl obdobný jako u filtru proudu. To znamená, že byla zvolena metoda Butterworth čtvrtého řádu. Výsledný model z prostředí Matlab/Simulink je na obrázku 62. Dále na obrázku 63 je zobrazeno, jaký vliv na kmitání otáček má námi navržený filtr. V tabulkách 12 a 13 jsou parametry obsažené v jednotlivých blocích modelu.

Sekce č. 1	
Čítatel	1
	2
	1
Jmenovatel	1
	-1.9987960213666434
	0.9987984872849297
Gain	0.00000061647957158514376

Tabulka 12 Parametry sekce č. 1 filtru otáček

Sekce č. 2	
Čítatel	1
	2
	1
Jmenovatel	1
	-1.9970992902262359
	0.99710175405126178
Gain	0.00000061595625651179355

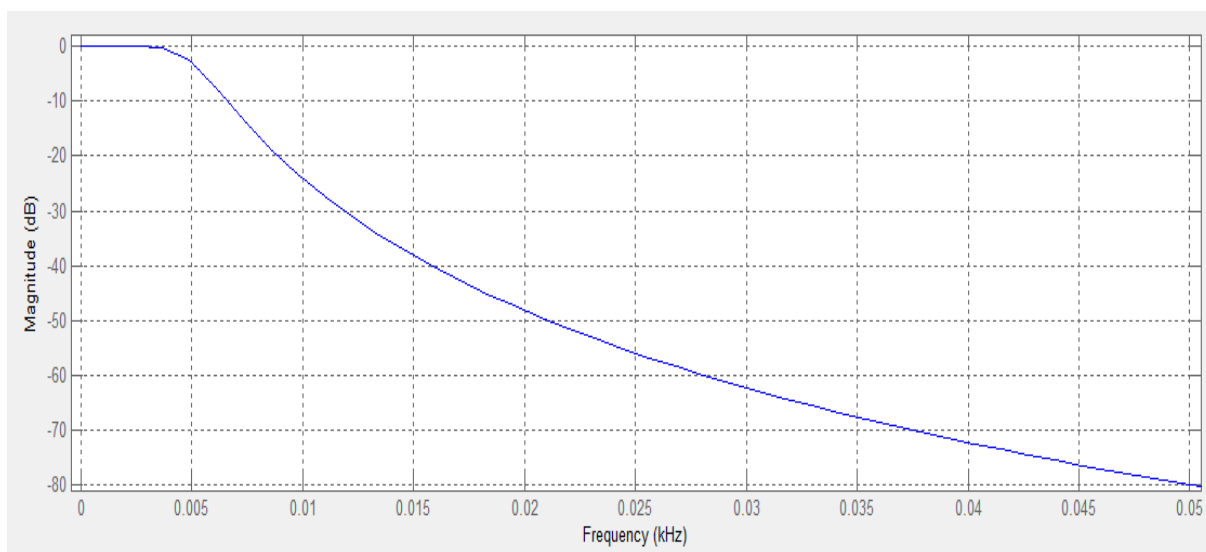
Tabulka 13 Parametry sekce č. 2 filtru otáček



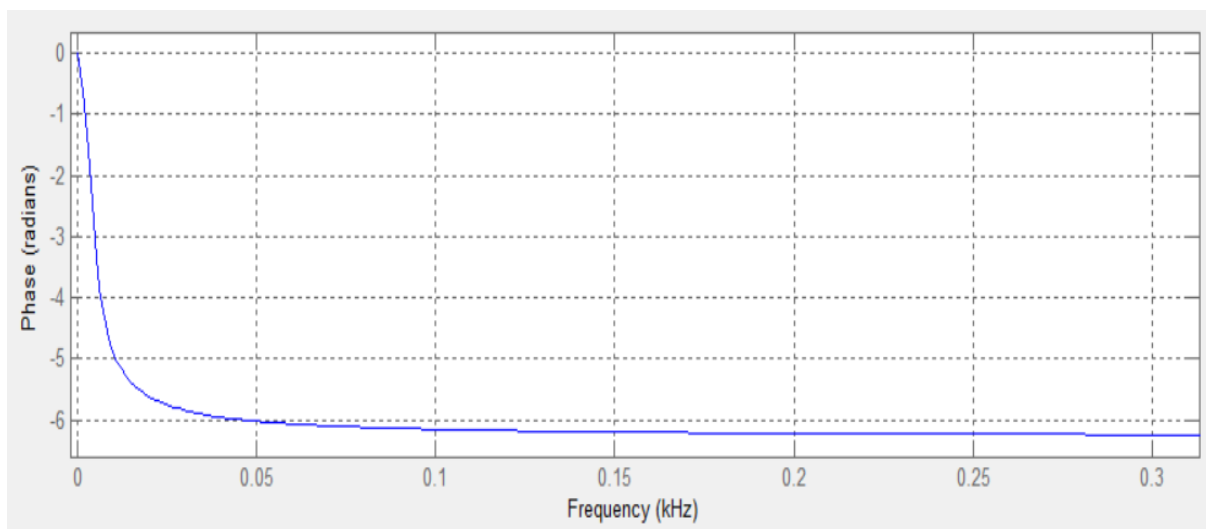
Obrázek 64 Útlum v závislosti na frekvenci - filtr otáček



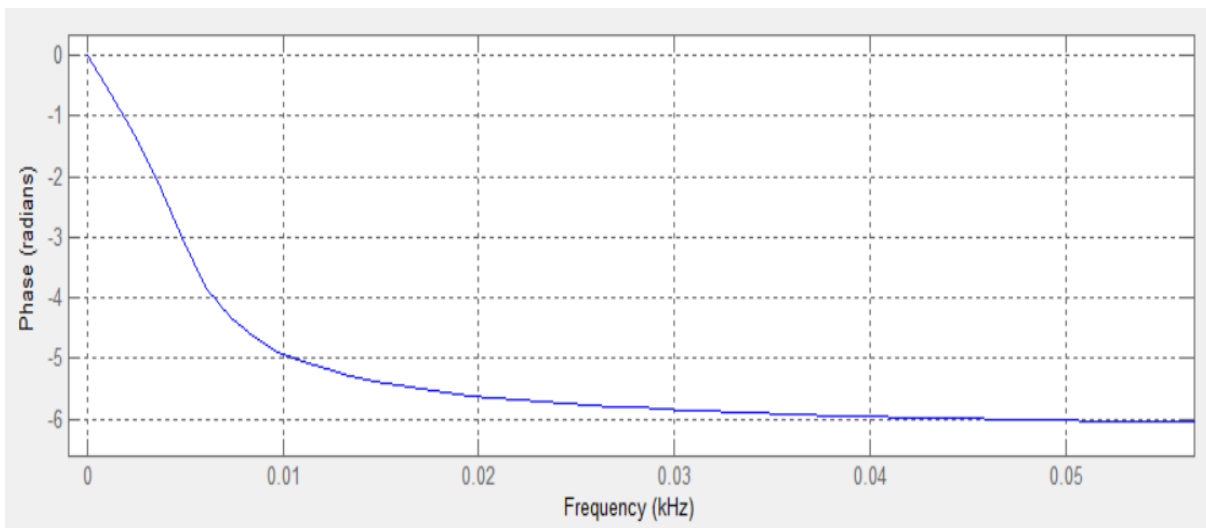
Chování filtru otáček je vystiženo pomocí obrázků 64 - 69, které obsahují frekvenční závislost útlumu, fázového posunu a odezvy na impuls a jednotkový skok v čase. Útlum je nastaven tak, aby přibližně v oblasti 0-4 Hz byl nulový a se zvyšující se frekvencí roste. Fázový posuv se postupně od 0 do 5 Hz výrazně zvyšuje až na hodnotu 6 radiánů a dále při vyšších frekvencích zůstává konstantní. K ustálení po reakci na Diracův jednotkový impuls je třeba přibližně 300 ms, což je i doba reakce odezvy na jednotkový skok. Vzhledem k tomu, že se jedná o dolní propust, hodnota po ustálení reakce na jednotkový skok se ustálí na hodnotě 1.



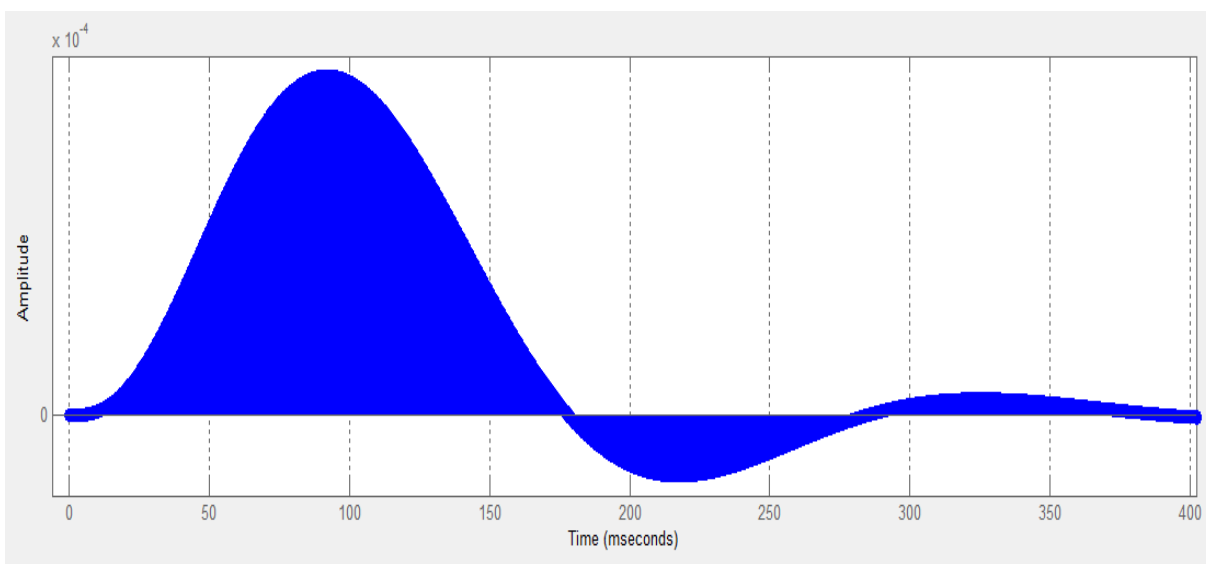
Obrázek 65 Útlum v závislosti na frekvenci detail - filtr otáček



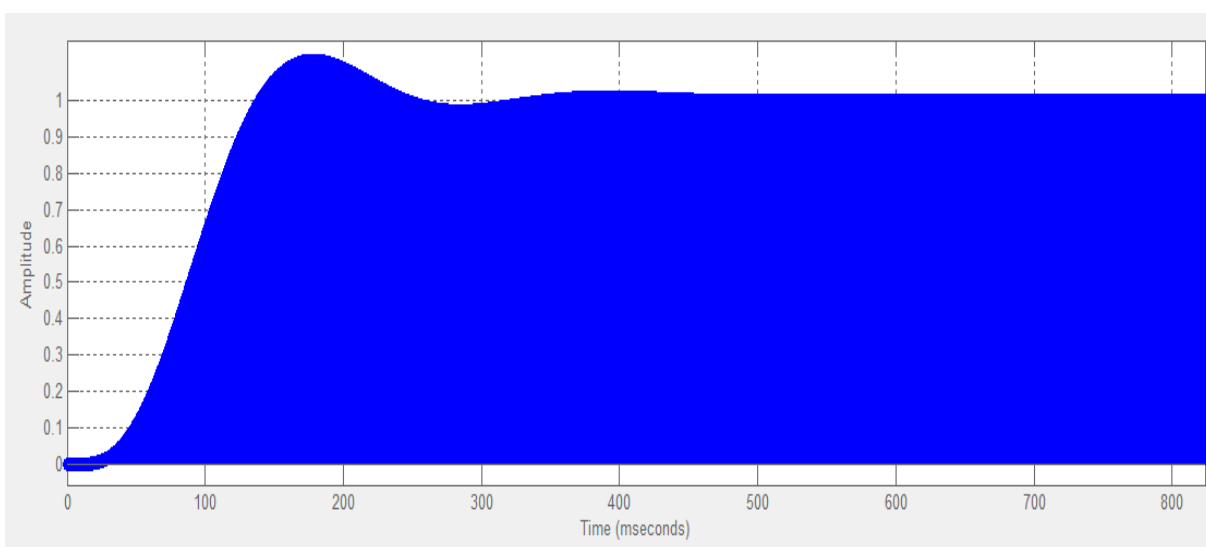
Obrázek 66 Fázový posuv v závislosti na frekvenci – filtr otáček



Obrázek 67 Fázový posuv v závislosti na frekvenci detail – filtr otáček



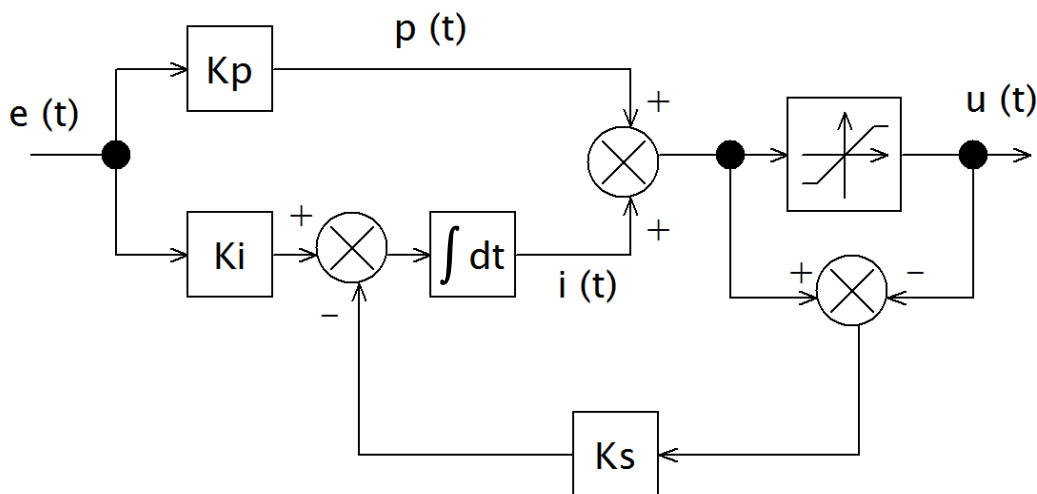
Obrázek 68 Odezva na Diracův impuls - filtr otáček



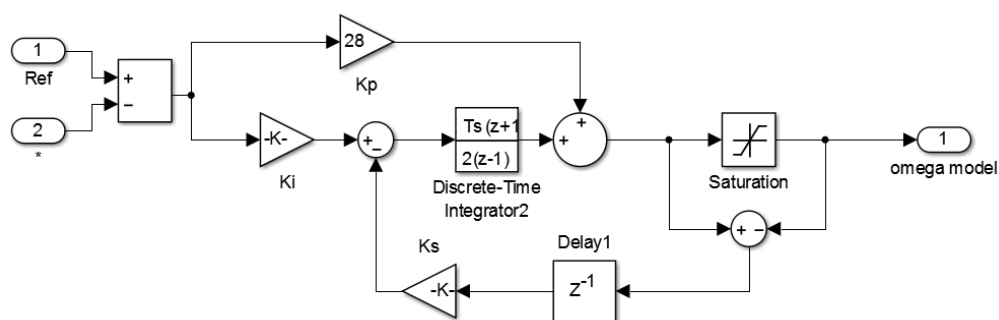
Obrázek 69 Odezva na jednotkový skok - filtr otáček

6.2.7. PI regulátor s Anti Windup

Anti Windup je opatření, které je používáno u PI (PID) regulátorů se zpětnou vazbou. Uplatní se hlavně v situacích, kdy na vstup PI regulátoru přijde vysoká žádaná hodnota regulační odchylky ($e(t)$), navíc s vysokou dynamikou. Integroční složka PI regulátoru za krátkou dobu naintegruje velmi vysokou hodnotu, která se na výstupu regulátoru nemůže reálně objevit. Následně poměrně dlouho trvá, než dojde k odintegrování. K tomu abychom tento efekt minimálně omezili, ne-li se od něj úplně oprostili, je třeba na výstup PI regulátoru vložit saturaci, vhodně nastavit její meze a sledovat rozdíl vstupu a výstupu. Pokud se stane, že saturace zapůsobí, vznikne rozdíl hodnot před a za saturací, kterou po vhodné úpravě (násobení konstantou K_s) odečteme od integrační složky PI regulátoru. Tím dojde k několikanásobně rychlejšímu (podle konstanty K_s) odintegrování integrační složky PI regulátoru. Celková koncepce PI regulátoru s Anti Windup ochranou je na obrázku 70. Bližší popis této metody je obsažen v [12]. Model praktické implementace je na obrázku 71. Oproti teoretickým předpokladům se liší zpoždujícím členem o jeden čítací krok ($50 \mu s$). To je z důvodu sekvenčního zpracovávání procesoru. V tabulce 14 jsou hodnoty použitých konstant. Na obrázku 72 je celkový model praktické implementace metody MRAS.



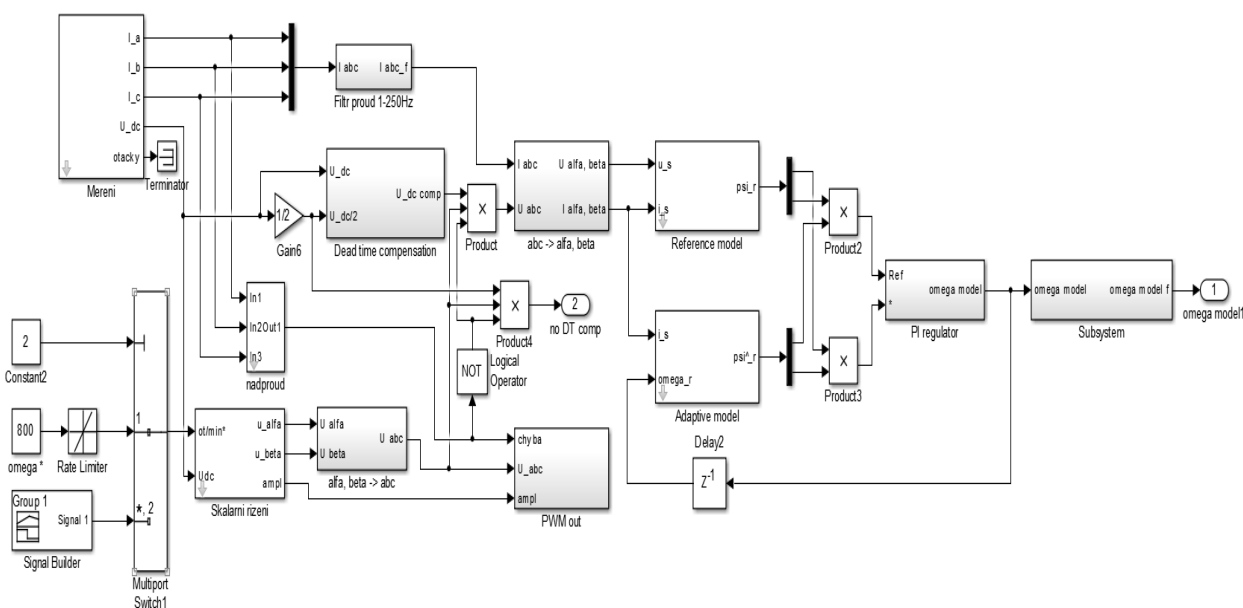
Obrázek 70 PI regulátor s Anti Windup



Obrázek 71 PI regulátor s Anti Windup - praktická implementace

Kp	28
Ki	12 000
Ks	600 000
Saturace	±180

Tabulka 14 Parametry PI regulátoru



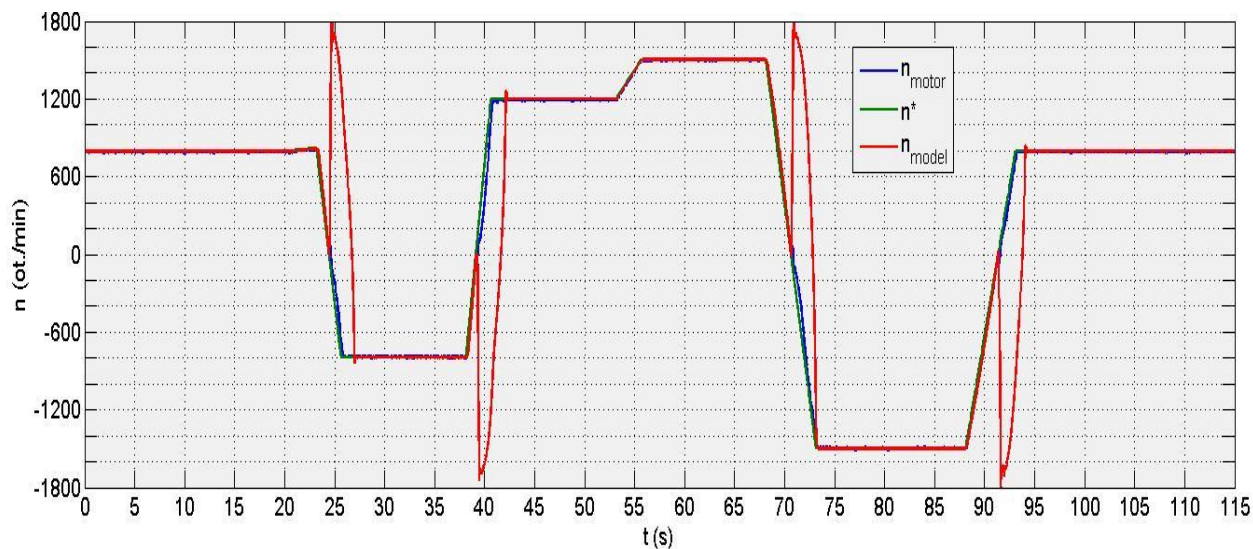
Obrázek 72 Celkový model praktické implementace modelu MRAS

6.3. Praktická implementace - chování naprázdno

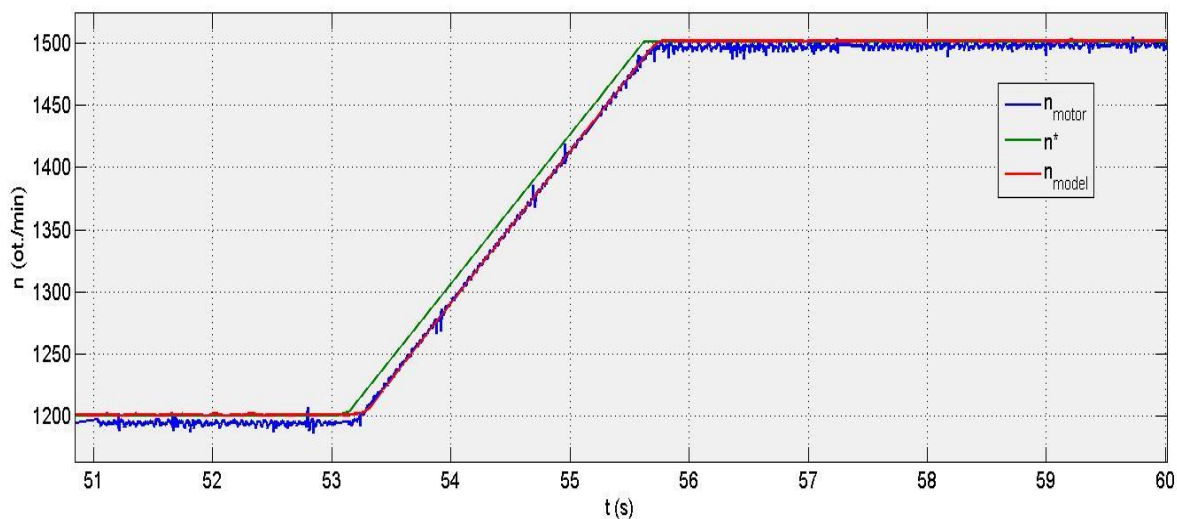
Pro implementaci byla vybrána z důvodu nejlepšího chování v simulacích metoda určování otáček pomocí rotorového magnetického toku. Chování bylo pozorováno na sekvenci otáček $n \in \{800, -800, 1200, 1500, -1500, 800\} \text{ ot./min}$, kdy ke změně otáček docházelo po 15 s. V této sekvenci byly pozorovány rozdíly mezi žádanými otáčkami, skutečnými referenčními otáčkami (tachodynamo) a otáčkami získanými z modelu MRAS. Vzhledem k tomu, že průchody nulou provázely nechtěné skoky do saturace, byla funkce modelu MRAS ověřena zvlášť v kladných a záporných otáčkách při sekvenci $n \in \{1500, 1200, 900, 600, 300, 1500, 500, 1000\} \text{ ot./min}$ změna otáček byla opět po 15 s. Pro záporné otáčky byla použita stejná sekvence se stejnými intervaly. Dále je přiložen graf nejistoty otáček v rozmezí -1500 ot./min až 1500 ot./min a tabulka těchto nejistot pro kladnou polovinu rozsahu (velikost chyby je symetrická podle nuly). Na následujících oscilogramech jsou také obsaženy průběhy statorových proudů asynchronního motoru před a za filtrem. Následují oscilogramy



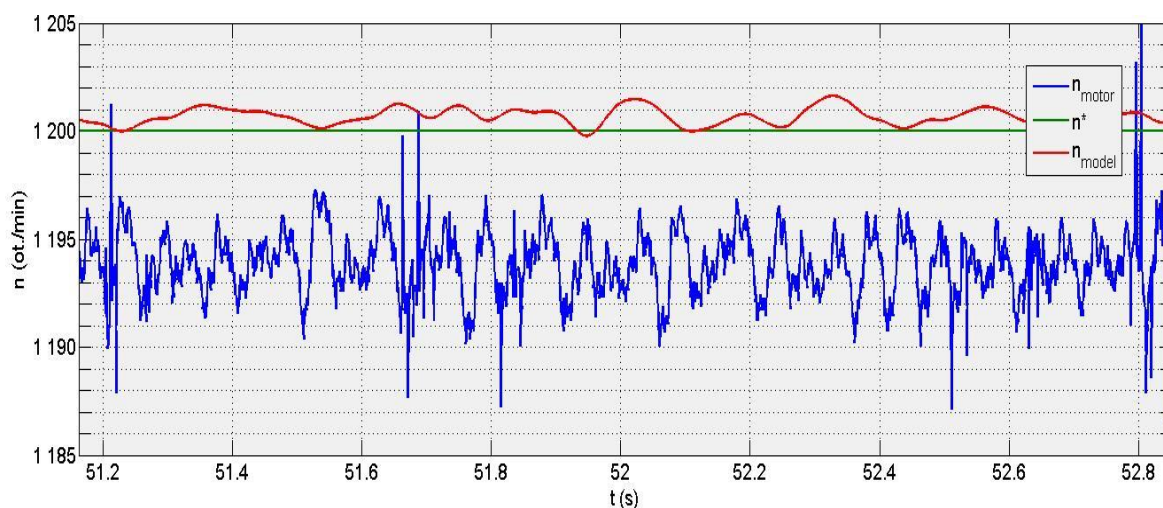
s průběhem sprážených magnetických toků v souřadnicích α a β pro referenční a adaptivní model. Dále je zde i průběh regulační odchylky PI regulátoru. Nechybí ani pohled na průběh napětí bez a s kompenzací Dead Time. Na závěr jsou přiloženy obrázky z bloku PWM out (zprostředkovává řídicí impulzy pro střídač) a průběh konkrétních ovládacích pulzů budiče střídače pro tři fáze.



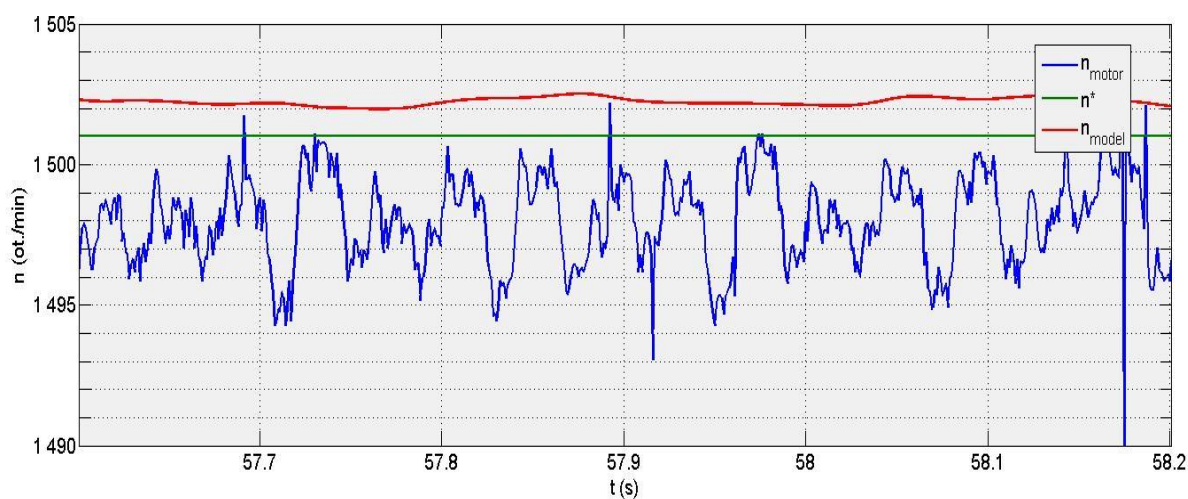
Obrázek 73 Průběh otáček základní sekvence



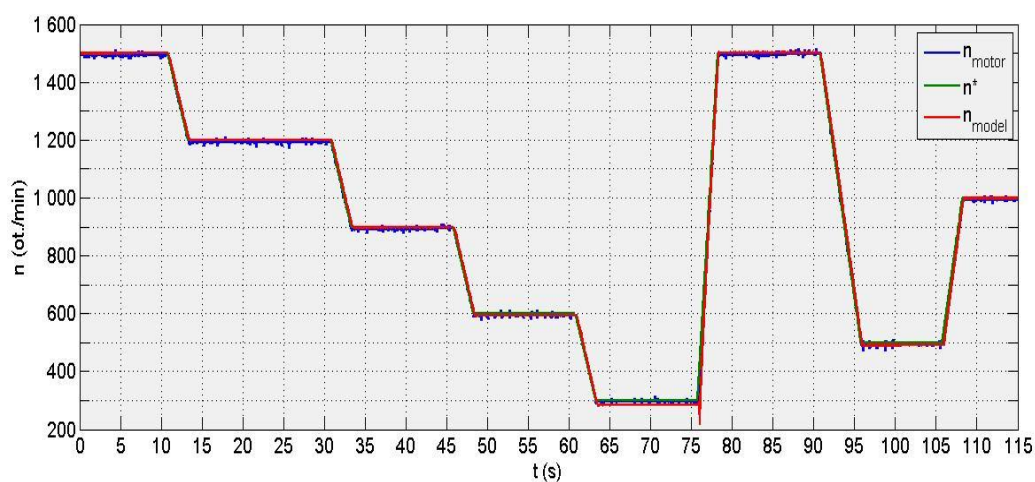
Obrázek 74 Průběh otáček při změně z 1200 na 1500 ot./min



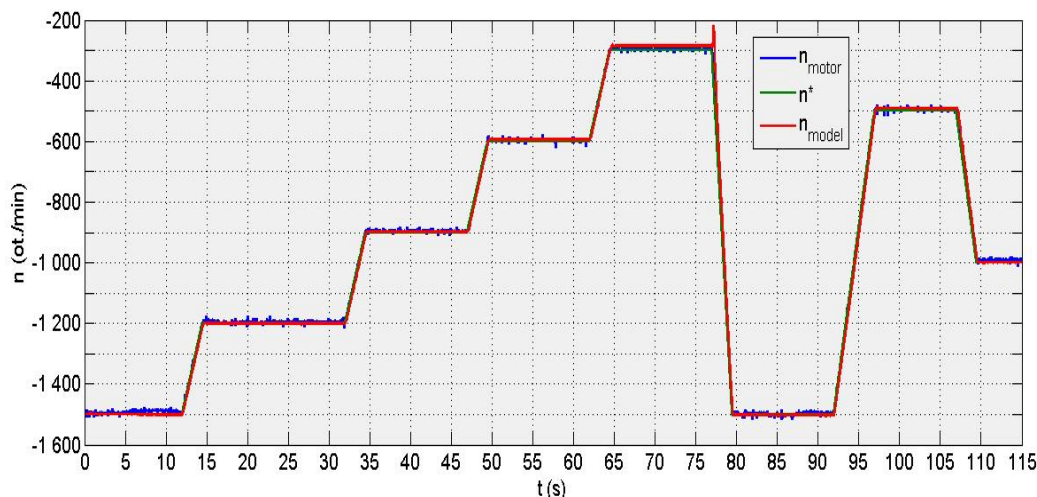
Obrázek 75 Průběh otáček detail 1200 ot./min



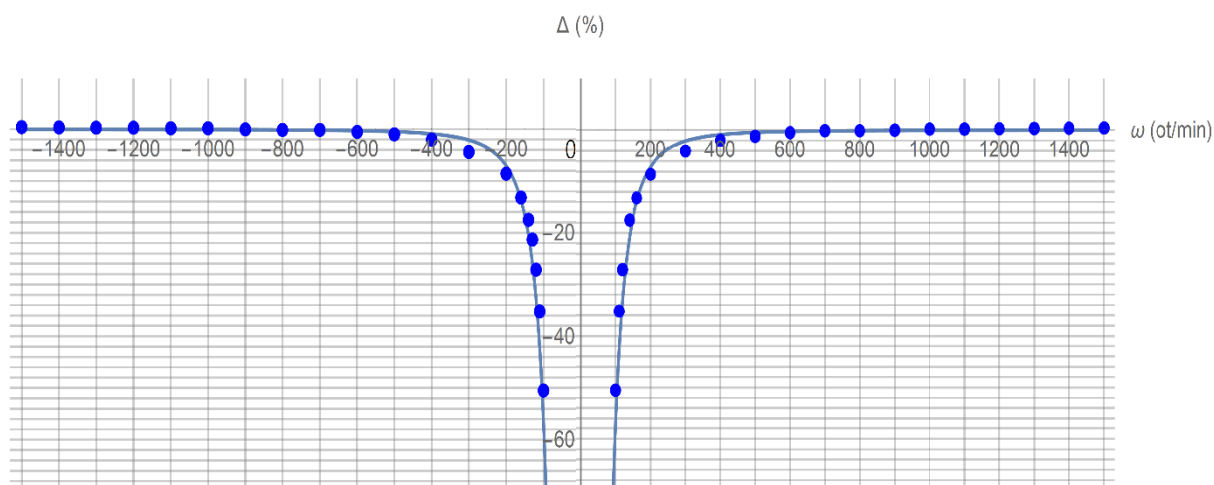
Obrázek 76 Průběh otáček detail 1500 ot./min



Obrázek 77 Průběh otáček - kladná sekvence



Obrázek 78 Průběh otáček - záporná sekvence



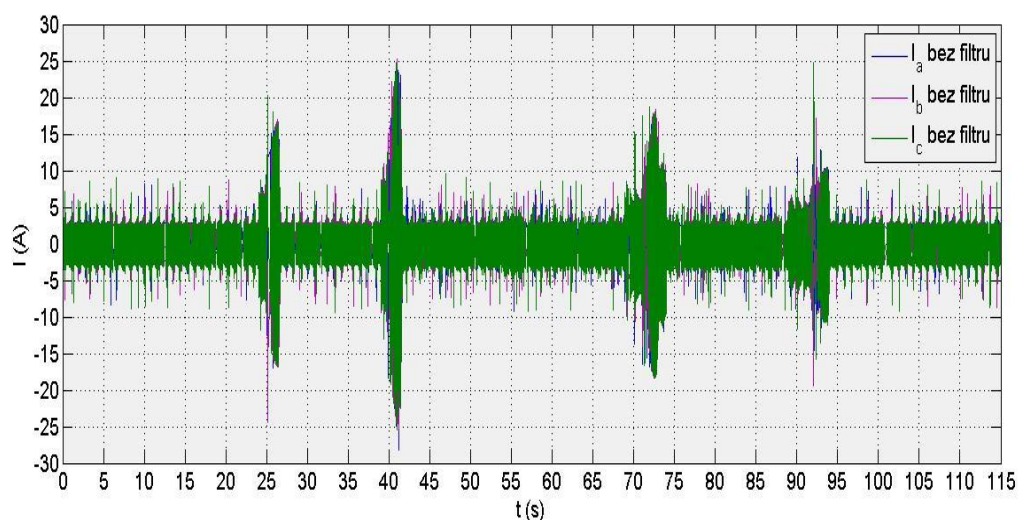
Obrázek 79 Nejistota otáček z modelu MRAS naprázdno

n^* (ot./min)	$n_{\text{skutečné}}$ (ot./min)	n_{model} (ot./min)	Δ (ot./min)	Δ (%)
90	89.7	9	-80.7	-89.9666
100	99	49	-50	-50.5051
110	109.6	71	-38.6	-35.219
120	119.4	87	-32.4	-27.1357
130	129.6	102	-27.6	-21.2963
140	139.4	115	-24.4	-17.5036
150	149.3	126	-23.3	-15.6062
160	159	138	-21	-13.2075
170	169	150	-19	-11.2426
180	179	161	-18	-10.0559
190	189	172	-17	-8.99471
200	199	182	-17	-8.54271

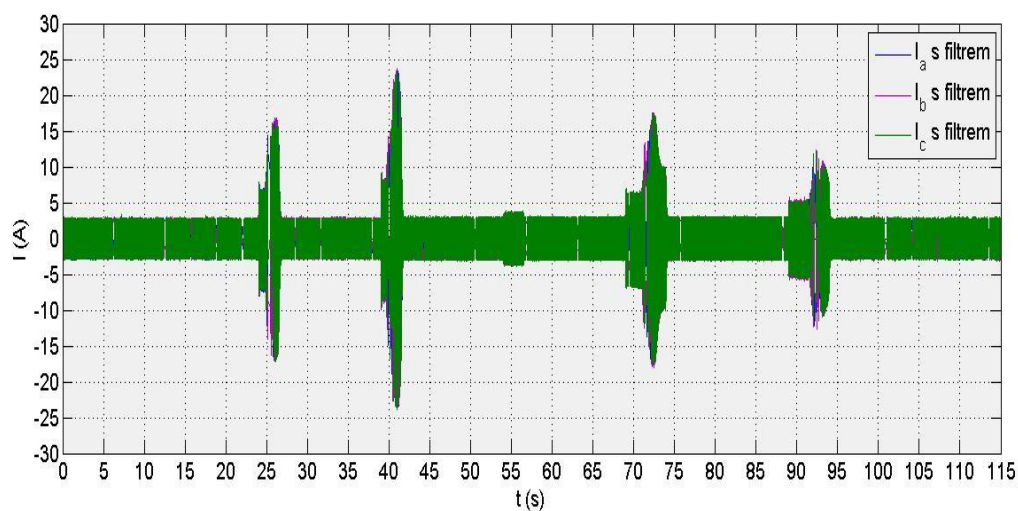


300	297	285	-12	-4.0404
400	397	389	-8	-2.01511
500	497	491	-6	-1.20724
600	597	594	-3	-0.50251
700	697	696	-1	-0.14347
800	797	796	-1	-0.12547
900	897	897	0	0
1000	997	999	2	0.200602
1100	1096	1098	2	0.182482
1200	1196	1199	3	0.250836
1300	1296	1300	4	0.308642
1400	1396	1401	5	0.358166
1500	1495	1501	6	0.401338

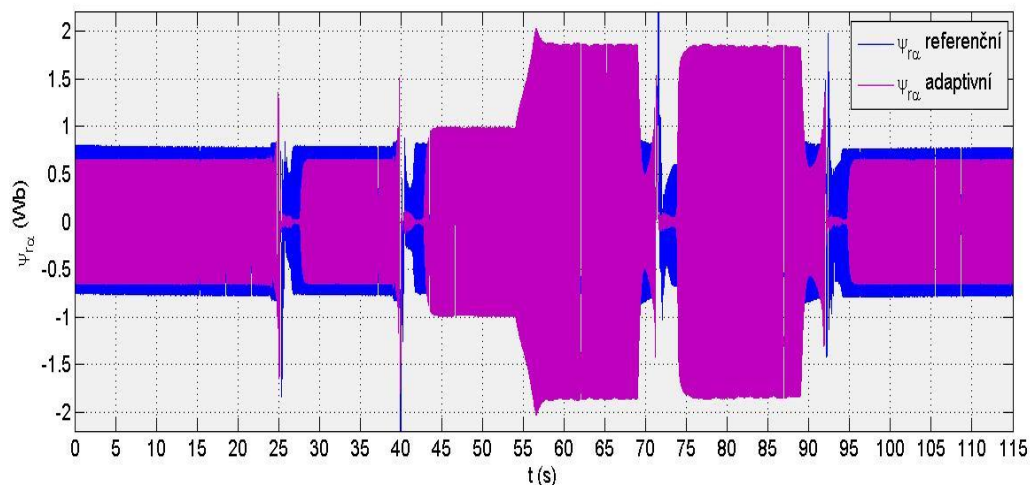
Tabulka 15 Nejistota otáček z modelu MRAS naprázdno



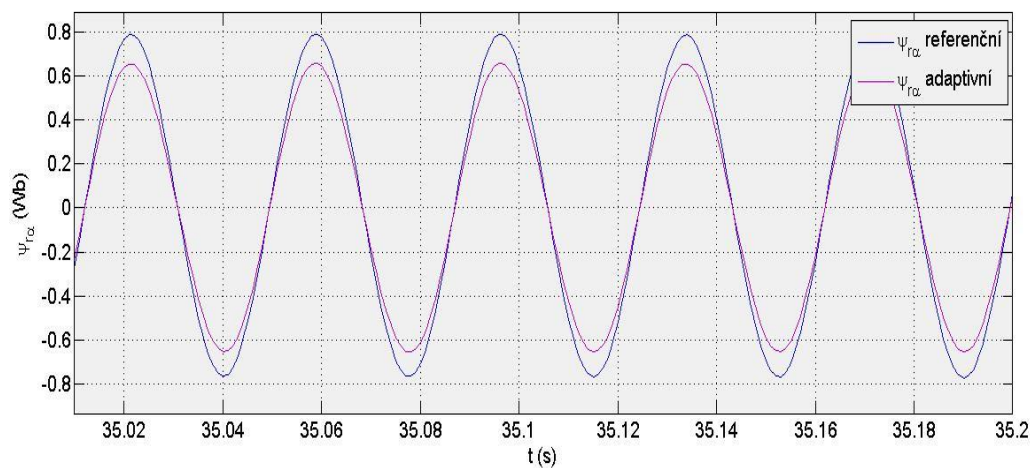
Obrázek 80 Průběh proudu při základní sekvenci otáček bez filtru



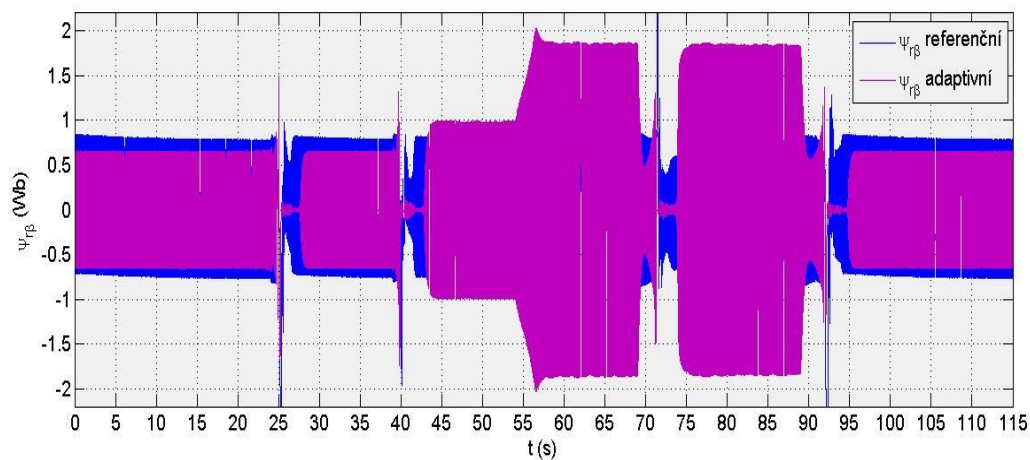
Obrázek 81 Průběh proudu při základní sekvenci otáček s filtrem



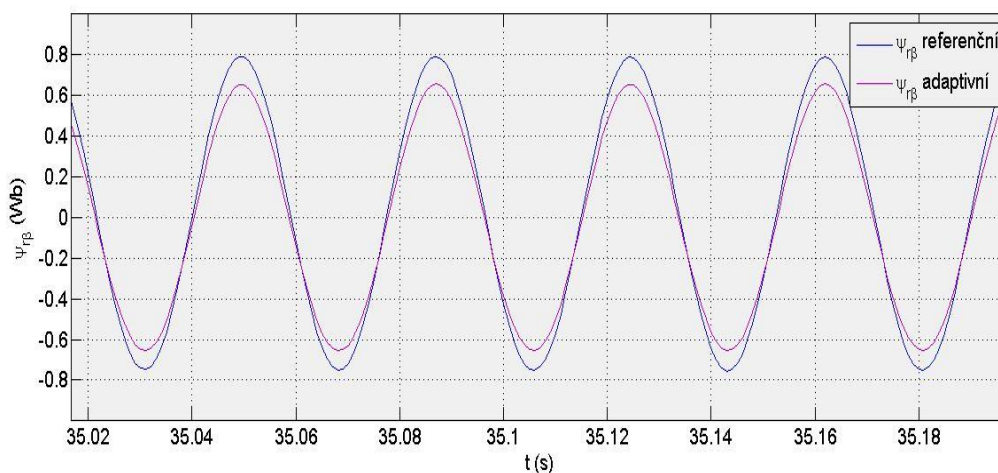
Obrázek 82 Průběh sprážených magnetických toků, složka α při základní sekvenci otáček



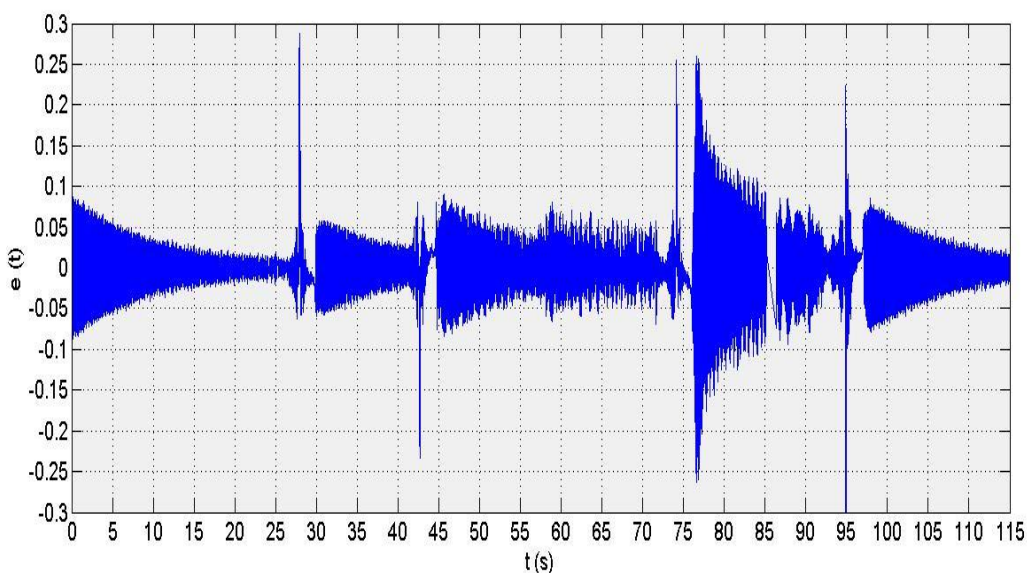
Obrázek 83 Průběh sprážených magnetických toků, složka α při základní sekvenci otáček detail



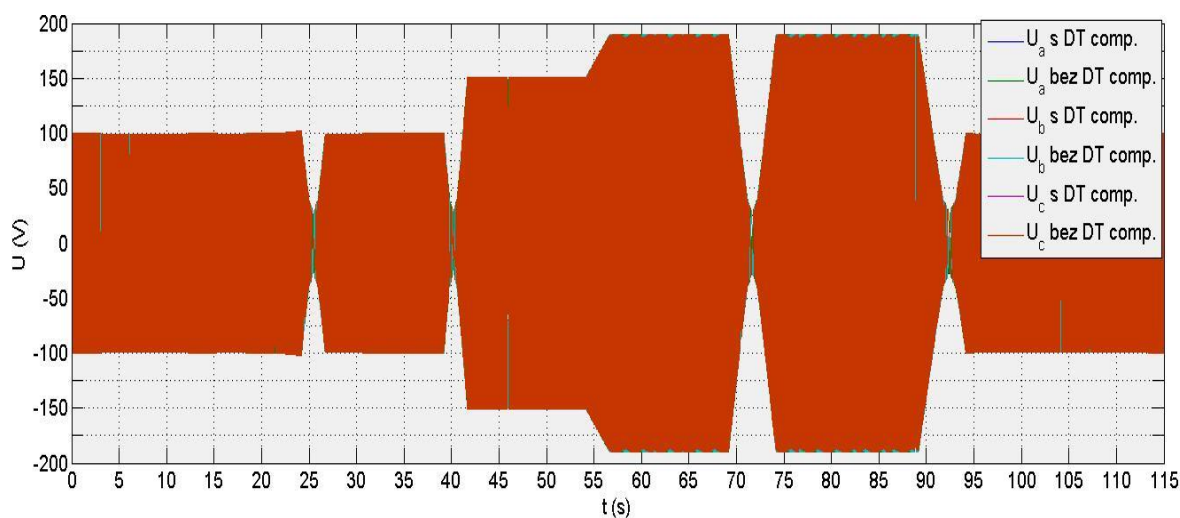
Obrázek 84 Průběh sprážených magnetických toků, složka β při základní sekvenci otáček



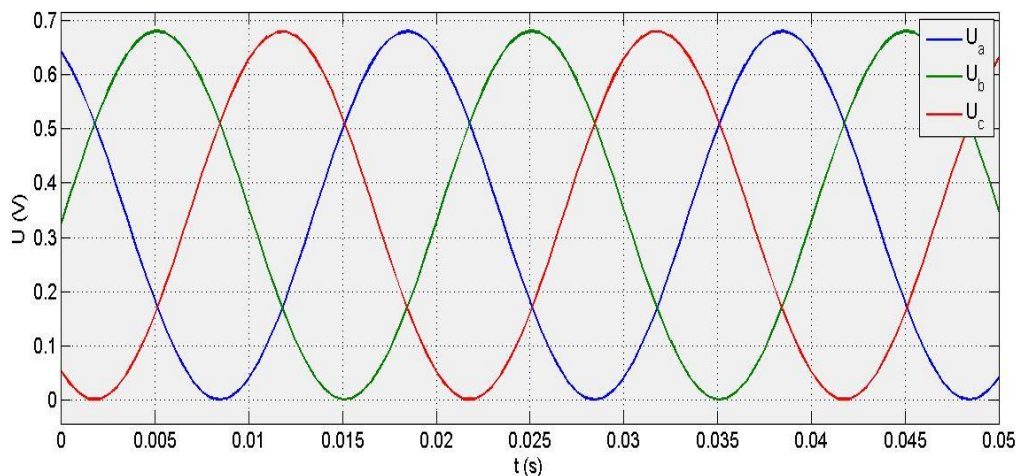
Obrázek 85 Průběh spřažených magnetických toků, složka β při základní sekvenci otáček detail



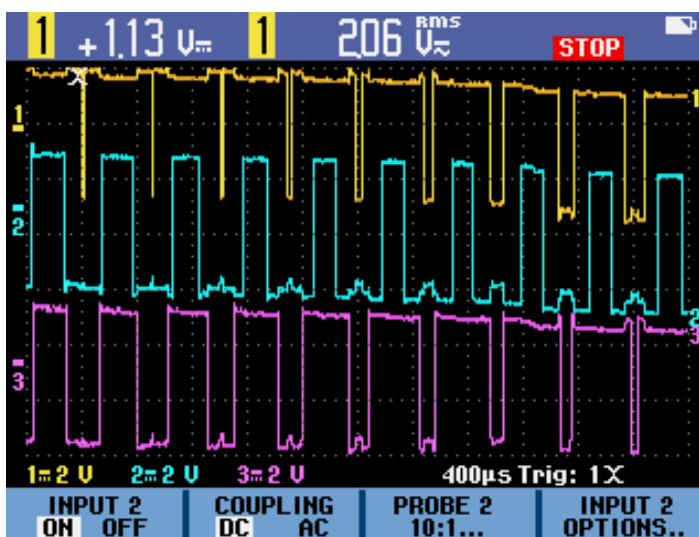
Obrázek 86 Regulační odchylka PI regulátoru



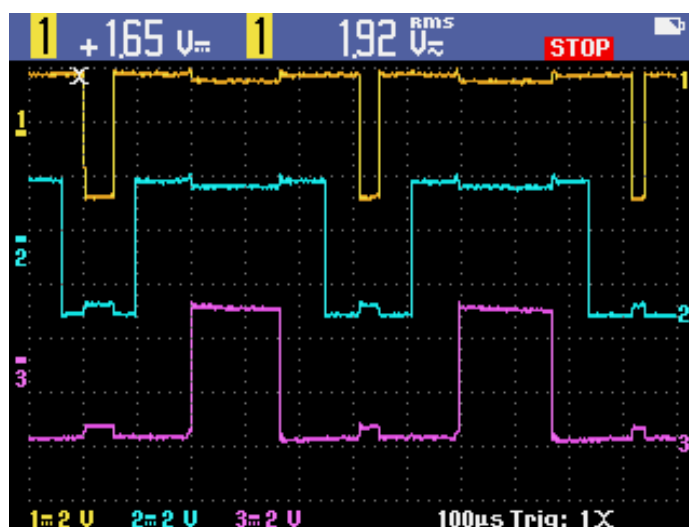
Obrázek 87 Průběh napětí s a bez DT kompenzace při základní sekvenci otáček



Obrázek 88 Průběhy napětí - vstup do PWM bloku RTI



Obrázek 89 Řídící pulzy budiče střídače

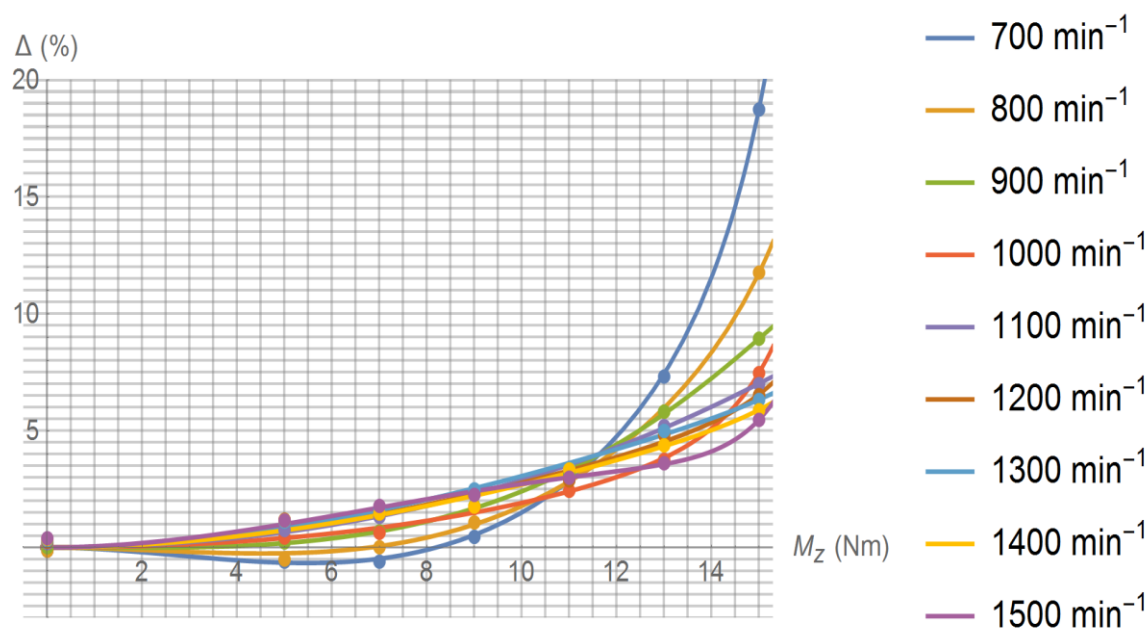


Obrázek 90 Řídící pulzy budiče střídače detail



6.4. Praktická implementace – chování při zatížení

Chování při zatížení bylo zkoumáno v rozmezí otáček 100 – 1500 ot./min vždy po krocích 100 ot./min a pro zatěžovací momenty $M_z \in \{5, 7, 9, 11, 13, 15\}$ Nm. Proto, aby byly výsledky porovnatelné, bylo třeba porovnávat rozmezí otáček, při kterém nedojde při zatížení do 15 Nm k postupnému zabrzdění motoru. Takové rozmezí bylo od 700 do 1500 ot./min. Na obrázku 91 je graficky vidět, že až od 900 ot./min je dosažená nejistota menší než 10% i při zatížení 15 Nm. V tabulce pod tímto grafem jsou obsaženy hodnoty jednotlivých odchylek číselně.



Obrázek 91 Nejistota otáček z modelu MRAS při zatížení

	M_z (Nm)	5	7	9	11	13	15
$n^* = 700$ (ot./min)	n_{motor}	675	658	643	620	588	523
	n_{model}	671	654	646	639	631	621
	Δ	-4	-4	3	19	43	98
	Δ (%)	-0,59	-0,61	0,47	3,06	7,31	18,74
$n^* = 800$ (ot./min)	n_{motor}	776	763	748	730	705	664
	n_{model}	772	763	756	752	746	742
	Δ	-4	0	8	22	41	78
	Δ (%)	-0,52	0,00	1,07	3,01	5,82	11,75
$n^* = 900$ (ot./min)	n_{motor}	873	863	850	834	810	785
	n_{model}	875	869	865	860	857	855
	Δ	2	6	15	26	47	70
	Δ (%)	0,23	0,70	1,76	3,12	5,80	8,92
$n^* = 1000$ (ot./min)	n_{motor}	976	969	955	945	930	897
	n_{model}	980	975	971	968	965	964
	Δ	4	6	16	23	35	67
	Δ (%)	0,41	0,62	1,68	2,43	3,76	7,47



n* = 1100 (ot./min)	n_{motor}	1077	1065	1052	1040	1020	1000
	n_{model}	1085	1079	1077	1075	1073	1070
	Δ	8	14	25	35	53	70
	Δ (%)	0.74	1.31	2.38	3.37	5.20	7.00
n* = 1200 (ot./min)	n_{motor}	1173	1166	1155	1147	1125	1105
	n_{model}	1187	1183	1181	1180	1179	1177
	Δ	14	17	26	33	54	72
	Δ (%)	1.19	1.46	2.25	2.88	4.80	6.52
n* = 1300 (ot./min)	n_{motor}	1276	1267	1254	1241	1222	1206
	n_{model}	1290	1288	1285	1283	1283	1282
	Δ	14	21	31	42	61	76
	Δ (%)	1.10	1.66	2.47	3.38	4.99	6.30
n* = 1400 (ot./min)	n_{motor}	1377	1370	1366	1344	1330	1310
	n_{model}	1393	1390	1390	1389	1388	1387
	Δ	16	20	24	45	58	77
	Δ (%)	1.16	1.46	1.76	3.35	4.36	5.88
n* = 1500 (ot./min)	n_{motor}	1477	1467	1460	1447	1438	1413
	n_{model}	1494	1493	1493	1490	1490	1490
	Δ	17	26	33	43	52	77
	Δ (%)	1.15	1.77	2.26	2.97	3.62	5.45

Tabulka 16 Nejistota otáček z modelu MRAS při zatížení



7 Závěr

Mým cílem v této práci bylo prozkoumat různé způsoby bezsenzorového zjišťování otáček pomocí metody MRAS. Celkem byly porovnány tři způsoby a to určování otáček pomocí rotorového magnetického toku, elektromotorické síly a jalového výkonu. Po teoretickém rozboru těchto metod byly provedeny simulace za pomoci simulačního softwaru Matlab Simulink a nakonec byla prakticky implementována metoda určování otáček pomocí rotorového magnetického toku pomocí platformy dSPACE.

Porovnávání simulovaných průběhů při změně otáček bylo vztaženo k vypočítaným otáčkám asynchronního motoru. Ze simulovaných průběhů můžeme vyvodit následující závěr. Nejhorší výsledky vykazovala metoda určování otáček pomocí jalového výkonu. V ustáleném stavu je přesnost určování otáček dostatečná, ale při dynamických změnách otáček docházelo k výraznému kmitání. O něco lepší výsledky vykazuje metoda určování otáček pomocí elektromotorické síly. Ve statických stavech je tato metoda přesná. Avšak při dynamických změnách dochází ke značnému zpoždění reakce modelu MRAS oproti otáčkám z motoru. Nejlepší výsledky vykazovala metoda MRAS založená na zjišťování otáček za pomoci rotorového magnetického toku. Dá se tvrdit, že pomocí této metody bylo dosaženo dostatečné přesnosti jak při ustálených otáčkách, tak i při dynamických změnách.

Co se týče simulovaných průběhů závislosti otáček na zatěžovacím momentu, byly výsledky podobného charakteru, jako tomu bylo u časových změn otáček motoru. To znamená, že odezva na změnu momentu byla nejhorší opět u metody určování otáček pomocí jalového výkonu. Oproti ostatním metodám byla nejméně přesná při dynamické změně zatěžovacího momentu. O něco lépe tomu bylo u metody určování otáček pomocí elektromotorické síly, kdy při dynamických jevech poskytoval tento model lepší výsledky, než tomu bylo u modelu q_m . Ve statických jevech při vysokém zatížení (40Nm) naopak byly výsledky o něco méně přesné než u modelu q_m . Nejlepší výsledky i z hlediska změny otáček v závislosti na zatěžovacím momentu vykazovala metoda určování otáček pomocí rotorového magnetického toku. Dá se tvrdit, že otáčky modelu kopírují otáčky vypočítané v modelu asynchronního motoru jak ve statických, tak i v dynamických stavech. Pokles otáček při zvýšeném zatěžovacím momentu byl způsoben poměrně jednoduchým skalárním řízením bez zpětné vazby. Při zvýšeném zatížení se zvyšoval skluz asynchronního motoru, a protože nebyla zavedena zpětná vazba s touto informací zpět do bloku skalárního řízení, došlo ke snížení otáček.

Implementovaná metoda určování otáček pomocí rotorového magnetického toku vykazovala velmi dobré chování ve stavu naprázdno. To znamená, že odchylka mezi 1500 až 600 otáčkami/minutu od skutečných otáček zjištěných tachodynamem se pohybovala v řádu jednotek promile. Se snižujícími se otáčkami chyba rostla, avšak do hodnoty 200 ot./min byla stále v řádu jednotek procent. Pro nižší otáčky tato metoda není vhodná. Zároveň tuto metodu provázely problémy při průchodu otáček nulou. Otáčky



z modelu na malý okamžik vzrostly na hodnotu saturace a poté se ustálily na správné hodnotě. Z toho důvodu byla správnost metody ověřována v sekvenci pouze kladných a pouze záporných otáček. V tomto případě metoda vykazuje velmi dobré výsledky i v dynamických změnách. Tento fakt si vysvětlují tím, že filtr proudu pro hodnoty frekvencí nižší než je 1 Hz s velkou strmostí zvyšuje útlum.

Při zatížení již chyba byla vyšší, než tomu bylo v předchozím případě, tedy ve stavu naprázdno. Chyba byla tím vyšší, čím vyšší bylo zatížení a čím byly nižší otáčky motoru. Velikost nejistoty byla sledována od hodnoty 700 ot./min, kdy již motor zvládl zatížení 15 Nm. V takovém případě byla nejistota nejvyšší a rovna 18,74 %. Tento případ můžeme označit jako nejhorší ze všech zkoumaných. Se zvyšujícími se otáčkami a při nižším zatížení se odchylka od skutečných otáček pohybovala v řádu jednotek %, ve většině případů pod 5 %.



8 Seznam použitých symbolů

R_s	odpor statoru asynchronního motoru
R_r	odpor rotoru asynchronního motoru
ω_r	úhlová rychlost soustrojí
\mathbf{i}_s	vektor statorového proudu
$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$	statorové proudy ve složkách α a β
\mathbf{i}_r	vektor rotorového proudu
$i_{r\alpha}, i_{r\beta}$	rotorové proudy ve složkách α a β
\mathbf{u}_s	vektor statorového napětí
$u_{s\alpha}, u_{s\beta}$	statorová napětí ve složkách α a β
$u_{r\alpha}, u_{r\beta}$	rotorová napětí ve složkách α a β
Ψ_s	vektor statorového magnetického toku
$\Psi_{s\alpha}, \Psi_{s\beta}$	magnetické toky statoru ve složkách α a β
Ψ_r	vektor rotorového magnetického toku
$\hat{\Psi}_r$	vektor rotorového magnetického toku pro adaptivní model metody MRAS
$\Psi_{r\alpha}, \Psi_{r\beta}$	magnetické toky rotoru ve složkách α a β
$\hat{\Psi}_{r\alpha}, \hat{\Psi}_{r\beta}$	magnetické toky rotoru ve složkách α a β pro adaptivní model metody MRAS
L_s	indukčnost statoru
L_r	indukčnost rotoru
M	vzájemná indukčnost
p_p	počet pólpárů stroje
J	moment setrvačnosti
M_e	hnací moment
M_z	zátěžný moment
\mathbf{e}_m	vektor elektromotorické síly
\mathbf{i}_m	vektor magnetizačního proudu
\mathbf{q}_m	vektor jalového výkonu
\times	vektorové násobení
t_d	ochranná doba mezi vypnutím jednoho tranzistoru a zapnutím druhého u střídače



t_{on}	doba zapínání tranzistoru
t_{off}	doba vypínání tranzistoru
T_c	perioda nosného signálu PWM
V_{dc}	napětí stejnosměrného meziobvodu
V_{sat}	úbytek napětí na tranzistoru v sepnutém stavu
V_d	úbytek napětí na diodě v sepnutém stavu
U_{CE}	napětí mezi kolektorem a emitorem
$U_{CE} - sat$	napětí mezi kolektorem a emitorem v saturaci
I_C	kolektorový proud
I_{GES}	zbytkový proud
$P_C 25^\circ C$	maximální ztrátový výkon při $25^\circ C$
$tg \delta$	ztrátový činitel kondenzátoru
V_{RRM}	maximální závěrné napětí
I_{FAVm}	maximální dovolená střední hodnota proudu diodou
I_{FSM}	maximální propustný špičkový proud diodou
$I^2 \cdot t$	hodnota přetěžovacího integrálu
V_{FM}/I_{FM}	maximální propustné napětí při maximálním propustném proudu



9 Seznam obrázků

Obrázek 1 Blokový diagram uspořádání pro určování otáček metodou MRAS	1
Obrázek 2 Obecné schéma metody MRAS	3
Obrázek 3 Statorové napěťové rovnice	9
Obrázek 4 Rotorové napěťové rovnice	9
Obrázek 5 Rovnice magnetických toků.....	10
Obrázek 6 Rovnice momentu.....	10
Obrázek 7 Rovnice úhlové rychlosti rotoru	11
Obrázek 8 Celkový model asynchronního motoru.....	12
Obrázek 9 Model skalárního řízení	13
Obrázek 10 Referenční model určování otáček pomocí rotorového magnetického toku.....	14
Obrázek 11 Adaptivní model určování otáček pomocí rotorového magnetického toku	15
Obrázek 12 Celkový model pro zjišťování otáček pomocí rotorového magnetického toku	16
Obrázek 13 Referenční model určování otáček pomocí elektromotorické síly.....	17
Obrázek 14 Adaptivní model určování otáček pomocí elektromotorické síly	17
Obrázek 15 Celkový model určování otáček pomocí elektromotorické síly	18
Obrázek 16 Referenční model určování otáček pomocí jalového výkonu.....	19
Obrázek 17 Adaptivní model určování otáček pomocí jalového výkonu	19
Obrázek 18 Celkový model určování otáček pomocí jalového výkonu.....	20
Obrázek 19 Určování otáček pomocí rotorového magnetického toku – časový průběh otáček.....	21
Obrázek 20 Změna otáček v závislosti na zatěžovacím momentu	22
Obrázek 21 Časový průběh rotorového magnetického toku - složka α	22
Obrázek 22 Časový průběh rotorového magnetického toku - složka β	22
Obrázek 23 Určování otáček pomocí elektromotorické síly - časový průběh otáček	23
Obrázek 24 Změna otáček v závislosti na zatěžovacím momentu	23
Obrázek 25 Časový průběh elektromotorické síly – složka α	24
Obrázek 26 Časový průběh elektromotorické síly – složka β	24
Obrázek 27 Určování otáček pomocí jalového výkonu – časový průběh otáček.....	25
Obrázek 28 Změna otáček v závislosti na zatěžovacím momentu	25
Obrázek 29 Časový průběh jalového výkonu – referenční a adaptivní model.....	25
Obrázek 30 Časové průběhy otáček – všechny metody	26
Obrázek 31 Změna otáček v závislosti na zatěžovacím momentu - všechny modely.....	26
Obrázek 32 Schéma pracoviště	27
Obrázek 33 Rozmístění prvků pracoviště	28
Obrázek 34 Blokový diagram dSPACE 1103	30
Obrázek 35 Platforma dSPACE	31



Obrázek 36 Rozšiřující box dSPACE.....	31
Obrázek 37 Knihovna RTI pro Matlab/Simulink	32
Obrázek 38 Uživatelské rozhraní Control Desk	33
Obrázek 39 Schéma nepřímého měniče frekvence s napěťovým meziobvodem	34
Obrázek 40 Blok nadproudové ochrany	35
Obrázek 41 Blok měření - praktická implementace	36
Obrázek 42 Konstanty kalibrace číselně	37
Obrázek 43 Transformace souřadného systému a, b, c do α, β	38
Obrázek 44 Clarkové transformace proudu.....	39
Obrázek 45 Zpětná Clarkové transformace	40
Obrázek 46 Grafický popis funkce kompenzace Dead Time	41
Obrázek 47 Výpočet ΔV pro Dead Time kompenzaci	43
Obrázek 48 Průběh napětí s a bez DT kompenzace při základní sekvenci otáček detail	43
Obrázek 49 Měření prodlevy Dead Time - horní tranzistor v jedné větvi.....	43
Obrázek 50 Měření prodlevy Dead Time - dolní tranzistor v jedné větvi.....	44
Obrázek 51 Blok skalárního řízení - praktická implementace.....	45
Obrázek 52 Blok PWM výstupu.....	45
Obrázek 53 Prostředí Design Filter & Analysis Tool.....	46
Obrázek 54 Průběh statorových proudů před a za filtrem	46
Obrázek 55 Filtr proudu v prostředí Matlab/Simulink	47
Obrázek 56 Útlum v závislosti na frekvenci - filtr proudu	48
Obrázek 57 Útlum v závislosti na frekvenci detail - filtr proudu	48
Obrázek 58 Fázový posuv v závislosti na frekvenci - filtr proudu.....	49
Obrázek 59 Fázový posuv v závislosti na frekvenci detail - filtr proudu.....	49
Obrázek 60 Odezva na Diracův impulz - filtr proudu	49
Obrázek 61 Odezva na jednotkový skok - filtr proudu.....	50
Obrázek 62 Filtr otáček v prostředí Matlab/Simulink	50
Obrázek 63 Průběh otáček modelu před a za filtrem.....	50
Obrázek 64 Útlum v závislosti na frekvenci - filtr otáček.....	51
Obrázek 65 Útlum v závislosti na frekvenci detail - filtr otáček.....	52
Obrázek 66 Fázový posuv v závislosti na frekvenci – filtr otáček	52
Obrázek 67 Fázový posuv v závislosti na frekvenci detail – filtr otáček	53
Obrázek 68 Odezva na Diracův impulz - filtr otáček.....	53
Obrázek 69 Odezva na jednotkový skok - filtr otáček	53
Obrázek 70 PI regulátor s Anti Windup	54
Obrázek 71 PI regulátor s Anti Windup - praktická implementace.....	54
Obrázek 72 Celkový model praktické implementace modelu MRAS.....	55



Obrázek 73 Průběh otáček základní sekvence	56
Obrázek 74 Průběh otáček při změně z 1200 na 1500 ot./min	56
Obrázek 75 Průběh otáček detail 1200 ot./min	57
Obrázek 76 Průběh otáček detail 1500 ot./min	57
Obrázek 77 Průběh otáček - kladná sekvence	57
Obrázek 78 Průběh otáček - záporná sekvence	58
Obrázek 79 Nejistota otáček z modelu MRAS naprázdno	58
Obrázek 80 Průběh proudu při základní sekvenci otáček bez filtru	59
Obrázek 81 Průběh proudu při základní sekvenci otáček s filtrem	59
Obrázek 82 Průběh sprážených magnetických toků, složka α při základní sekvenci otáček	60
Obrázek 83 Průběh sprážených magnetických toků, složka α při základní sekvenci otáček detail	60
Obrázek 84 Průběh sprážených magnetických toků, složka β při základní sekvenci otáček	60
Obrázek 85 Průběh sprážených magnetických toků, složka β při základní sekvenci otáček detail	61
Obrázek 86 Regulační odchylka PI regulátoru	61
Obrázek 87 Průběh napětí s a bez DT kompenzace při základní sekvenci otáček	61
Obrázek 88 Průběhy napětí - vstup do PWM bloku RTI	62
Obrázek 89 Řídící pulzy budiče střídače	62
Obrázek 90 Řídící pulzy budiče střídače detail	62
Obrázek 91 Nejistota otáček z modelu MRAS při zatížení	63



10 Seznam tabulek

Tabulka 1 Parametry asynchronního motoru.....	20
Tabulka 2 Konstanty PI regulátoru.....	21
Tabulka 3 Štítkové hodnoty a parametry asynchronního motoru.....	28
Tabulka 4 Štítkové hodnoty tachodynamy	29
Tabulka 5 Štítkové hodnoty dynamometru	29
Tabulka 6 Vybrané technické parametry dSPACE 1103	30
Tabulka 7 Parametry diodového modulu usměrňovače.....	34
Tabulka 8 Parametry IGBT modulu CM100-DY-24NF	34
Tabulka 9 Parametry kondenzátoru Kendeil	35
Tabulka 10 Parametry sekce č. 1 filtru proudu.....	47
Tabulka 11 Parametry sekce č. 2 filtru proudu.....	47
Tabulka 12 Parametry sekce č. 1 filtru otáček.....	51
Tabulka 13 Parametry sekce č. 2 filtru otáček.....	51
Tabulka 14 Parametry PI regulátoru.....	55
Tabulka 15 Nejistota otáček z modelu MRAS naprázdno.....	59
Tabulka 16 Nejistota otáček z modelu MRAS při zatížení	64



11 Zdroje

- [1] C. E. de Carvalho et al., “MRAS techniques applied to induction-motor speed estimation: a comparative analysis based on a labview platform“, Universidade Federal de Goias, Brazil.
- [2] S. Tamai et al., ”Speed Sensorless Vector Control of induction motor with the model reference adaptive system“, Proc. IEEE/IAS Annu. Meet., 1987, 189-195.
- [3] C. Schauder, ”Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors Without Rotational Transducers“, IEEE Transactions on Industry Application, Vol. 28, No. 5, Sept. / Oct. 1992, 1054-1061.
- [4] Fang-Zheng Peng. et al., ”Robust Speed Identification for Speed-Sensorless Vector Control of Induction Motors“, IEEE Transactions on Industry Application, Vol. 30, No. 5, Sept. / Oct. 1994, 1234-1240.
- [5] Li Zhen. et al., ”A Mutual MRAS Identification Scheme for Position Sensorless Field Orientation Control of Induction Machines“, Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS '95., Vol. 1, 8-12 Oct. 1995, 159-165.
- [6] Mihai Comanescu, Longya Xu, “Sliding-Mode MRAS Speed Estimators for Sensorless Vector Control of Induction Machine“, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 53, No. 1, February 2006, 146-153
- [7] PAVELKA, Jiří a Jiří ZDĚNEK. *Elektrické pohony a jejich řízení*. 2. vydání. V Praze: České vysoké učení technické, 2015. ISBN 9788001057858.
- [8] PAVELKA, Jiří, Zdeněk ČEŘOVSKÝ a Jiří LETTL. *Výkonová elektronika*. Vyd. 3., přeprac. Praha: Nakladatelství ČVUT, 2007. ISBN 9788001036266.
- [9] O' hr, J., 2003. On Anti-Windup and Control of Systems with Multiple Input Saturations: Tools, Solutions and Case Studies, 221 pp. Uppsala. ISBN 91-506-1691-9.
- [10] A. Visioli. Modified anti-windup scheme for pid controllers. IEE Control Theory and Applications, 150(1):49—54, January 2003.
- [11] C. Bohn and D. P. Atherton. An analysis package comparing pid antiwindup strategies. IEEE Systems Magazine, 15(2):34—40, April 1995.
- [12] A. Ghoshal and V. John Anti-windup Schemes for Proportional Integral and Proportional Resonant Controller, National Power Electronic Conference 2010.



- [13] A. Munoz-Garcia, T.A. Lipo. On-Line Dead Time Compensation Technique for Open-Loop PWM-VSI Drives, IEEE Transactions on Power Electronics 14 (4): 683 – 689, Jul 1999
- [14] Datasheet tranzistoru CM100DY-24NF [online] 02/2009, dostupné z WWW (3.5.2016):
http://www.mitsubishielectric.com/semiconductors/content/product/powermod/powmod/igbtmod/nf/cm100dy-24nf_e.pdf
- [15] Datasheet kondenzátoru Kendeil K01 [online], dostupné z WWW (3.5.2016):
http://www.ateco.it/pdf/art182_k01_type.pdf
- [16] Park, Inverse Park and Clarke, Inverse Clarke Transformations MSS Software Implementation [online] 2013, dostupné z WWW (3.5.2016): http://www.microsemi.com/document-portal/doc_view/132799-park-inverse-park-and-clarke-inverse-clarke-transformations-mss-software-implementation-user-guide
- [17] MRTVÝ, B. Řízení synchronních pohonů. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2011. 64 s. Vedoucí diplomové práce prof. Ing. Petr Pivoňka, CSc..
- [18] Datasheet dSPACE 1103 [online] 2014, dostupné z WWW (3.5.2016):
<https://www.dspace.com/shared/data/pdf/2014/DS1103.pdf>