

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Brno, 2017

Bc. Jiří Havlíček



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY

A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV AUTOMATIZACE A MĚŘICÍ TECHNIKY

DEPARTMENT OF CONTROL AND INSTRUMENTATION

SAMONASTAVITELNÁ REGULACE ELEKTRICKÉHO MOTORU

SELF-TUNING CONTROL OF ELECTRIC MOTOR

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Jiří Havlíček

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Lukáš Pohl, Ph.D.

BRNO 2017



Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Kybernetika, automatizace a měření**

Ústav automatizace a měřicí techniky

Student: Bc. Jiří Havlíček

ID: 155511

Ročník: 2

Akademický rok: 2016/17

NÁZEV TÉMATU:

Samonastavitelná regulace elektrického motoru

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Zpracujte rešerši o metodách samo nastavitelné regulace a identifikace soustav.
2. Simulačně ověřte použitelnost jednotlivých metod na modelu PMSM.
3. Navrhněte experiment pro jednorázové nastavení parametrů regulátorů PMSM.
4. Realizujte samo nastavitelnou regulaci reálného PMSM motoru.
5. Vyhodnoťte kvalitu a rychlost samo nastavitelných regulátorů PMSM.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

BOBÁL, Vladimír, et al. Digital Self-tuning Controllers: Algorithms, Implementation and Applications. Springer Science & Business Media, 2006.

BLAHA, Petr; VAVŘÍN, Petr. Řízení a regulace 1. Brno: UAMT VUT, 2005.

Termín zadání: 6.2.2017

Termín odevzdání: 15.5.2017

Vedoucí práce: Ing. Lukáš Pohl, Ph.D.

Konzultant:

doc. Ing. Václav Jirsík, CSc.
předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

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

ABSTRAKT

Tato diplomová práce se zabývá problematikou samočinně se nastavujících PSD regulátorů. Parametry modelu jsou získány jednorázovou metodou nejmenších čtverců. Za pomoci programu Matlab/Simulink jsou jednotlivé průběhy PSD regulátoru porovnány na soustavě druhého řádu. V práci je vytvořena simulace samočinně se nastavující kaskádní regulace PMSM proudové a otáčkové smyčky. Další část práce se zabývá implementací jednotlivých algoritmů na platformě dSPACE pro reálný PMSM.

KLÍČOVÁ SLOVA

PSD, PMSM, metoda nejmenších čtverců, samonastavující se regulace

ABSTRACT

The diploma thesis deals with the self-tuning PSD controllers. The parameters of the model are obtained by a non-recurring method of least squares. With the assistance of the Matlab/Simulink programme, the individual processes of the PSD controller are compared on a second order system. In the thesis, a simulation of the self-tuning cascade control of PMSM's current and speed loop is created. The following part of the thesis covers the implementation of individual algorithms on the dSPACE platform for the real PMSM.

KEYWORDS

PSD, PMSM, least squares method, Self-tuning controllers

HAVLÍČEK, Jiří *Samonastavitelná regulace elektrického motoru*: diplomová práce. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav automatizace a měřicí techniky, 2017. 68 s. Vedoucí práce byl Ing. Lukáš Pohl, Ph.D.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma „Samonastavitelná regulace elektrického motoru“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

Brno

.....

podpis autora(-ky)

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval vedoucímu diplomové práce panu Ing.Lukáši Pohlovi, Ph.D. za odborné vedení, konzultace, trpělivost a podnětné návrhy k práci.

Brno

.....

podpis autora(-ky)

OBSAH

Úvod	9
1 Identifikace systému	10
1.1 Jednorázová metoda nejmenších čtverců	10
2 Samonastavitelné PSD regulátory	12
2.1 Dáhlínův PSD regulátor	12
2.2 Bányászové a Keviczského PSD regulátor	12
2.3 PSD-B1 regulátor	13
2.4 PSD regulátor založený na modifikovaném Ziegler-Nicholově kritériu	15
2.4.1 Výpočet kritického zesílení pro model prvního řádu	16
2.4.2 Výpočet kritického zesílení pro model druhého řádu	17
2.5 Ověření samonastavitelných PSD regulátoru	19
3 Synchronní motor s permanentními magnety	25
3.1 Transformace souřadnic	25
4 Simulace samonastavitelné kaskádní regulace PMSM	27
5 Ověření samonastavitelné kaskádní regulace na zařízení dSPACE	31
5.1 Popis implementačního algoritmu pro platformu dSPACE	31
5.2 Identifikace a regulace elektrické části motoru	38
5.3 Identifikace otáčkové části motoru	40
5.4 Regulace otáčkové části motoru	45
5.4.1 Dáhlínův PSD regulátor	45
5.4.2 Bányászové a Keviczského PSD regulátor	50
5.4.3 PSD regulátory založené na modifikovaném Ziegler-Nicholově kritériu	54
5.4.4 Samonastavitelný PI regulátor	60
6 Závěr	63
Literatura	65
Seznam symbolů, veličin a zkratk	66

SEZNAM OBRÁZKŮ

2.1	Blokové schéma regulačního obvodu s regulátorem PID-B1	14
2.2	Proces výpočtu kritických parametrů pro soustavu druhého řádu	18
2.3	Blokové schéma simulace pro ověření PSD regulátorů	20
2.4	Odezva na jednotkový skok řízeného systému a jeho modelu pro jednotlivé simulace PSD regulátorů	22
2.5	Srovnání jednotlivých PSD regulátorů	23
2.6	Ověření Bányászové a Keviczského regulátoru pro soustavu s rychlejší časovou konstantou	24
3.1	Model synchronního motoru s mernamentními magnety v $d - q$ souřadnicovém systému	26
4.1	Blokové schéma kaskádní regulace PMSM motoru	28
4.2	Detail průběh proudové smyčky související s otáčkovou smyčkou	29
4.3	Průběh otáčkové smyčky	30
5.1	Blokové schéma samonastavitelné regulace na platformě dSPACE	33
5.2	Blokové schéma hlavní části programu, které je spouštěné od PWM	34
5.3	Blokové schéma části programu, která zajišťuje identifikaci elektrické části motoru	36
5.4	Blokové schéma části programu, které zajišťuje identifikaci a regulaci otáčkové části motoru	37
5.5	Průběhy napětí a proudu při identifikaci elektrické části motoru	38
5.6	Identifikace statického tření	40
5.7	Identifikace z nenulových otáček bez setrvačnicku a následná regulace otáček	41
5.8	Identifikace z nenulových otáček se setrvačnickem a následná regulace otáček	42
5.9	Porovnání reálných otáček bez setrvačnicku a jeho modelu	43
5.10	Porovnání reálných otáček bez setrvačnicku a jeho modelu	44
5.11	Odezva otáček bez setrvačnicku $ts = 0.01$, $B = 0.035$. Identifikace z nulových otáček	47
5.12	Odezva otáček se setrvačnickem $ts = 0.01$, $B = 0.035$. Identifikace z nulových otáček	47
5.13	Odezva otáček bez setrvačnicku $ts = 0.01$, $B = 0.01$. Identifikace z nenulových otáček	48
5.14	Odezva otáček se setrvačnickem $ts = 0.01$, $B = 0.01$. Identifikace z nenulových otáček	48
5.15	Odezva otáček se setrvačnickem $ts = 0.1$, $B = 0.1$. Identifikace z nenulových otáček bez měřeného napětí DC_{bus}	49

5.16	Odezva otáček se setrvačником $ts = 0.1$, $B = 0.1$. Identifikace z nenulových otáček s měřeným napětí DC_{bus}	49
5.17	Odezva otáček bez setrvačniku $ts = 0.01$, $d = 2$. Identifikace z nulových otáček	51
5.18	Odezva otáček se setrvačником $ts = 0.01$, $d = 2$. Identifikace z nulových otáček	51
5.19	Odezva otáček bez setrvačniku $ts = 0.01$, $d = 3$. Identifikace z nenulových otáček	52
5.20	Odezva otáček se setrvačником $ts = 0.01$, $d = 3$. Identifikace z nenulových otáček	52
5.21	Odezva otáček bez setrvačniku $ts = 0.01$, $d = 4$. Identifikace z nenulových otáček	53
5.22	Odezva otáček se setrvačником $ts = 0.01$, $d = 4$. Identifikace z nenulových otáček	53
5.23	Model na mezi stability	54
5.24	Odezva otáček bez setrvačniku $ts = 0.01$. Identifikace z nulových otáček	56
5.25	Odezva otáček se setrvačником $ts = 0.01$. Identifikace z nulových otáček	56
5.26	Odezva otáček bez setrvačniku $ts = 0.01$. Identifikace z nenulových otáček	59
5.27	Odezva otáček se setrvačником $ts = 0.01$. Identifikace z nulových otáček	59
5.28	Simulace PI regulátoru s omezením akčního zásahu a s anti-windupem	61
5.29	Odezva otáček bez setrvačniku $ts = 0.01$	62
5.30	Odezva otáček se setrvačником $ts = 0.01$	62

ÚVOD

Cílem této diplomové práce je seznámit se s samonastavujícími PSD regulátory. Princip samočinně se nastavujících regulátorů se opírá o identifikaci systému, která je stejně tak důležitá jako samotná regulace procesu. Jednou ze základních metod identifikace je jednorázová metoda nejmenších čtverců, která bude rozebrána v první kapitole.

Ve druhé kapitole bude popsáno několik různých algoritmů samočinně se nastavujících PSD regulátorů. Dále bude provedena simulace jednotlivých algoritmů samočinně se nastavujících PSD regulátorů. Po spuštění simulace proběhne jednorázová identifikace systému pomocí PRBS signálu a následné nastavení regulátorů. PRBS je pseudonáhodná binární posloupnost. Takto koncipovaná regulace může být použita v reálném procesu za předpokladu, že se parametry identifikovaného systému do vypnutí stroje nezmění.

Ve čtvrté kapitole bude vytvořena simulace jednorázové adaptivní kaskádní regulace PMSM. V kaskádní regulaci PMSM se bude řídit proud a otáčky algoritmem založeným na modifikovaném Ziegler-Nicholově kritériu.

Poslední část práce se bude zaměřovat na implementaci samonastavitelné regulace PMSM na platformě dSPACE. PMSM je řízen v $d - q$ souřadnicovém systému. Každou složku řídí PI regulátor, jehož parametry se získají na základě identifikace PRBS signálem v d složce, která je tokotvorná, a tudíž nepohne rotorem motoru. Akčním zásahem otáčkového regulátoru je žádaný proud i_q . K ověření samonastavitelných PSD regulátorů otáčkové smyčky bude použit motor bez zátěže a motor se setrvačnickem.

1 IDENTIFIKACE SYSTÉMU

Identifikace systému je nezbytný proces pro samotné řízení daného systému. Soustavu se tedy snažíme převést na matematický model, se kterým potom pracujeme. Cílem modelu je co nejdříve se přiblížit chování procesu. Pro každý proces, kde se využívá identifikace systému je třeba brát zřetel na vhodnou metodu identifikace. Každá metoda má svoje vlastnosti, výhody, či nevýhody.

Model můžeme získat např. analýzou fyzikálně chemických pochodů v uvažovaném procesu nebo analýzou naměřených dat. V případě modelů pro adaptivní řízení značně dominuje druhý přístup.

Při tvorbě modelu se snažíme najít funkci f , která popisuje chování výstupu soustavy $y(t)$ jako funkci vstupních veličin $u(t)$, případně dalších měřitelných veličin, které mohou ovlivňovat výstup jako jsou např. měřitelné poruchy $v(t)$. V reálném procesu na výstup systému působí i stochastické vlivy okolí, které je třeba brát v potaz pro dokonalejší řízení. [3]

1.1 Jednorázová metoda nejmenších čtverců

Jednorázovou identifikaci lze provést vybuzením zkoumaného systému známým signálem, kterým může být například PRBS signál. Na základě vstupního signálu měříme výstup systému. Důležité je, aby se systém během působení identifikačního signálu stihl alespoň jednou ustálit.

Jednorázovou metodu nejmenších čtverců jako první použil a publikoval K. G Gauss již v roce 1795. Základní myšlenka spočívá v tom že, odhad vektoru parametrů minimalizuje součet kvadrátů chyb predikcí účelové funkce 1.1

$$J(\theta) = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^N (y(k) - \hat{y}(k))^2 = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^N (y(k) - \varphi^T(k)\theta)^2 \quad (1.1)$$

jejichž minimum získáme, když derivaci 1.1 podle vektoru parametrů θ položíme rovnu 0 tj. 1.2.

$$0 = \frac{\partial J(\theta)}{\partial \theta} \Big|_{\theta=\hat{\theta}} = \sum_{k=1}^N \varphi(k)(y(k) - \varphi^T(k)\hat{\theta}) \quad (1.2)$$

Výstup systému v daném kroku je označen $y(k)$. Výstup hledaného modelu v daném kroku má označení $\hat{y}(k)$. $\hat{\theta}$ je sloupcový vektor hledaných parametrů systému, který má tvar 1.3.

$$\hat{\theta}^T = [\hat{a}_1 \cdots \hat{a}_n, \hat{b}_1 \cdots \hat{b}_m] \quad (1.3)$$

$\varphi(k)$ je vektor dat v kroku k a jeho plnicí tvar vypadá 1.4

$$\varphi^T(k) = [-y(k-1) \cdots -y(k-n), u(k-1) \cdots u(k-m)] \quad (1.4)$$

Odhad parametru 1.5 získáme vyřešením rovnice 1.2.

$$\hat{\theta} = \left[\sum_{k=1}^N \varphi(k) \varphi^T(k) \right]^{-1} \sum_{k=1}^N \varphi(k) y(k) \quad (1.5)$$

V maticovém tvaru potom zápis vypadá 1.6.

$$\hat{\theta} = (\phi^T \phi)^{-1} \phi Y \quad (1.6)$$

První odhad parametrů můžeme udělat až po N krocích a to za předpokladu, že se vektor parametrů $\hat{\theta}$ během trvání identifikace nemění, nebo odhad parametrů $\hat{\theta}$ vypočteme po skončení působení identifikačního signálu na soustavu, tedy po předem určených N krocích. [1, 3, 6, 2]

2 SAMONASTAVITELNÉ PSD REGULÁTORY

V této kapitole se zaměříme na vybrané algoritmy samočinně se nastavujících PSD regulátorů. Jednotlivé typy regulátorů byly převzaty z [3, 6, 9].

2.1 Dáhlínův PSD regulátor

Pro výpočet akčního zásahu je využit přírůstkový tvar regulátoru 2.1.

$$u(k) = K_p \left\{ e(k) - e(k-1) + \frac{t_s}{T_i} e(k) + \frac{T_d}{t_s} [e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)] \right\} + u(k-1) \quad (2.1)$$

Vektor odhadu parametru modelu pro tento regulátor je ve tvaru 2.2.

$$\Theta^T(k) = [\hat{a}_1, \hat{a}_2, \hat{b}_1] \quad (2.2)$$

Abychom identifikovali parametry, které regulátor potřebuje, tak vektor dat bude ve tvaru 2.3.

$$\varphi^T(k-1) = [-y(k-1), -y(k-2), u(k-1)] \quad (2.3)$$

Konstanty regulátoru budou vypočteny dle vztahu 2.4.

$$\begin{aligned} K_p &= -\frac{(a_1 + 2a_2)Q}{b_1} \\ T_i &= -\frac{t_s}{\frac{1}{a_1+2a_2} + 1 + \frac{T_d}{t_s}} \\ T_d &= \frac{t_s a_2 Q}{K_p b_1} \end{aligned} \quad (2.4)$$

Parametr B u tohoto regulátoru slouží k nastavení rychlosti přechodového děje. Jestliže je zapotřebí rychlá odezva snižujeme parametr B dokud nedosáhneme požadovaného přechodového děje. Parametr B je obsažen ve vztahu 2.5.

$$Q = 1 - e^{-\frac{t_s}{B}} \quad (2.5)$$

2.2 Bányászové a Keviczského PSD regulátor

V tomto případě uvažujeme diskrétní přenos regulátoru ve tvaru: 2.6.

$$G_r(z) = \frac{q_0 + q_1 z^{-1} + q_2 z^{-2}}{1 - z^{-1}} \quad (2.6)$$

Aby bylo možné vypočítat jednotlivé parametry regulátoru je zapotřebí znát diskrétní přenos regulované soustavy. Soustava má přenos ve tvaru 2.7. Kde parametr d je počet kroků dopravního zpoždění a musí platit $d > 0$, $b_0 \neq 0$.

$$G_p(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} z^{-d} = \frac{b_0 (1 + \gamma z^{-1})}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} z^{-d} \quad (2.7)$$

Než přejdeme k samotnému výpočtu parametrů regulátoru, tak je třeba zjistit parametry soustavy. Parametry soustavy jsou počítány pomocí metody nejmenších čtverců jejichž vektor odhadů parametrů je ve tvaru 2.8.

$$\Theta^T(k) = [\hat{a}_1, \hat{a}_2, \hat{b}_0, \hat{b}_1] \quad (2.8)$$

a vektor dat je ve tvaru 2.9.

$$\varphi^T(k-1) = [-y(k-1), -y(k-2), u(k-d), u(k-d-1)] \quad (2.9)$$

Z odhadu vektoru parametrů 2.8 se vypočítají parametry regulátoru dle 2.10.

$$\gamma = \frac{b_1}{b_0}; q_0 = \frac{k_I}{b_0}; q_1 = \frac{k_I}{b_0} a_1; q_2 = \frac{k_I}{b_0} a_2 \quad (2.10)$$

V případě že $\gamma = 0$, využívá se vztahu 2.11. Pokud $\gamma > 0$, využívá se vztahu 2.12.

$$k_I = \frac{1}{2d-1} \quad (2.11)$$

$$k_I = \frac{1}{2d(1+\gamma)(1-\gamma)} \quad (2.12)$$

Jestliže $\gamma < 0$, je použita rovnice 2.11 spolu se sériově zapojeným číslicovým filtrem ve tvaru 2.13.

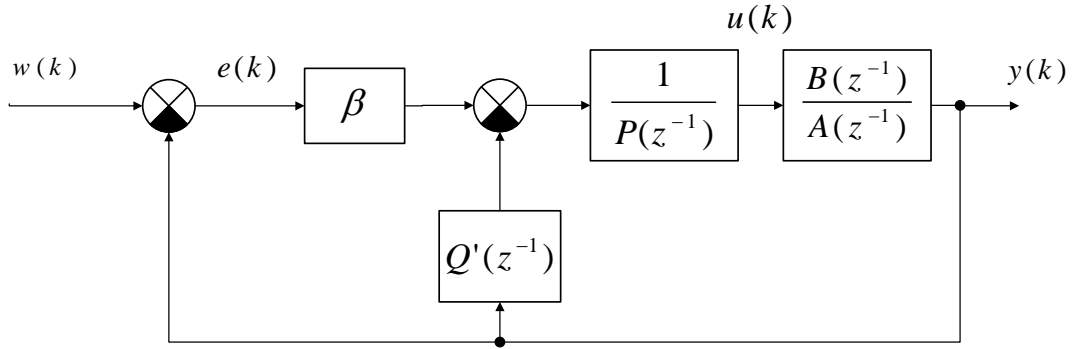
$$G_F(z) = \frac{1}{1 + \gamma z^{-1}}. \quad (2.13)$$

Akční zásah se v každém kroku počítá dle vztahu 2.14.

$$u(k) = q_0 e(k) + q_1 e(k-1) + q_2 e(k-2) + u(k-1). \quad (2.14)$$

2.3 PSD-B1 regulátor

Jedním z regulátorů, který je založen na metodě přiřazení pólů je regulátor PSD-B1. Regulátor navržený metodou přiřazení pólů zajišťuje stabilitu uzavřeného regulačního obvodu, přičemž charakteristický polynom má mít předem zadané póly. Vhodným rozložením pólů je možné získat průběh přechodového děje s důrazem na velikost překmitu, tlumení atd.



Obr. 2.1: Blokové schéma regulačního obvodu s regulátorem PID-B1

Regulátor vychází z blokového schéma, které můžete vidět na obr. 2.1. Regulátor počítá s diskretní soustavou ve tvaru 2.15.

$$G_p(z^{-1}) = \frac{b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} \quad (2.15)$$

Jde o soustavu druhého řádu, takže je třeba identifikovat její parametry 2.16.

$$\Theta^T(k) = [\hat{a}_1, \hat{a}_2, \hat{b}_1, \hat{b}_2] \quad (2.16)$$

Z odhadu parametrů plyne vektor dat 2.17.

$$\varphi^T(k-1) = [-y(k-1), -y(k-2), u(k-1), u(k-2)] \quad (2.17)$$

Operátorový přenos regulátoru má tvar 2.18.

$$U(z) = [\beta E(z) - Q'(z^{-1})Y(z)] \frac{1}{P(z^{-1})}, \quad (2.18)$$

Polynom $P(z^{-1})$ má tvar 2.19 a polynom $Q'(z^{-1})$ je ve tvaru 2.20.

$$P(z^{-1}) = (1 - z^{-1})(1 + \gamma z^{-1}) \quad (2.19)$$

$$Q(z^{-1}) = (1 - z^{-1})(q'_0 - q'_2 z^{-1}) \quad (2.20)$$

Podmínková rovnice 2.22 vyplývá z charakteristického polynomu přenosu řízení 2.21.

$$G_w(z^{-1}) = \frac{\beta B(z^{-1})}{A(z^{-1})P(z^{-1}) + B(z^{-1})[Q'(z^{-1}) + \beta]} \quad (2.21)$$

$$A(z^{-1})P(z^{-1}) + B(z^{-1})[Q'(z^{-1}) + \beta] = D(z^{-1}) = 1 + d_1(z^{-1}) + d_2(z^{-2}) \quad (2.22)$$

Parametry polynomu $D(z^{-1})$ se vypočítají pro danou periodu vzorkování t_s dle vztahu 2.23. Aby měl polynom stabilní póly musí platit pro tlumení $\xi > 0$ a pro

kruhovou frekvenci $\omega_n > 0$. Kmitavou či nekmitavou odezvou řízení volíme koeficientem tlumení ξ . Pro volbu kruhové frekvence se doporučuje dodržet interval $0,45 \leq \omega_n t_s \leq 0,90$.

$$\begin{aligned} d_1 &= -2e^{(-\xi\omega_n t_s) \cos(\omega_n t_s \sqrt{1-\xi^2})} \text{ pro } \xi \leq 1 \\ d_1 &= -2e^{(-\xi\omega_n t_s) \cosh(\omega_n t_s \sqrt{\xi^2-1})} \text{ pro } \xi > 1 \\ d_2 &= e^{-2\omega_n t_s} \end{aligned} \quad (2.23)$$

Z podmínkové rovnice 2.22 se sestaví soustava čtyř lineárních algebraických rovnic 2.24 se čtyřmi neznámými parametry regulátoru. První matice na levé straně obsahuje pouze parametry regulovaného systému. Dále je vektor s neznámými parametry regulátoru a na pravé straně jsou složky vektoru $D(z^{-1})$.

$$\begin{pmatrix} b_1 & 0 & b_1 & 1 \\ b_2 - b_1 & -b_1 & b_2 & a_1 - 1 \\ b_2 & b_2 - b_1 & 0 & a_1 - a_2 \\ 0 & b_2 & 0 & -a_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} q'_0 \\ q'_2 \\ \beta \\ \gamma \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{pmatrix} \quad (2.24)$$

Pro daný typ regulátoru platí vzorce 2.25, které určují hodnotu složek vektoru $D(z^{-1})$.

$$\begin{aligned} x_1 &= d_1 + 1 - a_1; \\ x_2 &= d_2 + a_1 - a_2; \\ x_3 &= -a_2; \\ x_4 &= 0 \end{aligned} \quad (2.25)$$

Po dosazení všech proměnných do soustavy algebraických rovnic 2.24, vypočteme parametry regulátoru. Vypočtené parametry regulátoru dosadíme do rovnice pro výpočet akčního zásahu 2.26.

$$\begin{aligned} u(k) &= -[(q'_0 + \beta)y(k) - (q'_0 + q'_2)y(k-1) + q'_2y(k-1)] \\ &\quad -(\gamma - 1)u(k-1) + \gamma u(k-2) + \beta w(k). \end{aligned} \quad (2.26)$$

2.4 PSD regulátor založený na modifikovaném Ziegler-Nicholově kritériu

Pro spojité regulátory se parametry PID regulátoru určují z kritické periody kmitů T_K a kritického proporcionalního zesílení K_{PK} přenosu řízení. Kritické parametry se zjišťují tak, že se pomocí proporcionalního regulátoru zvyšuje zesílení dokud se uzavřený regulační obvod nerozkmitá s konstantní amplitudou. Rozkmitání způsobí

umístění pólu na imaginární osu komplexní roviny což je mez stability. Kritická perioda kmitu se odečte z naměřených dat.

Modifikovaná varianta získání kritických parametrů je navržena pro diskrétní systémy. Při diskreditaci spojitého systému lze předpokládat dopravní zpoždění o velikosti $\frac{t_s}{2}$. Dopravní zpoždění amplitudu nemění, ale má vliv na fázový posuv. S rostoucí frekvencí se fázový posuv zvětšuje. Pro velikost fázového posuvu platí vztah 2.27. Ze vztahu je zřejmé, že kritické hodnoty jsou závislé na periodě vzorkování.

$$\varphi = -\frac{t_s \omega}{2} \quad (2.27)$$

Fázový posuv $-\pi$ odpovídá kritické frekvenci ω_K a zesílení A_K , pro které platí vztah 2.28.

$$A_K K_{PK} = -1 \quad (2.28)$$

2.4.1 Výpočet kritického zesílení pro model prvního řádu

Diskrétní přenos systému prvního řádu může mít tvar 2.29

$$G_p(z^{-1}) = \frac{b_1 z^{-1}}{1 + a_1 z^{-1}} \quad (2.29)$$

Identifikační proces pro systém 2.29 počítá vektor odhadu parametrů ve tvaru 2.30.

$$\Theta^T(k) = [\hat{a}_1, \hat{b}_1] \quad (2.30)$$

Vektor dat 2.31

$$\Phi^T(k-1) = [-y(k-1), u(k-1)]. \quad (2.31)$$

Soustava prvního řádu může mít pouze jeden kritický pól proto platí polynomiální rovnice 2.32.

$$z + a_1 + K_{PK} b_1 = z + 1 \quad (2.32)$$

Z polynomiální rovnice 2.32 se určí kritické zesílení 2.33

$$K_{PK} = \frac{1 - a_1}{b_1} \quad (2.33)$$

Kritická frekvence se vypočítá vyjádřením ω z rovnice 2.27, za φ se dosadí $-\pi$.

$$\omega_K = \frac{\pi}{t_s} \quad (2.34)$$

2.4.2 Výpočet kritického zesílení pro model druhého řádu

Jak již bylo zmíněno v předchozích kapitolkách dříve než se dostaneme k výpočtu regulátoru je třeba znát systém, pro který je regulátor navrhován. Jedná-li se o model druhého řádu můžeme vycházet z modelu, který byl již zmíněn v předchozí kapitole. Model bude mít tedy tvar 2.15. Vektor odhadů parametrů má podobu 2.16 a vektor dat 2.17.

Z přenosu uzavřené regulační smyčky s proporcionálním regulátorem vznikne charakteristický polynom 2.35.

$$D(z) = z^2 + (a_1 + b_1 K_P) z + (a_2 + b_2 K_P) \quad (2.35)$$

Bude-li charakteristický polynom $D(z)$ ve tvaru 2.36 můžou nastat čtyři varianty rozložení pólu na jednotkové kružnici pro systém druhého řádu. Jednotlivé kombinace rozložení pólu budou vysvětleny na vývojovém diagramu 2.2 výpočtu kritických parametrů pro PSD regulátor.

$$D(z) = z^2 + bz + c \quad (2.36)$$

V prvním případě, kdy má polynom komplexně sdružené póly $z_{1,2} = \alpha \pm j\beta$ musí platit $\alpha^2 + \beta^2 = 1$. Jedná se o případ ve vývojovém diagramu kde $d \leq 0$ a kritické zesílení $K_{PK} = K_{P1}$.

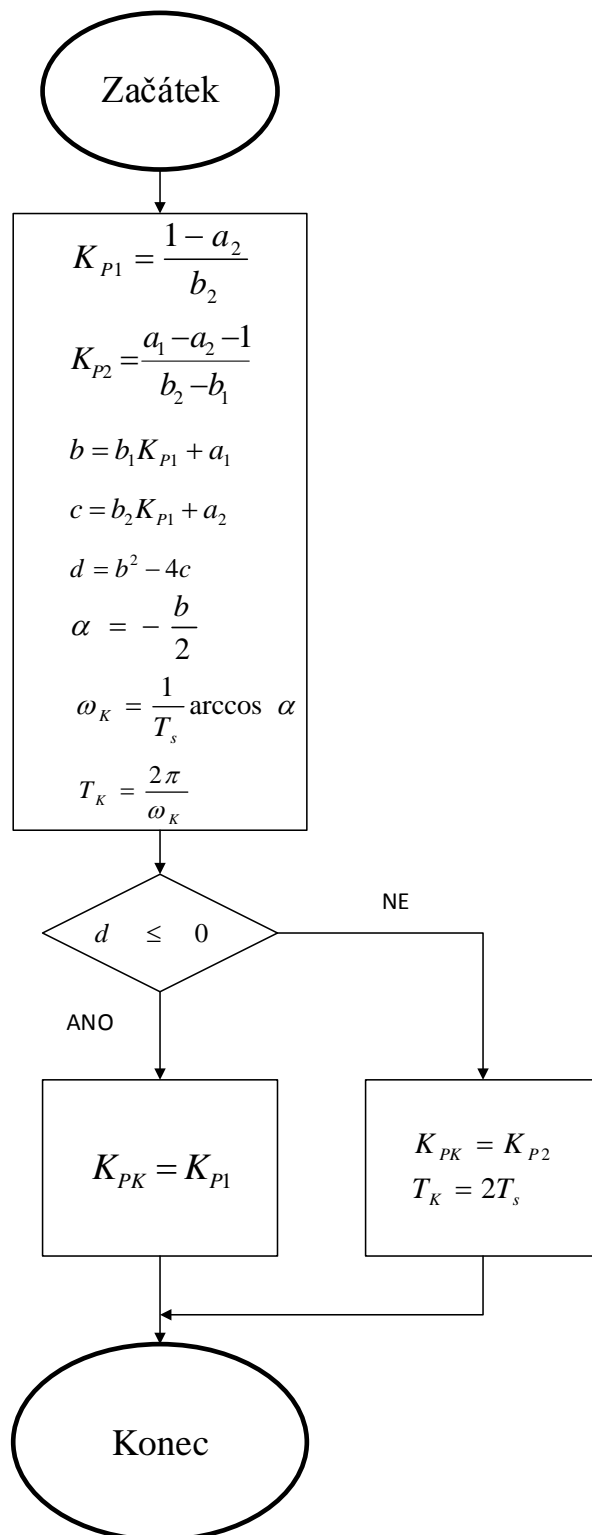
V druhém případě má charakteristický polynom dvojnásobný reálný pól $z_{1,2} = \alpha$ tudíž imaginární složka $\beta = 0$. Regulační obvod je na mezi stability pouze v případě že $\alpha = -1$. Na vývojovém diagramu 2.2 pro tento případ vychází hodnota $d = 0$ a kritické zesílení odpovídá $K_{PK} = K_{P1}$, ale platí i vztah $K_{PK} = K_{P2}$ a $T_K = 2T_0$.

V případě třetím má charakteristický polynom pouze ryze imaginární póly $z_{1,2} = \pm j$ a reálná složka $\alpha = 0$. Jedná se o případ ve vývojovém diagramu kde $d < 0$ a pro kritické zesílení platí $K_{PK} = K_{P1}$.

Posledním případ, kde charakteristický polynom má jeden pól $z_1 = -1$ na mezi stability a druhý pól $z_2 < 1$ je stabilní uvnitř jednotkové kružnice. Kritické zesílení se pro tento případ počítá v závislosti na podmínce $d \leq 0$.

Po výpočtu kritických parametrů se přejde k určení koeficientu regulátoru dle vztahu 2.37

$$\begin{aligned} K_R &= 0,6K_{PK} - \frac{K_I}{2}; \\ K_I &= \frac{1,2K_{PK}T_s}{T_K}; \\ K_D &= \frac{3K_{PK}T_K}{40T_s}; \end{aligned} \quad (2.37)$$



Obr. 2.2: Proces výpočtu kritických parametrů pro soustavu druhého řádu

Akční zásah je prováděn Takahashiho regulátorem ve tvaru 2.38.

$$u(k) = K_R [y(k-1) - y(k)] + K_I [w(k) - y(k)] + K_D [2y(k-1) - y(k-2) - y(k)] + u(k-1) \quad (2.38)$$

2.5 Ověření samonastavitelných PSD regulátoru

Pro ověření adaptivních regulátoru, bylo využito prostředí Matlab-Simulink. Jednotlivé algoritmy regulátorů a identifikační metody nejmenších čtverců byly napsány jako S-funkce. Pomocí S-funkce je možné naprogramovat jakýkoliv algoritmus, který v simulačním prostředí představuje blok s daným algoritmem a je možné jej využít k reálnému řízení. Algoritmus díky textové podobě lze později modifikovat. Vygenerovaný kód celé aplikace Simulinku můžeme použít v nějakém zařízení. Blokové schéma navržené simulace pro testování můžeme vidět na obr. 2.3. Perioda vzorkování byla volena s ohledem na nejrychlejší časovou konstantu řízeného systému. Řízený systém je druhého řádu ve spojitě oblasti má tvar 2.39, a jeho diskretní ekvivalent diskreditovaný tvarovačem nultého řádu je 2.40.

$$G(p) = \frac{1}{(0.03p + 1)(0.006p + 1)} \quad (2.39)$$

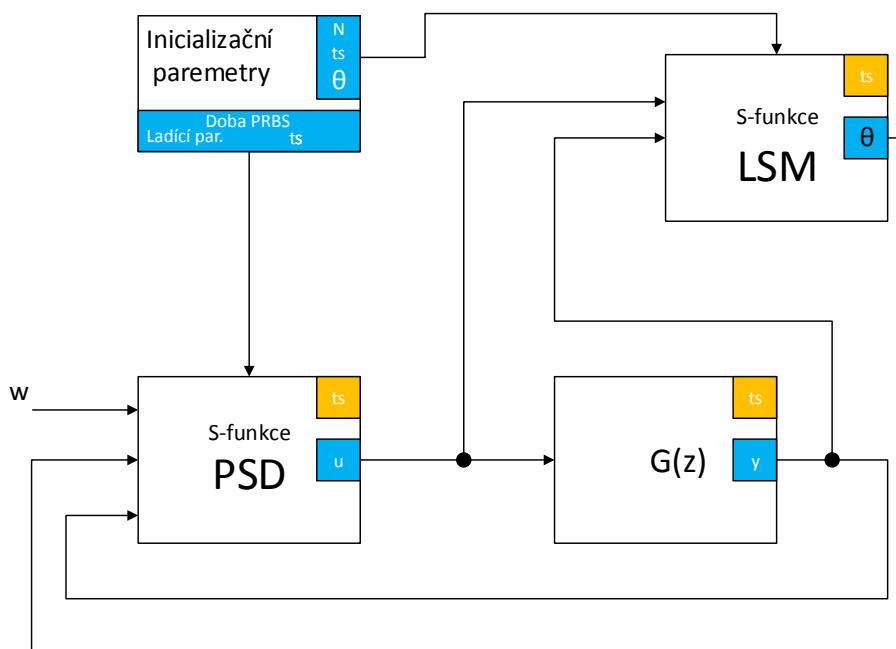
$$G(z) = \frac{0.02059z + 0.01686}{z^2 - 1.511z + 0.5488} \quad (2.40)$$

Pro všechny simulace platí stejná perioda vzorkování $t_s = 0.003s$, stejný PRBS identifikační signál, který má 300 hodnot. S periodou vzorkování t_s identifikační signál trvá $1,9s$. PRBS signál generuje S-funkce, která obsahuje PSD regulátor. Během působení identifikačního signálu je PSD regulátor odpojen a zaznamenává se pouze předchozí krok výstupu identifikovaného systému pro bez nárazové připojení regulátoru.

S-funkce LSM obsahující metodu nejmenších čtverců vrací vektor odhadu parametrů. Během působení identifikačního signálu je na výstupu nulový vektor, což je jedna z podmínek, která zabrání připojení PSD regulátoru. Po skočení působení signálu PRBS, což je v simulaci 300 vzorků, vypočítá parametry identifikovaného systému dle rovnice 1.6. LSM po zbytek simulace drží na výstupu vypočtený vektor $\hat{\theta}$. Vstupní data do LSM jsou výstup regulovaného systému a výstup S-funkce PSD, který z počátku dává identifikační PRBS signál a potom se přepíná na akční zásah PSD regulátoru. Inicializační parametry LSM jsou N počet vzorků identifikačního signálu, vektor parametrů identifikovaného systému 1.3 a plnicí tvar vektoru dat 1.4.

Protože všechny ověřované regulátory nepočítají přímo s regulační odchylkou, tak vstupem S-funkce PSD je žádaná hodnota w a výstup řízeného systému y . Do S-funkce PSD také vstupuje vektor parametrů systému $\hat{\theta}$, ze kterého se počítají koeficienty daných PSD regulátorů. Inicializační parametry PSD jsou ladící parametry

PSD regulátoru a doba trvání PRBS. K připojení regulátoru dojde ve chvíli, kdy je dosaženo N vzorků a na výstupu LSM je nenulový vektor parametrů identifikovaného systému $\hat{\theta}$.



Obr. 2.3: Blokové schéma simulace pro ověření PSD regulátorů

Inicializační data pro simulaci Dáhlínůva PSD regulátoru

- Perioda vzorkování $t_s = 0.003s$
- Počet vzorků PRBS $N = 300$
- Maximální a minimální hodnota PRBS Min = 0, Max = 1
- Nastavující činitel PSD regulátoru $B = 0,004$
- Vektor parametrů 2.2
- Vektor dat 2.3

Inicializační data pro simulaci Bányászového a Keviczkého PSD regulátoru

- Perioda vzorkování $t_s = 0.003s$
- Počet vzorků PRBS $N = 300$
- Maximální a minimální hodnota PRBS Min = 0, Max = 1
- Počet kroků zpoždění systému $d = 1$

- Vektor parametrů 2.8
- Vektor dat 2.9

Inicializační data pro simulaci PSD-B1 regulátoru

- Perioda vzorkování $t_s = 0.003s$
- Počet vzorků PRBS $N = 300$
- Maximální a minimální hodnota PRBS $Min = 0, Max = 1$
- Tlumení $\xi = 3$
- Kruhová frekvence $\omega_n = 8$
- Vektor parametrů 2.16
- Vektor dat 2.17

Inicializační data pro simulaci ZN regulátoru

- Perioda vzorkování $t_s = 0.003s$
- Počet vzorků PRBS $N = 300$
- Maximální a minimální hodnota PRBS $Min = 0, Max = 1$
- Vektor parametrů 2.16
- Vektor dat 2.17

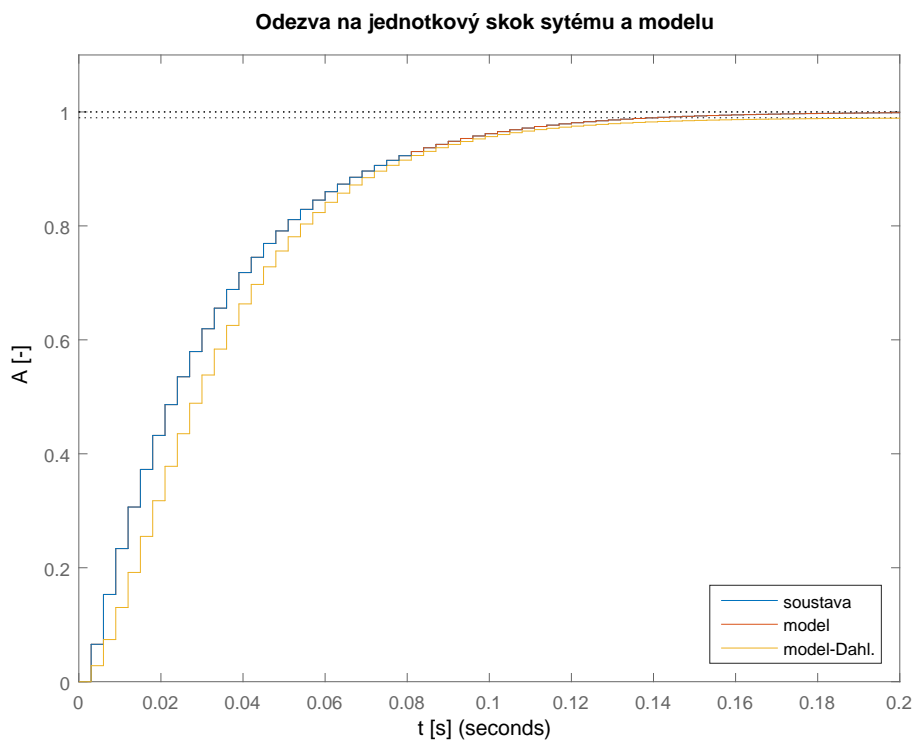
Na obr. č. 2.4 můžeme vidět odezvy na jednotkový skok řízeného systému a jeho modelu pro jednotlivé simulace PSD regulátorů. Až na odezvu modelu, se kterou počítá Dáhlivův regulátor, se všechny ostatní odezvy shodují s řízenou soustavou. Vektor odhadů parametrů $\hat{\theta}$ identifikovaného systému 2.40 po identifikaci pro shodující se modely má tvar 2.41.

$$\hat{\theta}^T = [-1.5114, 0.5488, 0.0206, 0.0169] \quad (2.41)$$

Chyba aproximace odezvy 2.4 modelu na jednotkový skok se kterým počítá Dáhlivův regulátor je způsobena počtem parametrů modelu. Vektor odhadu parametrů obsahuje pouze tři parametry. Jeho tvar je 2.42.

$$\hat{\theta}^T = [-1.6313, 0.6597, 0.0281] \quad (2.42)$$

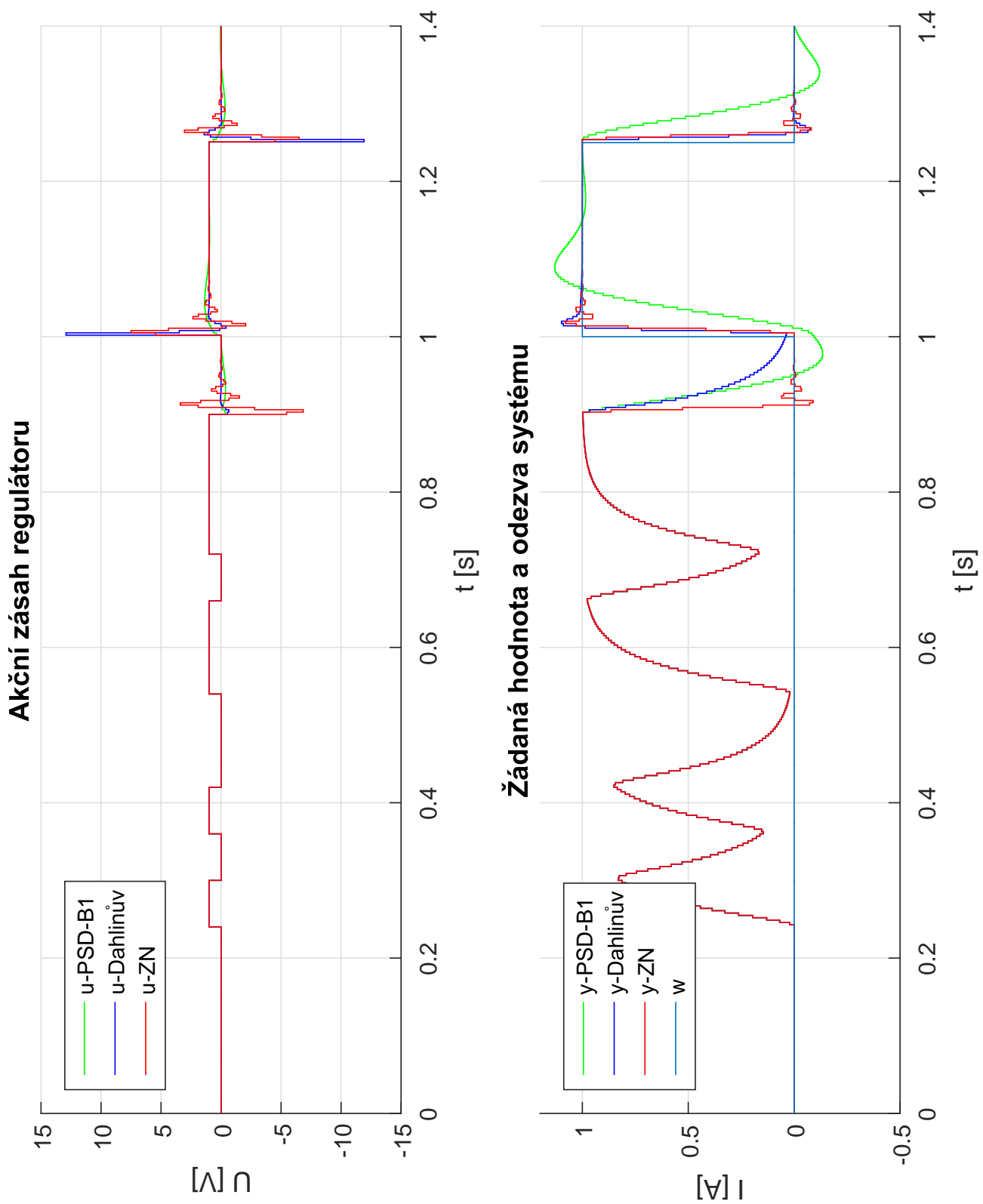
Na obr. 2.5 můžeme vidět srovnání jednotlivých PSD regulátorů. Jak již bylo zmíněno po dobu 1.9s působí identifikační signál. Po připojení PSD regulátoru se nejrychleji ustálí PSD regulátor Ziglera a Nicholse. Dáhlivův regulátor při změně žádaného signálu dává největší akční zásah. PSD-B1 regulátor je nejpomalejší. U regulátoru PSD-B1 nebyla dodržena doporučená hodnota kruhové frekvence ω_n , protože



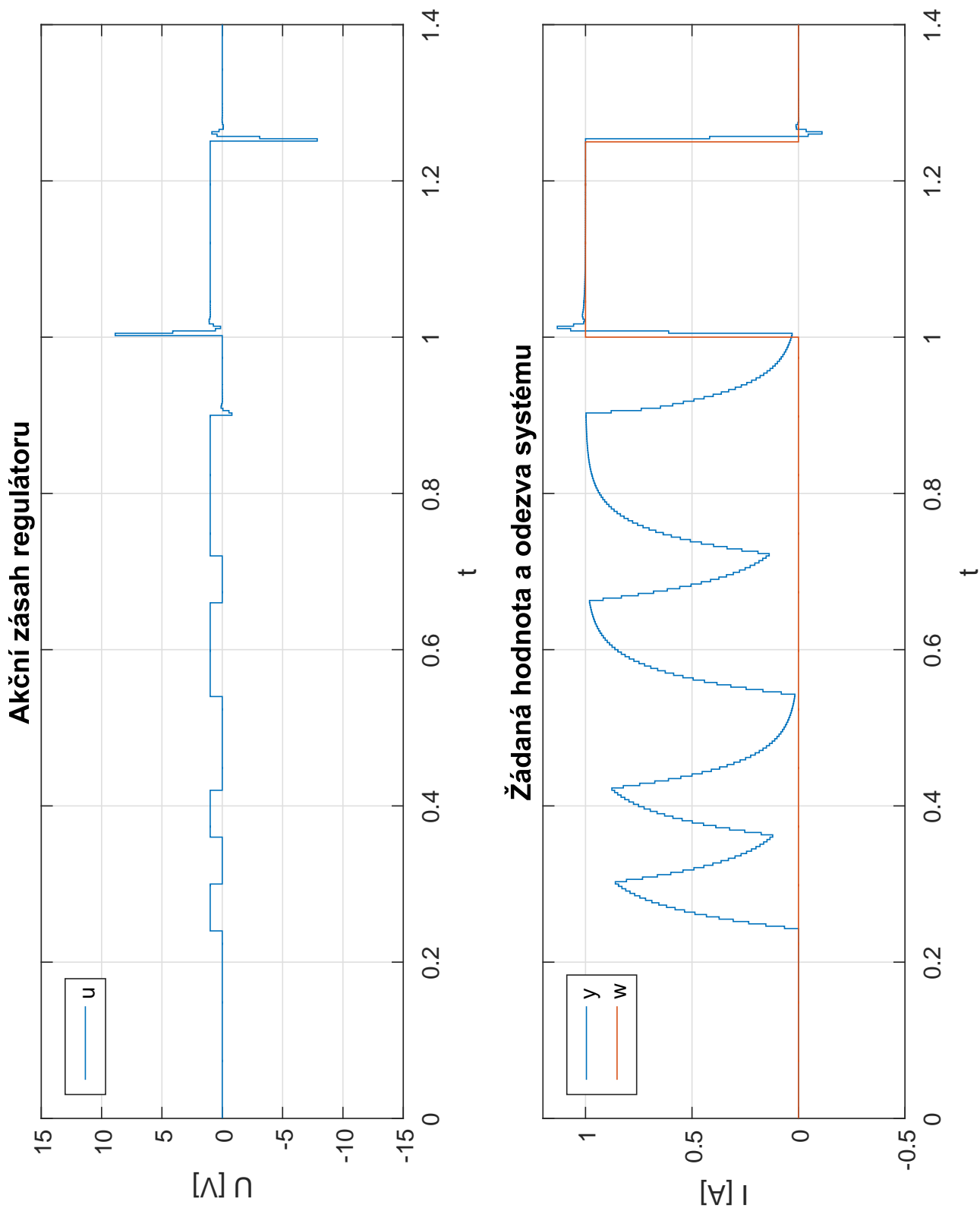
Obr. 2.4: Odezva na jednotkový skok řízeného systému a jeho modelu pro jednotlivé simulace PSD regulátorů

odezva řízení by byla ještě pomalejší bez překmitu. Regulátor Bányászové a Keviczkého se pro daný systém rozkmital. Snížením rychlejší časové konstanty systému na hodnotu 0.001 dostaneme odezvu řízení zobrazenou na obr. 2.6.

Nevýhodou u adaptivního seřizování regulátoru jsou doladovací parametry regulátoru, které osbahuje PSD-B1 a Dáhlínův regulátor. Bányászové a Keviczkého regulátoru postačuje zadat počet kroků dopravního zpoždění. Regulátor Ziglera a Nicholse nemá žádné doladovací parametry, ale je třeba dávat si pozor na periodu vzorkování, což však platí pro všechny testované regulátory.



Obr. 2.5: Srovnání jednotlivých PSD regulátorů



Obr. 2.6: Ověření Bányászové a Keviczkého regulátoru pro soustavu s rychlejší časovou konstantou

3 SYNCHRONNÍ MOTOR S PERMANENTNÍMI MAGNETY

Jedním ze synchronních motorů je právě synchronní motor s permanentními magnety. Oproti ostatní typům synchronních motorů má několik předností. Mezi přednosti patří: motor netrpí zvlněním momentu při nízkých otáčkách, dokáže přes své malé rozměry vyvinout velký moment, velikost magnetického toku je daná druhem a velikostí použitých magnetů. Tato kapitola je převzata z [7, 8, 10].

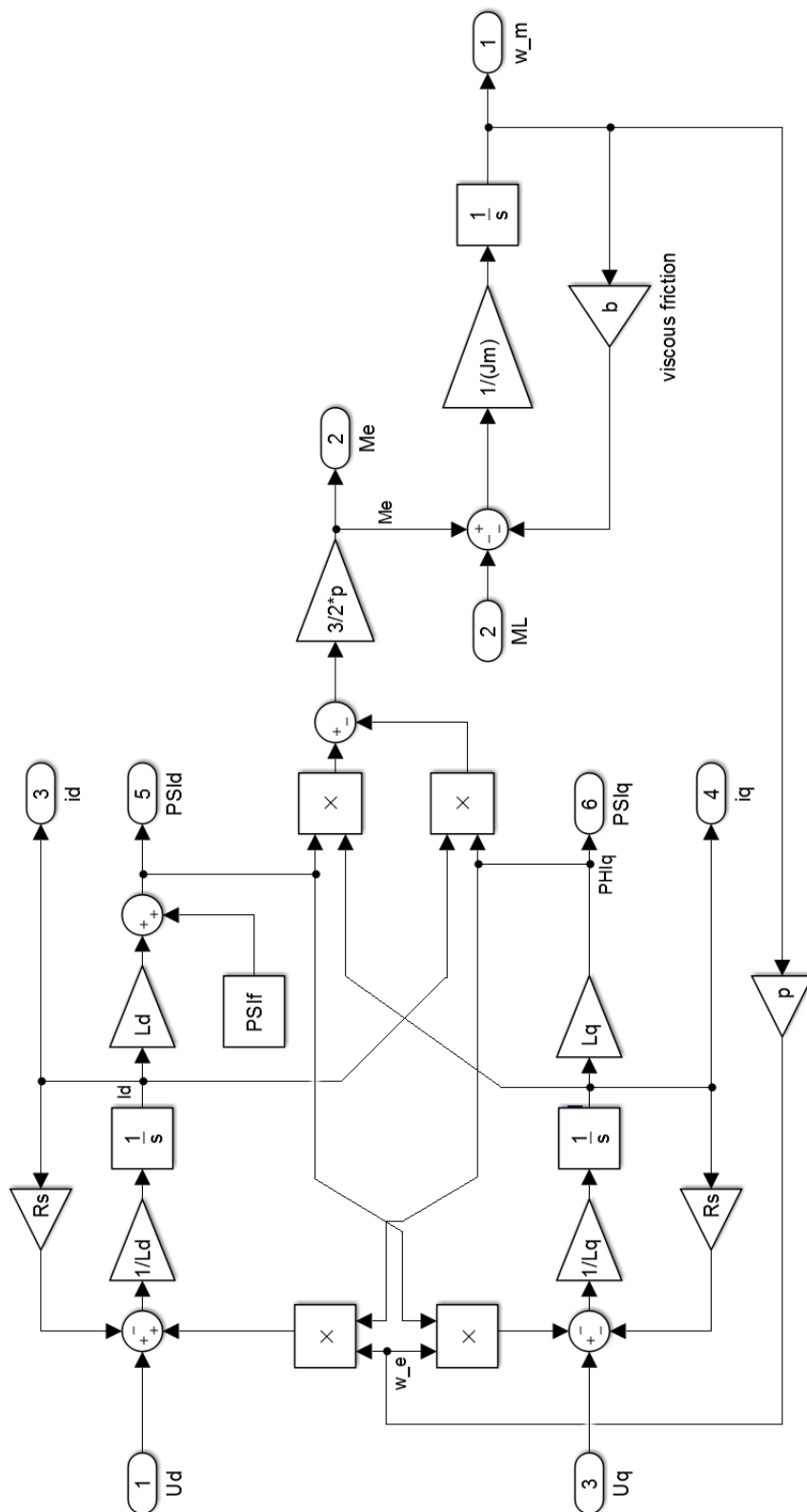
3.1 Transformace souřadnic

Matematický model motoru byl vytvořen v rotorovém souřadnicovém systému $d-q$, jenž je využit při simulaci řízení. Model můžeme vidět na obr. 3.1. K transformaci souřadnicového systému z a, b, c do α, β se používá Clarkova transformace 3.1. Clarkova transformace převede třífázové veličiny na dvoufázové.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \cos \frac{2\pi}{3} & \cos \frac{4\pi}{3} \\ 0 & \sin \frac{2\pi}{3} & \sin \frac{4\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \cos \frac{2\pi}{3} & \sin \frac{2\pi}{3} \\ \cos \frac{4\pi}{3} & \sin \frac{4\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Regulátor pracující v $\alpha-\beta$ souřadnicovém systému musí při konstantní požadované hodnotě otáček měnit velikost akčního zásahu v závislosti na aktuálním úhlu natočení. Z $\alpha-\beta$ souřadnicového systému do $d-q$ souřadnicového systému se využívá Parkova transformace.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \phi & \sin \phi \\ -\sin \phi & \cos \phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \phi & -\sin \phi \\ \sin \phi & \cos \phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (3.2)$$



Obr. 3.1: Model synchronního motoru s mernamentními magnety v $d - q$ souřadnicovém systému

4 SIMULACE SAMONASTAVITELNÉ KASKÁDNÍ REGULACE PMSM

Simulace kaskádní regulace synchronního motoru s permanentními magnety byla vytvořena v programu Matlab/Simulink. Model PMSM motoru byl zvolen v $d - q$ souřadnicích.

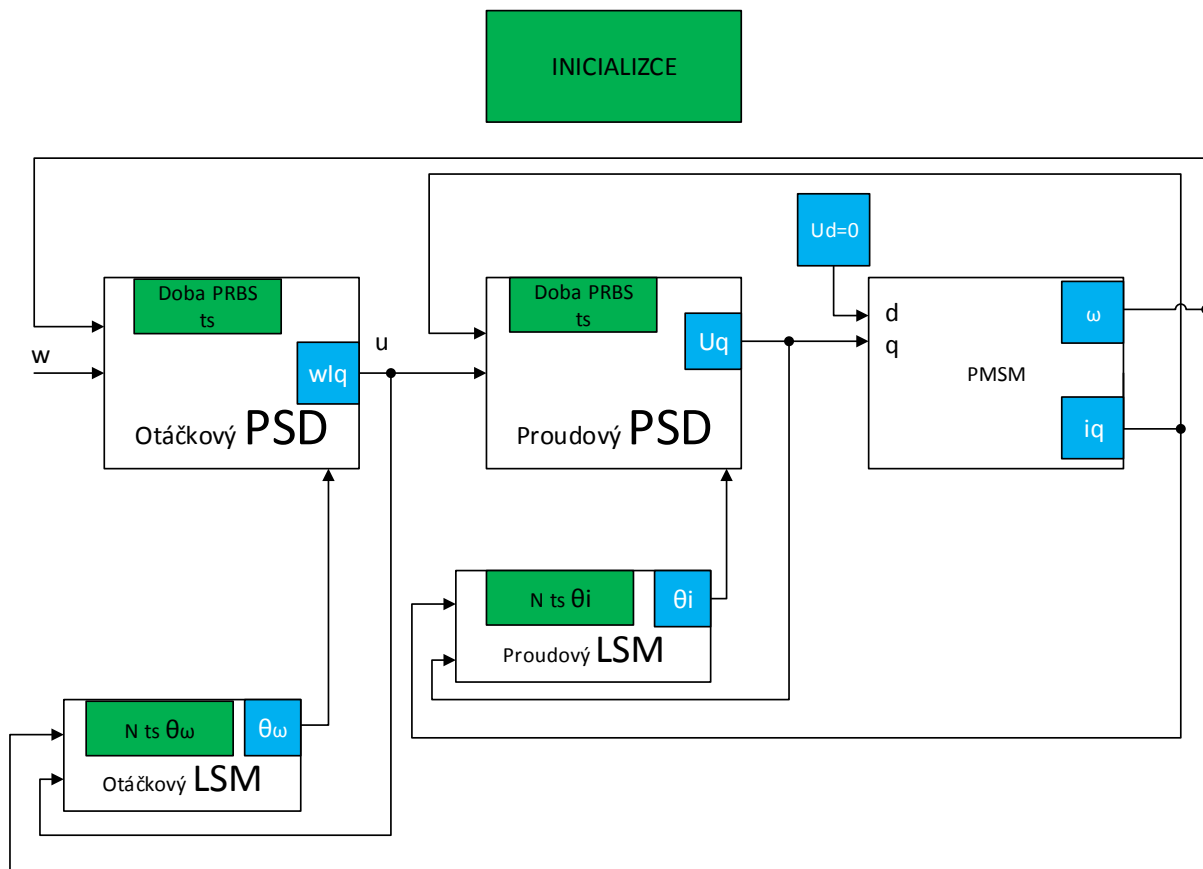
Parametry PMSM motoru jsou:

- Činný odpor statorové fáze $R_s = 1.1\Omega$
- Počet pólových dvojic $p = 3$
- Celkový moment setrvačnosti $J_m = 0.00008\text{kgm}^2$
- Viskózní tření $= 0.0009$
- Indukčnost v přímeném směru $L_d = 0.000210\text{H}$
- Indukčnost v kolmém směru $L_q = 0.000270\text{H}$
- Magnetický tok rotoru $PSIf = 0.0208\Phi$

Blokové schéma simulace můžeme vidět na obr. 4.1. Elektrická část motoru ve spojitě oblasti má tvar 4.1. Diskretizací elektrické části motoru vzniknou dva hledané parametry systému. Jde o model prvního řádu, proto mohl být identifikační vektor odhadu parametrů zvolen ve tvaru 2.30. Koeficienty PSD regulátoru 2.38 proudové smyčky byly vypočteny na základě výpočtu kritického zesílení pro model prvního řádu 2.33. Perioda vzorkování proudové smyčky je $ts_i = 40 \mu\text{s}$. Identifikace elektrické části PRBS signálem s počtem vzorku $N = 300$ trvá 12ms . PRBS signál generuje S-funkce obsahující PSD proudový regulátor. Jakmile je jednorázový identifikační proces metody nejmenších čtverců ukončen, vypočítají se parametry PSD regulátoru. V ten okamžik začne pracovat PSD regulátor, který dává na výstup s-funkce akční zásah. Akčním zásahem je napětí do q složky. Složka q určuje moment motoru. Složka d , která určuje magnetický tok motoru není v simulaci řízena na nulovou hodnotu proudu. V simulaci je do d složky připojené nulové napětí.

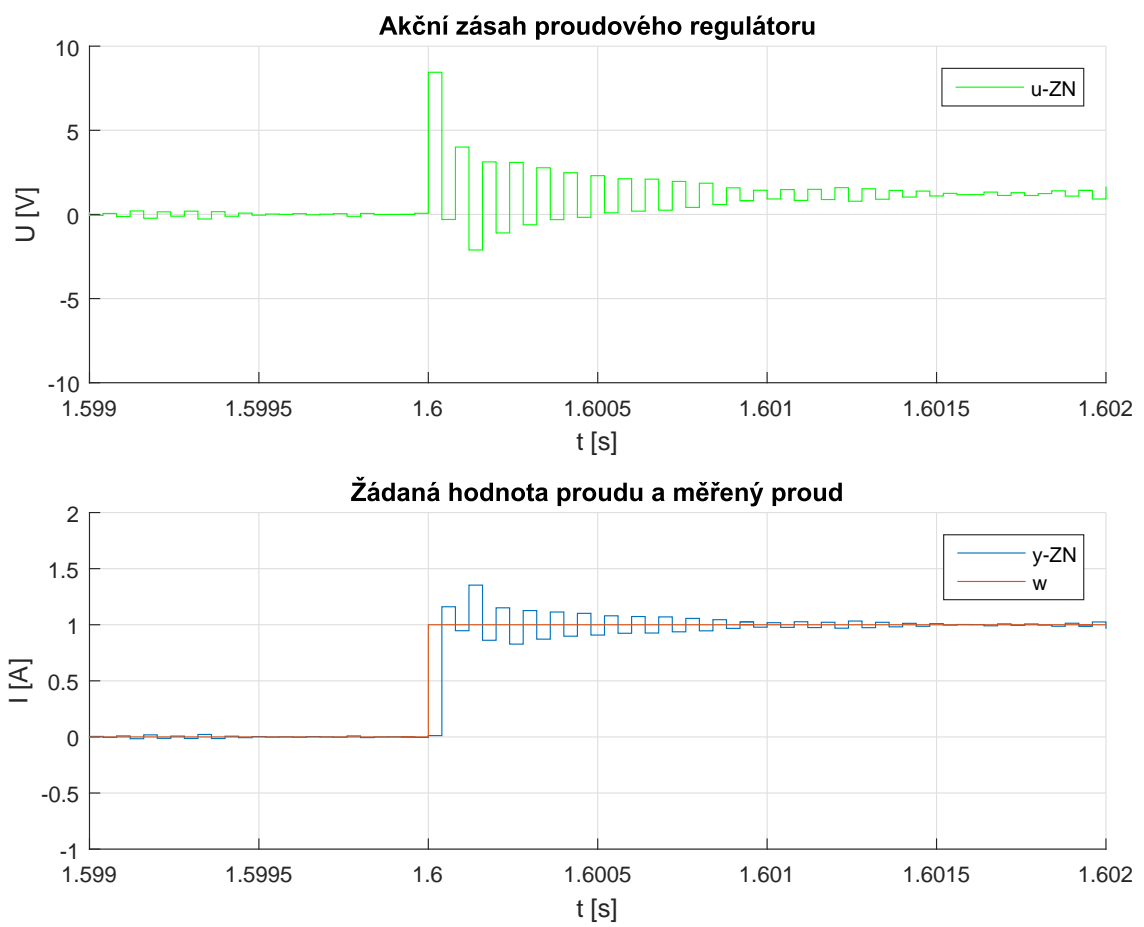
$$G_m(p) = \frac{\frac{1}{R}}{\frac{L}{R}p + 1} \quad (4.1)$$

Vektor pro odhad parametrů proudové smyčky byl zvolen pro systém druhého řádu ve tvaru 2.16. Koeficienty PSD regulátoru 2.38 otáčkové smyčky byly vypočteny na základě výpočtu kritického zesílení pro model druhého řádu 2.2. Perioda vzorkování otáčkové smyčky je $ts_\omega = 0.02 \text{s}$. Identifikace proudové smyčky PRBS signálem s počtem vzorku $N = 300$ trvá 6s . PRBS signál generuje S-funkce obsahující PSD otáčkový regulátor. Jakmile je jednorázový identifikační proces metody nejmenších čtverců ukončen přepíná se na otáčkový PSD regulátor. Akčním zásahem je požadovaný proud pro regulátor v q složce a žádanou hodnotou jsou otáčky motoru.

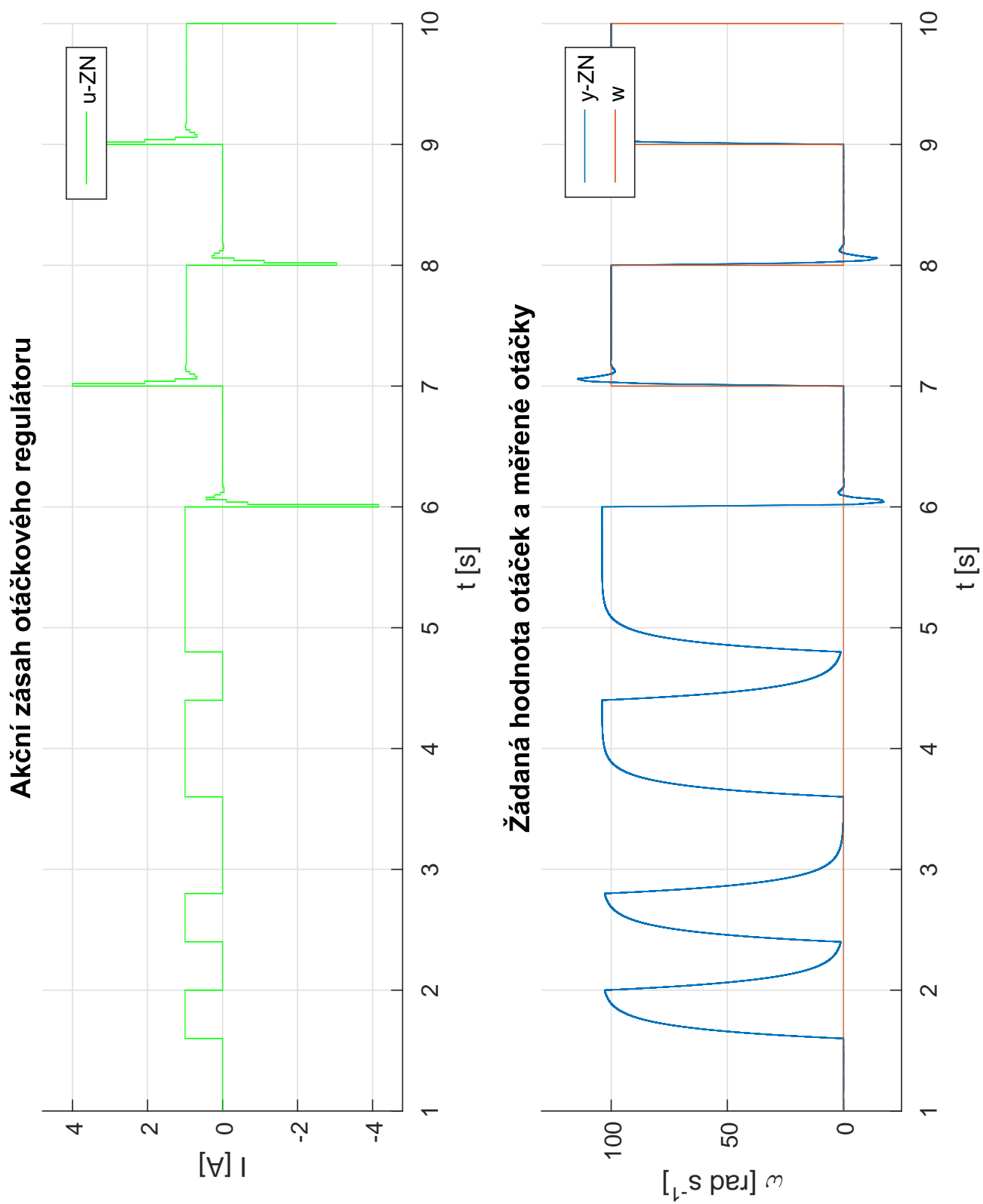


Obr. 4.1: Blokové schéma kaskádní regulace PMSM motoru

Proudová smyčka je mnohonásobně rychlejší než otáčková smyčka. Na obr. 4.2 je zobrazený přechodový děj proudové smyčky. Na obr. 4.3 je zobrazený průběh samonastavitelné otáčkové smyčky.



Obr. 4.2: Detail průběh proudové smyčky související s otáčkovou smyčkou



Obr. 4.3: Průběh otáčkové smyčky

5 OVĚŘENÍ SAMONASTAVITELNÉ KASKÁDNÍ REGULACE NA ZAŘÍZENÍ DSPACE

Tato práce se kromě teoretických simulací jednotlivých PSD regulátorů zabývá i praktickou realizací samonastavitelné regulace na reálném PMSM motoru. K praktické realizaci byla dostupná platforma dSPACE ds1103. Tato platforma využívá prostředí Simulink pro generování kódu, což vývojáři urychlí testování různých algoritmů, které si v prostředí Simulink vytvoří. Bohužel není možné simulační prostředí zpětně spojit s reálně vykonávajícím se procesem. K vizualizaci dat slouží program ControlDesk. V tomto programu je možné zobrazit všechny proměnné vytvořené v Simulinku a následně měnit jejich hodnoty či si zobrazit jednotlivé veličiny do grafu za běhu programu.

K propojení dSPACE s PMSM motorem posloužila třífázová výkonná deska. Výkonná deska je osazena třemi komplementárními budiči pro šest spínacích tranzistorů. Fázové proudy ABC jsou měřeny pomocí LEM snímačů proudu. K měření otáček je připojen enkodér s rozlišením 1024 pulsů na otáčku. Dále je měřeno napětí, které napájí výkonné tranzistory.

5.1 Popis implementačního algoritmu pro platformu dSPACE

Blokové schéma programu vytvořeného v Simulinku můžeme vidět na obr. 5.1. Hlavní program je spouštěn od PWM signálu. Jedná se o blok, který zajišťuje proudovou regulační smyčku. K proudové regulační smyčce patří i vyčítání hodnot proudů a napětí z ADC. Frekvence PMW signálu byla zvolena na 16 kHz . Při volbě frekvence PMW signálu se musí brát ohled na výpočetní výkon hardwaru, na časovou konstantu elektrické části motoru a pokud je to možné, tak i na to, aby signál nebyl lidským uchem slyšitelný.

Identifikační proces nastane ve chvíli, kdy se změní logická hodnota proměnné *START* na logickou hodnotu jedna. Jakmile je identifikační proces proudové části ukončen, tak se sepne proměnná *EN_PI*, předají se vypočtené parametry PI regulátoru do hlavního programu a je spuštěna proudová regulační smyčka. Proměnná *EN_PI* zároveň dává pokyn bloku identifikace a regulace otáčkové smyčky k započítání algoritmu. Algoritmus zajistí identifikaci otáčkové smyčky, výpočet parametrů PSD regulátoru a následné spuštění otáčkové regulační smyčky. Perioda vzorkování otáčkové smyčky byla volena s ohledem na rychlost přechodného děje otáček příděleného motoru bez zátěže tak, aby bylo dostatek vzorků k identifikaci a regulační

smyčka rychleji reagovala na poruchy. Aby bylo možné některé z metod využít na měniči, který je využíváný v praxi, bylo snahou odzkoušet jednotlivé návrhové metody pro jednu vzorkovací frekvenci. Vzorkovací frekvence otáčkové smyčky tedy byla zvolena na hodnotu 100 Hz.

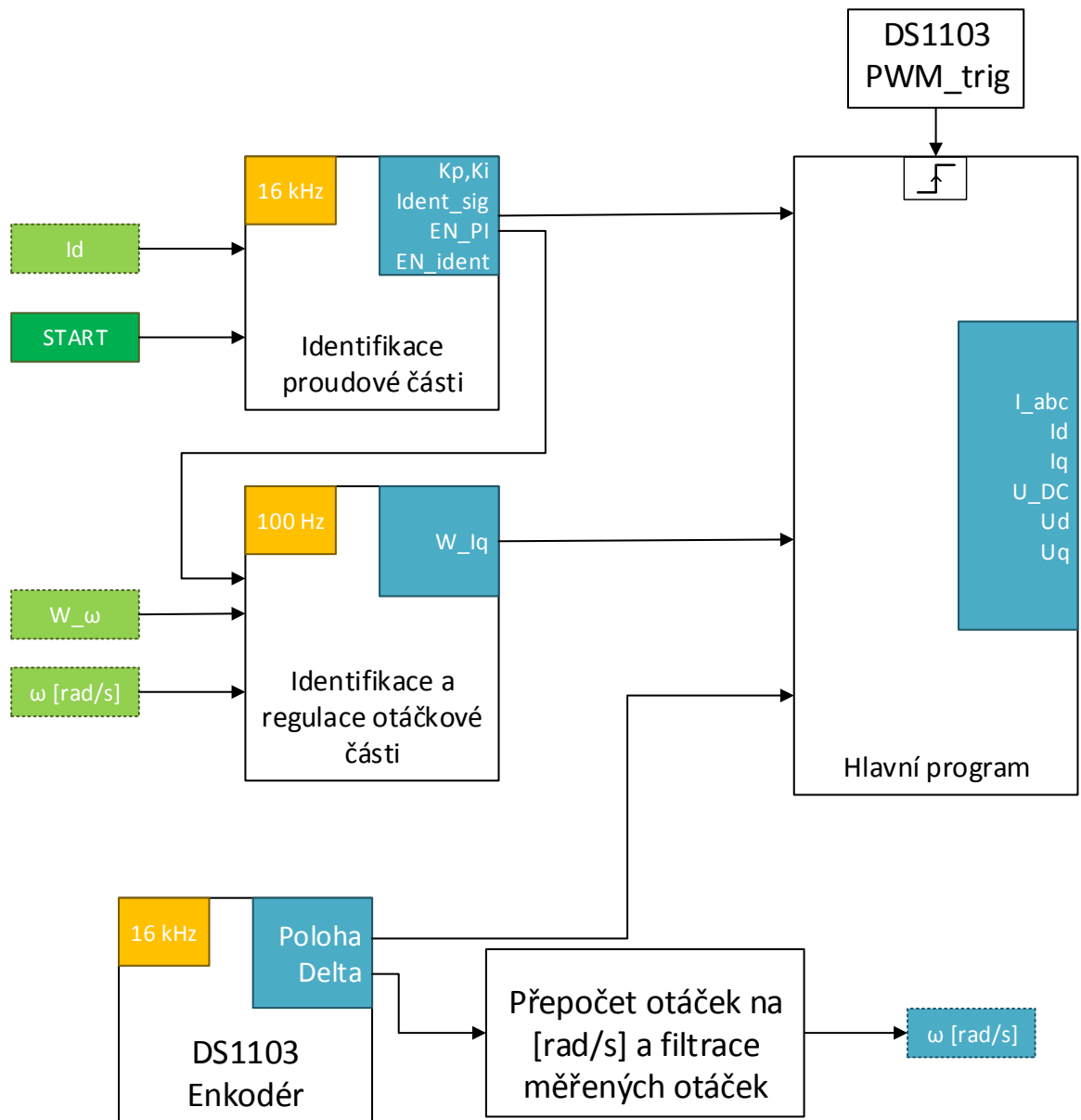
Enkodér umístěný na rotoru PMSM motoru je připojen k enkodér periférii dSPACE. Jak můžeme vidět na obr. 5.1, výstupem je *poloha* a *delta*. Blok je spouštěn frekvencí 16 kHz. Protože se nejedná o absolutní snímač, je třeba před spuštěním algoritmu identifikace zarovnat rotor např. s fází A. Toho se dosáhne tím, že se na jednotlivé fáze připojí napětí vytvořené střídou 0.57, 0.465, 0.456. To by mohl být problém u aplikace, kde se nesmí pohnout s rotorem. Pro účel odzkoušení jednotlivých samonastavujících se PSD regulátorů to postačuje. Výstup z enkodéru *delta* byl využit k měření rychlosti a přepočten na uhlovou rychlost *rad/s*. Ke snížení šumu byl využit filtr, který má vzorkovací frekvenci 16 kHz.

Při kompilaci programu napsaného v Simulinku se vytvoří čítače pro jednotlivé vzorkovací periody a nastaví se jejich priorita přerušení. Důležité je, aby nejvyšší prioritu měl čítač pro PWM. Dále jsou čítače pro frekvenci 16kHz, 100 Hz a ještě čítače pro zásobníky měřených dat, o kterých bude zmíněno dále v práci.

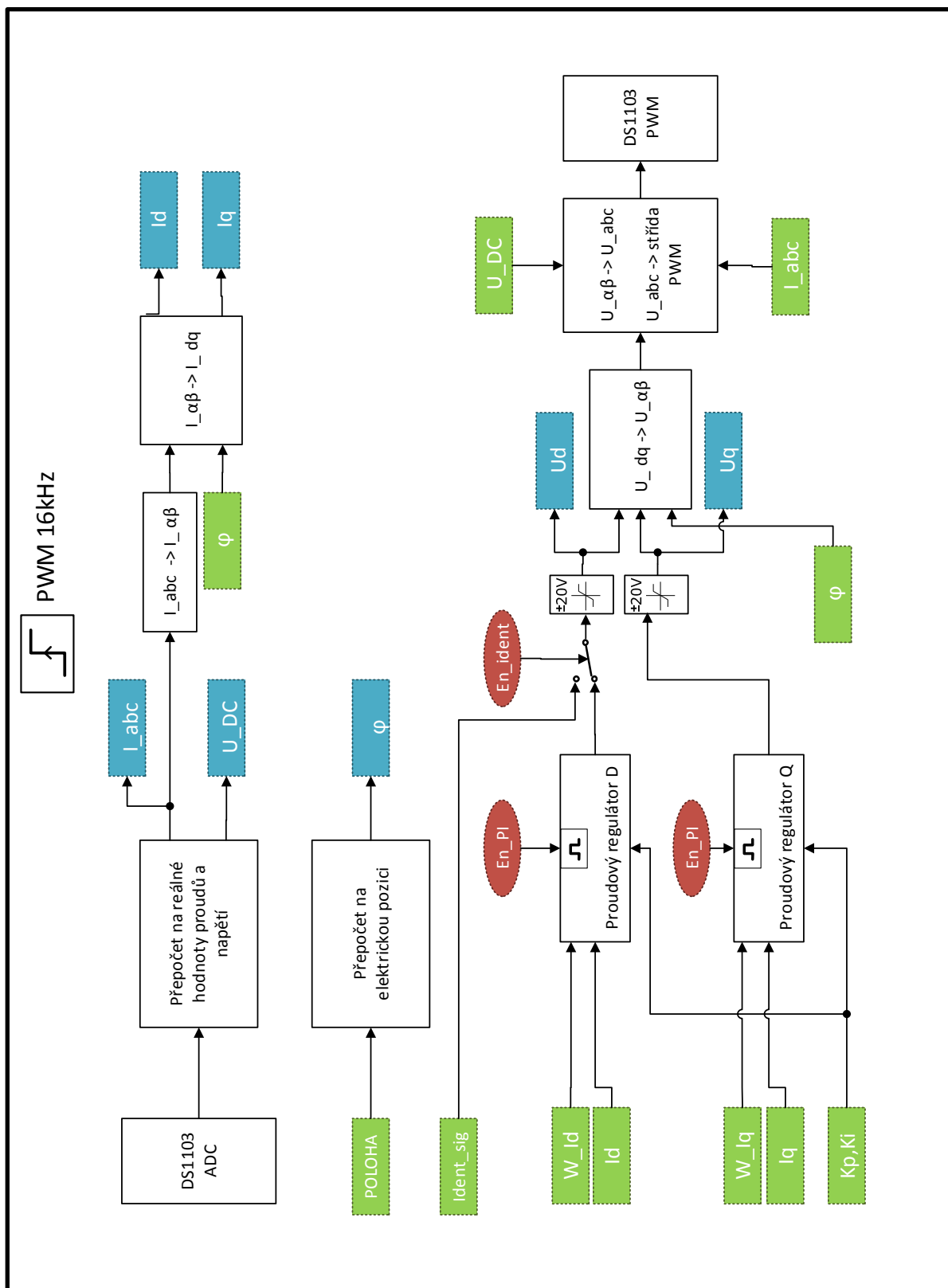
Podrobnější popis hlavního programu spouštěného od PWM signálu můžeme vidět na obr. 5.2. Z ADC převodníku jsou vyčítány hodnoty fázových proudů *ABC* a napájecího napětí. Blok připojený za ADC zajišťuje přepočet na reálné hodnoty proudů a napětí. Proudová smyčka je vytvořena v *d, q* souřadnicovém systému. Další bloky spojené s proudy slouží k transformaci souřadnicového systému pomocí Clarkové transformace do α, β souřadnicového systému a dále pomocí Parkovy transformace do *d, q* souřadnicového systému. K transformaci do *d, q* souřadnic je zapotřebí znát elektrickou polohu rotoru φ . Proud *id* je tokotvorný a proud *iq* je momentotvorný.

Je-li proměnná *En_ident* nastavena na logickou hodnotu jedna, tak přišel požadavek na identifikaci elektrické části motoru. Přepínač přepne do polohy, kde je připojený identifikační signál. Identifikační signál je připojen do *Ud* složky, která je tokotvorná, tudíž nepohne s rotorem motoru. Po ukončení identifikace se přepínač vrátí do polohy, kde je připojený regulátor toku a PI regulátorům se předají vypočtené hodnoty proporcionálního a integračního zesílení. PI regulátory toku a momentu jsou realizovány ve funkcích, které jsou spouštěné povolovací proměnnou *En_PI*. Pokud proměnná *En_PI* není v logické jedna, tak na výstupu regulátoru je vždy nulový akční zásah. Žádaná hodnota *id* proudu je nula. Žádanou hodnotou *iq* proudu dává otáčkový regulátor. U proudových regulátorů není řešen antiwindup. Proudový regulátor pracuje v nasycení velmi krátkou dobu. Pomocí saturace ± 20 V je zamezeno velkým akčním zásahům proudových regulátorů.

Hodnoty napětí *Ud* a *Uq* se musí transformovat přes souřadnicový systém α, β



Obr. 5.1: Blokové schéma samonastavitelné regulace na platformě dSPACE

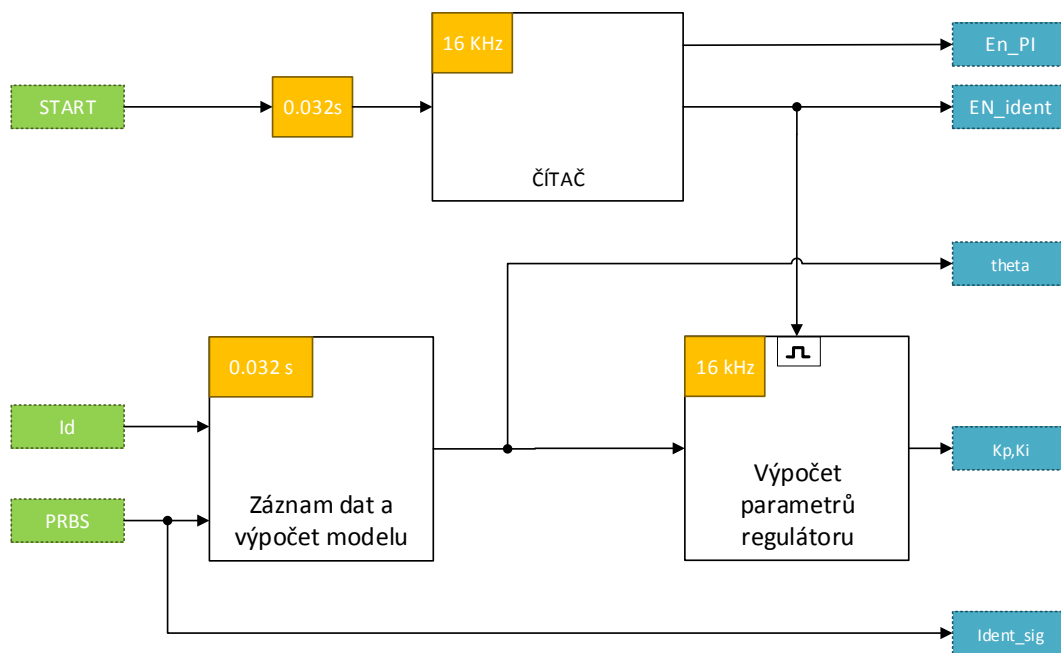


Obr. 5.2: Blokové schéma hlavní části programu, které je spouštěné od PWM

do souřadnicového systému ABC . Napětí ABC se musí přepočítat na střidu PWM signálu. Hodnota napájecího napětí pro některé testování algoritmu je napevno nastavena na hodnotu 20 V a pro některé testování je střída počítaná z měřeného napájecího napětí.

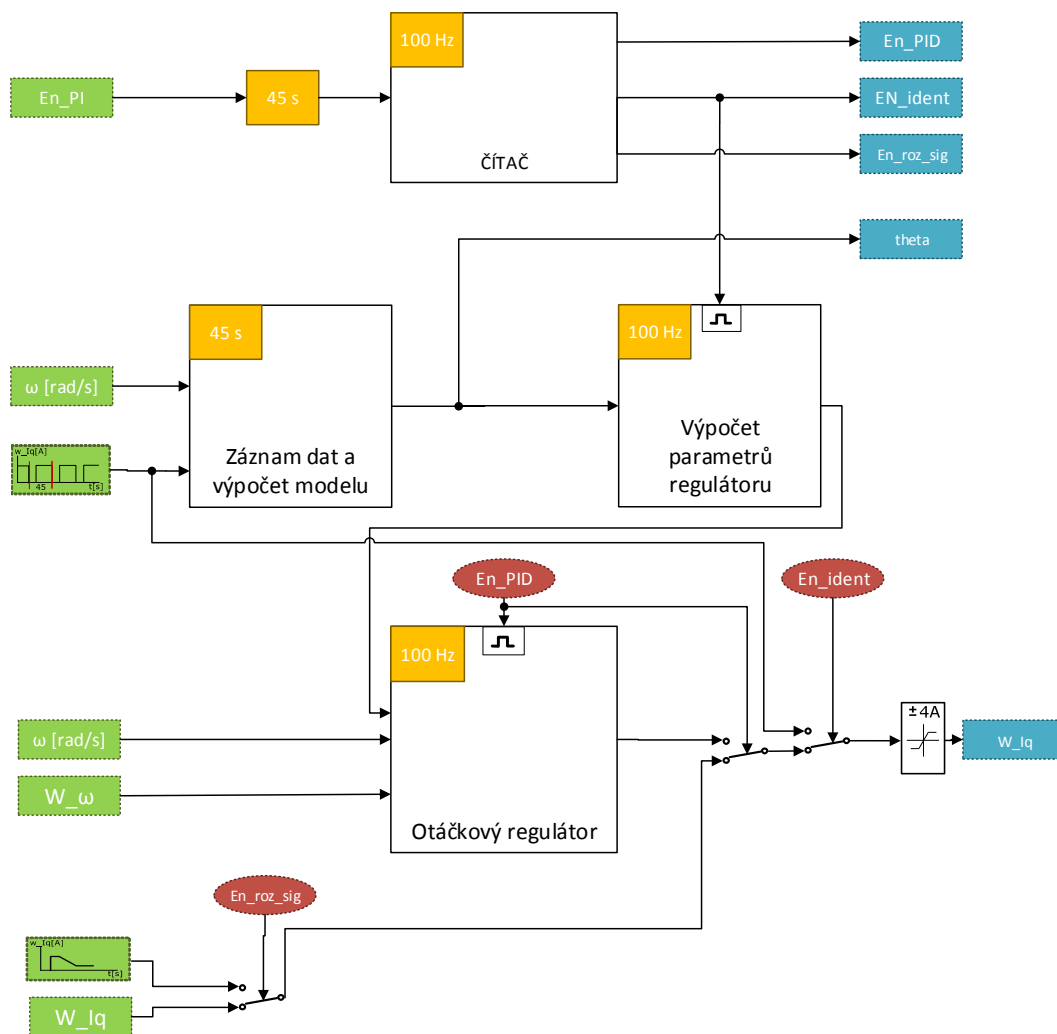
Na obr. 5.3 je podrobnější popis identifikace proudové části motoru. Vstupem do tohoto bloku je proměnná $START$ a proud id . Výstupem z tohoto bloku jsou konstanty PI regulátoru, identifikační signál PRBS do d složky a povolovací signály k identifikaci a regulaci. Z důvodu synchronizace čítače a zásobníku k uchování naměřených dat musela být vstupní proměnná $START$ vzorkována s periodou plnění zásobníku. Perioda plnění zásobníku je závislá na počtu měřených dat a jejich vzorkovací frekvenci. Je-li vzorkovací frekvence měřených dat zvolena na hodnotu 16 kHz a počet měřených dat je 512, tak perioda plnění zásobníku je 0.032 s. Přejde-li na vstup čítače logická jedna, tak se nastaví proměnná EN_ident . V zásobnících jsou data pro jednorázovou metodu nejmenších čtverců, která vypočítá příslušný vektor θ s parametry identifikovaného modelu elektrické části motoru. Vektor θ se předá dalšímu bloku, který je závislý na proměnné EN_ident a počítá parametry PI regulátoru. Jakmile se po čase 0.032 s proměnná EN_ident nastaví na logickou nulu, tak do doby než přijde další požadavek na identifikaci, blok drží vypočtené konstanty regulátoru. Proměnná EN_PI se nenastaví hned na logickou jedničku, ale až po určité době z důvodu ustálení proudu id na nulu, kvůli beznárazovému připojení proudových regulátorů pro obě složky.

Na dalším obr. 5.4 je podrobnější popis otáčkové části. Tento blok realizuje identifikaci a pak samotnou regulaci otáček motoru. Vstupem do tohoto bloku jsou žádané otáčky, měřené otáčky a povolovací signál ke spuštění identifikace a následné regulace otáček. Výstupem je požadovaná hodnota proudu do momentotvorné složky iq , která je omezena pomocí saturace na hodnotu $\pm 4 A$. Otáčky jsou měřeny vzorkovací frekvencí 100 Hz. S touto vzorkovací frekvencí jde maximálně zaznamenat 4500 vzorků pro tři hledané parametry modelu a 4000 vzorků pro čtyři hledané parametry modelu tak, aby to dSPACE zvládl spočítat. Měřená data se tedy mohou zaznamenávat maximálně po dobu 45 s. Pokyn k započetí identifikace dává proměnná EN_PI . Z důvodu synchronizace čítače musí být povolovací signál vzorkován s periodou plnění zásobníků. Otáčková smyčka je identifikovaná pouze jednotkovým skokem. Jednotkový skok generuje signál, který má periodu shodnou s periodou plnění zásobníku a střidu 90 %. Z tohoto plyne omezení pro možnosti připojení jakékoliv setrvačnosti tak, aby se systém za daný identifikovaný čas zvládl ustálit. Proměnná EN_roz_sig je nastavena na hodnotu jedna, pokud chceme identifikovat otáčkovou část motoru z nenulových otáček před započetením identifikačního procesu. Je-li proměnná EN_ident v logické jedna, přepínač připojí identifikační signál a vypočtené parametry modelu se předají do bloku, který vypočítá koeficienty regulátoru a po-



Obr. 5.3: Blokové schéma části programu, která zajišťuje identifikaci elektrické části motoru

tom je po dobu celého řízení otáček drží na svém výstupu. Čítač zajistí posunutí povolení připojení regulátoru tak, aby se otáčky po identifikaci ustálily na nule a připojení regulátoru otáček bylo beznárazové. Proměnná EN_PID připojí regulátor pomocí přepínače a zároveň povolí výpočet akčního zásahu regulátoru. Pokud by se proměnná EN_PID nastavila na nulu, tak na výstupu regulátoru nezůstane poslední hodnota, ale regulátor se zresetuje a bude dávat nulový akční zásah.



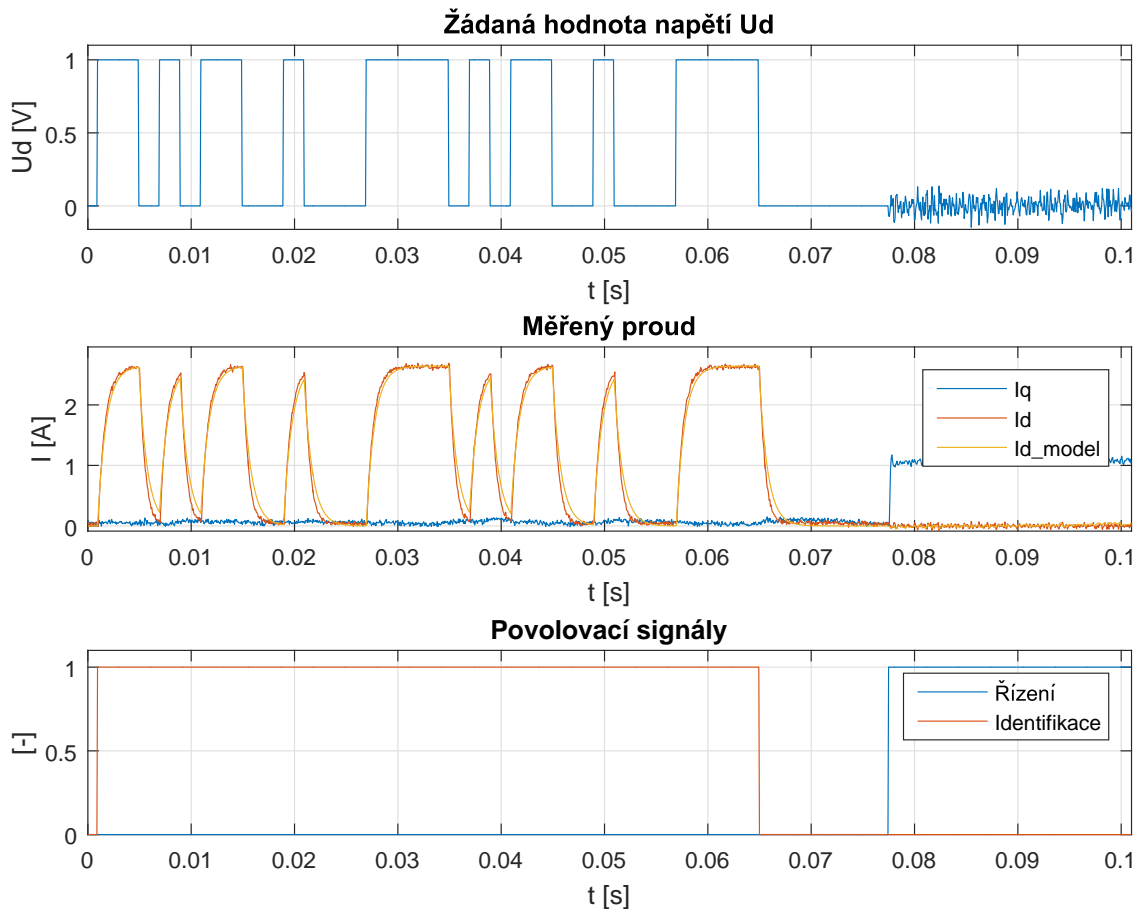
Obr. 5.4: Blokové schéma části programu, které zajišťuje identifikaci a regulaci otáčkové části motoru

5.2 Identifikace a regulace elektrické části motoru

K identifikaci elektrické části motoru byla použita jednorázová metoda nejmenších čtverců, která je popsána v jedné z předchozích kapitol. Jako identifikační signál byl zvolen PRBS, jak můžeme vidět na obr. 5.5. PRBS signál vstupuje do d složky a odezvou je proud id . Z poměru výstupního signálu ku vstupnímu zjistíme zesílení přenosu elektrické části. Časová konstanta systému je čas v 63 % z ustálené hodnoty proudu. Dopravní zpoždění je dvojnásobek vzorkovací periody. Výsledný přenos, ze kterého jdou zjistit hodnoty odporu a indukčnosti, je 5.1

$$F_{el}(p) = \frac{\frac{1}{R}}{\frac{L}{R}p + 1} e^{-p2ts} = \frac{2.64}{622 \mu s p + 1} e^{-p2ts} = \frac{\frac{1}{0.378 \Omega}}{\frac{235 \mu H}{0.378 \Omega} p + 1} e^{-p2ts} \quad (5.1)$$

Na obr. č.5.5 také můžeme vidět ve třetím grafu povolovací signály. Signál identifikace odpovídá proměnné EN_ident a signál regulace proměnné EN_PI z blokového schéma na ob. č. 5.3. Z třetího grafu plyne, že po čas 0.065 s se uchovávají data pro identifikaci. V čase 0.078 s se připojí proudové regulátory.



Obr. 5.5: Průběhy napětí a proudu při identifikaci elektrické části motoru

Výsledný identifikovaný model je 5.2. Na druhém grafu můžeme vidět, jak model aproximuje reálný měřený proud id . V modelu není zahrnuté dopravní zpoždění a klasický návrh PI regulátoru z kritických parametrů soustavy vede na kmitavou odezvu. Kritická perioda je počítána jako dvojnásobek periody vzorkování. Kritické zesílení je počítáno ze vztahu 2.29.

$$F_{el_{model}}(z) = \frac{0.1956}{z - 0.925982} \quad (5.2)$$

PI regulátor má tvar 5.3. Parametry regulátoru jsou vypočítané pomocí konstant a kritických parametrů získaných z modelu. Konstanty, které jsou zahrnuté v rovnicích 5.4, byly vypočítané z požadovaného proporcionálního a integračního zesílení, které bylo získané v nástroji Matlabu pidTuner. V nástroji Matlabu pidTuner byl navržen PI regulátor pro model elektrické části motoru, který obsahoval dva kroky dopravního zpoždění. Regulátor byl navržený s ohledem na fázovou bezpečnost 45° .

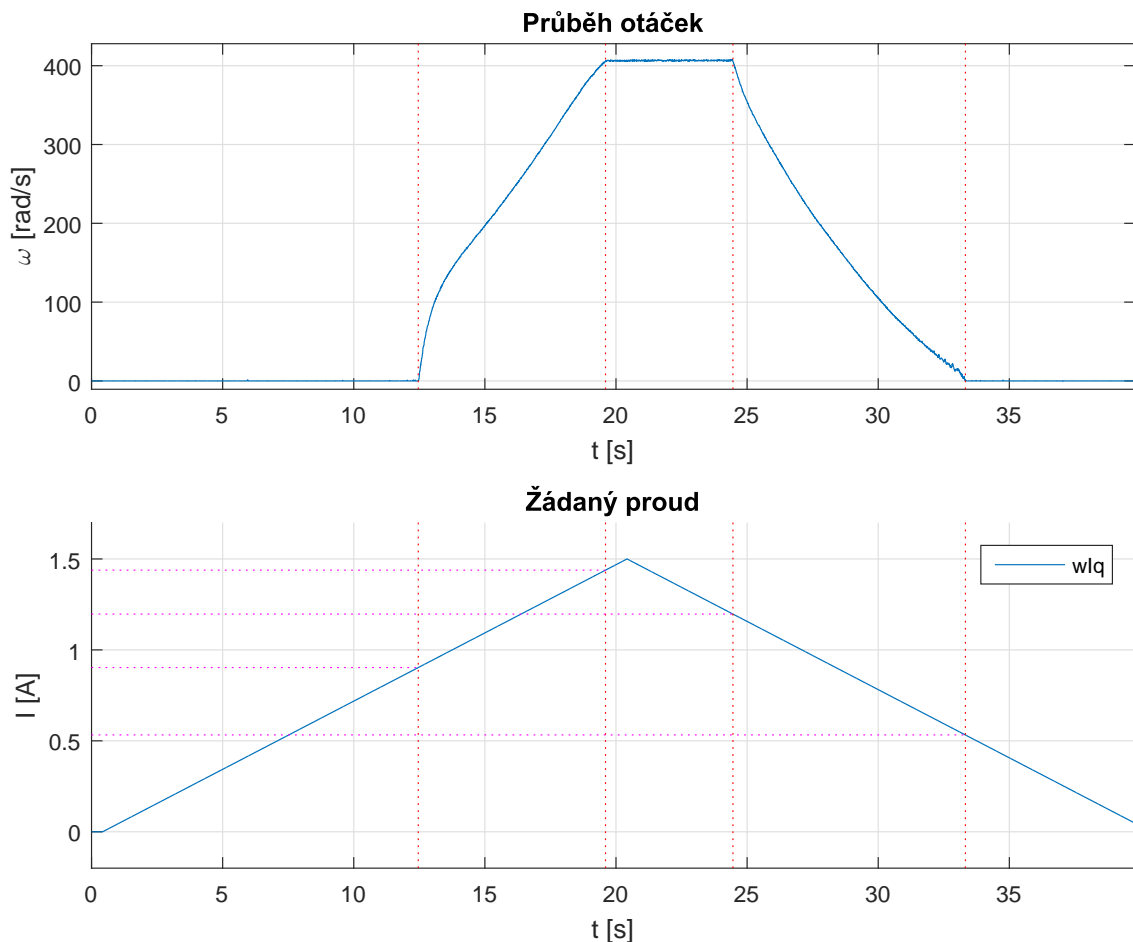
$$Fr(z) = Kp + Ki \frac{ts}{z - 1} \quad (5.3)$$

$$\begin{aligned} Kp &= 0.1632 \cdot K_{krit} \\ Ki &= \frac{1}{4.3455 \cdot T_{krit}} \end{aligned} \quad (5.4)$$

V čase 0.078 s na druhém grafu můžeme vidět odezvu proudové smyčky. Žádaná hodnota proudu iq je jeden ampér a pro proud id je žádaná hodnota nulová.

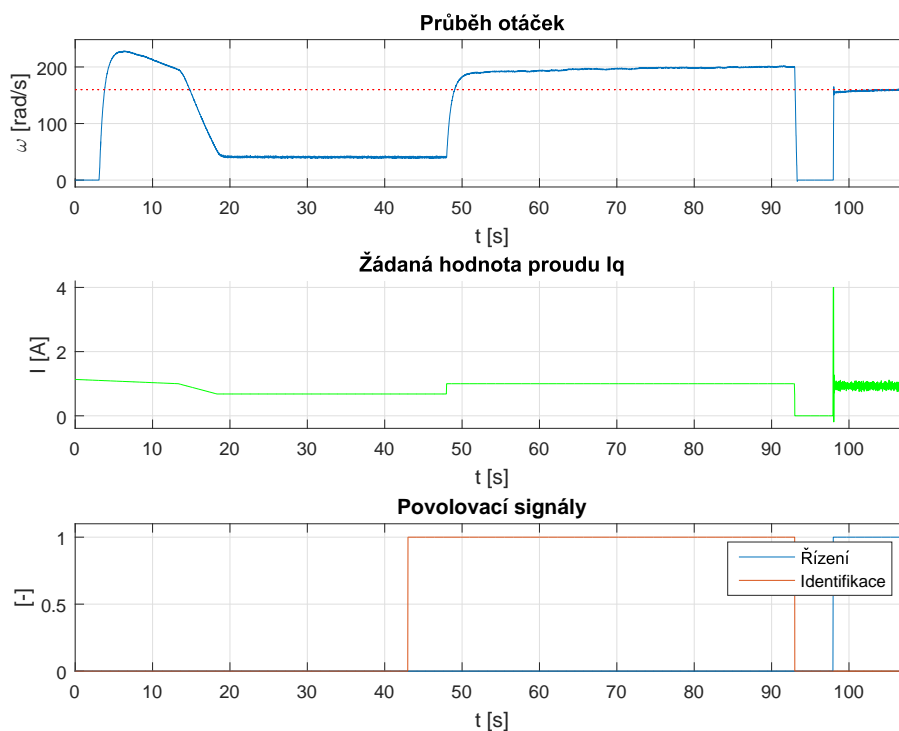
5.3 Identifikace otáčkové části motoru

První experiment před identifikací otáčkové části byl experiment proměření linearitu otáček v závislosti na žádaném proudu. Na obr. 5.6 je vidět vstupní signál wIq , který lineárně stoupá až do hodnoty 1.5 A , odkud v čase 20 s začne lineárně klesat až do času 40 s . Odezvou na signál wIq jsou otáčky motoru. Na otáčkách motoru můžeme vidět statickou nelinearitu, kde se otáčky začnou zvyšovat až v čase 12.4 s od proudu 0.90 A . V čase 19.6 s je hodnota žádaného proudu 1.4 A a otáčky jsou na maximu tudíž akční zásah proudového regulátoru je omezen na hodnotě 20 V . Otáčky začnou klesat až při proudu 1.19 A vlivem windup jevu u proudového regulátoru. Motor se zastaví při proudu 0.53 A . Z grafu plyne, že otáčky se budou muset identifikovat v rozmezí 0.53 A až 1.4 A . V tomto rozmezí je viskózní tření motoru do jisté míry úměrné otáčkám, ale je třeba dát si pozor na hodnotu statického tření. Na zdroji i v blokovém schématu je omezení proudu $\pm 4\text{ A}$. Pokud bychom identifikovali otáčky vyšším proudem než 1.4 A , otáčky vždy půjdou do maxima. Velikost proudu ovlivní jen to, jak rychle se otáčky do maxima dostanou.

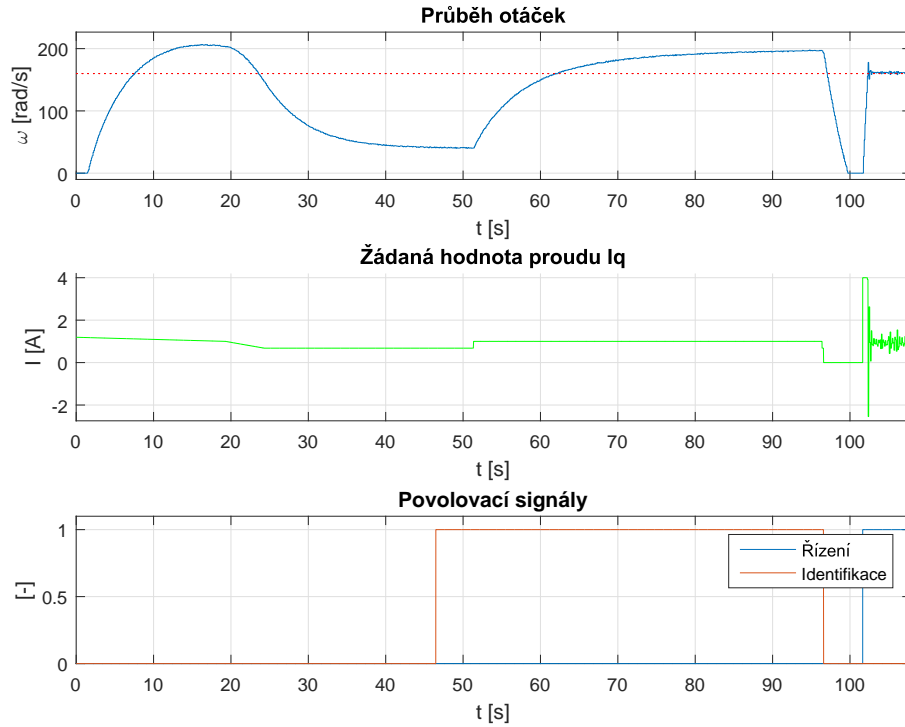


Obr. 5.6: Identifikace statického tření

Parametry pro otáčkovou smyčku motoru byly identifikovány dvěma způsoby. První způsob identifikace byl z nulových počátečních otáček a druhý způsob identifikace byl z nenulových počátečních otáček. K dispozici byl nezatížený motor bez setrvačnicku a setrvačnick o váze 397 g, který se připevnil na rotor motoru. Na obr. 5.7 a 5.7 jsou vidět identifikační procesy a následná regulace motoru pro oba momenty setrvačnosti. V okamžiku, kdy se nastavily proudové regulátory, přišel pokyn k identifikaci otáčkové smyčky. Na těchto obrázcích můžeme vidět experiment, kdy se parametry otáčkové smyčky identifikují z nenulových počátečních otáček. V blokovém schématu 5.4 je před čítačem vzorkovač, který synchronizuje zásobníky s povolovacími signály. Doba před započítáním identifikace je náhodná. V případě že motor identifikujeme z nulových otáček, to problém není. V případě že identifikujeme z nenulových otáček, může nastat situace, kdy "roztáčecí" signál je již na ustálené hodnotě 0.68 A a motor se již neroztočí. "Roztáčecí" signál má periodu shodnou s plněním zásobníku a určitou sekvenci, která je vidět ve druhém grafu. Ve třetím grafu jsou vidět povolovací signály, jimž odpovídají proměnné z blokového schématu 5.4 En_PID a EN_ident . V prvním grafu je vidět přechodový děj. Od přechodového děje by se čekalo, že se ustálí, ale jak můžeme vidět v prvním grafu, od času 51 s až po konec identifikace se otáčky mírně zvětšují. To může být způsobené nelineárním viskózním třením.



Obr. 5.7: Identifikace z nenulových otáček bez setrvačnicku a následná regulace otáček



Obr. 5.8: Identifikace z nenulových otáček se setrvačnickem a následná regulace otáček

Na obr. 5.9, můžeme vidět odezvu otáček reálného motoru a jeho modelu z nulových a nenulových počátečních otáček. Reálně měřené otáčky z nenulových počátečních otáček jsou ot_real_nul , naidentifikovaný model z nulových počátečních podmínek je ot_model_2 . Opět můžeme vidět, že motor není lineární, protože má jiné zesílení při působení proudu 0.68 A než při působení proudu 1 A. Pokud bychom chtěli určit spojitý lineární přenos ze zesílení a časové konstanty, mohl by přenos být ve tvaru 5.5. Do přenosu zahrneme i časovou konstantu proudové smyčky.

$$F_{ot}(p) = \frac{195}{(0.6p + 1)(136 \cdot 10^{-6}p + 1)} \quad (5.5)$$

Tvar diskretního přenosu diskretizovaného tvarovačem nultého řádu s periodou vzorkování $ts = 0.01$ s dostaneme ve tvaru 5.6

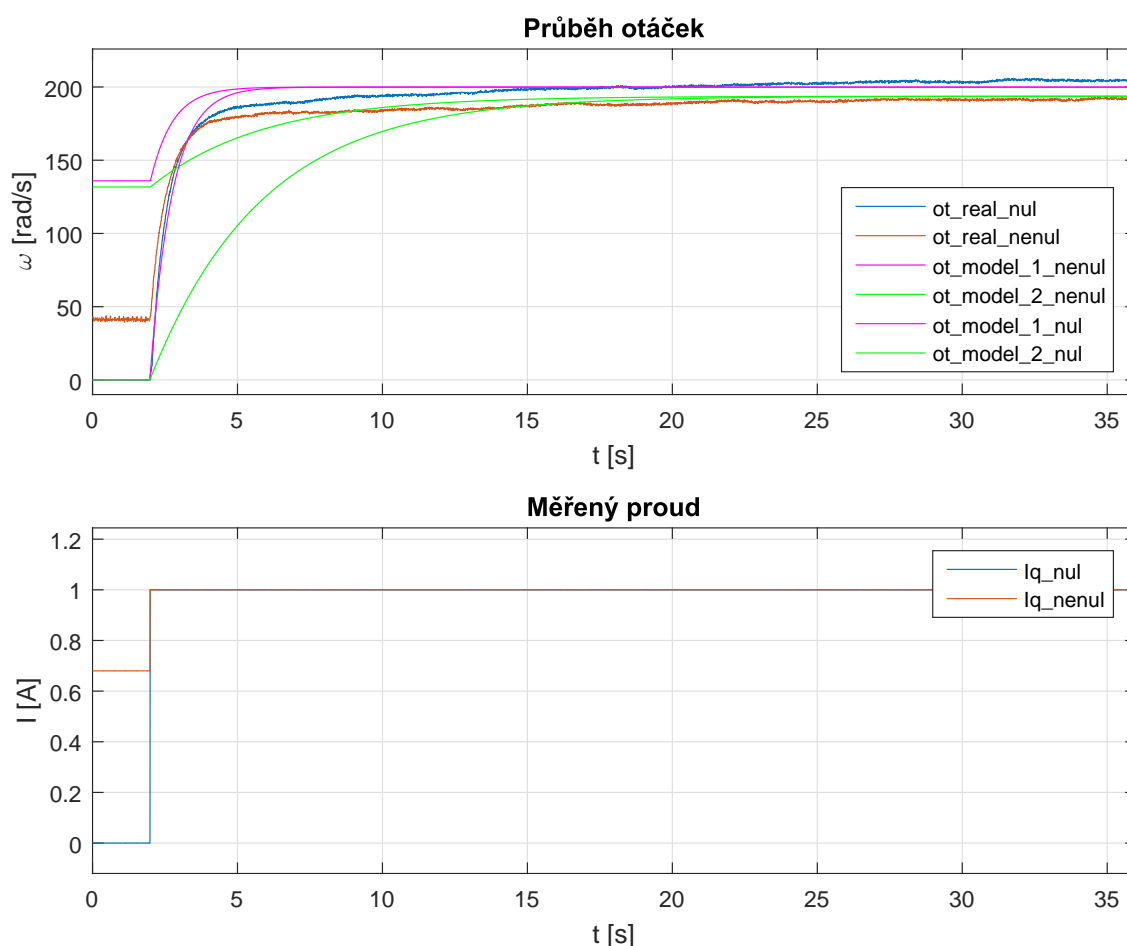
$$F_{ot}(z) = \frac{2.968z + 0.04063}{z^2 - 0.9835z} \quad (5.6)$$

Metoda nejmenších čtverců s vektorem parametrů 2.3 vrací model 5.7, zobrazený v grafu jako ot_model_1 . Model 5.8 je zobrazený v grafu jako ot_model_2 . Model ot_model_2 je identifikovaný z nenulových počátečních otáček a vychází pomaleji než reálný systém. To je způsobené právě již zmiňovaným nelineárním zesílením

oměru otáček a proudu. Problém s rychlostí by se odstranil, kdyby se vektory naměřených dat posunuly na nulu, ale zase by vycházelo jiné zesílení modelu. Pro oba modely byl vygenerovaný výstup přes Matlab funkci *lsim* v závislost na I_{q_nul} a I_{q_nenul} , jak můžeme vidět na obr. č. 5.9.

$$F_{ot_{model_1}}(z) = \frac{4.01365z}{z^2 - 0.44008z - 0.53983} = \frac{4.01365z}{(z - 0.9974)(z + 0.3493)} \quad (5.7)$$

$$F_{ot_{model_2}}(z) = \frac{0.67855z}{z^2 - 0.64809z - 0.34840} = \frac{0.67855z}{(z - 0.9870)(z + 0.5469)} \quad (5.8)$$



Obr. 5.9: Porovnání reálných otáček bez setrvačníku a jeho modelu

Na obr. č. 5.10 je vidět odezva otáček motoru se setrvačníkem. Přenos ve spojitě oblasti by mohl být ve tvaru 5.9

$$F_{ot}(p) = \frac{195}{(5p + 1)(136 \cdot 10^{-6}p + 1)} \quad (5.9)$$

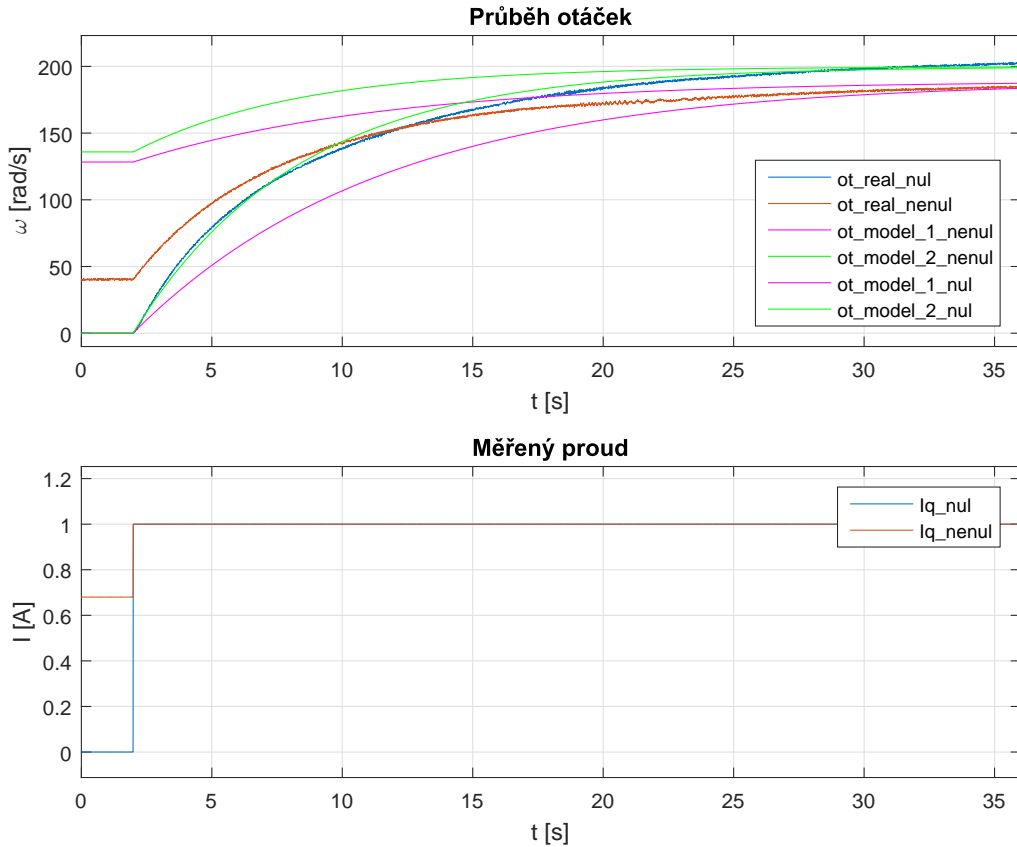
Tvar diskrétního přenosu diskretizovaného tvarovačem nultého řádu s periodou vzorkování $ts = 0.01$ s dostaneme ve tvaru 5.10

$$Fot(z) = \frac{0.3587z + 0.004947}{z^2 - 0.998z} \quad (5.10)$$

Stejně jak u motoru bez setrvačnicku byly provedeny dva experimenty identifikace z nulových a nenulových počátečních otáček. Modely, které byly vypočteny metodou nejmenších čtverců jsou 5.11 a 5.12. Model ot_model_1 je identifikovaný z nenulových otáček.

$$Fot_{model_1}(z) = \frac{0.2857z}{z^2 - 0.5398z - 0.45868} = \frac{0.2857z}{(z - 0.9990)(z + 0.4592)} \quad (5.11)$$

$$Fot_{model_2}(z) = \frac{0.46181z}{z^2 - 0.53467z - 0.46301} = \frac{0.46181z}{(z - 0.9984)(z + 0.4637)} \quad (5.12)$$



Obr. 5.10: Porovnání reálných otáček bez setrvačnicku a jeho modelu

Některé samočinně se nastavující regulátory požadují vektor parametrů modelu ve tvaru 2.16. Protože koeficienty $b1$ a $b2$ vycházely pro danou setrvačnost různě, co se týče znaménka a jejich vzájemného poměru, tak pro většinu regulátorů byl použit tvar 2.2.

5.4 Regulace otáčkové části motoru

Ke snazší implementaci jednotlivých samonastavujících se PSD regulátoru byl použit přenos regulátoru ve tvaru 5.13.

$$F_{PSD}(z) = \frac{q_0 + q_1 z^{-1} + q_2 z^{-2}}{1 + p_1 z^{-1} + p_2 z^{-2}} \quad (5.13)$$

Výpočet akčního zásahu otáčkového regulátoru se provádí ve funkci, která je spouštěná s periodou vzorkování otáčkové smyčky. Do této funkce vstupuje regulační odchylka, parametry regulátoru a předchozí kroky potřebné pro výpočet akčního zásahu, který má tvar 5.14. Regulátor žádným způsobem neřeší anti-windup. Hodnota akčního zásahu je pouze omezena saturací umístěnou za regulátorem. Výpočet akčního zásahu s omezenou hodnotou akčního zásahu nepočítá.

$$u(k) = -p_1 u(k-1) - p_2 u(k-2) + q_0 e + q_1 e(k-1) + q_2 e(k-2) \quad (5.14)$$

5.4.1 Dáhlínův PSD regulátor

Vztahy, které řeší výpočet parametrů tohoto regulátoru, jsou uvedeny v rovnicích 2.4. Jedná se o parametry K_p, T_i, T_d , které se musí přepočítat na tvar regulátoru 5.13 dle vztahu 5.15.

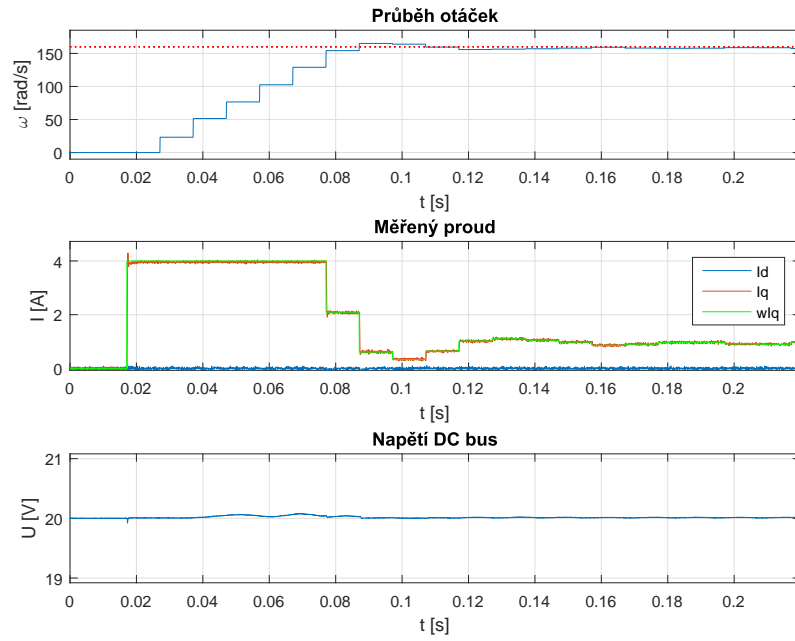
$$\begin{aligned} q_0 &= K_p \left(1 + \frac{t_s}{T_i} + \frac{T_d}{t_s} \right) \\ q_1 &= -K_p \left(1 + 2 \frac{T_d}{t_s} \right) \\ q_2 &= K_p \frac{T_d}{t_s} \\ p_1 &= -1 \\ p_2 &= 0 \end{aligned} \quad (5.15)$$

Pro tento regulátor bylo provedeno několik experimentů. Výsledkem jednotlivých experimentů jsou přechodové charakteristiky otáčkové smyčky zaznamenané v přehledných grafech. V každém snímku můžeme vidět v prvním grafu průběh otáček a jejich žádanou hodnotu, která je zobrazena jako červená tečkovaná čára. Červená tečkovaná čára ukazuje pouze hodnotu, na které se mají otáčky ustálit, ale neodpovídá chvíli, kdy požadavek přišel. Kdy přišel požadavek pro změnu otáček, je zřetelné ze změny akčního zásahu regulátoru. V druhém grafu jsou zobrazeny proudy i_q, i_d a žádaná hodnota proudu wI_q . Ve třetím grafu je zobrazen průběh napětí zdroje.

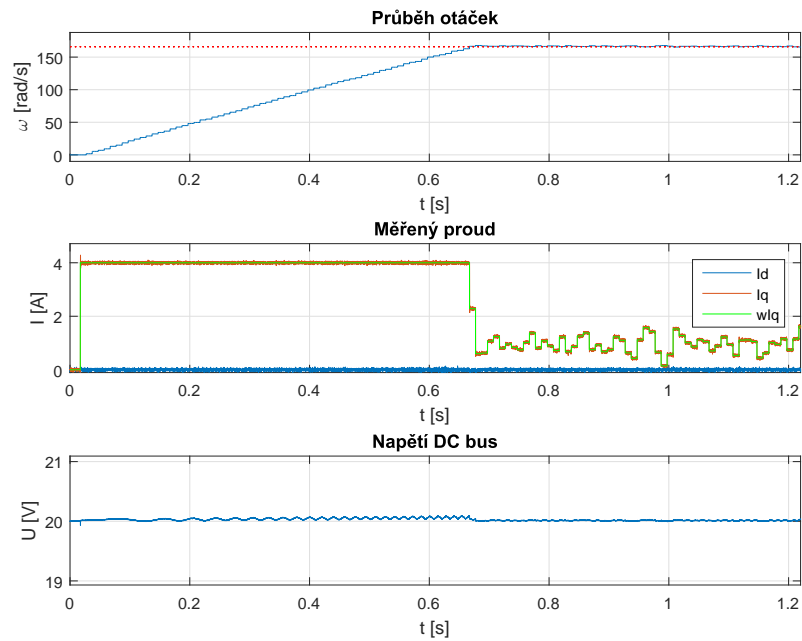
První experiment můžeme vidět na obr. 5.11, 5.12. Jedná se o experiment, kdy parametry otáčkové smyčky byly identifikovány z nulových otáček. Tento regulátor má seřizovací faktor B , kterým se dá ovlivnit rychlost přechodového děje. Pro motor bez setrvačnicku byl nastaven seřizovací faktor tak, aby průběh otáček byl bez překmitnu. Na obr. č. 5.11 vidíme akční zásah proudového regulátoru, který je v počátku omezený na hodnotě $4 A$. S hodnotou $4 A$ otáčky narůstají až do chvíle, kdy dosáhnou žádané hodnoty. V okamžiku, kdy otáčky dosáhnou žádané hodnoty, akční zásah regulátoru se sníží na hodnotu proudu odpovídající daným otáčkám.

Pro stejné nastavení identifikace, seřizovacího faktoru a periody vzorkování byl k rotoru motoru připojen setrvačnick. Z obr. 5.12 je patrné, že akční zásah regulátoru je opět na omezené hodnotě proudu a otáčky narůstají, dokud nedosáhnou žádané hodnoty otáček. Poté se akční zásah sníží na hodnotu, která odpovídá daným otáčkám. V tomto případě regulátor reaguje na šum měřených otáček, což můžeme vidět jako neustálenou hodnotu akčního zásahu otáčkového regulátoru. Také můžeme vidět proudy i_q a i_d . Proud i_d je nulový a proud i_q kopíruje akční zásah otáčkového regulátoru, což je výsledek dobře nastavených proudových regulátoru.

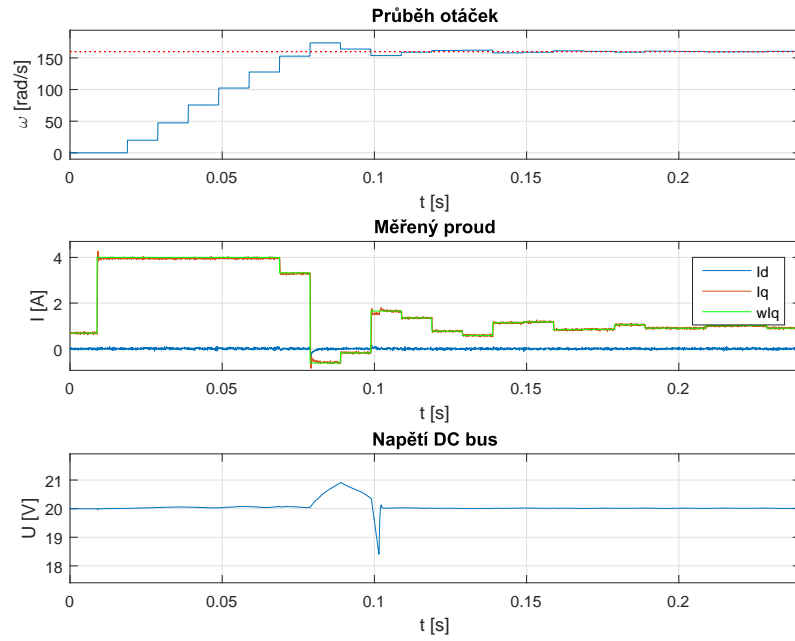
Druhý experiment nastavuje regulátor z modelu, který byl identifikovaný z nenulových počátečních otáček. V kapitole, kde byla řešena identifikace motoru, je ukázaný model, který vychází pomalejší než je reálný motor. Chyba identifikace je pro každou setrvačnost stejná, tudíž změna seřizovacího faktoru na hodnotu $B = 0.01$ zajistí přechodový děj bez překmitu pro obě dynamiky. Výsledné průběhy můžeme vidět na obr. 5.13 a 5.14. Na těchto obrázcích můžeme vidět projev statické nelinearity jako nenulový počáteční akční zásah při nulových otáčkách. Efekt nenulového akčního zásahu vznikne při brzdění motoru, kde je žádaná hodnota otáček nulová. Motor se zastaví, tudíž odchylka je nulová a na výstupu regulátoru zůstane hodnota proudu, při které se motor zastavil. Třetí experiment byl proveden pouze pro motor se setrvačnickem. Perioda vzorkování se snížila na hodnotu $ts = 0.1$ a ve stejném poměru se snížil i seřizovací faktor $B = 0.1$. Pro motor bez setrvačnicku tento experiment neměl význam, protože v předchozích simulacích se za čas $0.1 s$ otáčky dokázaly dostat na požadovanou hodnotu otáček. Na obr. 5.15 je zobrazený průběh, při kterém není měřeno napětí na zdroji a pro výpočet střídy se bere konstantní hodnota napětí $20 V$. Při brzdění to způsobí rozkmitání proudových regulátorů, protože se na motor nepřipojí takové napětí, které proudové regulátory žádají. Na obr. 5.16 je ukázka průběhu, při kterém se pro výpočet hodnoty střídy počítá již s napětím na zdroji. Nastává zde problém se zdrojem, který neumí přijímat přebytečnou energii. Při hodnotě napětí $50 V$ na zdroji zasáhne proudová pojistka zdroje a odpojí napájení. Některé výkonové desky mají ochranný obvod, který připojí rezistor, na kterém se pálí přebytečná energie. Takový ochranný obvod by vyřešil problém se zdrojem.



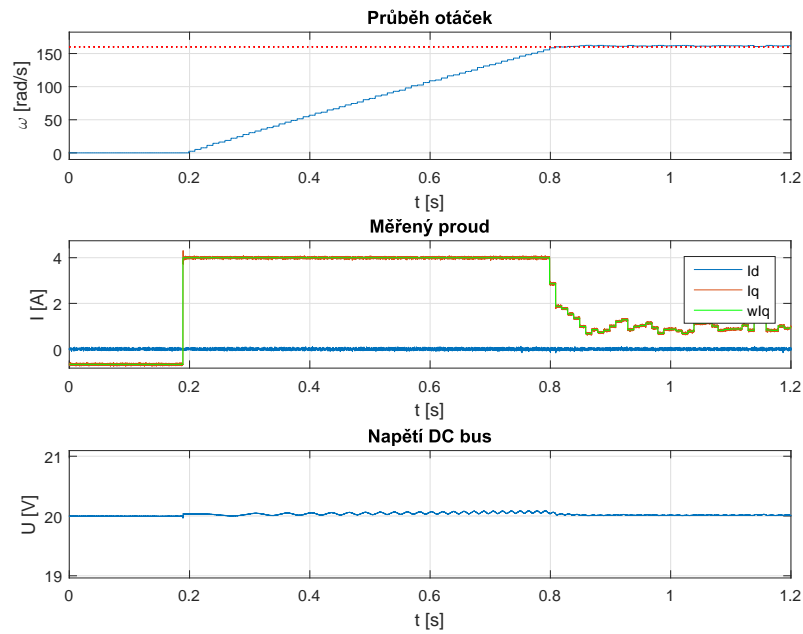
Obr. 5.11: Odezva otáček bez setrvačnicku $t_s = 0.01$, $B = 0.035$. Identifikace z nulových otáček



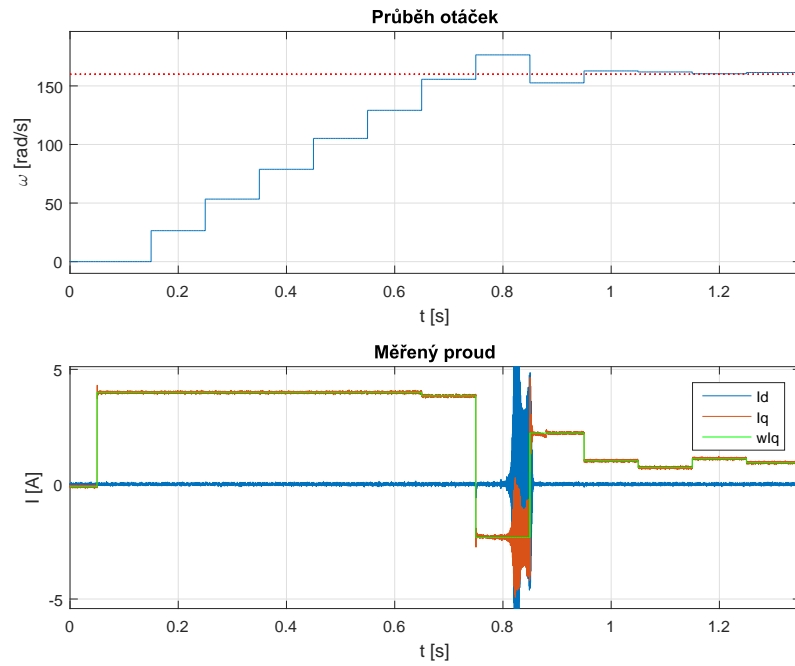
Obr. 5.12: Odezva otáček se setrvačnickem $t_s = 0.01$, $B = 0.035$. Identifikace z nulových otáček



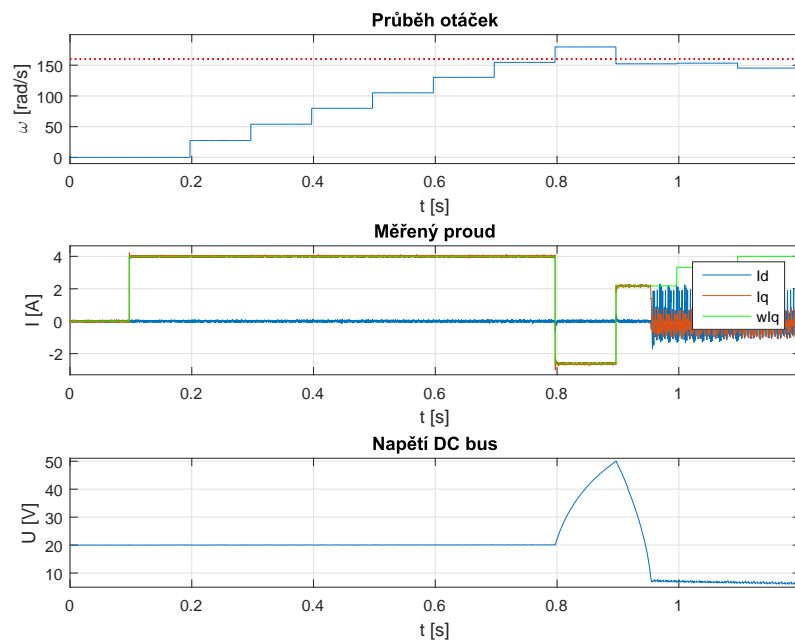
Obr. 5.13: Odezva otáček bez setrvačnicku $ts = 0.01$, $B = 0.01$. Identifikace z nennulových otáček



Obr. 5.14: Odezva otáček se setrvačnickem $ts = 0.01$, $B = 0.01$. Identifikace z nennulových otáček



Obr. 5.15: Odezva otáček se setrvačnickem $t_s = 0.1$, $B = 0.1$. Identifikace z nenulových otáček bez měřeného napětí DC_{bus}



Obr. 5.16: Odezva otáček se setrvačnickem $t_s = 0.1$, $B = 0.1$. Identifikace z nenulových otáček s měřeným napětím DC_{bus}

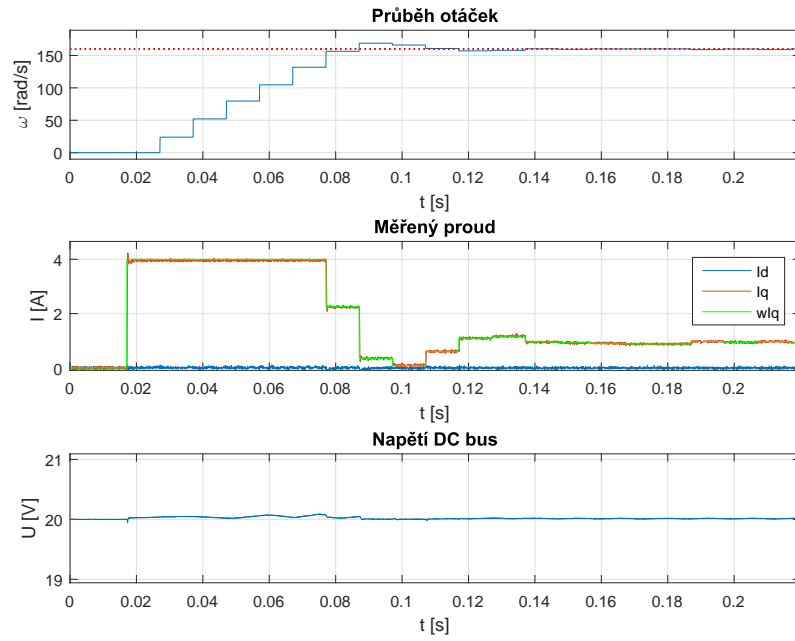
5.4.2 Bányászové a Keviczkého PSD regulátor

Tento samonastavující se PSD regulátor požaduje vektor parametrů ve tvaru 2.8. Koeficienty modelu b_0 , b_1 pro $d = 1$ vycházejí, co se týče poměru a znaménka, různě, což je zásadní problém pro výpočet γ . Gama rozhoduje o tom, zda se připojí filtr. Jestliže se bude identifikovat pouze parametr b_0 , tak gama bude vždy nulová a výpočet koeficientu regulátoru bude ve tvaru 5.16.

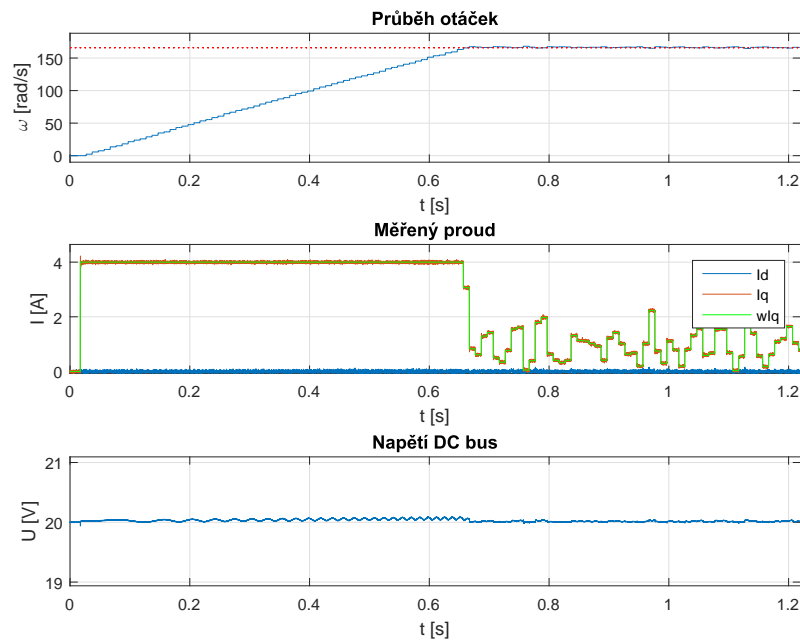
$$\begin{aligned}ki &= \frac{1}{2d - 1} \\q_0 &= \frac{ki}{b_0} \\q_1 &= q_0 a_1 \\q_2 &= q_0 a_2 \\p_1 &= -1 \\p_2 &= 0\end{aligned}\tag{5.16}$$

Parametr d vyjadřuje, kolik kroků dopravního zpoždění má systém, a dle něj by se měl upravit i vektor dat. V experimentech provedených s tímto regulátorem byl vektor parametrů i dat modelu stále stejný pro různé d . Hledané identifikované koeficienty byly b_0 , a_1 , a_2 . Parametr d tedy neodpovídal počtům kroku dopravního zpoždění, ale byl použit jako seřizovací faktor, který ovlivňoval velikost akčního zásahu. První experiment pro obě setrvačnosti a parametr $d = 2$ můžeme vidět na obr. č. 5.17 a 5.18. Výpočet parametrů regulátoru vycházel z modelu, který byl identifikovaný z nulových počátečních otáček. U obou obrázku můžeme vidět přechodový děj bez překmitu. Regulátor pro motor se setrvačnickem více reaguje na šum.

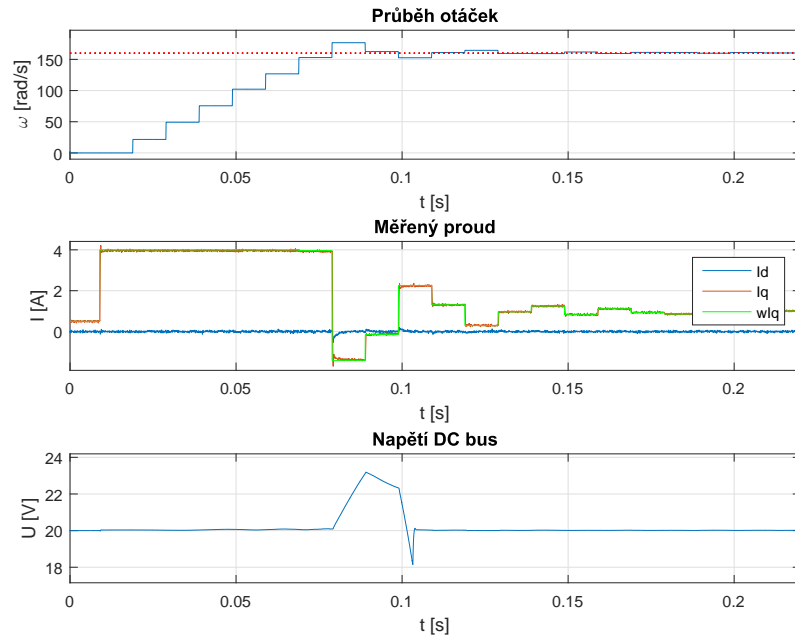
Další experimenty jsou pro modely identifikované z nenulových otáček. Na obr. 5.19 a 5.20 jsou průběhy v závislosti na $d = 3$, na kterých je akční zásah větší než na obr. 5.21 a 5.22, kde je parametr $d = 4$.



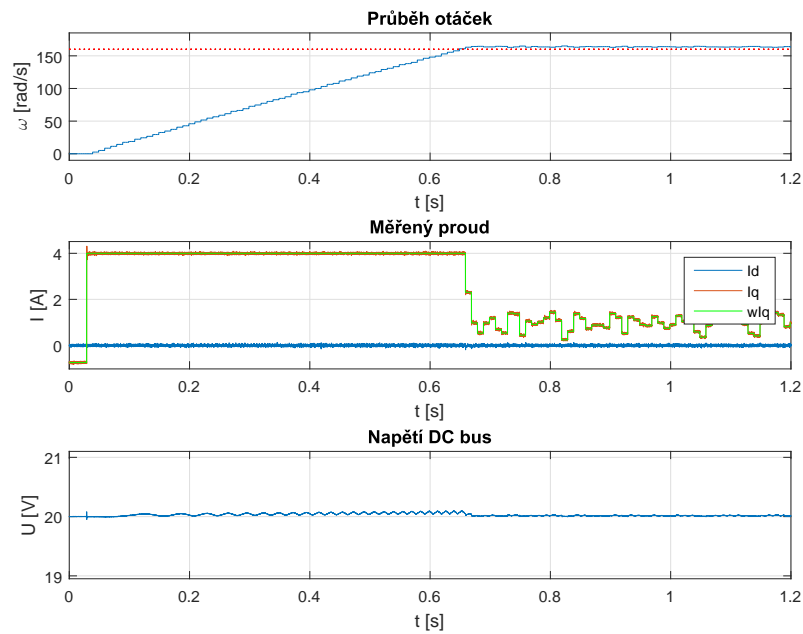
Obr. 5.17: Odezva otáček bez setrvačnicku $ts = 0.01$, $d = 2$. Identifikace z nulových otáček



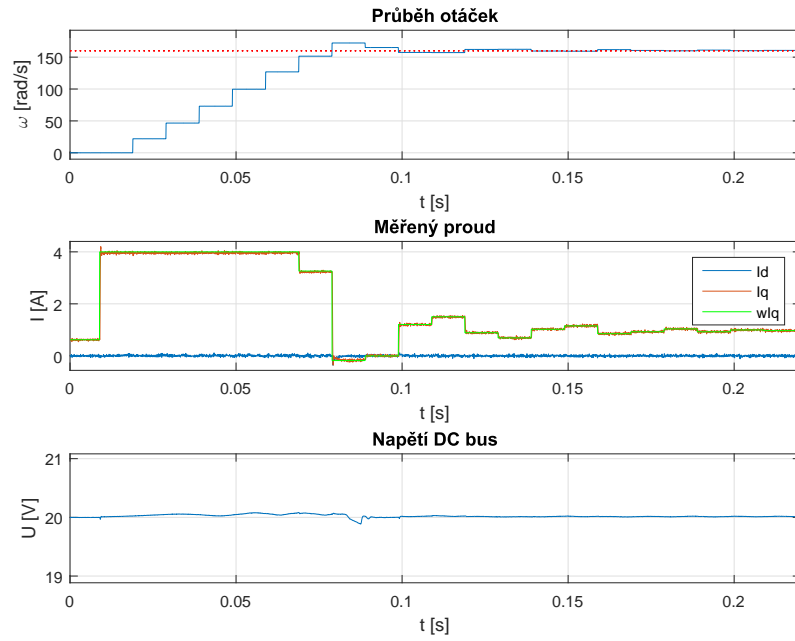
Obr. 5.18: Odezva otáček se setrvačnickem $ts = 0.01$, $d = 2$. Identifikace z nulových otáček



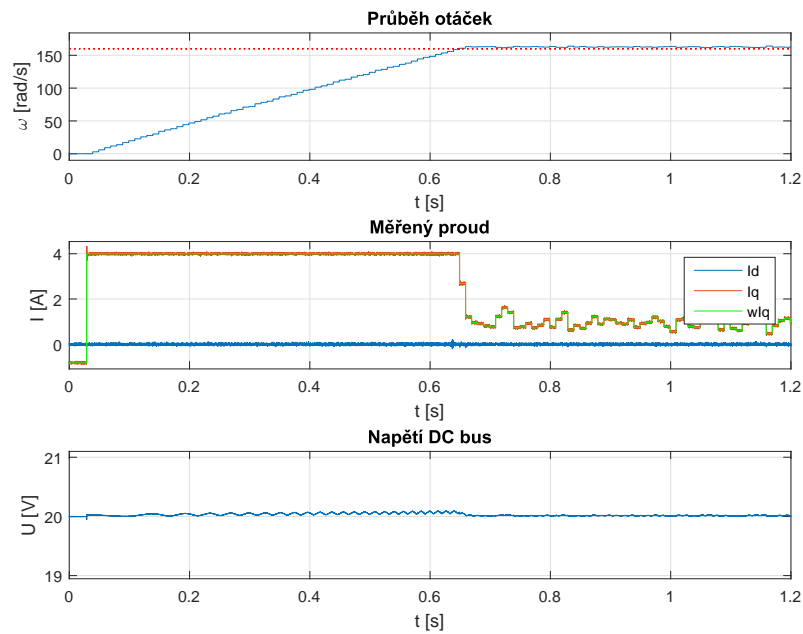
Obr. 5.19: Odezva otáček bez setrvačnicku $ts = 0.01$, $d = 3$. Identifikace z nenulových otáček



Obr. 5.20: Odezva otáček se setrvačnickem $ts = 0.01$, $d = 3$. Identifikace z nenulových otáček



Obr. 5.21: Odezva otáček bez setrvačnicku $ts = 0.01$, $d = 4$. Identifikace z nenulových otáček



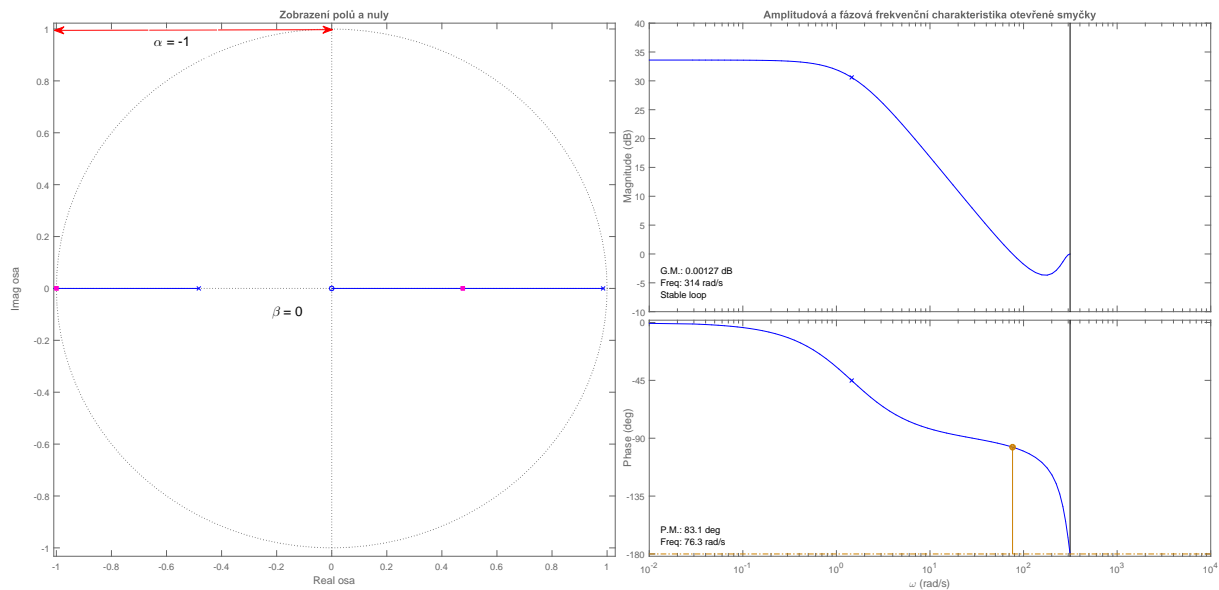
Obr. 5.22: Odezva otáček se setrvačnickem $ts = 0.01$, $d = 4$. Identifikace z nenulových otáček

5.4.3 PSD regulátory založené na modifikovaném Ziegler-Nicholsově kritériu

Výpočet kritických parametrů podle algoritmu 2.2 vyžaduje parametry modelu a_1 , a_2 , b_1 , b_2 , protože parametry b_1 , b_2 vycházejí různě, tak pro výpočet kritických parametrů byly identifikovány parametry a_1 , a_2 , b_1 . Pro tyto parametry modelu je charakteristický polynom ve tvaru 5.17

$$D(z) = z^2 + a_1 z + a_2 + K_{pk} b_1 z \quad (5.17)$$

Vzhledem k použité periodě vzorkování $ts = 0.01$ s není možné, aby se naidentifikovala proudová část. Rychlost proudové smyčky je mnohokrát rychlejší než rychlost nezatíženého motoru bez setrvačnicku. Tudíž pro tento motor a periodu vzorkování $ts = 0.01$ nemůže nastat situace, kde by bylo pořadí v komplexní rovině nula, pól, pól a při kritickém zesílení by vznikly komplexní póly. V pořadí pól, nula, pól se vždy levý pól při kritickém zesílení dostane do bodu -1 a kritická perioda odpovídá dvojnásobku vzorkovací periody. Tuto situaci můžeme vidět na obr. 5.23.



Obr. 5.23: Model na mezi stability

Kritické zesílení se vypočítá za předpokladu, že charakteristický polynom bude mít jeden pól umístěný v $z_1 = -1$ a druhý bude stabilní reálný reálný $z_2 = x$ a $|x| < 1$. Výpočet kritického zesílení je odvozen z rovnice 5.18

$$\begin{aligned}
z^2 + a_1 z + K_{pk} b_1 z + a_2 &= (z + 1)(z + x) = z^2 + zx + z + x \\
z^1 \rightarrow a_1 + K_{pk} b_1 &= x + 1 \\
z^0 \rightarrow a_2 &= x \\
K_{pk} &= \frac{a_2 - a_1 - 1}{b_1} \\
Tk &= \frac{2 \pi}{f_s \arccos(-1)} = 2 ts
\end{aligned} \tag{5.18}$$

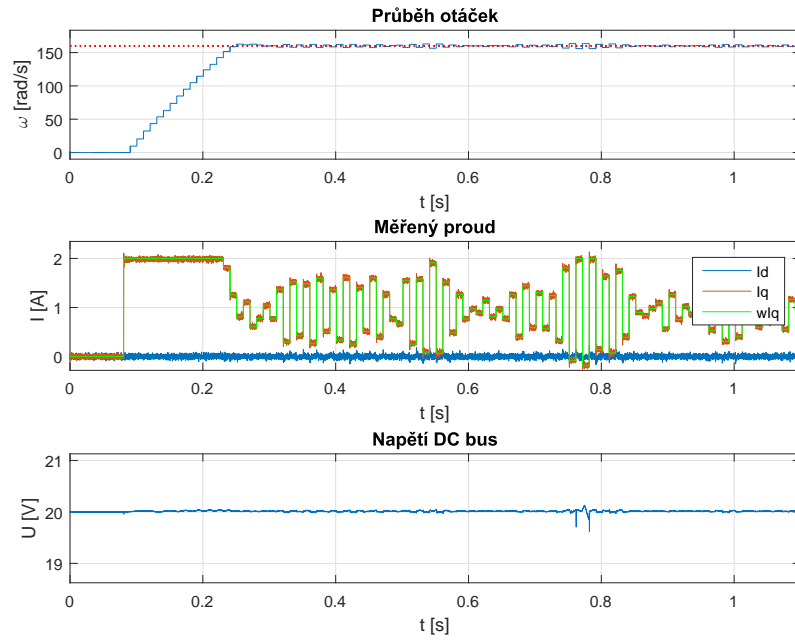
Takahashiho regulátor

Jedna z možností, jak nastavit regulátor vycházející z kritických parametrů, je dle vztahů, které jsou uvedené v 5.19. Pro tento regulátor nebyl použit výpočet akčního zásahu jak v předchozích případech. Akční zásah se počítal dle vztahu 5.20. Jedná se o známý vztah, který je uváděný Takahashim. Ve funkci, kde se počítá akční zásah, je také zahrnuté omezení akčního zásahu $\pm 2 A$. Při překročení tohoto omezení je na výstupu regulátoru právě hodnota $\pm 2 A$, se kterou regulátor počítá v dalším kroku.

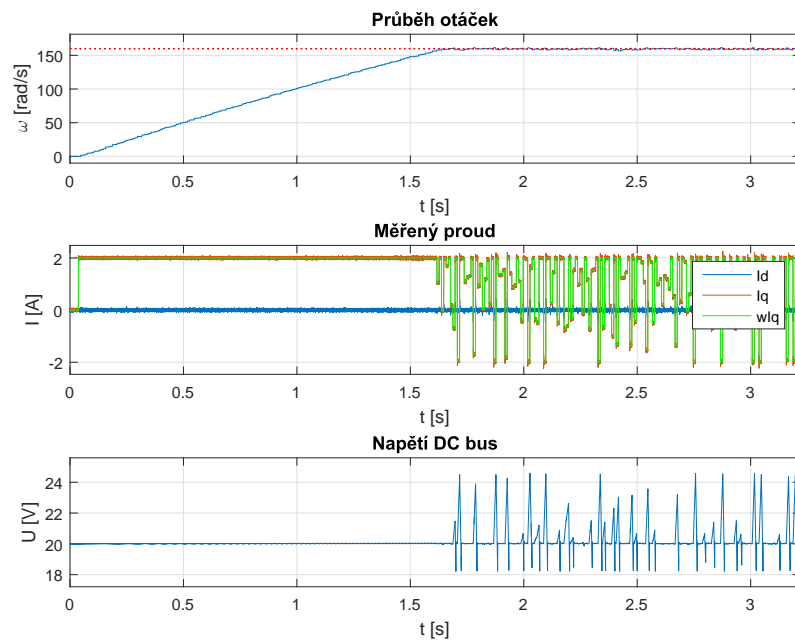
$$\begin{aligned}
K_p &= 0,6 K_{pk} \left(1 - \frac{ts}{Tk}\right) \\
T_I &= \frac{K_p Tk}{1,2 K_{pk}} \\
T_D &= \frac{3 K_{pk} Tk}{40 ts};
\end{aligned} \tag{5.19}$$

$$\begin{aligned}
u(k) &= K_p(y(k-1) - y(k)) + \frac{ts}{T_I} [w(k) - y(k)] + \\
&\frac{T_D}{ts} [2y(k-1) - y(k-2) - y(k)] + u(k-1)
\end{aligned} \tag{5.20}$$

Jak již bylo zmíněno, výpočet kritické periody vychází vždy jako dvojnásobek periody vzorkování. Pro tuto kritickou periodu vycházel regulátor strašně rychlý a akční zásah se pohyboval na omezených hodnotách $\pm 2 A$. Na obr. 5.24 a 5.25 jsou zobrazeny průběhy s nastavením kritické frekvence na $Tk = 3,5ts$. Z obrázků je patrné, že otáčky se sice drží na požadované hodnotně, ale akční zásah je nepřijatelný.



Obr. 5.24: Odezva otáček bez setrvačnicku $ts = 0.01$. Identifikace z nulových otáček



Obr. 5.25: Odezva otáček se setrvačnickem $ts = 0.01$. Identifikace z nulových otáček

PSD regulátor s filtrací derivační složky

K omezení reakce PSD regulátoru na šum se využívá filtrace derivační složky. Pokud máme přenos regulátoru ve tvaru 5.13, je zapotřebí vypočítat koeficienty regulátoru. Výpočet koeficientů regulátoru vychází ze znalosti spojitého typu regulátoru ve tvaru 5.21

$$Fr(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_I s} + \frac{T_D s}{T_f s + 1} \right) \quad (5.21)$$

Z diskretizace tohoto přenosu pomocí 5.22 jsou odvozeny parametry regulátoru. Pro parametry regulátoru platí vztahy 5.23. [6]

$$s = \frac{2}{ts} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad (5.22)$$

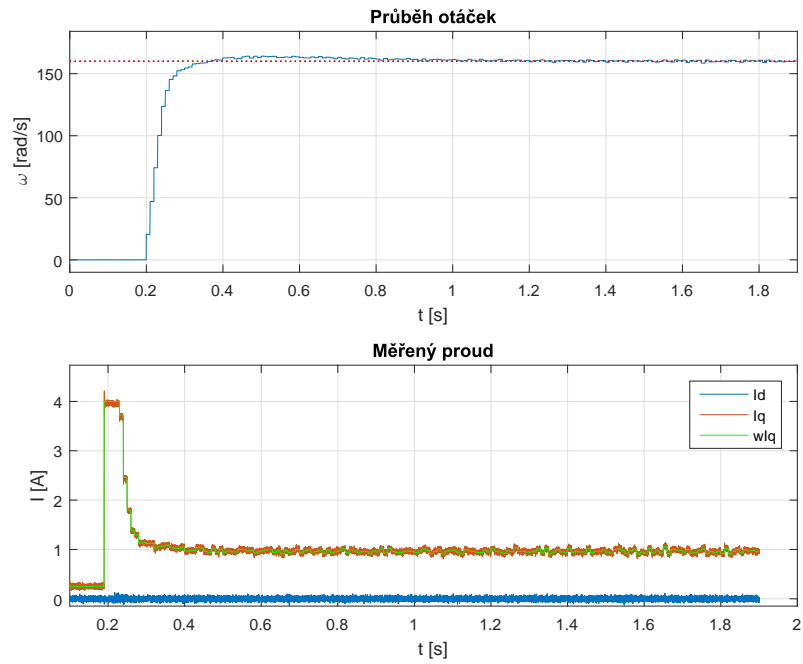
$$\begin{aligned} p_1 &= \frac{-4 \frac{T_f}{ts}}{2 \frac{T_f}{ts} + 1} \\ p_2 &= \frac{2 \frac{T_f}{ts} - 1}{2 \frac{T_f}{ts} + 1} \\ q_0 &= \frac{K_p + 2K_p \frac{T_f + T_D}{ts} + \frac{K_p ts}{2T_I} \left(\frac{2T_f}{ts} + 1 \right)}{2 \frac{T_f}{ts} + 1} \\ q_1 &= \frac{\frac{K_p ts}{T_I} - 4K_p \frac{T_f + T_D}{ts}}{2 \frac{T_f}{ts} + 1} \\ q_2 &= \frac{\frac{T_f}{ts} \left(2K_p - \frac{K_p ts}{T_I} \right) + 2 \frac{K_p T_D}{ts} + \frac{K_p ts}{2T_I} - K_p}{2 \frac{T_f}{ts} + 1} \end{aligned} \quad (5.23)$$

Nastavení regulátoru vychází ze znalosti kritických parametrů. Nejprve byl proveden experiment, při kterém se ručně nastavil regulátor laděním parametru K_p, T_I, T_D, T_f . Experiment byl prováděn na rychlejší soustavě, tedy na motoru bez setrvačnicku. Při dosažení požadovaného přechodového děje otáčkové smyčky se přizpůsobily konstanty pro výpočet K_p, T_I, T_D, T_f z kritických parametrů tak, aby vyšly experimentálně nastavené parametry.

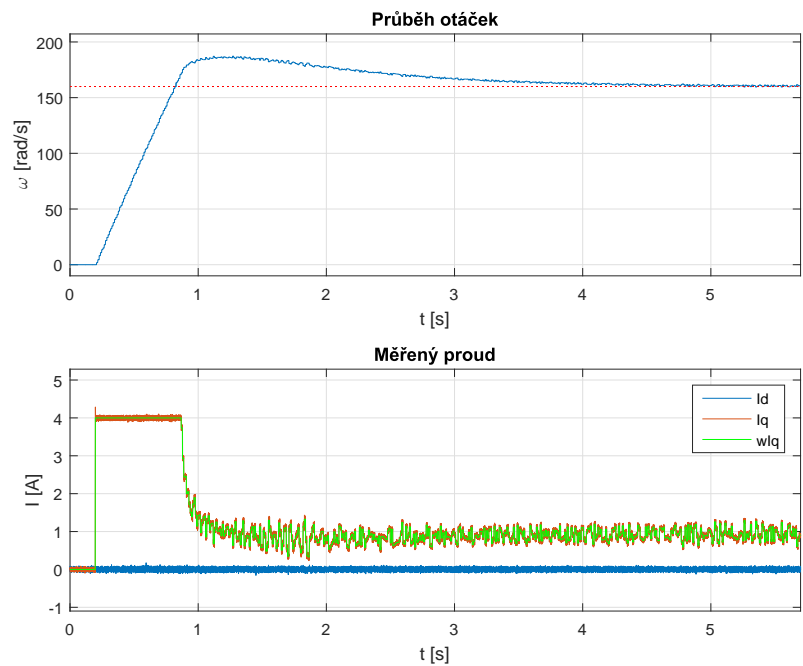
Algoritmus nastavení regulátoru je tedy identifikace soustavy, výpočet kritických parametrů. Z kritických parametrů se pomocí konstant vypočítají parametry K_p, T_I, T_D, T_f a nakonec se tyto parametry přepočtou pomocí vztahu 5.23.

Ověření této metody proběhlo pro model identifikovaný z nenulových otáček s periodou vzorkování $ts = 0.01$ s. Na obr. 5.26 můžeme vidět průběhy proudu a

otáček pro motor bez setrvačníku. Akční zásah dává ze začátku maximální dovolenou hodnotu, a až se otáčky blíží žádané hodnotě, tak se žádaný proud postupně začne snižovat, což způsobí menší překmit otáček od požadované hodnoty. Dále je vidět, že regulátor nereaguje na šum. Na obr. 5.27 je zobrazený přechodový děj se setrvačníkem. Na otáčkách je vidět mnohem větší překmit než pro předchozí dynamiku. Překmit je způsobený windap jevem. Regulátor pro motor se setrvačníkem je mnohem déle v saturaci než při řízení motoru bez setrvačníku.



Obr. 5.26: Odezva otáček bez setrvačnicku $t_s = 0.01$. Identifikace z nenulových otáček



Obr. 5.27: Odezva otáček se setrvačnickem $t_s = 0.01$. Identifikace z nulových otáček

5.4.4 Samonastavitelný PI regulátor

Nastavení PI regulátoru vychází ze spojitého modelu prvního řádu. V předchozích experimentech bylo zjištěno, že se stanovenou periodou vzorkování $ts = 0.01$ s není možné časovou konstantu proudové smyčky identifikovat. Algoritmus samonastavitelné regulace je stejný jak pro PSD regulátory. Parametry modelu otáčkové smyčky nejsou získávané jednorázovou metodou nejmenších čtverců, ale identifikujeme časovou konstantu Tu otáčkové smyčky, jako dobu od nulových otáček do 63 % ustálené hodnoty otáček. Zesílení modelu je poměr maximální hodnoty otáček a maximální hodnoty žádané hodnoty proudu. PI regulátor otáček je použitý ve tvaru 5.24. Ve funkci, ve které je řešený PI regulátor, je při překročení maximálního nastaveného proudu ± 4 A akční zásah i integrační složka omezena právě na maximální hodnotě.

$$Fr(z) = K_p + \frac{K_i ts}{z - 1} \quad (5.24)$$

Pro identifikovaný nezatížený model byl v nástroji Sisotool nastaven regulátor tvarováním frekvenční charakteristiky. Časovou konstantu regulátoru se nabízelo umístit na stejnou hodnotu, jako má model, ale pro rychlejší vyregulování poruchy, byla časová konstanta regulátoru zvolena desetkrát rychlejší. Nastavení regulátoru pro nezatížený motor je 5.25 a pro motor se setrvačnickem 5.26

$$Fr(p) = 3 \frac{(0.05p + 1)}{p} = 0.15 + \frac{3}{p} \quad (5.25)$$

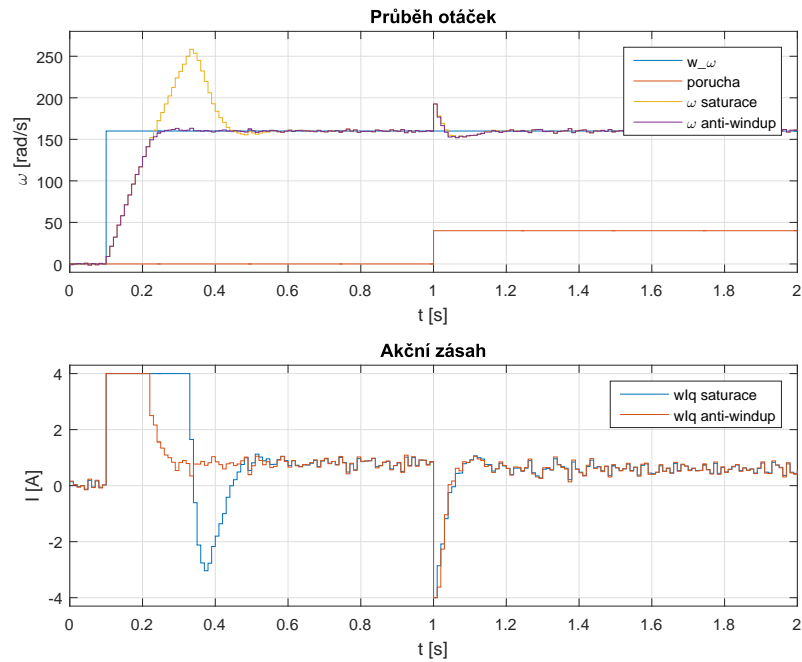
$$Fr(p) = 0.3 \frac{(0.5p + 1)}{p} = 0.15 + \frac{0.3}{p} \quad (5.26)$$

Automatické nastavení parametrů regulátoru 5.24 se vypočítá dle 5.27.

$$\begin{aligned} K_p &= \frac{Ks}{1293} \\ K_i &= \frac{1.8}{Tu} \end{aligned} \quad (5.27)$$

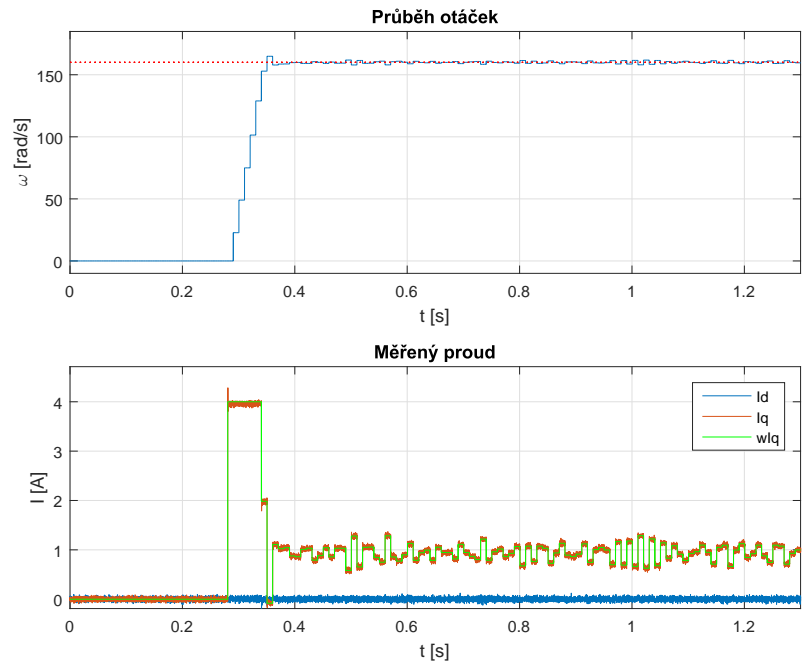
Na obr. 5.28 je zobrazena simulace otáčkové smyčky pro nezatížený motor. V simulaci byl použit regulátor bez omezení integrační složky a regulátor s omezením integrační složky. Regulátor bez omezení integrační složky způsobí nežádoucí překmit otáček. Do simulace byl zahrnut šum a porucha působící na výstupu modelu.

K praktickému ověření samonastavitelného regulátoru byl vybrán PI regulátor s omezením integrační složky. Na obr. 5.29 je zobrazený výsledný přechodový děj pro

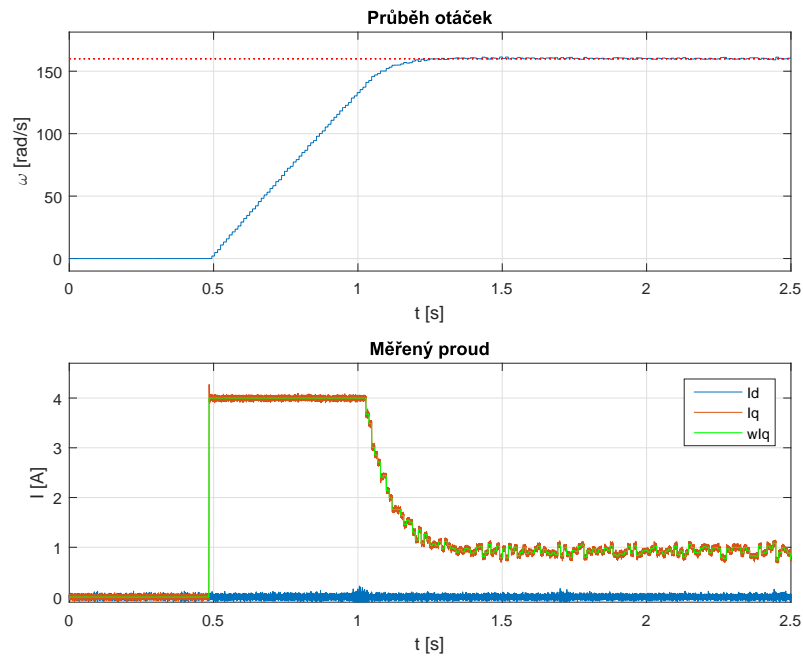


Obr. 5.28: Simulace PI regulátoru s omezením akčního zásahu a s anti-windupem

nezatížený motor. Přechodný děj je bez překmitu a akční zásah při rozběhu motoru drží maximální dovolený proud. Na obr. 5.30 je zobrazený výsledný přechodový děj pro motor se setrvačnickem. Výsledný přechodný děj je bez překmitu. Akční zásah při rozběhu motoru drží maximální dovolený proud a při blížící se hodnotě otáček regulátor začne snižovat akční zásah.



Obr. 5.29: Odezva otáček bez setrvačníku $t_s = 0.01$



Obr. 5.30: Odezva otáček se setrvačníkem $t_s = 0.01$

6 ZÁVĚR

Cílem diplomové práce bylo seznámit se s metodami jednorázové identifikace a prostudovat možné varianty samočinně se nastavujících PSD regulátorů. Na začátku práce je popsána jednorázová metoda nejmenších čtverců, která se využívá k identifikaci systému. Ve druhé kapitole byly popsány a simulovány možné varianty samočinně se nastavujících regulátorů, jako jsou Dahlinův, Bányászové a Keviczského regulátor, regulátor založený na metodě přiřazení pólů a jako poslední byl popsán regulátor založený na modifikovaném Ziegler-Nicholově kritériu.

Jednotlivé algoritmy regulátorů a jednorázové metody nejmenších čtverců byly napsány jako S-funkce a ověřeny na obecné soustavě druhého řádu v programu Matlab/Simulink. Z těchto regulátorů poskytoval velmi dobré průběhy přechodových dějů regulátor založený na modifikovaném Ziegler-Nicholově kritériu. K jeho nastavení není třeba zásah uživatele, což bylo považováno za jeho výhodu. Na základě těchto skutečností byl tento regulátor vybrán k simulaci řízení synchronního motoru s permanentními magnety. Simulace řízení PMSM motoru je popsána ve čtvrté kapitole, kde byla vytvořena kaskádní regulace proudové a otáčkové smyčky. Elektrická část motoru je systém prvního řádu a proudový PSD regulátor má kmitavý akční zásah. Pro řízení proudové smyčky je vhodnější použít PI regulátor.

V páté kapitole je popsána implementace samonastavitelné regulace reálného PMSM motoru na platformě dSPACE, která byla dostupná v laboratoři pohonů. Algoritmy běžící na platformě dSPACE byly vytvořeny v programu Matlab/Simulink. K práci byl poskytnut základní simulinkový model, který měřil proudy, napětí, otáčky a převáděl je do $d - q$ souřadnicového systému. Transformace z ABC do $d - q$ souřadnic je popsána ve třetí kapitole. Elektrická část motoru byla identifikovaná v d složce. Složka d je tokotvorná, tudíž nepohne rotorem. Identifikovaný model elektrické části byl zvolen jako model prvního řádu, který počítala jednorázová metoda nejmenších čtverců. K řízení $d - q$ proudu byly zvoleny diskrétní PI regulátory. Požadavek na přechodový děj proudové smyčky byl co nejrychlejší s co nejmenším překmitem. Klasické nastavení PI regulátorů z kritických parametrů vedlo na kmitavý přechodný děj, což bylo nežádoucí. K nastavení PI regulátorů z kritických parametrů byly zvoleny jiné konstanty, které vedly na přechodný děj bez překmitu. Vzorkovací frekvence proudové smyčky je 16 kHz . Omezení pro proudovou část jsou: návrh regulátoru závisící na vzorkovací periodě, elektrická část motoru se musí při identifikaci alespoň jednou ustálit k získání správného modelu, což se odvíjí od zvoleného PRBS signálu.

Než se přistoupilo k identifikaci otáčkové části, muselo se zjistit, v jakém rozmezí proudu se otáčky dají identifikovat. Motor obsahuje pásmo necitlivosti, to znamená, že se motor roztáčí až od určitého proudu. Motor má také nelineární závislost proudu

a otáček způsobenou nelineárním viskózním třením. Časová konstanta je odlišná pro roztáčení a zastavování rotoru. Vzhledem k těmto skutečnostem byl identifikační signál zvolen jako jednotkový skok buď z nulových, nebo nenulových počátečních otáček.

Model druhého řádu k výpočtu parametrů regulátoru poskytovala jednorázová metoda nejmenších čtverců. Požadavky na otáčkovou smyčku byly: jednotná perioda vzorkování stanovena na hodnotu $ts = 0.01$ s a co nejrychlejší přechodový děj bez překmitu. K ověření samonastavitelné regulace otáčkové smyčky byly k dispozici dvě setrvačnosti. Jako základní a také nejrychlejší možná varianta byl samotný nezátížený motor. Druhou variantou byl stejný motor s připevněným setrvačником na rotoru. Testovanými regulátory, byly Dahlinův, Bányászové a Keviczského regulátor, regulátor založený na metodě přiřazení pólů, regulátory založené na modifikovaném Ziegler-Nicholsově kritériu a samonastavitelný PI regulátor.

U Dahlinova regulátoru se nastavil seřizovací faktor B pro motor bez setrvačnicku a očekával se stejný přechodný děj bez jakéhokoliv přenastavování i pro motor se setrvačником. Přechodové děje pro oba případy byly bez překmitu. Akční zásah při rozběhu drží maximální dovolený proud, což je nejrychlejší možná varianta rozběhu. Regulátor nastavený pro motor se setrvačником více reagoval na šum. Experimenty pro Bányászové a Keviczského regulátor vycházely podobně jako u dáhlinova regulátoru, tedy akční zásah při rozběhu byl na maximální dovolené hodnotě a přechodový děj byl bez překmitu pro obě setrvačnosti. Regulátor založený na metodě přiřazení pólů není v praktické části popsán. Tento regulátor nebylo možné bez úpravy tlumení a omegy nastavit pro obě dynamiky. Kritická perioda pro regulátory založené na modifikovaném Ziegler-Nicholsově kritériu vycházela vždy jako dvojnásobek vzorkovací periody. Proto nebylo možné bez úpravy této metody nastavit přijatelný přechodový děj. Jako poslední byl navržen samonastavitelný PI regulátor. Nastavení regulátoru vycházelo z identifikované časové konstanty a zesílení modelu prvního řádu. Navzdory své jednoduchosti mělo řízení s PI regulátorem nejlepší průběhy akční veličiny ze všech použitých regulátoru pro obě setrvačnosti. Omezení pro otáčkovou smyčku jsou: Z důvodu omezené kapacity dSPACE pro výpočet parametrů modelu z naměřených dat pro danou vzorkovací periodu můžeme data zaznamenávat maximálně 45 s. Doba 45 s musí postačovat k ustálení přechodového děje otáček pro výpočet správného modelu. Zásobníky zaznamenávající data k identifikaci mají danou periodu odvíjející se od vzorkovací periody a počtu měřených dat. Přejde-li požadavek k identifikaci otáčkové části, musí se čekat na zásobníky. V dalších experimentech by bylo vhodnější celý samonastavitelný proces vytvořit např. přes stavový automat. V práci byly splněny všechny body zadání. Kvalita regulace jednotlivých regulátoru byla vyhodnocena na základě přechodového děje, kde regulátor musel při rozběhu motoru držet maximální akční zásah a přechodový děj byl bez překmitu.

LITERATURA

- [1] SÖDERSTRÖM, T., STOICA, P.: *System Identification*. Prentice Hall, University Press, Cambridge, UK. ISBN 0-13-881236-5, 1989.
- [2] BLAHA, Petr.: *MMID - Modelování a identifikace*, [online]., [cit. 2017-05-8]. Metoda nejmenších čtverců. Dostupné z: <https://sites.google.com/site/modelovaniaidentifikace/přednášky>
- [3] PIVOŇKA, P.: *Optimalizace regulátorů*, skriptum, VUT FEKT, Brno, 2005.
- [4] PIVOŇKA, P.: *Číslíková řídicí technika*, skriptum, VUT FEKT, Brno, 2003.
- [5] BLÁHA, P., VAVŘÍN, P.: *Řízení a regulace 1 - Základy regulace lineárních systémů - spojité a diskrétní*, VUT FEKT, E-text.
- [6] BOBÁL, V., BÖMH, J. PROKOP, R. FESSL, J.: *Praktické aspekty samočinně se nastavujících regulátorů: algoritmy a implementace*. VUT IUM, 1999. ISBN 80-214-1299-2.
- [7] NEBORÁK, I.: *Modelování a simulace elektrických regulačních pohonů*. Vysoká škola báňská - Technická univerzita Ostrava, Fakulta elektrotechniky a informatiky, 2002. Dostupné z: <https://books.google.cz/books?id=119YAgAACAAJ>. Habilitační práce. ISBN 9788024800837.
- [8] POHL, L.: *Robustní řízení elektrických pohonů*: dizertační práce. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav automatizace a měřicí techniky, 2014.
- [9] BOBÁL, Vladimír, et al. *Digital Self-tuning Controllers: Algorithms, Implementation and Applications*. Springer Science & Business Media, 2006.
- [10] LYSHEVSKI, S. *Electromechanical Systems, Electric Machines, and Applied Mechatronics*. Electric Power Engineering Series. Taylor & Francis, 1999. Dostupné z: <http://books.google.cz/books?id=3GYU1NIXKw8C>. ISBN 9780849322754.

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

PSD	Proporcionálně sumačně diferenční regulátor
PI	Proporcionálně integrační
PMSM	Synchronní motor s permanentními magnety
LSM	Metoda nejmenších čtverců
PRBS	Pseudonáhodný binární signál
PWM	Pulsní šířková modulace
t_s	Vzorkovací perioda
f_s	Vzorkovací frekvence
K_{PK}	Kritické zesílení
T_K	Kritická perioda kmitů
K_p	Proporcionální zesílení
T_I	Integrační konstanta
T_D	Derivační konstanta
T_f	Filtrační konstanta
B	Seřizovací faktor
d	Počet kroků zpoždění
R	Elektrický odpor
L	Indukčnost
i	Elektrický proud
u	Elektrické napětí
ABC	Fáze motoru
i_d, i_q	Proudy v osách d, q
u_d, u_q	Napětí v osách d, q
ω	Mechanické otáčky

wIq	Žádaná hodnota q proudu
k	diskrétní čas
$w(k)$	Signál žádané hodnoty
$u(k)$	Akční zásah regulátoru
$\varphi(k)$	Vektor dat
θ	Vektor parametrů
J	Kriterium
ϕ	Matice dat
Y	Matice výstupní dat systému

Obsah přiloženého CD

- Diplomová práce.pdf
- Implementace dSPACE
- Simulace kaskádní regulace PMSM
- Test jednotlivých PSD