

Identifikace a řízení servomechanismu Amira DR300

Identification and control of
Amira DR300 servo

Jaroslav Kaňa

Diplomová práce
2005



Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně
Fakulta technologická

Vložit oficiální zadání diplomové/bakalářské práce

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu mé diplomové práce panu prof. Ing. Vladimíru Bobálovi, CSc. za odborné vedení a rady, které mi poskytoval během vedení mé diplomové práce. Dále bych rád poděkoval panu Ing. Jakubovi Novákovi za odborné konzultace.

Prohlašuji, že jsem na celé diplomové práci pracoval samostatně a použitou literaturu jsem citoval.

Ve Zlíně, 08. 06. 2005

.....

Jaroslav Kaňa

Abstrakt

Tato diplomová práce se zabývá identifikací a řízením nelineárního laboratorního modelu servomechanismu AMIRA DR300 v reálném čase. Tento model je připojen k PC přes multifunkční V/V kartu Humusoft MF 614. Komunikaci mezi modelem a prostředím Matlab/Simulink je zajištěno pomocí Real-Time Toolboxu. Prvním krokem analýzy modelu bylo změření statických charakteristik. Na základě matematicko-fyzikální analýzy byl pro identifikaci dynamiky systému zvolen ARX model druhého řádu. Parametry tohoto modelu byly zjištěny jednorázovou metodou nejmenších čtverců. Postupně bylo vyzkoušeno několik metod návrhů zpětnovazebního regulátoru jako Ziegler-Nicholsova metoda nebo přiřazení pólů. V závěru práce je možné najít výsledky adaptivní regulace z využitím knihovny samočinně se nastavujících regulátorů STC Toolbox.

The work deals with identification and real-time control of the AMIRA DR300 model. AMIRA DR300 is a laboratory model of servo with nonlinear dynamics. The model is connected to the PC through multifunctional I/O card Humusoft MF614. The software communication between the model and Matlab/Simulink is provided by Real-Time Toolbox. First step of the analysis of the model was the identification of static properties. Second-order ARX model was chosen for identification of dynamic properties of the model. The least-squares method was used to obtain the parameters of the model. Several design approaches, included Ziegler-Nichols method and pole-placement design, were examined. The results of adaptive control using the STC toolbox can be found at the end of the work.

OBSAH

ÚVOD.....	6
1 TEORETICKÁ ČÁST.....	7
1.1 POPIS LABORATORNÍHO MODELU AMIRA DR300	7
1.2 MATEMATICKÝ POPIS STÁLE BUZENÉHO STEJNOSMĚRNÉHO MOTORU	8
1.2.1 Blokové schéma motoru se zátěží.....	9
1.3 IDENTIFIKACE.....	11
1.3.1 Jednorázová metoda nejmenších čtverců.....	11
1.3.2 Průběžná identifikace rekurzivní metodou nejmenších čtverců	13
1.4 NÁVRH REGULÁTORŮ	15
1.4.1 Číslíkové regulátory založené na Ziegler-Nicholově kritériu	16
1.4.2 Diskrétní PID regulátory	21
1.4.3 Takahashiho modifikace diskrétního PID regulátoru	22
1.4.4 Regulátory založené na metodě přiřazení pólů.....	22
1.5 ADAPTIVNÍ ŘÍZENÍ	25
1.5.1 Přehled adaptivních regulátorů.....	25
1.5.2 Adaptivní regulátory s průběžnou identifikací (STC)	26
1.6 KVALITA REGULACE	28
2 EXPERIMENTÁLNÍ ČÁST.....	29
2.1 PROPOJENÍ SERVOMECHANISMU K PC	29
2.1.1 Spojení Matlab Simulink a servomechanismu	30
2.1.2 Komunikace PC - převodníková skříň.....	31
2.1.3 Popis multifunkční karty MF614.....	31
2.2 ANALÝZA VLASTNOSTÍ SERVOMECHANISMU	32
2.2.1 Statické vlastnosti modelu	32
2.2.2 Dynamické vlastnosti modelu	35
2.3 IDENTIFIKACE SERVOMECHANISMU	36
2.4 NAMĚŘENÉ REGULAČNÍ POCHODY	37
2.4.1 Neadaptivní regulátory	38
2.4.2 STC regulátory	42
ZÁVĚR.....	50
SEZNAM POUŽITÝCH ZDROJŮ	51
SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK.....	52
SEZNAM OBRÁZKŮ.....	54
SEZNAM TABULEK	55

ÚVOD

Náplní této diplomové práce je identifikace a návrh řízení (adaptivního i neadaptivního), laboratorního modelu Amira DR300, což je soustava dvou servomotorů spojených pomocí pružné spojky od výrobce firma Amira, GmbH, Duisburg, Německo. Jako programové prostředí byl zvolen Matlab-Simulink s použitím Real-time Toolboxu pro komunikaci mezi Simulinkem a V/V kartou od firmy Humusoft.

Tento laboratorní model obsahuje dva shodné servomotory společně spojené pomocí pružné spojky. Model je také vybaven čidly pro měření proudů motorů a tachogenerátorem pro snímání rychlosti otáčení. Regulace soustavy je navržena tak, že prvním servomotorem, který pracuje ve funkci motoru, se řídí otáčky servomechanismu, pomocí druhého servomotoru, který zastává funkci generátoru, se do soustavy přivádí porucha. Tato soustava je vhodná pro použití v laboratorních cvičeních z oblasti disciplín technické kybernetiky, jako jsou teorie automatického řízení, identifikace či simulací systému.

Servomechanismus má nelineární charakter, a proto bylo potřeba nalézt vhodný lineární model, který s větší nebo s menší přesností vystihuje reálnou soustavu. Byl zvolen ARX model druhého řádu a pomocí jednorázové metody nejmenších čtverců byly identifikovány jeho parametry.

Práce se také zabývá návrhem celkem čtyř diskrétních zpětnovazebních PID regulátorů založených na Ziegler-Nicholsově metodě seřízení a na metodě přiřazení pólů. Tyto navržené regulátory byly nejprve simulačně ověřeny a následně byly použity pro řízení tohoto reálného modelu.

Jeden z přístupů návrhu adaptivního řízení jsou samočinně se nastavující regulátory (STC), jejichž nedílnou součástí je i průběžná identifikace. Jedná se o identifikaci systémů, která se provádí v každém kroku řízení a dává odhady parametrů regulované soustavy (procesu), které se dále využívají k seřízení regulátoru. Na servomechanismus byly vyzkoušeny adaptivní regulátory ze Simulinkové knihovny STC Toolbox[5], která byla vytvořena zde na pracovišti Institutu řízení procesů a aplikované informatiky, Ústavu řízení procesů. Cílem bylo ověřit, zda jsou tyto adaptivní regulátory vhodné pro řízení modelu Amira DR300.

1 TEORETICKÁ ČÁST

1.1 Popis laboratorního modelu Amira DR300

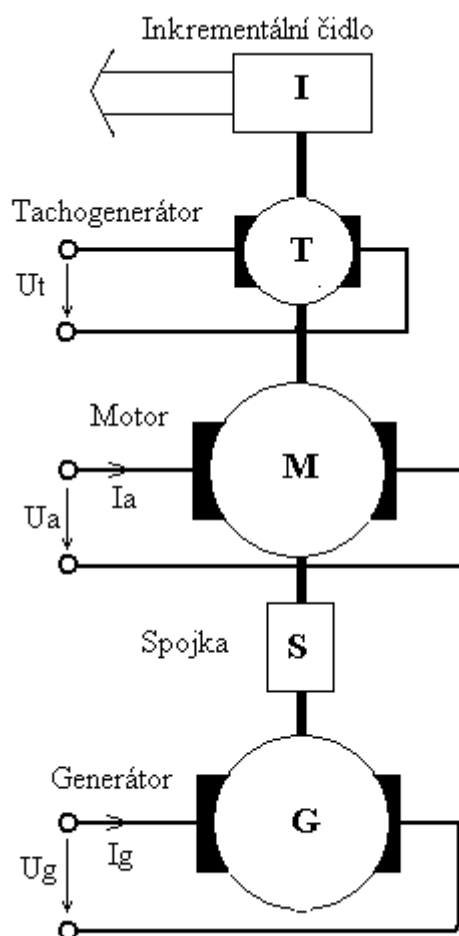
Laboratorní model Amira DR300, je technickou realizací nelineárního jednorozměrového systému sloužící k ověřování teoreticky získaných algoritmů pro řízení a regulaci soustav. Tento model může sloužit také jako zdroj dat, která jsou nutná při různých simulačních a identifikačních procesech, popřípadě při řešení jiných problémů týkajících se předmětů teorie automatického řízení a jim příbuzných předmětů. Model je zakoupen od výrobce firma Amira, GmbH, Duisburg, Německo.

Laboratorní model je složen ze dvou základních částí – mechanismu a převodníkové skříně.

Převodníková skříň obsahuje napájecí zdroje, převodníky, zesilovače pro převod signálů z V/V karty na výkonové veličiny pro motory a zesilovače pro převod signálů ze senzorů na unifikované signály pro vstupy V/V karty. Z čelní stěny převodníkové skříně se zasouvají zásuvné moduly. Současná konfigurace obsahuje základní moduly. Modul motoru, generátoru, napájení, řízení a modul pro externí snímání a řízení. Dále lze přidat modul pro PI regulátor a modul pro vytváření signálových chyb. Přítomnost napájecích napětí a způsob řízení je indikován příslušnými diodami.

Samotný mechanismus je reprezentován permanentně buzeným stejnosměrným motorem (M), jehož vstupní signál (proud kotvy) je poskytovaný proudovým regulačním obvodem. Senzory pro výstupní signál (rychlost otáčení) jsou tachogenerátor (T) a přírůstkový snímač polohy (I). Volný konec hřídele motoru je pomocí pevné spojky (K) pevně spojený s hřídelí druhého, identického motoru (G). Druhý motor je používán jako generátor chyb, jehož vstupní signál je možno libovolně nastavovat.

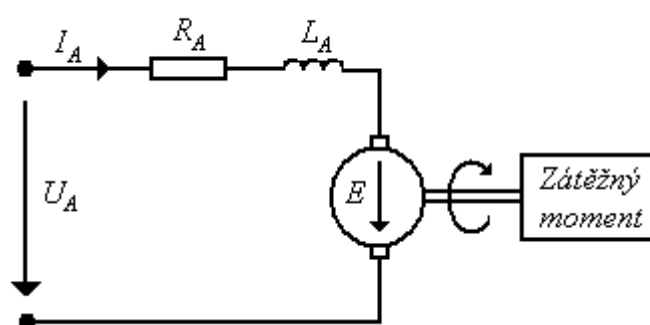
Na modelu je možno nastavovat napětí na motoru a generátoru. Snímat lze napětí na tachogenerátoru a jednotlivé proudy procházející motorem a generátorem.



Obr. 1. Schéma modelu

1.2 Matematický popis stále buzeného stejnosměrného motoru

Matematický popis [6] motoru vychází z rovnice druhého Kirchhoffova zákona, který říká, že algebraický součet napětí ve smyčce se vždy rovná nule. Smyčka je uzavřený obvod v němž na sebe navzájem navazují napětí zdrojů a napětí na spotřebičích.



Obr. 2. Elektrické schéma motoru

Rovnice smyčky z Obr. 2.

$$U_A - E = R_A I_A + L_A \frac{d}{dt} I_A \quad (1.1)$$

Elektromotorická síla motoru je funkcí otáček motoru, motorové konstanty a magnetického toku,

$$E = C \Phi \Omega \quad (1.2)$$

kde frekvenci otáčení lze vyjádřit

$$\Omega = \frac{2\pi n}{60} \quad (1.3)$$

Nyní je již elektrická část motoru popsána dostatečně. Aby bylo možno popsat celkové chování motoru, je nutné zavést závislost mezi elektrickou a mechanickou částí motoru. To je dáno vztahem pro točivý moment M , který je produkován motorem. Výrobce motoru udává konstantní hodnotu K_M

$$M = K_M I_A \quad (1.4)$$

Hnací moment je v rovnováze s momenty, které zatěžují motor. A následující vyjádření platí v každém časovém okamžiku

$$M = M_L + M_B \quad (1.5)$$

kde M_B je moment zrychlení motoru. Použitím druhého Newtonova zákona pro rotaci lze toto zrychlení definovat následující rovnicí

$$M_B = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (1.6)$$

kde J je společný moment setrvačnosti motoru a s motorem spojené zátěže.

1.2.1 Blokové schéma motoru se zátěží

Nejdříve je potřeba získat přenosové funkce předchozích rovnic. Při použití Laplaceovy transformace s počátečními nulovými podmínkami pro rovnici (1.1) získáme.

$$U_A - E = R_A I_A + s L_A I_A \quad (1.7)$$

A dále označíme T_A jako časovou konstantu

$$T_A = \frac{L_A}{R_A} \quad (1.8)$$

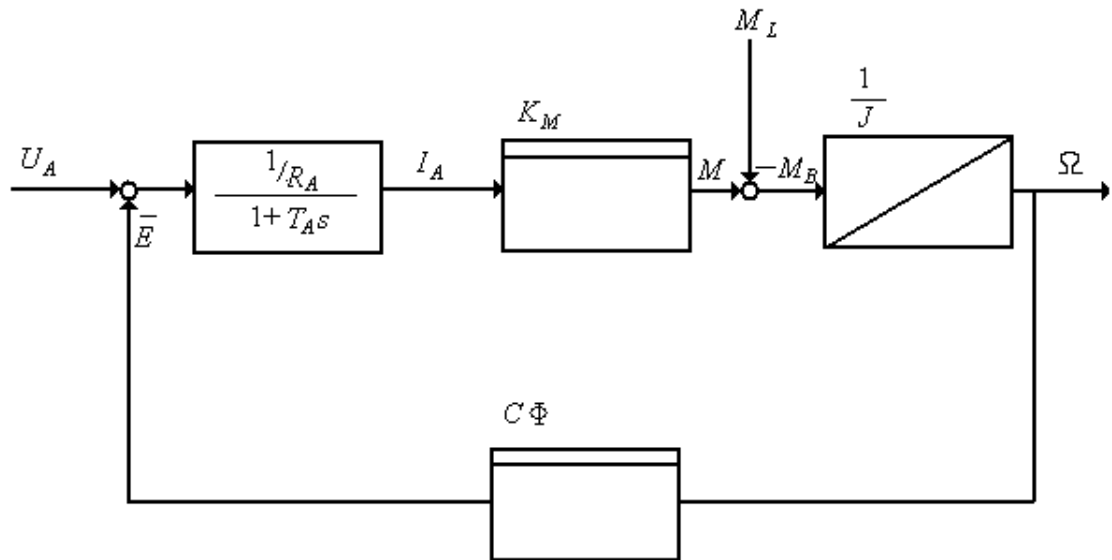
vyjádření proudu I_A

$$I_A = \frac{1}{R_A} \frac{U_A - E}{1 + T_A s} = \frac{\frac{1}{R_A}}{1 + T_A s} (U_A - C\phi\Omega) \quad (1.9)$$

Laplaceovou transformací rovnic (1.4), (1.5), (1.6) a vyjádřením Ω se získá

$$\Omega = \frac{1}{J s} (K_M I_A - M_L) \quad (1.10)$$

Rovnice (1.9) a (1.10) popisují elektrické a mechanické chování motoru. Pomocí těchto dvou základních rovnic lze navrhnout blokové schéma motoru se zátěží [6]. Výsledné schéma je zobrazeno na Obr. 3



Obr. 3. Blokové schéma motoru se zátěží

Pomocí Obr. 3 lze snadno odvodit přenos chování systému. Z čehož v Laplaceově transformaci vyplývá

$$\omega(s) = \frac{1}{C\phi} \frac{1}{1 + \frac{J R_A}{K_M C\phi} s + \frac{J T_A R_A}{K_M C\phi} s^2} U_A(s) - \frac{R_A}{K_M C\phi} \frac{1 + T_A s}{1 + \frac{J R_A}{K_M C\phi} s + \frac{J T_A R_A}{K_M C\phi} s^2} M_L(s) \quad (1.11)$$

Časový průběh mechanismu je popsán časovou konstantou T_M , kterou lze definovat následovně

$$T_M = \frac{J R_A}{K_M C\phi} \quad (1.12)$$

Z rovnice (1.11) lze vypočítat, že zlomek násobený $U_A(s)$ charakterizuje chování systému, zatímco zlomek násobený $M_L(s)$ charakterizuje vliv poruchy na chování motoru způsobené součtem všech zátěžných momentů včetně tření. Z rovnice dále vyplývá, že závislost otáček $\omega(s)$ na svorkovém napětí motoru $U_A(s)$ má chování soustavy druhého řádu

$$\frac{1}{1 + 2dT_s + T^2 s^2} \quad (1.13)$$

s časovou konstantou

$$T = \sqrt{T_M T_A} \quad (1.14)$$

a tlumením

$$d = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{T_M}{T_A}} \quad (1.15)$$

a jelikož platí

$$d > 1 \text{ a } T_M > 4T_A \quad (1.16)$$

tak při skokové změně svorkového napětí na motoru má přechodová charakteristika aperiodický průběh.

1.3 Identifikace

Identifikací se rozumí, proces ztotožňování našich poznatků a vědomostí o zkoumaném objektu se skutečností. Jedná se tedy o poznávací proces, který si je možno představit jako orientovanou interakci mezi poznávaným objektem a poznávacím subjektem. Výsledkem poznávacího procesu je určité relativní poznání. Kvalitní a přesná identifikace je základem pro návrh regulátoru a regulačního obvodu.

1.3.1 Jednorázová metoda nejmenších čtverců

Metoda nejmenších čtverců patří mezi metody regresní analýzy, které jsou vhodné pro vyšetřování statických i dynamických vztahů mezi veličinami ve vyšetřovaném objektu [2]. Uvažujeme jednorozměrový stochastický proces popsany modelem ARX, kde pro vektor parametrů a vektor dat předpokládáme $\deg a = \deg b = n$, $\deg d = 0$ tzn., že jejich rozměr je $\deg z = 2n$.

Vektor parametrů

$$\Theta^T(k) = [a_1, a_2, \dots, a_n, b_1, b_2, \dots, b_n] \quad (1.17)$$

vektor dat

$$\varphi^T(k-1) = [-y(k-1), -y(k-2), \dots, -y(k-n), u(k-1), u(k-2), \dots, u(k-n)] \quad (1.18)$$

Potom generování výstupní veličiny $y(k)$ v jednotlivých časových okamžicích můžeme vyjádřit maticovou rovnicí

$$y = F\Theta + e \quad (1.19)$$

kde matice F o rozměru $(N-n; 2n)$ má tvar

$$F = \begin{bmatrix} -y(n) & -y(n-1) & \dots & -y(1) & u(n) & u(n-1) & \dots & u(1) \\ -y(n+1) & -y(n) & \dots & -y(2) & u(n+1) & u(n) & \dots & u(2) \\ \vdots & & & & & & & \vdots \\ -y(N-1) & -y(N-2) & \dots & -y(N-n) & u(N-1) & u(N-2) & \dots & u(N-n) \end{bmatrix} \quad (1.20)$$

a vektory y , e o rozměru $(N-n)$ mají tvar

$$y^T = [y(n+1), y(n+2), \dots, y(N)] \quad (1.21)$$

$$e^T = [e_s(n+1), e_s(n+2), \dots, e_s(N)] \quad (1.22)$$

kde N je počet souborů naměřených vstupních a výstupních dat.

Z rovnice (1.19) lze určit chybu

$$e = y - F\Theta \quad (1.23)$$

a zavedeme kritérium

$$J = e^T e = (y - F\Theta)^T (y - F\Theta) \quad (1.24)$$

minimum získáme, když první derivaci rovnice (1.24) podle vektoru parametrů Θ položíme rovnu 0, tj.

$$\left. \frac{\partial J}{\partial \Theta} \right|_{\Theta = \hat{\Theta}} = 0 \quad (1.25)$$

Řešením rovnice (1.25) získáme základní maticový tvar pro odhad parametrů modelu metodou nejmenších čtverců ve tvaru

$$\hat{\Theta} = (F^T F)^{-1} F^T y \quad (1.26)$$

vztah (1.26) slouží pro jednorázový výpočet odhadů parametrů modelu procesu s použitím N souborů naměřených dat.

1.3.2 Průběžná identifikace rekurzivní metodou nejmenších čtverců

Pro použití samočinně se nastavujícího regulátoru není možné použít pro výpočet odhad parametrů modelu procesu jednorázovou metodu nejmenších čtverců, ale musíme použít její rekurentní verzi vhodnou pro identifikaci v reálném čase [3]. Při této modifikaci se používají nově naměřené hodnoty pouze pro korekci původních odhadů, čímž klesá výpočetní složitost identifikačního algoritmu. Rekurzivní algoritmy umožňují sledovat změny parametrů procesu v reálném čase, a proto jsou základem samočinně se nastavujících regulátorů.

Nechť lineární jednorozměrový stochastický model je popsán modelem ARX. O neměřitelné náhodné složce $e_s(k)$ předpokládejme, že je posloupností vzájemně nekorelované náhodné veličiny a rovněž nekorelované se vstupem a výstupem procesu. Dále předpokládejme, že náhodná veličina má nulovou střední hodnotu a konstantní rozptyl. Výhodou rekurzivní metody nejmenších čtverců je ta skutečnost, že potřebujeme nejmenší objem apriorních informací o náhodné složce $e_s(k)$.

Hlavním úkolem je průběžně odhadovat neznáme parametry Θ modelu na základě vstupů a výstupů k časovému okamžiku k , $\{y(i), u(i), i = k, k-1, k-2, \dots, k_0\}$, kde k_0 je počáteční čas identifikace. Hledáme takový vektor $\hat{\Theta}$ o rozměru $n_z = 2n$, který minimalizuje kritérium

$$J_K(\Theta) = \sum_{i=k_0}^k e_s^2(i) \quad (1.27)$$

kde

$$e_s(i) = y(i) - \Theta^T \phi(i) = \begin{bmatrix} 1 & -\Theta^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y(i) \\ \phi(i) \end{bmatrix} \quad (1.28)$$

Jestliže je požadováno, aby algoritmus byl schopen sledovat pomalé změny parametrů identifikovaného procesu, lze toho dosáhnout technikou exponenciálního zapomínání. Potom se minimalizuje modifikované kritérium

$$J_k(\Theta) = \sum_{i=k_0}^k \varphi^{2(k-i)} e_s^2(i) \quad (1.29)$$

kde $0 < \varphi \leq 1$ je faktor exponenciálního zapomínání.

Vektor odhadů parametrů se aktualizuje podle rekurentního vztahu

$$\hat{\Theta}(k) = \hat{\Theta}(k-1) + \frac{C(k-1)\phi(k-1)}{1 + \xi(k-1)} \hat{e}(k-1) \quad (1.30)$$

kde

$$\xi(k) = \phi^T(k-1)C(k-1)\phi(k-1) \quad (1.31)$$

je pomocný skalár a

$$\hat{e}(k) = y(k) - \hat{\Theta}^T(k)\phi(k-1) \quad (1.32)$$

je chyba predikce. Jestliže $\xi(k) > 0$, potom čtvercová kovarianční matice o rozměru $n \times n$ je aktualizována podle vztahu

$$C(k) = C(k-1) - \frac{C(k-1)\phi(k-1)\phi^T(k-1)C(k-1)}{\varepsilon^{-1}(k) + \xi(k)} \quad (1.33)$$

kde

$$\varepsilon(k) = \phi(k) - \frac{1 - \phi(k)}{\xi(k)} \quad (1.34)$$

Jestliže $\xi(k) = 0$, potom

$$C(k) = C(k-1) \quad (1.35)$$

Hodnota adaptivního směrového zapomínání $\varphi(k)$ je potom počítána v každé periodě vzorkování podle vztahu

$$\varphi(k) = \left\{ 1 + (1 + \rho) \left[\ln(1 + \xi(k-1)) \right] + \left[\frac{(\nu(k-1) + 1)\eta(k-1)}{1 + \xi(k-1) + \eta(k-1)} - 1 \right] \frac{\xi(k-1)}{1 + \xi(k-1)} \right\}^{-1} \quad (1.36)$$

kde

$$\eta(k) = \frac{\hat{e}^2(k)}{\lambda(k)} \quad (1.37)$$

$$\nu(k) = \varphi(k) [\nu(k-1) + 1] \quad (1.38)$$

$$\lambda(k) = \varphi(k) \left[\lambda(k-1) + \frac{\hat{e}^2(k-1)}{1 + \xi(k-1)} \right] \quad (1.39)$$

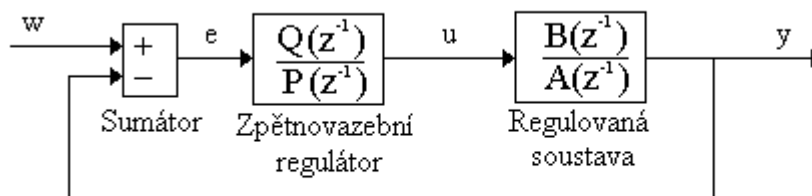
jsou pomocné proměnné. Pro start algoritmu je vhodné zvolit následující počáteční podmínky. Prvky hlavní diagonály kovarianční matice $C_{ii}(0) = 10^3$, počáteční hodnota faktoru směrového zapomínání $\varphi(0) = 1$, $\lambda(0) = 0.001$, $\nu(0) = 10^{-6}$, $\rho = 0.99$. Volba počátečních odhadů vektoru parametrů $\hat{\Theta}(0)$ nebývá obvykle problémem. $\hat{\Theta}(0)$ volba se provede podle apriorních informací o soustavě.

1.4 Návrh regulátorů

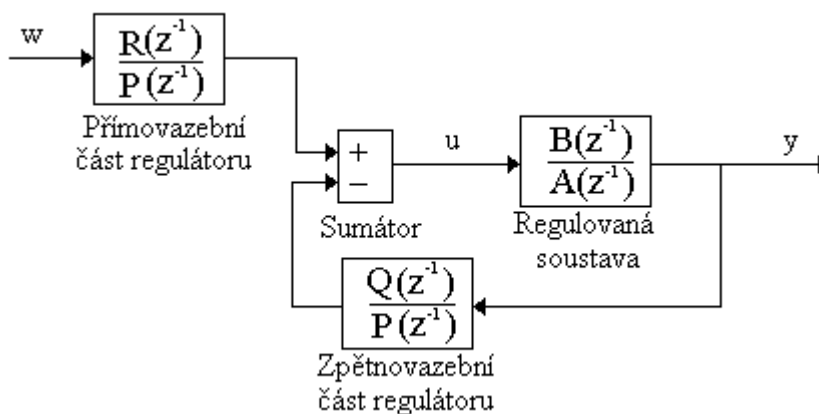
Regulátor je systém, jehož výstup představuje takové změny akční veličiny u , které vedou v regulačním obvodu k odstranění regulační odchylky e v konečném časovém horizontu. Regulační odchylka je rozdíl mezi řídicí veličinou w a regulovanou veličinou y . V regulační odchylce se odráží jak změna požadované hodnoty regulované veličiny tak i změna regulované veličiny vlivem nejrůznějších poruch. Díky tomu regulátor realizuje dva úkoly současně. Základní úkol je potlačení poruch na regulovanou veličinu. A druhým neméně důležitým úkolem je sledování požadovaných změn řídicí veličiny.

V teorii automatického řízení se nejvíce používají dva základní typy regulačních obvodů. Jedná se o strukturu 1DOF uvedenou na Obr. 4 a o strukturu 2DOF na Obr. 5

Podstatný rozdíl je v typu regulátoru. Zatímco obvod struktury 1DOF obsahuje pouze jediný zpětnovazební regulátor, obvod struktury 2DOF má přímovazební část regulátoru zapojenou přímo na vstup žádané hodnoty a zpětnovazební část regulátoru ve zpětné vazbě.



Obr. 4. Regulační obvod struktury 1DOF



Obr. 5. Regulační obvod struktury 2DOF

1.4.1 Číslicové regulátory založené na Ziegler-Nicholsově kritériu

Experimentální seřízení parametrů spojitého PID regulátoru, které navrhli Ziegler a Nichols již před více než půlstoletím, je v průmyslové praxi i v dnešní době stále s oblibou používáno. Při tomto velmi oblíbeném a známém přístupu jsou všechny parametry PID regulátoru počítány z kritického proporcionálního zesílení r_0 a kritické periody kmitů T_k uzavřeného regulačního obvodu. Tyto parametry se získají postupným zvyšováním zesílení proporcionálního regulátoru, až výstupní veličina uzavřeného regulačního obvodu kmitá s konstantní amplitudou a regulační obvod je v tomto případě na hranici stability. V tomto případě jsou póly uzavřeného regulačního obvodu umístěny na imaginární ose komplexní s-roviny (při počítání v z-rovině jsou póly uzavřeného regulačního obvodu umístěny na jednotkové kružnici). Poté se odečte kritické proporcionální zesílení r_0 a ze záznamu průběhu regulované veličiny se odečte kritická perioda kmitů T_k . Pro mnoho soustav by bylo takové rozkmitání nepřijatelné, tak se kritické parametry počítají.

Výpočet kritického zesílení pro model řádu n

Předpokládejme diskrétní přenosovou funkci regulované soustavy ve tvaru

$$G_p(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{z^{-d} B(z^{-1})}{A(z^{-1})} \quad (1.40)$$

s polynomy

$$A(z^{-1}) = 1 + \sum_{i=1}^n a_i z^{-i} = 1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_n z^{-n} \quad (1.41)$$

$$B(z^{-1}) = \sum_{i=1}^n b_i z^{-i} = b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_n z^{-n} \quad (1.42)$$

kde d je počet kroků dopravního zpoždění. Dále uvažujeme přenosovou funkci proporcionálního regulátoru ve tvaru:

$$G_R(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = r_0 \quad (1.43)$$

pak přenos řízení uzavřené regulační smyčky vypadá takto

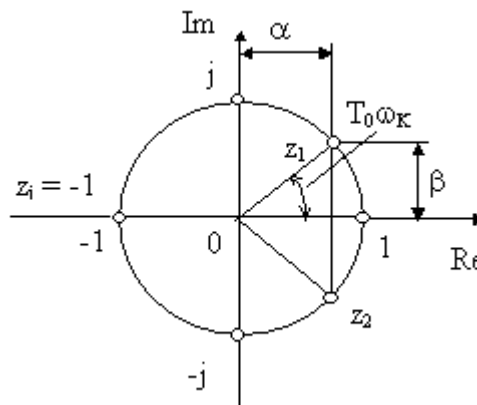
$$G_w(z) = \frac{Y(z)}{W(z)} = \frac{G_p(z)G_R(z)}{1 + G_p(z)G_R(z)} = \frac{z^{-d}r_0(z^{-1})}{A(z^{-1}) + z^{-d}r_0B(z^{-1})} \quad (1.44)$$

kde jmenovatel přenosové funkce (1.44) je charakteristický polynom

$$D(z^{-1}) = A(z^{-1}) + z^{-d}K_pB(z^{-1}) \quad (1.45)$$

jehož póly určují dynamické chování uzavřeného regulačního obvodu. Je zřejmé, že uzavřený regulační obvod bude na hranici stability, jestliže alespoň jeden pól charakteristického polynomu (1.45) bude umístěn na jednotkové kružnici a ostatní budou uvnitř jednotkové kružnice. Potom je splněna podmínka $r_0 = r_{0K}$.

Existují dvě možnosti umístění pólů na jednotkové kružnici, které uvedou regulační obvod na mez stability.



Obr. 6. Umístění kritických pólů na jednotkové kružnici

V prvním případě charakteristický polynom (1.45) obsahuje dvojici komplexně sdružených pólů $z_{1,2} = \alpha \pm j\beta$; ($\alpha^2 + \beta^2 = 1$), takže příslušnou část charakteristického polynomu můžeme uvést ve tvaru součinu kořenových činitelů

$$D_1(z) = (z - z_1)(z - z_2) = z^2 - 2\alpha z + 1 \quad (1.46)$$

V druhém případě charakteristický polynom (1.45) obsahuje jeden nebo více reálných pólů $z_i = \alpha_i = -1$; ($\beta = 0$), takže příslušnou část charakteristického polynomu můžeme uvést ve tvaru.

$$D_2(z) = (z + 1)^i \quad (1.47)$$

V prvním případě musí být charakteristický polynom (1.45) dělitelný polynomem (1.46) což, vede na řešení polynomiální rovnice

$$z^{n+d} [A(z^{-1}) + z^{-d}r_0B(z^{-1})] = (z^2 - 2\alpha z + 1)z^{n+d-2}E(z^{-1}) \quad (1.48)$$

kde

$$E(z^{-1}) = 1 + \sum_{i=1}^{n+d-2} e_i z^{-i} \quad (1.49)$$

a $r_0(T_0)$, α a e_i jsou neznámé parametry polynomiální rovnice (1.48).

Pro druhý případ obdržíme polynomiální rovnici

$$z^{n+d} [A(z^{-1}) + z^{-d} r_0 B(z^{-1})] = (z+1)^j z^{n+d-j} F(z^{-1}) \quad (1.50)$$

kde

$$F(z^{-1}) = 1 + \sum_{i=1}^{n+d-j} f_i z^{-i} \quad (1.51)$$

a $r_{0K}(T_V)$, f_i jsou neznámé parametry polynomiální rovnice (1.50). V obou případech vybereme takové řešení, pro které platí $r_{0K}(T_V) > 0$ a které neobsahuje nestabilní póly.

Místo řešení rovnice (1.50) můžeme vypočítat kritické zesílení r_0 jednodušším způsobem.

Pól $\alpha = -1$ vytváří kmitavou složku člen $(-1)^k$, kterému odpovídá spojitá funkce $\cos \frac{\pi}{T_V} t$.

Kritická frekvence je v tomto případě dána vztahem $\omega_K = \frac{\pi}{T_V}$. Dosadíme-li za ω do

základní definice pro Z - transformaci

$$z = e^{j\omega T_V} = \cos \omega T_V + j \sin \omega T_V \quad (1.52)$$

kritickou frekvenci ω_K , je řešení rovnice (1.52) $z = -1$. Kritické zesílení se potom vypočítá podle rovnice

$$r_{0K} = -\frac{1}{G_S(z^{-1})} = -\frac{1}{G_S(-1)} \quad (1.53)$$

Řešení rovnic (1.48), resp.(1.50) metodou neurčitých koeficientů pro $n + d > 3$ vede na dosti složité výpočty, proto je výhodné použít některou numerickou metodu řešení polynomiálních rovnic.

Výpočet kritické periody kmitů opět závisí na umístění pólů na jednotkové kružnici v komplexní rovině z . Z Obr. 6 je zřejmé, že kritickou periodu kmitů můžeme vypočítat v případě komplexně sdružených pólů $z_{1,2}$ ze vztahů

$$\cos(T_V \omega_K) = \alpha; \quad \omega_K = \frac{1}{T_V} \arccos \alpha; \quad T_K(T_V) = \frac{2\pi}{\omega_K} \quad (1.54)$$

V případě reálných kritických pólů $z_j = -1$ platí podle (1.54) pro kritickou periodu kmitů vztahy

$$\cos(T_V \omega_K) = -1; \quad \omega_K = \frac{\pi}{T_V}; \quad T_K(T_V) = 2T_V \quad (1.55)$$

Výpočet kritické periody kmitů opět závisí na umístění pólů na jednotkové kružnici v komplexní rovině z . V prvním případě, tj. řešení polynomiální rovnice (1.48) se kritická perioda kmitů vypočítá podle vztahů (1.54), ve druhém případě, tj. řešení polynomiální rovnice (1.50) podle vztahu (1.55).

Kritické zesílení pro model druhého řádu

Nechť proces je popsán modelem druhého řádu ($n = 2$, $d = 0$ v rovnicích (1.40) - (1.42)). Charakteristický polynom (1.45) má potom tvar

$$D(z) = z^2 + (a_1 + b_1 r_0)z + (a_2 + b_2 r_0) \quad (1.56)$$

V prvním případě, tj. při úvaze polynomiální rovnice (1.48), bude mít tato rovnice pro model druhého řádu tvar

$$z^2 \{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + r_{0K}(T_V)[b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}]\} = z^2 - 2\alpha z + 1 \quad (1.57)$$

Porovnáním koeficientů při stejných mocninách z obdržíme dvě rovnice

$$a_1 + r_{0K}(T_V)b_1 = -2\alpha; \quad a_2 + r_{0K}(T_V)b_2 = 1 \quad (1.58)$$

Z rovnice (1.56) získáme vztahy pro výpočet kritického zesílení

$$r_{0K}(T_V) = \frac{1 - a_2}{b_2} \quad (1.59)$$

a výpočet reálné části komplexně sdruženého pólu

$$\alpha = -\frac{a_1 + r_{0K}(T_V)b_1}{2} \quad (1.60)$$

Ve druhém případě, tj. při úvaze polynomiální rovnice (1.50), bude mít rovnice pro model druhého řádu tvar

$$z^2 \{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + r_{0K}(T_V)[b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}]\} = (z+1)z(1 + f_1 z^{-1}) \quad (1.61)$$

Stejným postupem jako v předešlém případě obdržíme dvě rovnice

$$a_1 + r_{0K}(T_V)b_1 = 1 + f_1; \quad a_2 + r_{0K}(T_V)b_2 = f_1 \quad (1.62)$$

z nichž obdržíme pro kritické zesílení vztah

$$r_{0K}(T_V) = \frac{a_1 - a_2 - 1}{b_2 - b_1} \quad (1.63)$$

Kritické zesílení je vypočítáno buď z rovnice (1.59) nebo z rovnice (1.63) v závislosti na splnění podmínky

$$b^2 - 4c \leq 0 \quad (1.64)$$

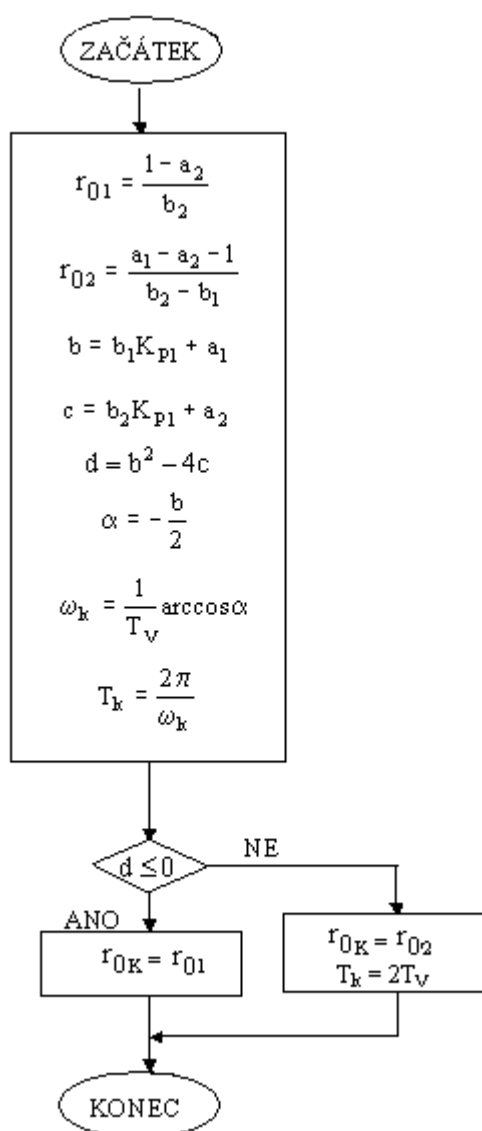
když výraz (1.64) je diskriminant charakteristické rovnice

$$z^2 + (a_1 + b_1 r_0)z + (a_2 + b_2 r_0) = 0 \quad (1.65)$$

při označení

$$b = a_1 + b_1 r_0; \quad c = a_2 + b_2 r_0 \quad (1.66)$$

Vývojový diagram pro výpočet parametrů regulátoru je zobrazen na Obr. 7.



Obr. 7. Vývojový diagram návrhu číslicových PID regulátorů pro soustavu druhého řádu

1.4.2 Diskrétní PID regulátory

Je nutné si uvědomit, že diskrétní verze PID regulátorů realizují svou činnost pouze přibližně [9]. Jejich řídicí algoritmus obsahuje tři stavitelné parametry q_0 , q_1 a q_2 . Ačkoliv je možná přímá optimalizace jejich hodnot, jsou velmi často hodnoty parametrů q_0 , q_1 a q_2 odvozovány přepočtem z parametrů r_0 , T_I a T_D spojitých regulátorů. Základní nastavení diskrétních PID regulátorů si zde uvedeme. Způsob nastavení vychází z přírůstkového algoritmu podle rovnice

$$\begin{aligned} \Delta u(k) = u(k) - u(k-1) &= r_0 [e(k) - e(k-1)] + \frac{r_0}{T_I} [I(k) - I(k-1)] + \\ &+ r_0 T_D [D(k) - D(k-1)] = r_0 \Delta e(k) + \frac{r_0}{T_I} \Delta I(k) + r_0 T_D \Delta D(k) \end{aligned} \quad (1.67)$$

kde $I(k)$ je diskrétní náhrada integrační složky a $D(k)$ je diskrétní náhrada derivační složky. Podle použité náhrady rozlišujeme tři základní metody nastavení diskrétních PID regulátorů. Je to levá obdélníková metoda, pravá obdélníková metoda a lichoběžníková metoda. U všech metod je přírůstek $\Delta u(k)$ funkcí posledních tří hodnot vzorku regulační odchylky, což lze vyjádřit zápisem

$$\Delta u(k) = u(k) - u(k-1) = q_0 e(k) + q_1 e(k-1) + q_2 e(k-2) \quad (1.68)$$

Parametry q_0 , q_1 a q_2 jsou pro jednotlivé metody rozepsány v Tab. I. Podrobnější popis všech uvedených metod lze nalézt v [8].

Tab. I Stanovení parametrů q_0 , q_1 a q_2 pro diskrétní PID regulátor

Náhrada	q_0	q_1	q_2
LOBD	$r_0 + \frac{r_0 T_I}{T_V} + \frac{r_0 T_D}{T_V}$	$-r_0 - 2 \frac{r_0 T_D}{T_V}$	$\frac{r_0 T_D}{T_V}$
POBD	$r_0 + \frac{r_0 T_D}{T_V}$	$-r_0 + \frac{r_0 T_I}{T_V} - 2 \frac{r_0 T_D}{T_V}$	$\frac{r_0 T_D}{T_V}$
LICHO	$r_0 + \frac{r_0 T_I}{2T_I} + \frac{r_0 T_D}{T_V}$	$-r_0 + \frac{r_0 T_I}{2T_I} - 2 \frac{r_0 T_D}{T_V}$	$\frac{r_0 T_D}{T_V}$

kde

$$r_0 = 0,6r_{0K} \quad T_I = 0,5T_K \quad T_D = 0,125T_K \quad (1.69)$$

Přenos diskrétního PID regulátoru vychází z rovnice (1.68) a má následující tvar

$$G_R(z^{-1}) = \frac{q_0 + q_1 z^{-1} + q_2 z^{-2}}{1 - z^{-1}} \quad (1.70)$$

1.4.3 Takahashiho modifikace diskrétního PID regulátoru

Modifikace diskrétní PID regulátoru navržená Takahashim patří do oblasti modifikovaných algoritmů, které pomáhají řešit problémy spojené s prudkými změnami hodnot regulační odchylky. Potlačení velkých změn akční veličiny v důsledku rychlých změn řídicí veličiny provedeme tak, že zamezíme přenos okamžitých změn řídicí veličiny přes proporcionální a derivační složky. V přírůstkovém tvaru diskrétního PID regulátoru (1.68) se toto potlačení týká členů $\Delta e(k)$ a $\Delta D(k)$, v nichž položíme $w(k)=w(k-1)=w(k-2)=w$. Po dosazení dostaneme

$$\Delta e(k) = e(k) - e(k-1) = w - y(k) - w + y(k-1) = y(k-1) - y(k) \quad (1.71)$$

$$\Delta D(k) = \frac{e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)}{T_v} = \frac{-y(k) + 2y(k-1) - y(k-2)}{T_v} \quad (1.72)$$

Tímto získáme modifikaci diskrétního PID regulátoru v přírůstkovém tvaru např. pro LOBD

$$u(k) = r_0 [-y(k) + y(k-1)] + \frac{r_0 T_v}{T_I} e(k) + \frac{r_0 T_D}{T_v} [-y(k) + 2y(k-1) - y(k-2)] + u(k-1) \quad (1.73)$$

kde

$$r_0 = 0,6r_{0k} \left(1 - \frac{T_v}{T_K}\right) \quad T_I = \frac{r_0 T_K}{1,2r_{0k}} \quad T_D = \frac{3r_{0k} T_K}{40r_0} \quad (1.74)$$

Tento způsob modifikace výpočtu akčního zásahu navrhl Takahashi. Rovnici (1.73) lze přetransformovat na řízení pomocí struktury 2DOF [6].

$$u(k) = r_0 w(k) - q_0(k) - q_1(k-1) - q_2(k-2) + u(k-1) \quad (1.75)$$

1.4.4 Regulátory založené na metodě přiřazení pólů

V této metodě jsou parametry regulátoru závislé na koeficientech stabilních polynomů pravých stran polynomiálních rovnic a tedy kořenech těchto polynomů, které jsou současně póly přenosu uzavřeného regulačního obvodu [3]. Nevhodná volby pólů může vést až k nestabilnímu regulátoru (s nestabilním polynomem ve jmenovateli přenosu) nebo k záporným hodnotám koeficientů polynomu čitatele jeho přenosu, což při kladném zesílení řízeného objektu znamená existenci kladných zpětných vazeb v systému řízení.

Návrh regulačního obvodu PID – A

Návrh tohoto regulátoru vychází z obecného blokového schématu uzavřeného regulačního obvodu podle Obr. 4 a přenos regulátoru je ve tvaru

$$G_R(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = \frac{Q(z^{-1})}{P(z^{-1})} = \frac{q_0 + q_1 z^{-1} + q_2 z^{-2}}{(1 - z^{-1})(1 - \gamma z^{-1})} \quad (1.76)$$

po upravení rovnice (1.76) obdržíme vztah pro výpočet akčního zásahu

$$u(k) = q_0 e(k) + q_1 e(k-1) + q_2 e(k-2) + (1 - \gamma)u(k-1) + \gamma u(k-2) \quad (1.77)$$

přenos řízení uzavřeného regulačního obvodu podle Obr. 1 je

$$G_W(z) = \frac{Y(z)}{W(z)} = \frac{B(z^{-1})Q(z^{-1})}{A(z^{-1})P(z^{-1}) + B(z^{-1})Q(z^{-1})} \quad (1.78)$$

kde ve jmenovateli je charakteristický polynom. Volbou vhodného určujícího charakteristického polynomu

$$D(z^{-1}) = 1 + \sum_{i=1}^{n_d} d_i z^{-i}, \quad n_d \leq 4$$

v podmínkové polynomiální rovnici

$$A(z^{-1})P(z^{-1}) + B(z^{-1})Q(z^{-1}) = D(z^{-1}) \quad (1.79)$$

je zadáno předepsané rozložení pólů přenosové funkce (1.78). Výsledné hodnoty parametrů regulátorů jsou potom vypočteny z podmínkové polynomiální rovnice (1.79).

Jako jedna z možností volby charakteristického polynomu je

$$D(z) = (z - \alpha)^2 [z - (\alpha + j\beta)][z - (\alpha - j\beta)] \quad (1.80)$$

kde charakteristický polynom (1.80) má dvojnásobný reálný pól $z_{1,2} = \alpha$ a dvojici komplexně sdružených pólů $z_{3,4} = \alpha \pm j\beta$, přičemž musí platit $\alpha^2 + \beta^2 < 1$. Změnou parametru α můžeme měnit rychlost regulačního procesu a změnou β je možná volba žádaného překmitu. Po roznásobení a upravení dostaneme

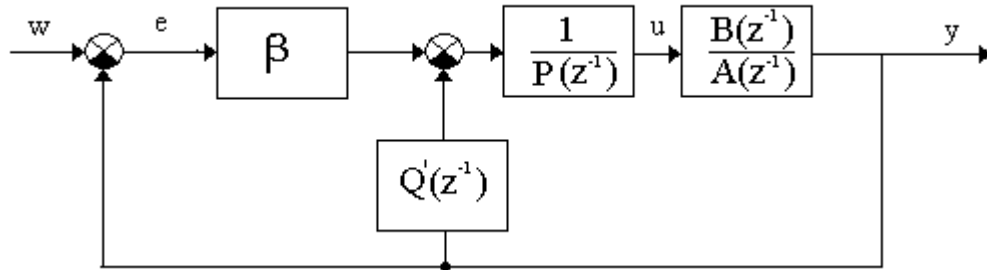
$$\begin{aligned} D(z) &= 1 - 4\alpha z^{-1} + (6\alpha^2 + \beta^2)z^{-2} - 2\alpha(2\alpha^2 + \beta^2)z^{-3} + \alpha^2(\alpha^2 + \beta^2)z^{-4} = \\ &= 1 + d_1 z^{-1} + d_2 z^{-2} + d_3 z^{-3} + d_4 z^{-4} \end{aligned} \quad (1.81)$$

Potom parametry regulátoru lze následně vypočítat z maticové rovnice

$$\begin{bmatrix} b_1 & 0 & 0 & 1 \\ b_2 & b_1 & 0 & a_1 - 1 \\ 0 & b_2 & b_1 & a_2 - a_1 \\ 0 & 0 & b_2 & -a_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q_0 \\ q_1 \\ q_2 \\ \gamma \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_1 + 1 - a_1 \\ d_2 + a_1 - a_2 \\ d_3 + a_2 \\ d_4 \end{bmatrix} \quad (1.82)$$

Návrh regulačního obvodu PID – B

Návrh tohoto regulátoru vychází z obecného blokového schématu uzavřeného regulačního obvodu podle Obr. 8



Obr. 8 Blokové schéma uzavřeného regulačního obvodu PID – B

a přenos řízení uzavřeného regulačního obvodu podle Obr. 8 obdržíme vztah

$$G_w(z) = \frac{Y(z)}{W(z)} = \frac{\beta B(z^{-1})}{A(z^{-1})P(z^{-1}) + B(z^{-1})[Q'(z^{-1}) + \beta]} \quad (1.83)$$

kde polynomy $P(z^{-1})$ a $Q'(z^{-1})$ odpovídají

$$P(z^{-1}) = (1 - z^{-1})(1 + \gamma z^{-1}) \quad Q'(z^{-1}) = (1 - z^{-1})(q'_0 - q'_2 z^{-1}) \quad (1.84)$$

potom má podmínková polynomiální rovnice tvar

$$A(z^{-1})P(z^{-1}) + B(z^{-1})[Q'(z^{-1}) + \beta] = D(z^{-1}) \quad (1.85)$$

Určující charakteristický polynom můžeme určit opět podle (1.81) a potom parametry regulátoru lze následně vypočítat z maticové rovnice

$$\begin{bmatrix} b_1 & 0 & b_1 & 1 \\ b_2 - b_1 & -b_1 & b_2 & a_1 - 1 \\ b_2 & b_2 - b_1 & 0 & a_2 - a_1 \\ 0 & b_2 & 0 & -a_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q'_0 \\ q'_2 \\ \beta \\ \gamma \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_1 + 1 - a_1 \\ d_2 + a_1 - a_2 \\ d_3 + a_2 \\ d_4 \end{bmatrix} \quad (1.86)$$

Strukturu regulačního obvodu Obr. 8 můžeme přetransformovat na strukturu Obr. 5. a zákon řízení potom lze přepsat do tvaru

$$u(k) = r_0 w(k) - q_0 y(k) - q_1 y(k-1) - q_2 y(k-2) - q_1 y(k-1) - q_2 y(k-2) \quad (1.87)$$

kde

$$r_0 = \beta \quad q_0 = q'_0 + \beta \quad q_1 = -(q'_0 + q'_2) \quad q_2 = q'_2 \quad p_1 = \gamma - 1 \quad p_2 = -\gamma \quad (1.88)$$

1.5 Adaptivní řízení

Značná část procesů, se kterými se v průmyslové praxi setkáváme, má stochastický charakter. Klasické regulátory s pevně nastavenými parametry často nevyhovují pro řízení takových procesů, neboť při změnách parametrů procesu je řízení neoptimální a dochází ke ztrátám materiálu, energie, snižování životnosti zařízení atd.

Jednou z možností zvýšení kvality je řízení takových procesů s použitím adaptivních řídicích systémů, které jsou schopny pružně reagovat na změny v regulovaných procesech a téměř okamžitě měnit své parametry popřípadě i strukturu.

1.5.1 Přehled adaptivních regulátorů

Rozdíl mezi klasickým zpětnovazebním regulátorem a regulátorem adaptivním spočívá v tom, že klasický regulátor využívá principů zpětné vazby k tomu, aby kompenzoval neznámé poruchy a stavy procesu. Zpětná vazba je pevně nastavená a zesiluje či jinak upravuje regulační odchylku $e = w - y$, čímž je určena hodnota vstupního signálu do soustavy. V každém případě je způsob zpracování odchylky stejný. Podstatou adaptivního přístupu je, že mění způsob zpracování odchylky, to znamená, že se adaptuje na neznámé podmínky a podle toho mění řídicí zákon.

Adaptivní regulátory založené na heuristickém přístupu zajišťují adaptivitu přímo vyhodnocováním průběhu regulované veličiny nebo vybraného kritéria kvality regulačního pochodu. Často využívají algoritmu číslicového PID regulátoru a jeho vyhodnocovací kritérium kvality obvykle volí míru kmitavosti regulované veličiny nebo její odchylky. Tyto regulátory nevyžadují identifikaci regulované soustavy, v některých případech není třeba ani sledovat poruchové veličiny, či zavádět zvláštní zkušební signály. Mezi nejznámější adaptivní regulátory založených na heuristickém přístupu patří Maršíkův a Hanušův regulátor, které využívají míru kmitavosti odchylky.

Adaptivní systémy s referenčním modelem, označované jako Model Reference Adaptive Controllers (MRAS), jsou v odborné literatuře teoreticky dobře propracované [1]. Referenční model dává žádanou odezvu nebo žádaný stavový vektor na vstupní signál. Cílem adaptace je konvergence statických a dynamických vlastností nastavitelného systému k vlastnostem referenčního modelu. V podstatě dochází k úpravě parametrů regulátoru pomocí adaptační odchylky, což je rozdíl mezi výstupní veličinou

z referenčního modelu a výstupní veličinou ze systému. Úkolem vhodného adaptačního zařízení je tuto odchylku co nejlépe minimalizovat. Referenční model popisuje požadované chování celého uzavřeného obvodu. U těchto regulátorů je možné použít průběžnou identifikaci a tím získat model, který už ovšem nepopisuje chování celého obvodu, ale pouze soustavy. Určitým omezením je také skutečnost, že jsou vhodné pouze pro deterministické řízení.

Velká pozornost je v poslední době věnována samočinně se seřizujícím regulátorům označovaných jako Self-Tuning Controllers (STC) tzv. adaptivní řízení s průběžnou identifikací [4]. Parametry těchto regulátorů se během identifikace mění v závislosti na identifikaci soustavy. V každém kroku se rekurzivně aktualizují odhady parametrů soustavy. Tyto regulátory se nazývají STC založené na principu explicitní (nepřímé) identifikace. STC založené na implicitní (přímé) identifikaci jsou takové regulátory, u kterých identifikace neslouží k určování odhadů modelu procesu, ale vhodnou reparametrizací se rovnou určují parametry regulátoru.

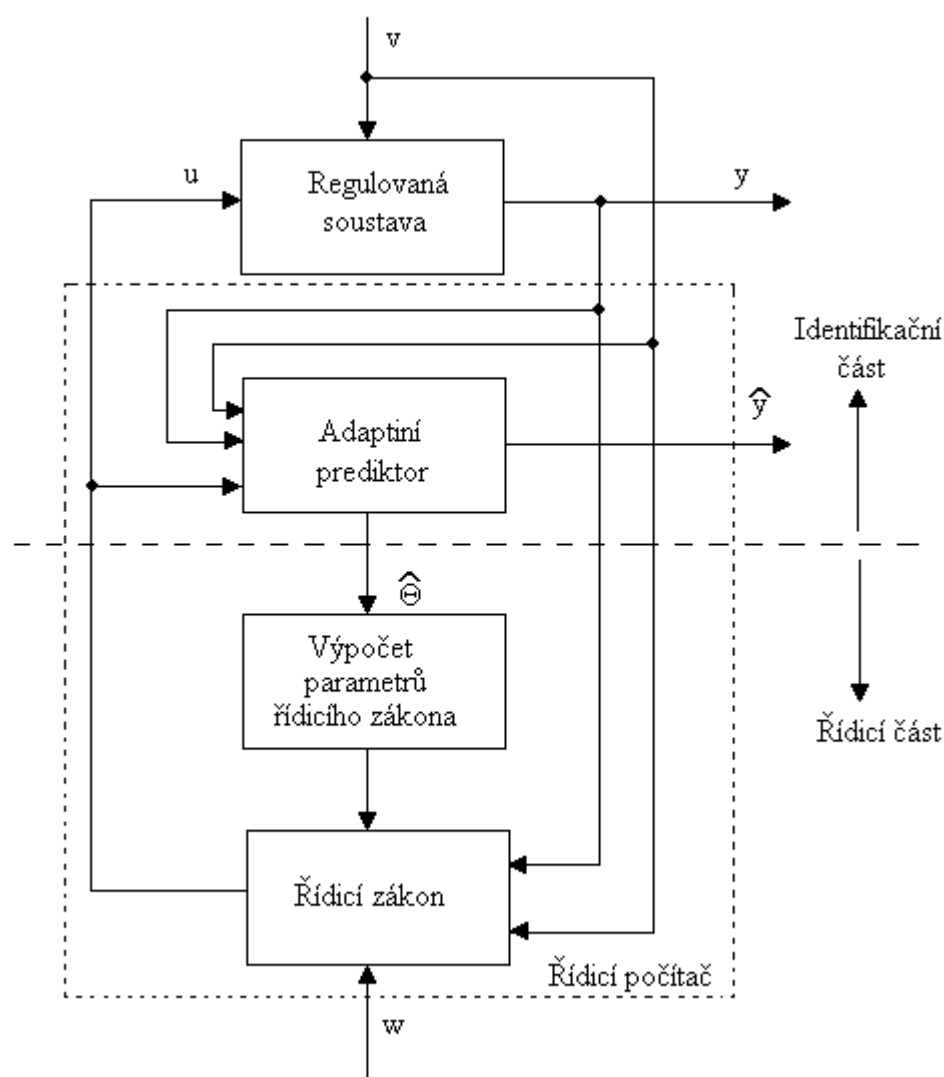
Nejkomplikovanější a početně nejnáročnější jsou adaptivní regulátory s proměnnou strukturou. V těchto systémech se mění nejen parametry, ale také struktura regulátoru. Množnosti takového přístupu jsou zřejmě větší než u předchozích typů, ovšem úměrně tomu roste i početní náročnost.

1.5.2 Adaptivní regulátory s průběžnou identifikací (STC)

K nesporným výhodám STC regulátorů patří to, že jsou teoreticky i prakticky velmi dobře propracovány. Používají prakticky tytéž algoritmy jako pevně nastavené regulátory, ovšem navíc obsahují průběžnou identifikaci. Jelikož byly v této práci použity budeme se jimi zabývat o něco podrobněji. Algoritmická struktura STC regulátoru je vyobrazena níže na Obr. 9.

Princip těchto STC regulátorů je založen na tom, že v každém kroku regulace se provádí identifikace soustavy. Výsledné odhady parametrů poslouží k syntéze regulátoru. Z teorie odhadů parametrů je však známo, že odhady parametrů jsou vždy zatíženy větší či menší chybou. Tato neurčitost závisí například na počtu identifikačních kroků, na volbě struktury matematického modelu řízeného procesu, průběhu akčních veličin, volbě filtrů akční a regulované veličiny, či periodě vzorkování. Proto identifikace hraje velmi podstatnou roli při poznávání dynamických a statických vlastností řízeného procesu.

Abychom byly schopni soustavu správně identifikovat a získali o ní maximum informací, musíme volit vhodný akční zásah, který musí splňovat určité podmínky dané žádanou výstupní veličinou. Jelikož zde řešíme dva problémy zároveň (problém optimální identifikace a problém řešení udržení požadované přesnosti výstupu na žádané hodnotě) hovoříme o tzv. duálním řízení. Jako jeden z prvních návrhů optimálního duálního řízení předložil Feldbaun. Poněvadž takto navržené optimální duální řízení je při současném stavu a rozvoji výpočetní techniky nerealizovatelné pro naprostou většinu případů, bylo nutno řešit danou úlohu zjednodušeně na základě experimentálních zkušeností a intuice, jak je uvedeno v [2]. Toto řešení se nazývá vnucená separace identifikace a řízení (Certainty equivalence).



Obr. 9. Algoritmická struktura STC regulátoru

Struktura tohoto STC regulátoru vychází z řízení technologického procesu, ve kterém je k jednorozměrovému řízenému procesu připojen ve zpětné vazbě řídicí počítač. Pomocí něho se provádí průběžná identifikace, syntéza řízení i vlastní výpočet akčních zásahů pro zvolenou periodu vzorkování T_V . Vnucenou separací identifikace a řízení se rozpadá vnitřní struktura regulátoru na identifikační a řídicí část a tyto části jsou spojeny pouze přenosem odhadů parametrů $\hat{\Theta}(k)$.

Identifikační část tvoří adaptivní prediktor, což je interní model řízeného procesu. V adaptivním prediktoru se provádí průběžný odhad jeho parametrů, pomocí nichž se vypočítává predikovaná hodnota výstupní (regulované) veličiny $y(k)$.

Řídicí část obsahuje blok pro výpočet parametrů řídicího zákona, které se potom použijí v bloku vlastního řídicího zákona pro výpočet akčního zásahu $u(k)$ v každém kroku vzorkování.

Z uvedené struktury je patrné, že základní podmínkou dobré činnosti regulátoru je rychle konvergující a spolehlivá identifikace. Ta musí proběhnout v časovém intervalu menším než je zvolená perioda vzorkování. Ačkoliv jsou kladené na syntézu adaptivního řízení určité specifické požadavky, je možno říci, že při dobře fungující identifikaci lze syntézu provádět podle velmi dobře známých algoritmů, jako jsou algoritmy pro minimální počet kroků, řízení podle kvadratického kritéria, algoritmy založené na metodě přiřazení pólů, algoritmy číslicových PID regulátoru a mnoho další běžně užívaných algoritmů.

1.6 Kvalita regulace

Výpočet kvality regulace je prováděn sumací kvadrátů regulačních odchylek $e(k)$ a přírůstků $\Delta u(k)$ v intervalu regulačních kroků k_1 a k_2 podle uvedených vztahů

$$S_y = \frac{1}{k_2 - k_1 + 1} \sum_{k_1}^{k_2} e^2(k) \quad (1.89)$$

$$S_u = \frac{1}{k_2 - k_1 + 1} \sum_{k_1}^{k_2} \Delta u^2(k) \quad (1.90)$$

Regulační odchylka $e(k) = w(k) - y(k)$ a přírůstek akční veličiny $\Delta u(k) = u(k) - u(k-1)$ se dosazují do rovnic (1.89) a (1.90).

2 EXPERIMENTÁLNÍ ČÁST

2.1 Propojení servomechanismu k PC

Použitá převodníková skříň je dodávána firmou Amira jako nedílná součást servomechanismu a slouží jako spojovací článek mezi samotným servomechanismem a námi zvolenou multifunkční kartou MF 614 od firmy Humusoft. Na zadní straně převodníkové skříně jsou konektory pro připojení servomechanismu (system connector) a multifunkční karty (PC connector), popis významu jednotlivých svorek je uveden v Tab. II.

Tab. II Význam svorek konektoru (PC connector)

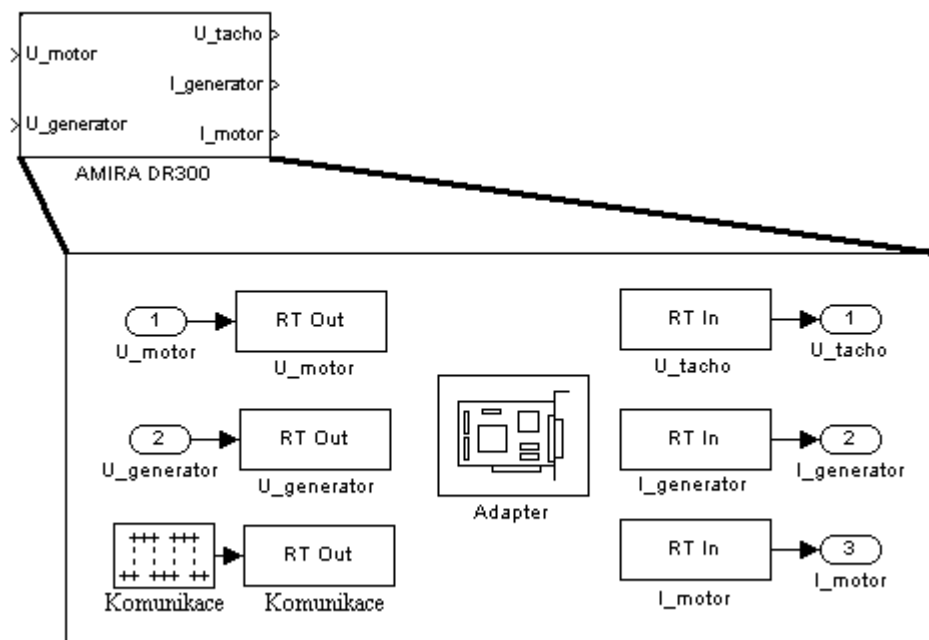
Číslo pinu	Reservace	Číslo pinu	Reservace
1	Inkrementální čidlo CHA	26	-----
2	Inkrementální čidlo CHB	27	-----
3	-----	28	-----
4	-----	29	-----
5	-----	30	-----
6	-----	31	AGND
7	-----	32	Tachogenerátor
8	-----	33	-----
9	Systém připraven	34	-----
10	Inkrementální čidlo Index +	35	Digitální výstup 1
11	Inkrementální čidlo Index -	36	Digitální výstup 2
12	-----	37	-----
13	-----	38	-----
14	-----	39	-----
15	AGND	40	-----
16	Proud motorem	41	-----
17	Proud generátorem	42	DGND
18	Inkrementální čidlo -CHA	43	DGND
19	Inkrementální čidlo -CHB	44	-----
20	-----	45	-----
21	-----	46	-----
22	-----	47	Řídicí signál pro generátor
23	-----	48	Řídicí signál pro motor
24	-----	49	-----
25	-----	50	-----

Připojeny jsou vstupní řídicí signály pro motor a generátor a dále výstupní signály z tachogenerátoru, inkrementálního čidla a proudy motoru a generátoru. Rozsah použitých

analogových vstupů a výstupů je v rozmezí $\pm 10\text{ V}$. Dále je připojen komunikační signál, který určuje, zda je servomechanismus řízený z PC či nikoliv. V této diplomové práci jsou pro řízení otáček servomechanismu používány pouze řídicí signály pro motor a generátor a výstupní signál z tachogenerátoru.

2.1.1 Spojení Matlab Simulink a servomechanismu

V programovém prostředí Matlab/Simulink byl vytvořen blok pro propojení Simulinku a servomechanismu Obr. 10. Perioda vzorkování vstupů a výstupů v blocích RT Out a RT In je nastavena na 0,01 sekundy. V případě potřeby lze periodu ještě o řád snížit, ale občas se ihned po spuštění Simulinkového schématu na obrazovce vyskytne hlášení, že perioda vzorkování je pro daný hardware příliš malá.



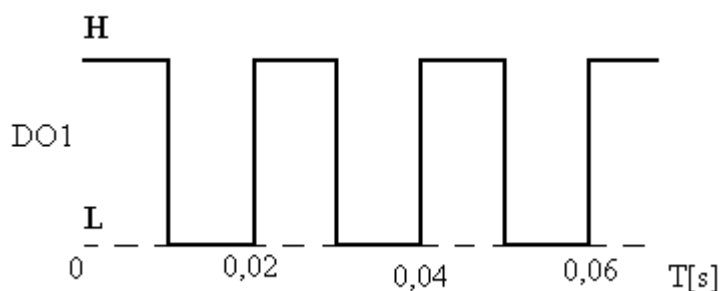
Obr. 10 Ovládání servomechanismu pomocí Simulinku

Tab. III Čísla I/O kanálu adapteru použité v I/O blocích RT Toolboxu

Vstup/Výstup	Název	Kanál
Vstup	I_motor	1
Vstup	I_generátor	2
Vstup	U_tacho	3
Výstup	U_generátor	1
Výstup	U_motor	2
Výstup	Komunikace	13

2.1.2 Komunikace PC - převodníková skříň

Komunikace je chráněna zabezpečovacím signálem úrovně TTL. Ten je generován pro případ přerušení komunikace nebo selhání programu řídicího počítače. V případě jeho přerušení se odpojí výkonový výstup na motor a generátor. Podle původního návrhu měla být zabezpečovací funkce generována dvěma signály připojenými na svorky DO1 a DO2, kde na svorku DO1 je při připojení řídicího systému vygenerován spouštěcí puls se sestupnou hranou šířky 40 - 100 ms a následně do uplynutí 100 ms je na svorku DO2 přiveden sled impulsů o frekvenci 10Hz - 1kHz. Začátek komunikace je startován signálem na DO1. Použit je ale jednodušší způsob, kdy na DO1 je cyklicky přiváděn startovací puls viz. Obr. 11 s frekvencí 50Hz, následkem čehož již není třeba generovat signál na DO2 [10]. Tento způsob má tu nevýhodu, že při přepnutí tlačítka STOP na předním panelu převodníkové skříně v sekci (Power servo) se znovu automaticky naváže komunikace. Hlavní požadavek odpojení servomechanismu v případě poruchy je však splněn.



Obr. 11. Signál pro zajištění komunikace

2.1.3 Popis multifunkční karty MF614

Přídavná vstupně/výstupní multifunkční karta slouží pro komunikaci počítače s reálným světem. Přes kartu jsou snímány data a po vyhodnocení dat počítačem se přes kartu nastavují hodnoty pro změnu výstupních veličin. A to je vše možné v reálném čase. Karta obsahuje vysoce výkonné obvody pro získání a zpracování externích dat. Popis podrobných vlastností lze nalézt v [7].

Vlastnosti karty:

- Osm single-ended 12-bitových analogových vstupů
- Čtyři 12-bitové analogové výstupy

- Vzorkovací frekvence až do 100 kHz
- 8 digitálních vstupů, 8 digitálních výstupů
- Programovatelné vstupní rozsahy 12 bitového A/D převodníku (+-10 V, +-5 V, 0-10 V, 0-5 V), doba převodu 10 mikrosekund
- Ovladač pro Extend Real Time Toolbox pro MATLAB

2.2 Analýza vlastností servomechanismu

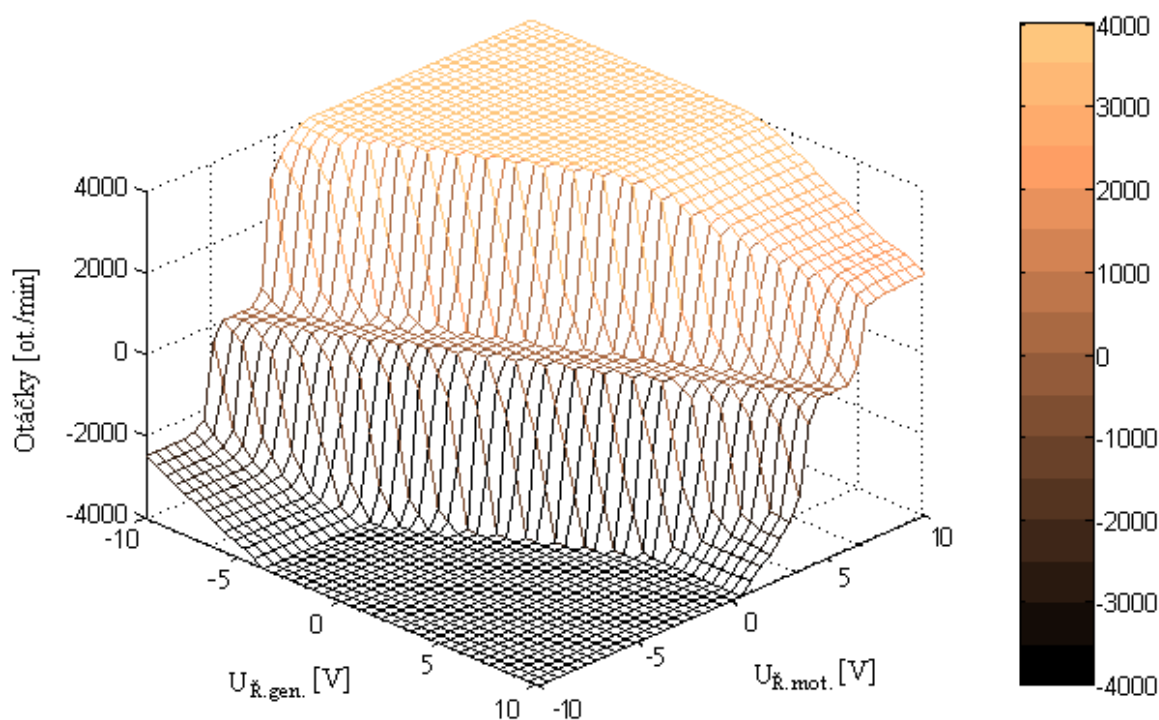
Před vlastní identifikací je nejprve potřeba se důkladně seznámit se základními vlastnostmi servomechanismu Amira DR300. Regulace otáček je možná v rozmezí 0 až 4 000 otáček v obou směrech otáčení. Změna řídicího napětí na motoru a generátoru je možná v rozmezí $\pm 10\text{V}$. Základní vlastnosti modelu lze vyjádřit pomocí statických a dynamických charakteristik servomechanismu.

2.2.1 Statické vlastnosti modelu

Základní statické vlastnosti se vyjadřují pomocí statické charakteristiky, která nám udává jaké hodnoty dosáhne soustava po ustálení přechodového jevu v závislosti na vstupu do soustavy. Jelikož se otáčky servomechanismu neustálí na konstantní hodnotě, ale více či méně kolem ní kolísají, musí se jednotlivé body statické charakteristiky počítat jako aritmetický průměr všech naměřených hodnot přechodové charakteristiky v čase od 10 do 15 sekund.

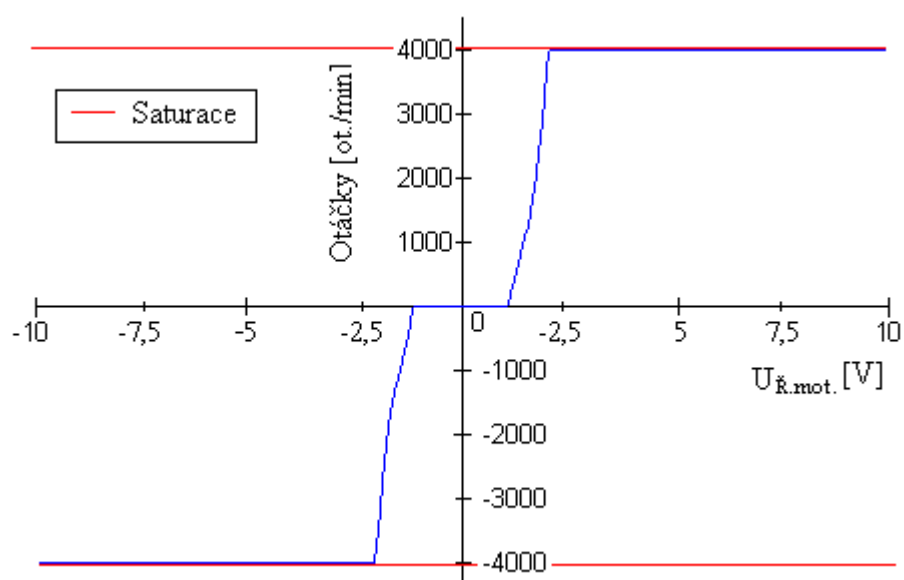
$$y = \frac{1}{t_2 - t_1 + 1} \sum_{t_1}^{t_2} y(t) \quad (2.1)$$

Nejprve je vykreslená 3D statická charakteristika Obr. 12 pro všechny možné kombinace změn řídicího napětí na motoru a generátoru po skocích 0,5V. Na této charakteristice si lze všimnout, že poměrně velká část charakteristiky je v saturaci. To jsou ty rovné plochy při ± 4000 otáček za minutu.



Obr. 12 Závislost otáček na řídicím napětí motoru a generátoru

Provedeme-li touto 3D statickou charakteristikou první řez kolmý na osu $U_{\text{ř.gen.}}$ v bodě $U_{\text{ř.gen.}} = 0\text{V}$ získáme statickou charakteristiku (Obr. 13) závislosti otáček na vstupním napětí na motoru bez zátěže.

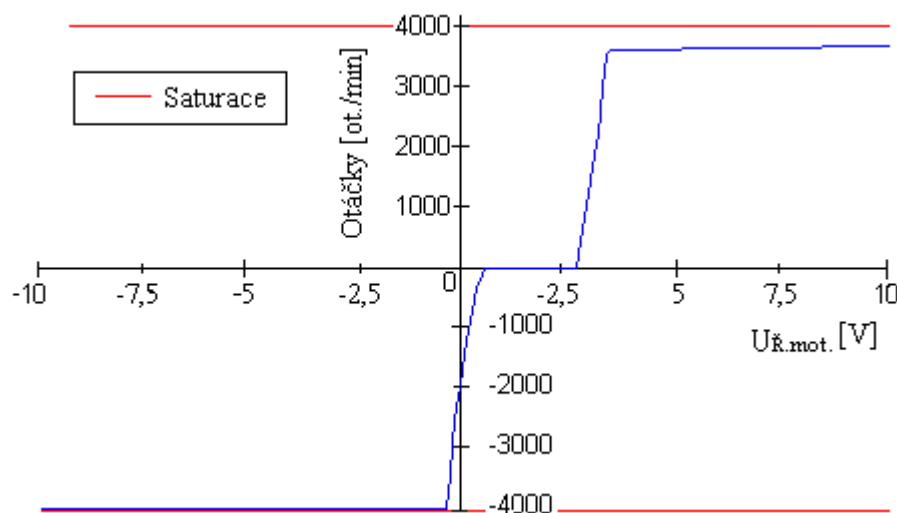


Obr. 13 Statická charakteristika závislosti otáček na napětí motoru bez zátěže

Na této statické charakteristice lze vidět, že do hodnoty řídicího napětí na motoru $\pm 1,2\text{ V}$ jsou otáčky motoru na hodnotě 0, což znamená že motor se netočí. Toto pásmo se nazývá

pásmo necitlivosti (dead zone). V tomto pásmu motor překonává vnitřní tření ložisek a dalších zátěžných momentů. Od hodnoty 1,2 V se otáčky začínají strmě zvyšovat, až na hodnotu 4 000 otáček za minutu, které jsou dosaženy již při hodnotě řídicího napětí motoru 2,2 V. Při dalším zvyšování napětí na motoru se zvyšují i otáčky motoru. Jelikož převodníková skříň a vstupně výstupní karta komunikují pomocí signálu v rozsahu -10 V až $+10\text{ V}$ a jedné otáčky za minutu odpovídá napětí na tachogenerátoru 2,5 mV, nejsme schopni pomocí tachogenerátoru měřit větší otáčky než 4000 otáček za minutu. O tomto zvýšení otáček se můžeme přesvědčit pouze voltmetrem na modulu senzor na přední straně převodníkové skříně na konektoru tach.

Provedeme-li 3D statickou charakteristikou Obr. 12 druhý řez kolmý na osu $U_{\text{Ř.gen.}}$ v bodě $U_{\text{Ř.gen.}} = 3\text{ V}$ získáme statickou charakteristiku Obr. 14 závislosti otáček motoru při nenulové zátěži.



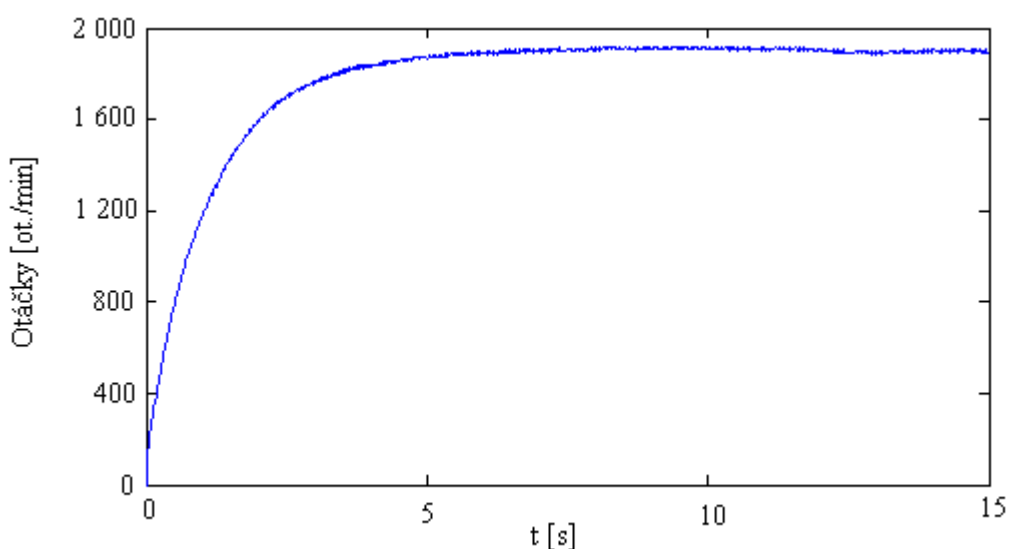
Obr. 14 Statická charakteristika závislosti otáček na napětí motoru při zátěži

Tato zátěž je tvořená generátorem, na který přivádíme řídicí napětí o konstantní hodnotě $U_{\text{Ř.gen.}} = 3\text{ V}$. Tato statická charakteristika se od předchozí statické charakteristiky liší v tom, že je celá posunutá doprava. A v kladném smyslu otáčení se servomechanismus už nedostane do oblasti saturace. Maximální hodnota otáček v kladném smyslu otáčení při zátěži tvořenou řídicím napětím 3V na generátoru, je 3 650 otáček za minutu.

Kdybychom provedli další řezy pro různá řídicí napětí na generátoru, tak se statická charakteristika bude posouvat doleva, či doprava v závislosti na polaritě a velikosti napětí na generátoru. A při zvyšování zátěže budou klesat i maximální otáčky motoru.

2.2.2 Dynamické vlastnosti modelu

Základní dynamické vlastnosti můžeme popsat pomocí přechodové charakteristiky, což je odezva soustavy na změnu vstupní veličiny. Zde se sleduje rychlost a tvar této charakteristiky. V našem případě je to změna otáček v závislosti na změně vstupního napětí motoru nebo generátoru. Na Obr. 15 je znázorněna změna řídicího napětí na motoru z hodnoty 0 V na 1,6 V a konstantní hodnotě řídicího napětí na generátoru = 0 V.



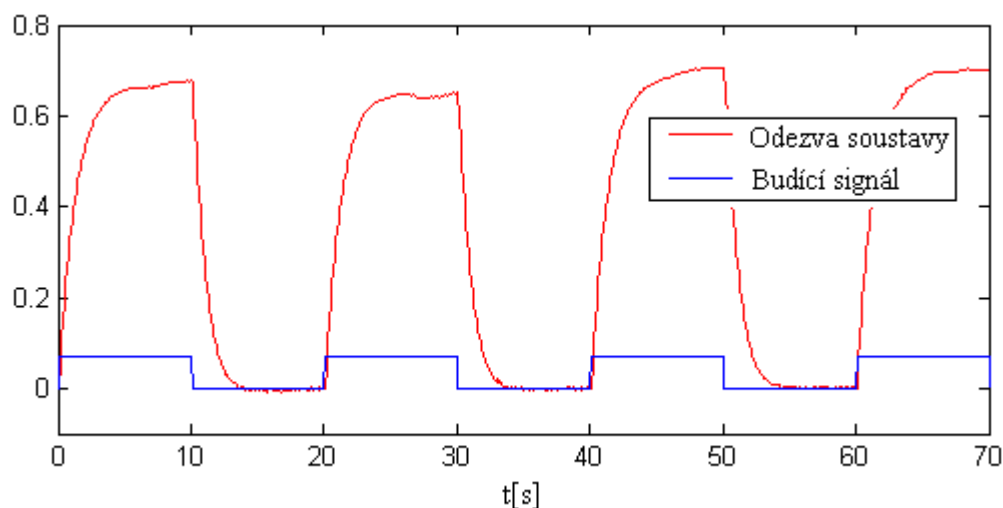
Obr. 15 Přechodová charakteristika servomechanismu

V dalších kapitolách budeme kvůli přehlednosti regulačních pochodů používat všechny používané veličiny v bezrozměrném tvaru. To znamená, že maximální hodnoty otáček a řídicích napětí motoru a generátoru budeme označovat jako hodnotu 1 a naopak minimální hodnoty zmíněných veličin budeme označovat -1. Mezi těmito bezrozměrnými tvary a skutečnými hodnotami budou jednoduché převodní konstanty. U otáček za minutu bude stačit, abychom je podělili konstantou 4 000 a dostaneme výslednou hodnotu v bezrozměrném vyjádření. To platí i obráceně. To samé platí i pro řídicí napětí na generátoru a motoru, s tím rozdílem, že hodnota převodní konstanty je 10.

2.3 Identifikace servomechanismu

Z naměřených statických a dynamických charakteristik a z matematického popisu stále buzeného stejnosměrného motoru jsem se rozhodl, že přenosová funkce laboratorního modelu bude druhého řádu. Vzhledem k rychlosti přechodových charakteristik a pár experimentech jsem jako optimální vzorkovací periodu T_V zvolil hodnotu 0,1 sekundy. Tato hodnota je používána jak pro identifikaci, tak pro následnou regulaci.

Pro identifikaci servomechanismu byla použita jednorázová metoda nejmenších čtverců. Data pro identifikaci byla získána samostatným měřením. Jako budicí signál identifikované soustavy bylo použito napětí na motoru. Odezva na budicí signál je potom hodnota z tachogenerátoru (napětí přepočtené na rychlost otáčení). Hodnota napětí na generátoru byla držena na konstantní hodnotě 0V. Upravené průběhy budicího signálu a odezvy na budicí signál je zobrazen na Obr. 16.



Obr. 16 Průběhy pro identifikaci

Výsledný diskretní přenos soustavy je

$$G_s(z) = \frac{0,75z^{-1} - 0,05z^{-2}}{1 - 1,06z^{-1} + 0,14z^{-2}} \quad (2.2)$$

Pomocí příkazu *d2cm* v programovém prostředí Matlab byl tento diskretní přenos převeden na jemu odpovídající spojitý přenos

$$G_s(s) = \frac{6,86s + 162,38}{s^2 + 19,66s + 18,56} \quad (2.3)$$

Tyto identifikované hodnoty parametrů soustavy budou využity pro nastavení pevných regulátorů. A při použití adaptivní regulátorů s průběžnou identifikací (STC) lze tyto parametry použít jako počáteční odhady parametrů soustavy.

2.4 Naměřené regulační pochody

Z technické povahy modelu vyplývá, že akční zásah (napětí na motoru), musí ležet v rozsahu -1 až 1 , tzn. jestliže regulátor vypočte větší hodnotu akčního zásahu než je v reálu schopna převodníková skříň dodat, tak na se tato hodnota nastaví na hodnotu -1 nebo 1 . V simulaci toto omezení akčního zásahu provádíme pomocí bloku saturace s nastavením dolní hodnoty saturace na -1 a horní hodnoty na 1 .

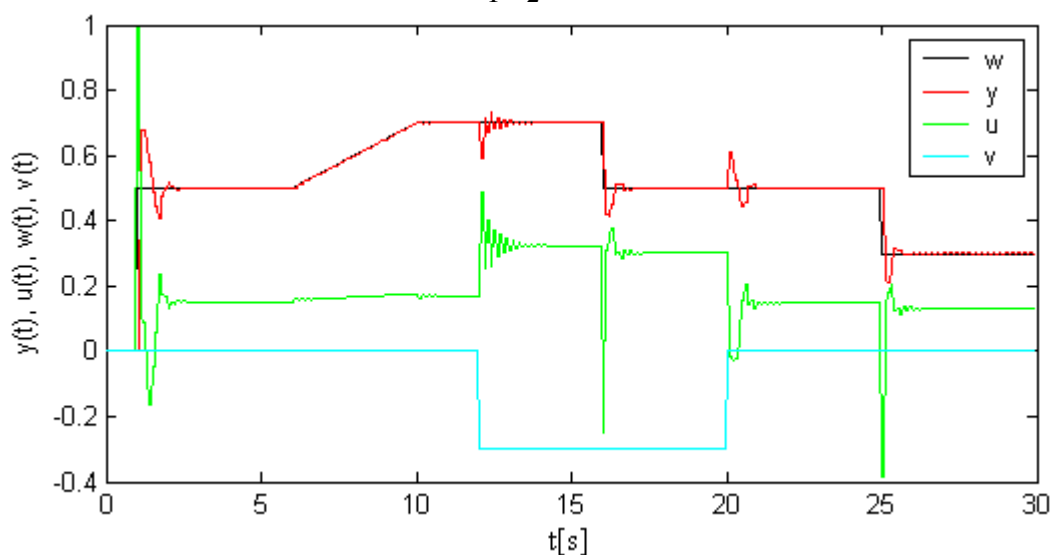
Při reálném měření na servomechanismu je porucha do systému vkládána jako napětí na svorkách generátor. V simulaci je tato porucha do regulačního schématu vkládána jako hodnota, která se připočte k výstupní veličině y . Z toho vyplývá, že poruchy si v reálu a simulaci moc neodpovídají.

2.4.1 Neadaptivní regulátory

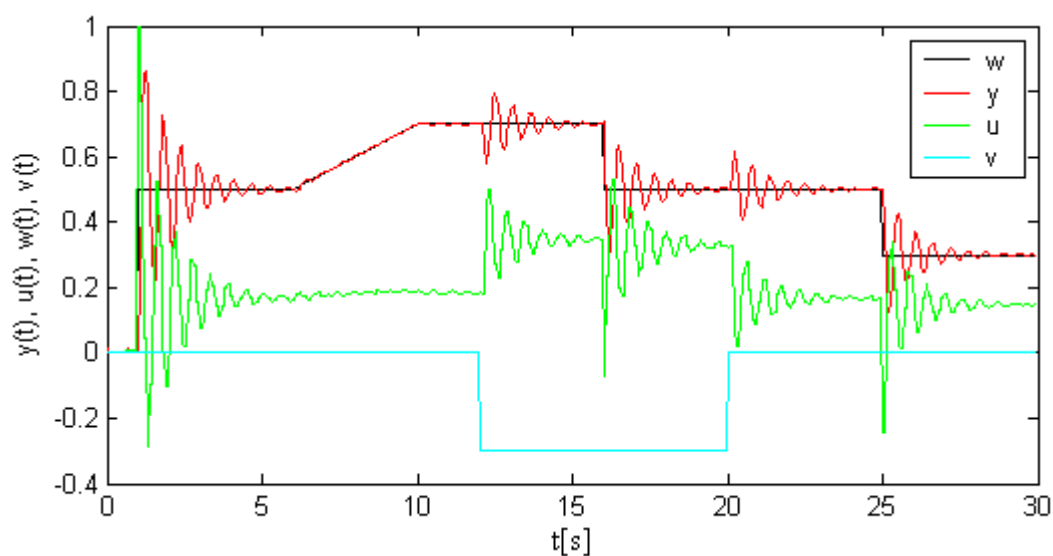
Přírůstkový PID regulátor POBD založený na Ziegler-Nicholově metodě seřízení

Výstup z regulátoru je počítán jako:

$$U(z^{-1}) = \frac{2,87 - 1,64z^{-1} + 0,41z^{-2}}{1 - z^{-1}} E(z^{-1}) \quad (2.4)$$



Obr. 17 Simulační průběhy pro POBD regulátor

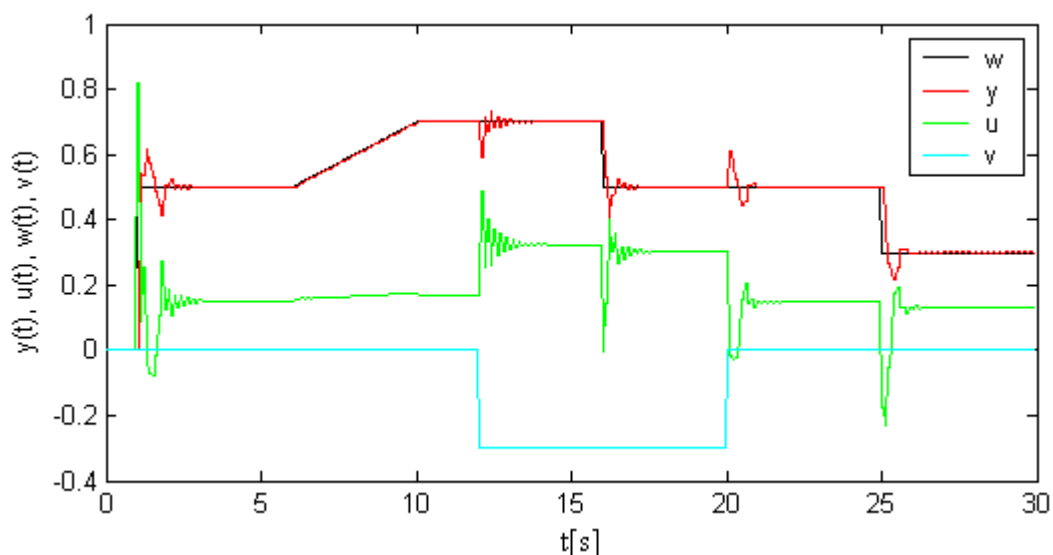


Obr. 18 Regulační průběhy na reálném modelu pro POBD regulátor

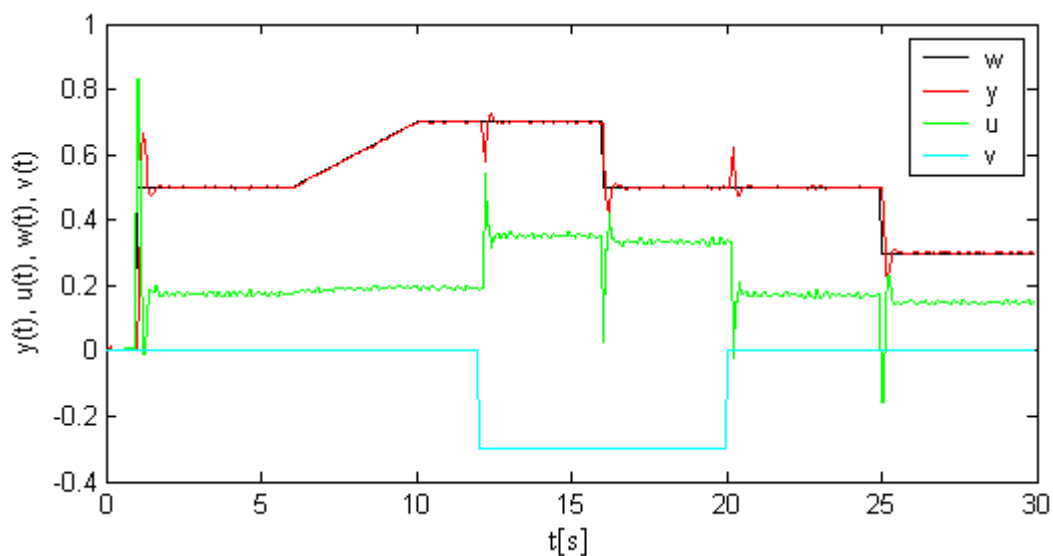
Takahashiho modifikace diskrétního PID regulátoru

Výstup z regulátoru je počítán jako:

$$U(z^{-1}) = \frac{1,64}{1-z^{-1}} W(z^{-1}) - \frac{2,87-1,64z^{-1}+0,41z^{-2}}{1-z^{-1}} Y(z^{-1}) \quad (2.5)$$



Obr. 19 Simulační průběhy pro Takahashiho regulátor

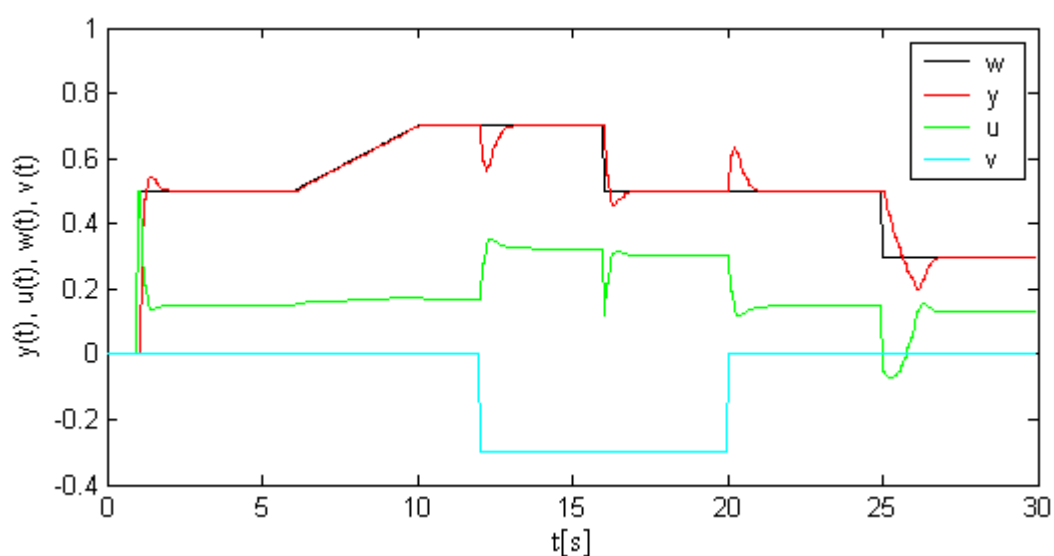


Obr. 20 Regulační průběhy na reálném modelu pro Takahashiho regulátor

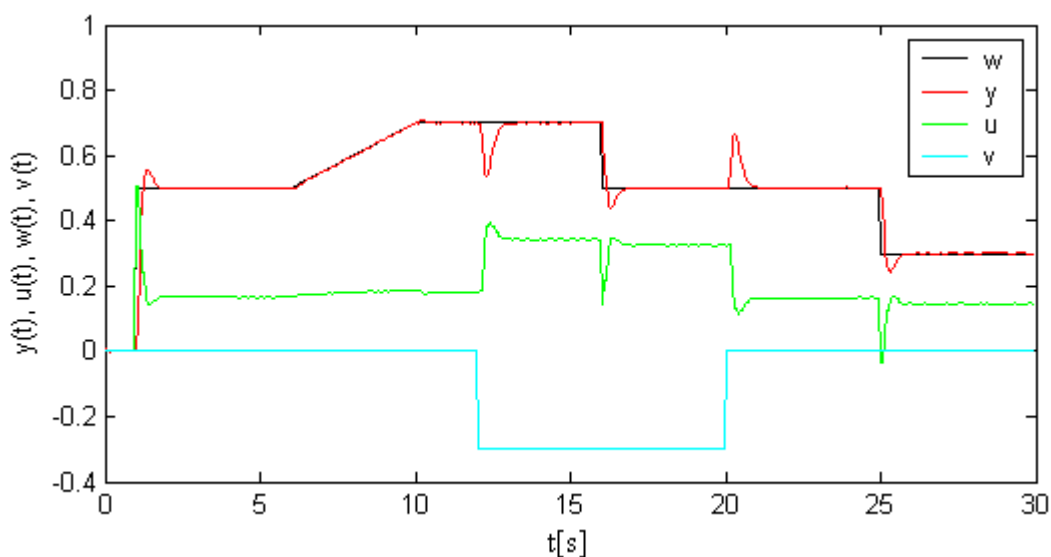
PID regulátor založený na přiřazení pólů, struktura regulačního obvodu PID – A

Při zvolení charakteristického polynomu ve tvaru (1.80) při zvolení $\alpha = 0,4$; $\beta = 0,1$ dostaneme výstup z regulátoru počítán jako:

$$U(z^{-1}) = \frac{1 - 1,03z^{-1} + 0,22z^{-2}}{1 - 1,29z^{-1} + 0,29z^{-2}} E(z^{-1}) \quad (2.6)$$



Obr. 21 Simulační průběhy pro regulátor PID-A

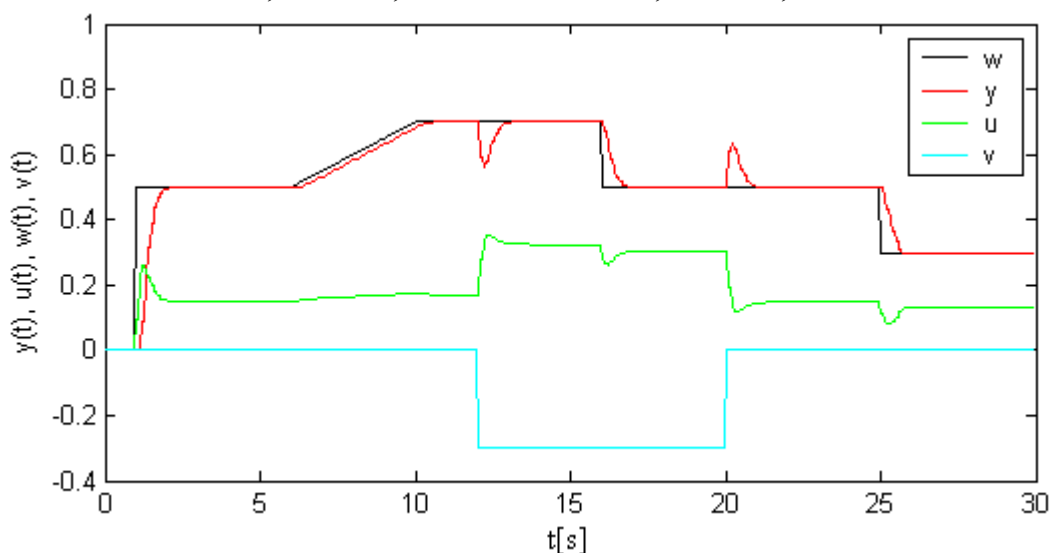


Obr. 22 Regulační průběhy na reálném modelu pro regulátor PID-A

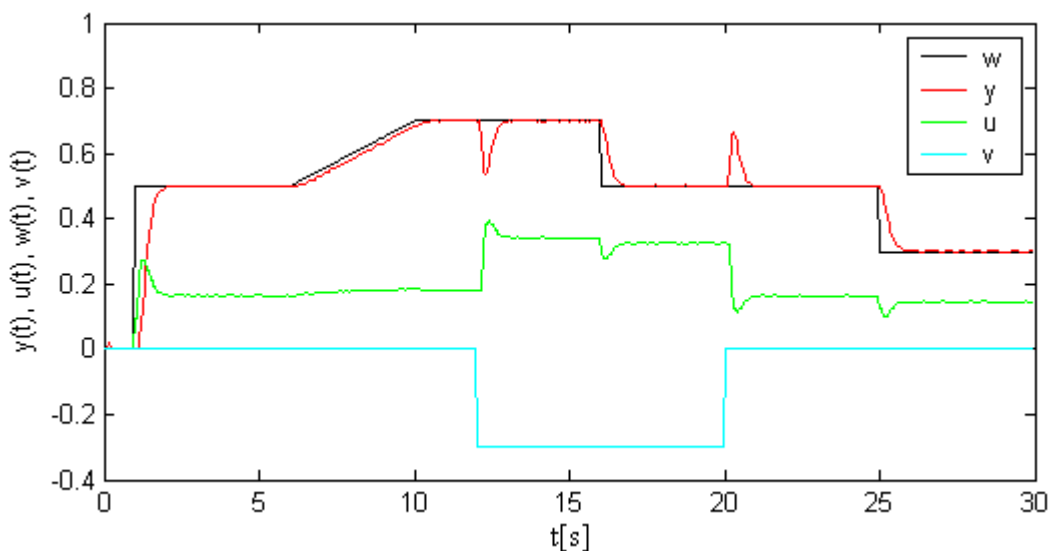
PID regulátor založený na přiřazení pólů, struktura regulačního obvodu PID – B

Při zvolení charakteristického polynomu ve tvaru (1.80) při zvolení $\alpha = 0,4$; $\beta = 0,1$ dostaneme výstup z regulátoru počítán jako:

$$U(z^{-1}) = \frac{0,19}{1 - 1,29z^{-1} + 0,29z^{-2}} W(z^{-1}) - \frac{1 - 1,03z^{-1} + 0,22z^{-2}}{1 - 1,29z^{-1} + 0,29z^{-2}} Y(z^{-1}) \quad (2.7)$$



Obr. 23 Simulační průběhy pro regulátor PID-B



Obr. 24 Regulační průběhy na reálném modelu pro regulátor PID-A

Simulační ověření bylo provedeno na lineárním systému viz. (2.2). Při porovnání všech předchozích regulačních a simulačních průběhů lze usoudit, že průběhy se pro stejný regulátor téměř shodují. Pouze u přírůstkového PID regulátoru založeném na Ziegler-Nicholově metodě seřízení s pravou obdélníkovou náhradou je simulace oproti reálu

výrazně lepší. Z této shody lze usoudit, že se sestavený dynamický model shoduje se servomechanismem poměrně dobře.

Kvalita regulace servomechanismu byla počítána v intervalu $<1; 30>$ sekund. Při porovnání kvality regulace (viz. Tab. IV) těchto čtyř regulátorů podle kritéria založeného na sumaci kvadrátu regulační odchylky dopadl nejlépe Takahashiho regulátor. Ostatní regulátory na tom byly o poznání hůře. Podle sumace kvadrát přírůstku akční veličiny dopadl nejlépe regulátor založený na metodě umístění pólů struktury PID – B. Tento regulátor je také jako jediný bez překmitu regulované veličiny. Překmit a celý regulační průběh by šel nastavit změnou kořenů charakteristického polynomu.

Tab. IV Kvalita regulace v intervalu $<1; 30>$ sekund

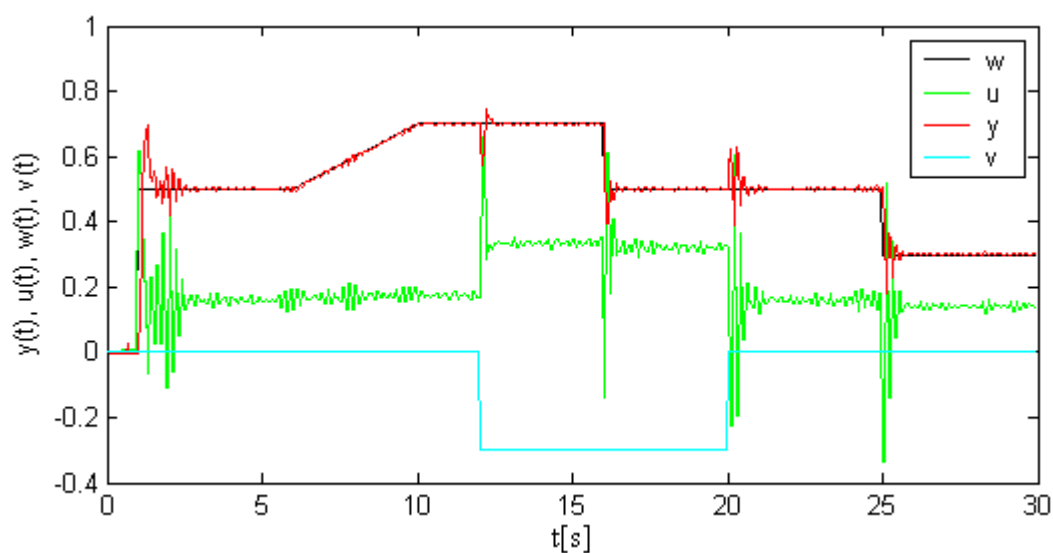
Metoda	Simulační ověření		Ověření na laboratorním modelu	
	$S_u \cdot 10^{-4}$	$S_y \cdot 10^{-4}$	$S_u \cdot 10^{-4}$	$S_y \cdot 10^{-4}$
PID POBD	122	17	116	31
Takahashi	74	15	62	7,2
Umístění pólů PID-A	15	21	15	14
Umístění pólů PID-B	2,2	39	2,7	35

2.4.2 STC regulátory

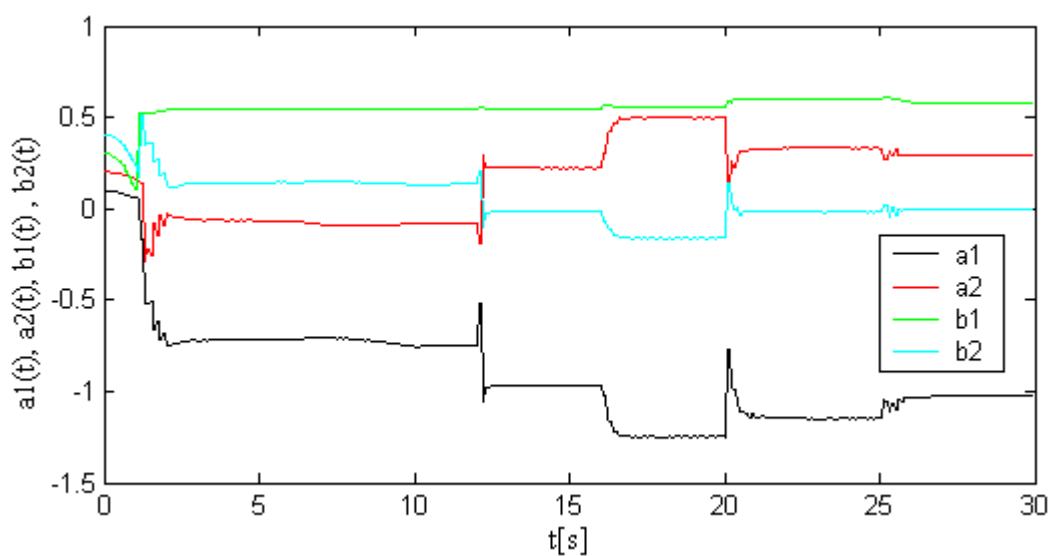
Pro samočinně se nastavující regulátory jsem již neprováděl simulační ověření a použil jsem zde již pouze 2 metody návrhu regulátoru. A to PID regulátor založený na přiřazení pólů, struktura regulačního obvodu PID – A a Takahashiho modifikaci diskretního PID regulátoru. Zde jsem sledoval, jak se mění regulační průběhy a průběhy identifikovaných parametrů na základě změny počátečních odhadu parametrů soustavy $\hat{\Theta}(0)$ a změně velikosti prvků na hlavní diagonále kovarianční matice C . Ostatní hodnoty byly nastaveny na konstantních hodnotách: počáteční hodnota faktoru směrového zapominání $\varphi(0) = 1$, $\lambda(0) = 0.001$, $\nu(0) = 10^{-6}$, $\rho = 0.99$.

Takahashiho modifikace diskrétního PID regulátoru

Prvky na hlavní diagonále kovarianční matice C nastaveny na 1000. Počáteční odhad parametrů soustavy $\hat{\Theta}(0)$ $a_1 = 0,1$; $a_2 = 0,2$ $b_1 = 0,3$ $b_2 = 0,4$.



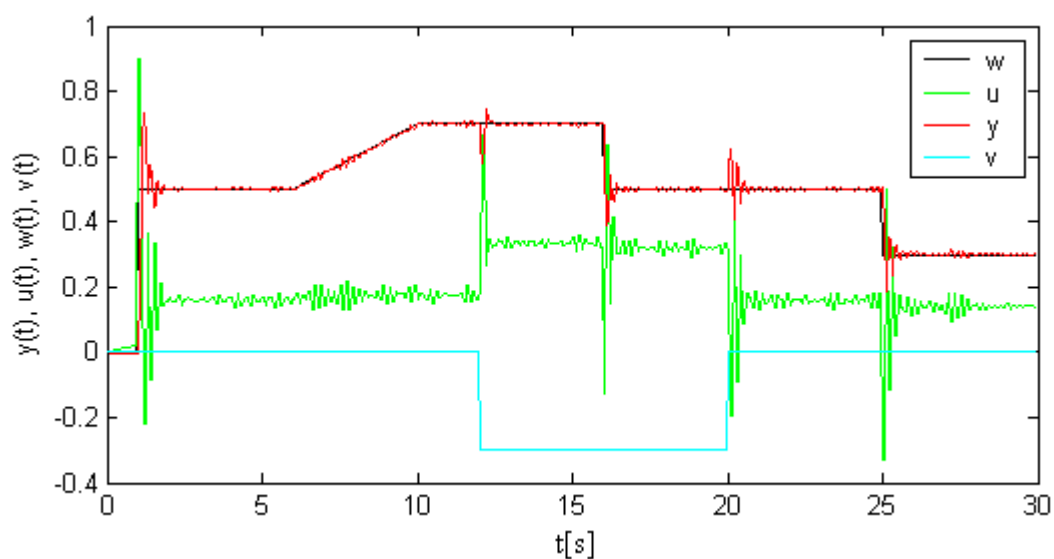
Obr. 25 Regulační průběhy na reálném modelu pro Takahashiho STC regulátor



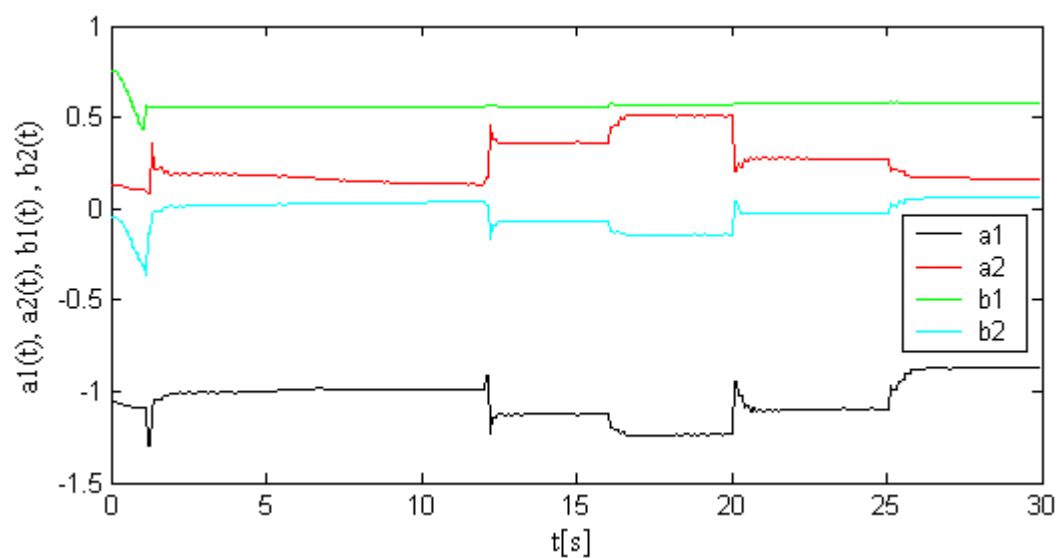
Obr. 26 Průběhy odhadů parametrů

Takahashiho modifikace diskrétního PID regulátoru

Prvky na hlavní diagonále kovarianční matice C nastaveny na 1000. Počáteční odhad parametrů soustavy $\hat{\Theta}(0)$ $a_1 = -1,05$; $a_2 = 0,15$ $b_1 = 0,75$ $b_2 = -0,05$.



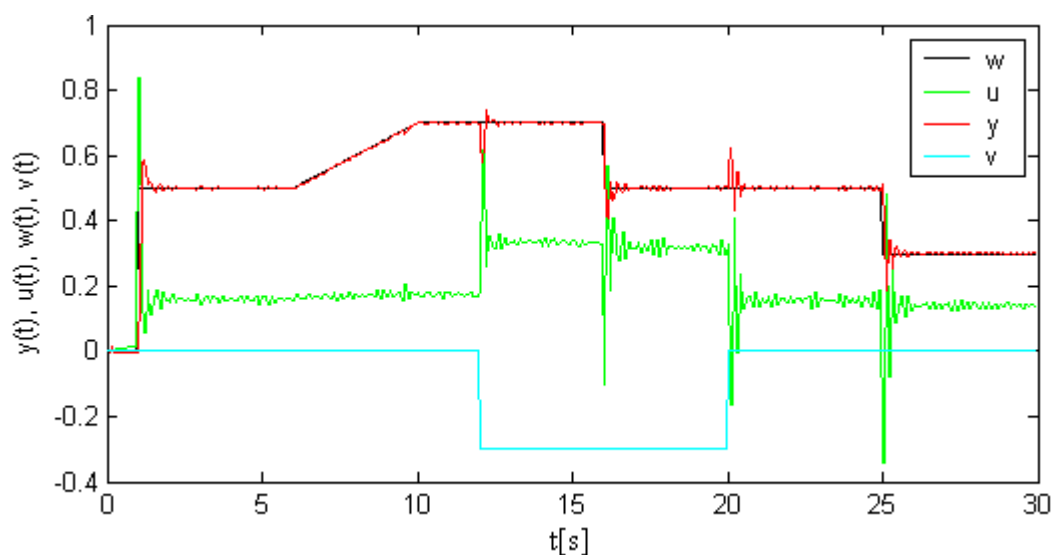
Obr. 27 Regulační průběhy na reálném modelu pro Takahashiho STC regulátor



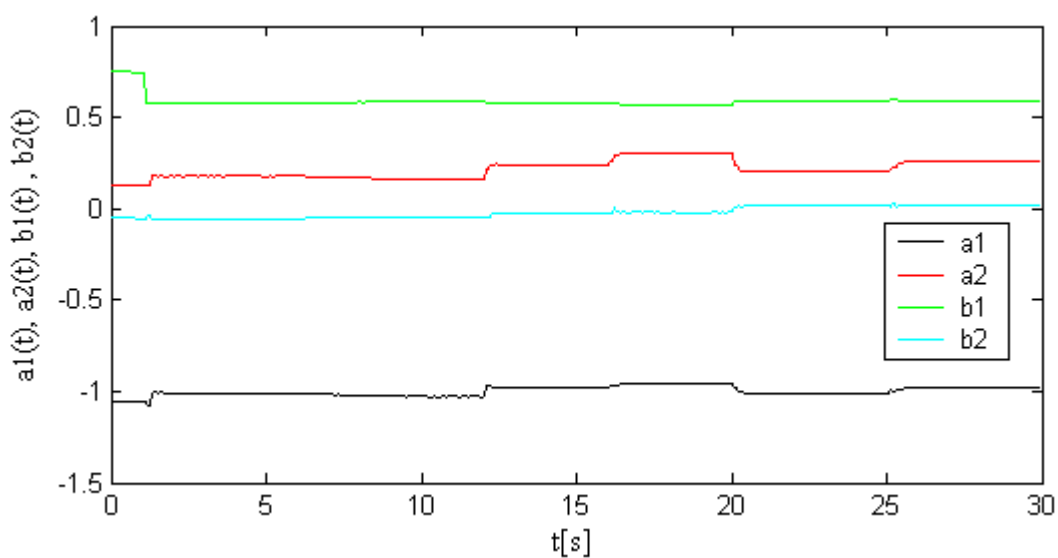
Obr. 28 Průběhy odhadů parametrů

Takahashiho modifikace diskrétního PID regulátoru

Prvky na hlavní diagonále kovarianční matice C nastaveny na 10. Počáteční odhad parametrů soustavy $\hat{\Theta}(0)$ $a_1 = -1,05$; $a_2 = 0,15$ $b_1 = 0,75$ $b_2 = -0,05$.



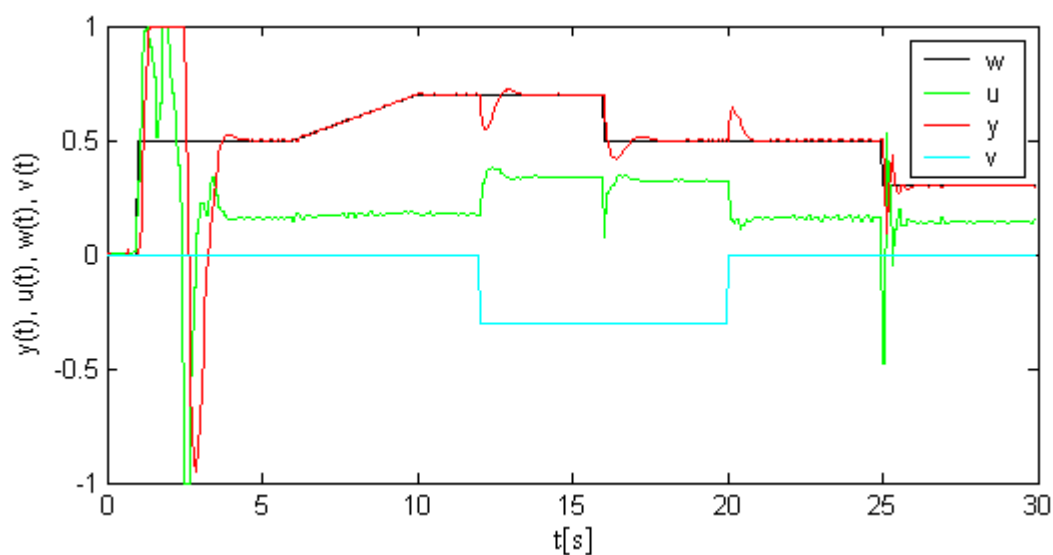
Obr. 29 Regulační průběhy na reálném modelu pro Takahashiho STC regulátor



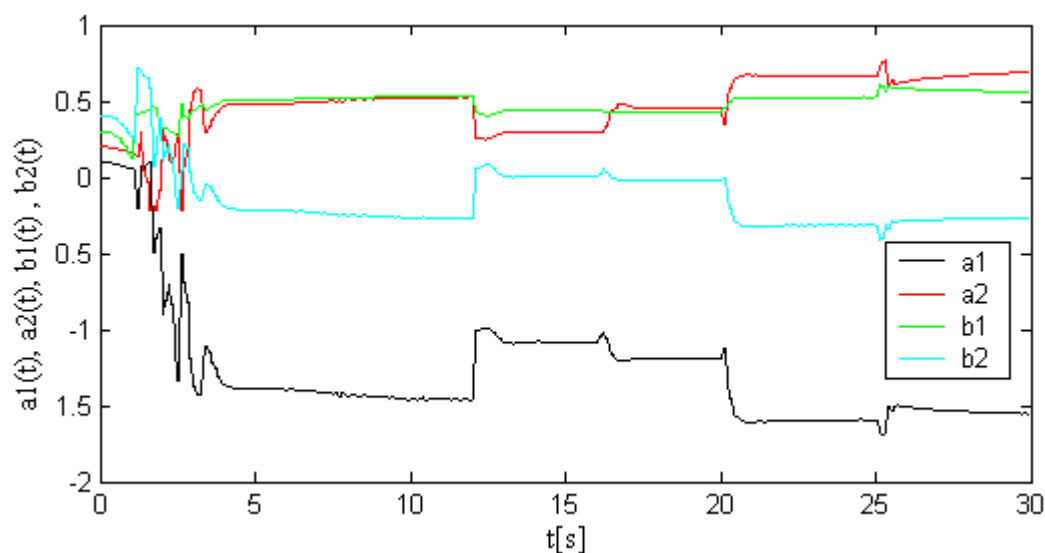
Obr. 30 Průběhy odhadů parametrů

PID regulátor založený na přiřazení pólů, struktura regulačního obvodu PID – A

Prvky na hlavní diagonále kovarianční matice C nastaveny na 1000. Počáteční odhad parametrů soustavy $\hat{\Theta}(0)$ $a_1 = 0,1$; $a_2 = 0,2$ $b_1 = 0,3$ $b_2 = 0,4$.



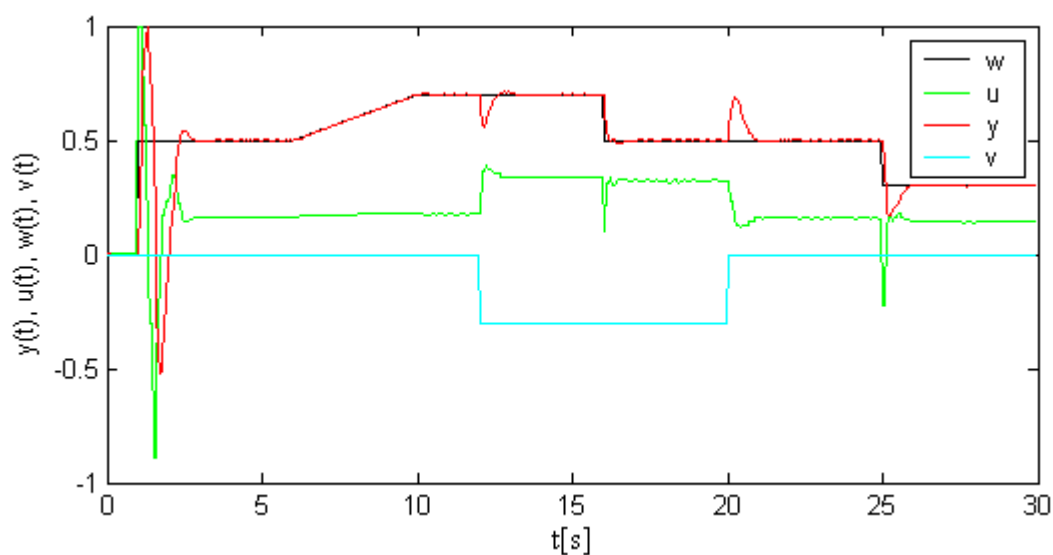
Obr. 31 Regulační průběhy na reálném modelu pro STC regulátor struktury PID-A



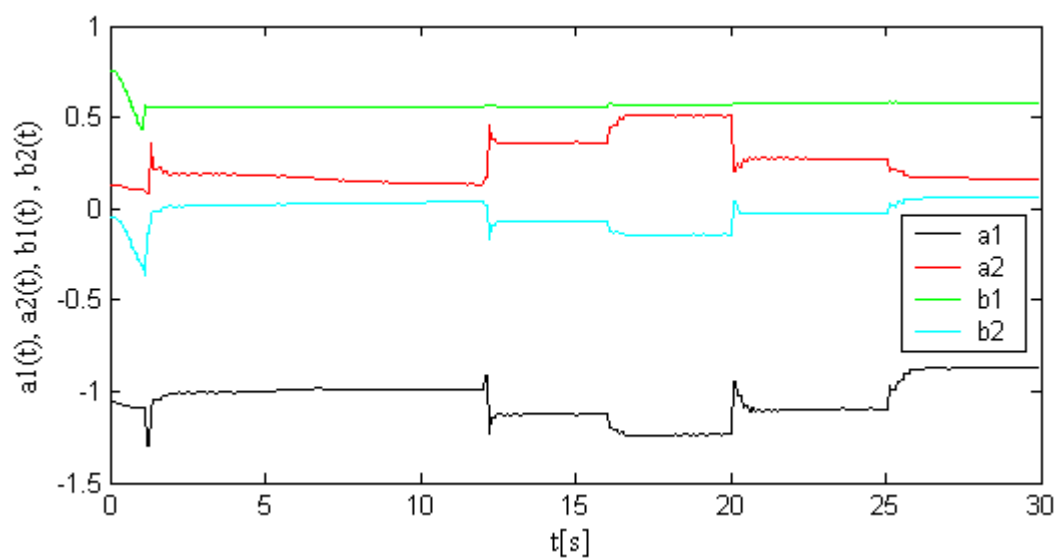
Obr. 32 Průběhy odhadů parametrů pro STC regulátor struktury PID-A

PID regulátor založený na přiřazení pólů, struktura regulačního obvodu PID – A

Prvky na hlavní diagonále kovarianční matice C nastaveny na 1000. Počáteční odhad parametrů soustavy $\hat{\Theta}(0)$ $a_1 = -1,05$; $a_2 = 0,15$ $b_1 = 0,75$ $b_2 = -0,05$.



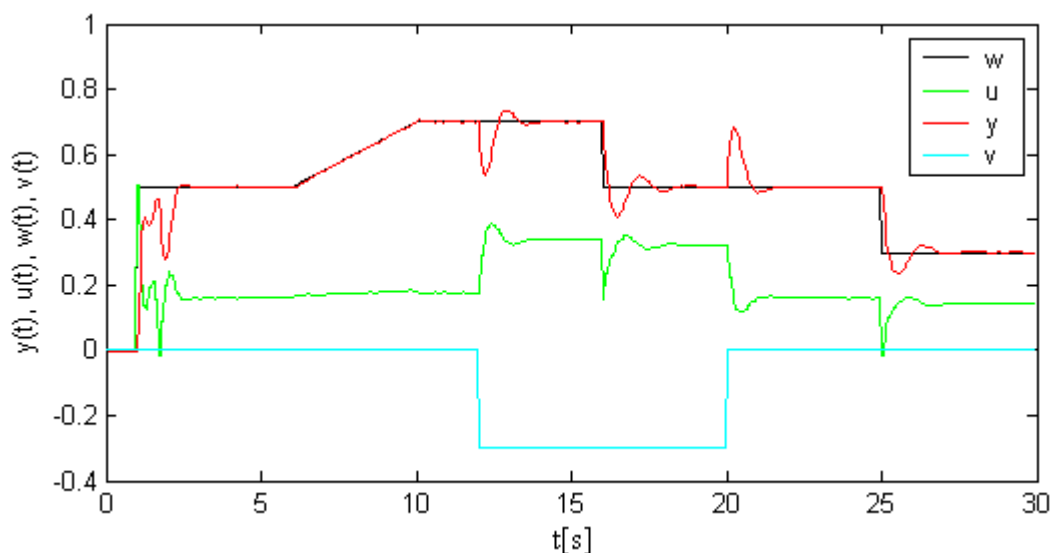
Obr. 33 Regulační průběhy na reálném modelu pro STC regulátor struktury PID-A



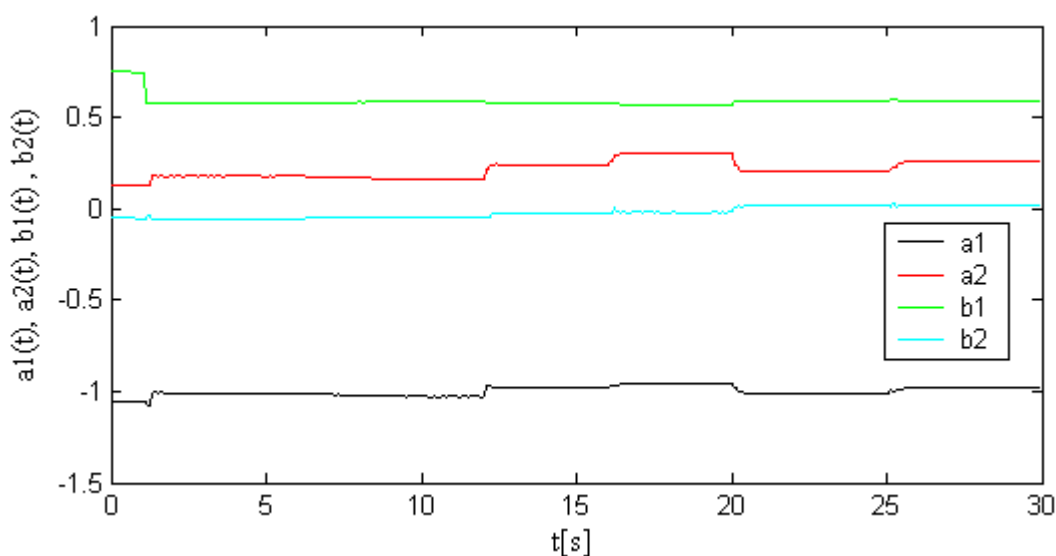
Obr. 34 Průběhy odhadů parametrů pro STC regulátor struktury PID-A

PID regulátor založený na přiřazení pólů, struktura regulačního obvodu PID – A

Prvky na hlavní diagonále kovarianční matice C nastaveny na 10. Počáteční odhad parametrů soustavy $\hat{\Theta}(0)$ $a_1 = -1,05$; $a_2 = 0,15$ $b_1 = 0,75$ $b_2 = -0,05$.



Obr. 35 Regulační průběhy na reálném modelu pro STC regulátor struktury PID-A



Obr. 36 Průběhy odhadů parametrů pro STC regulátor struktury PID-A

Kvalita regulace servomechanismu byla opět počítána v intervalu $\langle 1; 30 \rangle$ sekund. Při porovnání kvality regulace (viz. Tab. V) těchto dvou regulátorů podle kritéria založeného na sumaci kvadrátu regulační odchylky dopadl lépe Takahashiho regulátor. Podle sumace kvadrátu přírůstku akční veličiny dopadl lépe regulátor založený na metodě umístění pólů

struktury PID – A. Regulační průběhy by šlo změnit změnou kořenů charakteristického polynomu .

Metoda Takahashiho modifikace nastavení STC regulátoru se i při neznámých počátečních odhadech parametrů s řízením laboratorního modelu velmi dobře vypořádá po celou dobu regulace. Narozdíl od metody založené na umístění pólů struktury PID - A. Tento samočinně se nastavující regulátor se při špatných počátečních odhadech dostane ze začátku regulace do saturace po dobu téměř dvou sekund. Ale i tento regulátor dokáže po pár sekundách laboratorní model bez problému uřídít.

Z naměřených regulačních průběhů a průběhů odhadu parametrů lze jednoznačně dospět k názoru, že kvalita regulačního pochodu je dána přesností počátečních odhadů parametrů soustavy. V praxi se často parametry získané jednorázovou identifikací využívají jako počáteční odhady pro průběžnou identifikaci při adaptivního řízení.

Tab. V Kvalita regulace adaptivních regulátorů v intervalu $<1; 30>$ sekund.

Metoda	Počáteční odhady					
	C=1000 $a_1=0,1$ $a_2=0,2$ $b_1=0,3$ $b_2=0,4$		C=1000 $a_1=-1,05$ $a_2=0,15$ $b_1=0,75$ $b_2=0,05$		C=10 $a_1=-1,05$ $a_2=0,15$ $b_1=0,75$ $b_2=0,05$	
	$S_u \cdot 10^{-4}$	$S_y \cdot 10^{-4}$	$S_u \cdot 10^{-4}$	$S_y \cdot 10^{-4}$	$S_u \cdot 10^{-4}$	$S_y \cdot 10^{-4}$
Takahashi	254	10	234	8	161	6
Umístění pólů PID-A	145	408	99	140	18	23

ZÁVĚR

Cílem této diplomové práce bylo seznámení se s nelineárním laboratorním modelem servomechanismu Amira DR300, s jeho následnou identifikací a řízením v reálném čase. Řízení laboratorního modelu v reálném čase bylo provedeno v programovém prostředí Matlab/Simulink s použitím Extended Real-Time Toolbox. V programovém prostředí Matlab/Simulink byl vytvořen blok pro propojení Simulinku a servomechanismu. Tento blok zajišťuje komunikaci přes multifunkční kartu MF614 mezi PC a převodníkovou skříní, na kterou je napojen servomechanismus.

Nejprve byly zjištěny vlastnosti v ustáleném stavu a naměřena statická charakteristika. Na základě experimentálního měření přechodové charakteristiky byla zvolena vhodná vzorkovací perioda. Z výsledků matematicko – fyzikální analýzy a vyhodnocení experimentálního měření byl vytvořen ARX model druhého řádu pro řízení laboratorního modelu. Pomocí jednorázové metody nejmenších čtverců byly identifikovány parametry tohoto modelu.

Pro řízení modelu byli použity PID regulátory založené na Ziegler-Nicholsově metodě seřízení a regulátory navrhnuté pomocí metody přiřazení pólů. Simulační ověření proběhlo v programovém prostředí Matlab/Simulink. Všechny uvedené metody seřízení regulátoru dávají dobré výsledky, ale u metody přiřazení pólů je nutné si dát pozor na správnou volbu pólů uzavřené smyčky. Ze srovnání výsledků regulačních pochodů získaných při simulaci a naměřených na laboratorním modelu v reálném čase lze konstatovat, že průběhy se příliš neliší. Pro porovnání byly použity také adaptivní regulátory, konkrétně samočinně se seřizující regulátory z STC knihovny, která byla vytvořena zde na institutu. Dobrých výsledků bylo dosaženo i při zvolení počátečních odhadů parametrů modelu bez předběžné informace, tj. při jejich náhodném zvolení.

Jelikož tato diplomová práce je první prací, která se zabývá reálným modelem servomechanismu Amira DR300 zde na katedře, tak výsledky mé práce mohou být použity pro další podrobnější zkoumání modelu. Dalším krokem při zkoumání tohoto modelu by bylo vhodné zabývat se návrhem optimálních LQ regulátorů nebo identifikace a řízení ve stavovém prostoru. Přístupy uvedené v této práci budou základem pro vytvoření laboratorní úlohy do předmětu zabývajícího se řízením reálných procesů.

SEZNAM POUŽITÝCH ZDROJŮ

- [1] Åström, K. J., Wittermark, B.: Adaptive control. Addison-Wesley publishing company, 1989.
- [2] BOBÁL, V.: Identifikace systémů. VUT v Brně, 1990.
- [3] BOBÁL, V.: Teorie automatického řízení III. VUT v Brně, 1991.
- [4] BOBÁL, V., BOHM, V., PROKOP, J., FESSL, J.: Praktické aspekty samočinně se nastavujících regulátorů: algoritmy a implementace. Nakladatelství VUTUM, VUT Brno, 1999.
- [5] BOBÁL, V., CHALUPA, P.: Self-tuning controllers simulink library, UTB ve Zlíně, Zlín, 2003.
- [6] DR300 Laboratory Setup Speed Control with Variable Load. Technická dokumentace, Amira Duisburg, 2000.
- [7] MF 614 Multifunction I/O card. Uživatelská příručka, Humusoft, 2002
- [8] ŠULC, B., VÍTEČKOVÁ, M.: Teorie a praxe návrhu regulačních obvodů. ČVUT Praha, 2004.
- [9] VAŠEK, V.: Teorie automatického řízení II. VUT v Brně, 1990.
- [10] <http://dce.felk.cvut.cz/sam/navody/DR300NAV.html>. S1, S4 - servo DR300-Amira. Pokyny k semestrální práci z předmětu Systémy a modely. FE ČVUT Praha.

SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK

$A(z^{-1})$	polynom jmenovatele Z-přenosu soustavy
a_1, a_2	koeficienty jmenovatel Z-přenosu soustavy
$B(z^{-1})$	polynom čitatele Z-přenosu soustavy
b_1, b_2	koeficienty čitatele Z-přenosu soustavy
C	kovarianční matice
$D(z^{-1})$	charakteristický polynom
d	počet kroků dopravního zpoždění
d_1, d_2, d_3, d_4	koeficienty charakteristického polynomu
$E(z^{-1})$	obraz odchylky
E_A	elektromotorická síla
e	regulační odchylka
$\hat{e}$	chyba predikce
e_s	náhodná složka
F	matice dat
$G_R(z^{-1})$	přenos regulátoru
$G_S(z^{-1})$	přenos soustavy
$G_W(z^{-1})$	přenos řízení
I_A	proud motoru
J	moment setrvačnosti
j	komplexní jednotka
L_A	indukčnost vinutí
M	točivý moment
M_L	zátěžný moment
n	řád polynomu
$P(z^{-1})$	polynom jmenovatel regulátoru
p_0, p_1, p_2	koeficienty jmenovatele regulátoru
$Q(z^{-1})$	polynom čitatele zpětnovazební části regulátoru
p_0, p_1, p_2	koeficienty čitatele zpětnovazební části regulátoru
R_A	odpor vinutí
$R(z^{-1})$	polynom čitatele přímovazební části regulátoru
r_0	proporcionální zesílení
r_{0K}	kritické proporcionální zesílení
S_U, S_Y	kritéria kvality regulace
s	operátor Laplaceovy transformace
T, T_A, T_M	časové konstanty motoru
T_D	derivační časová konstanta
T_I	integrační časová konstanta
T_K	kritická perioda kmitů
U	obraz akčního zásahu
U_A	svorkové napětí motoru
u	akční zásah
$V(z^{-1})$	obraz poruchy
v	poruchová veličina
$W(z^{-1})$	obraz žádané veličiny
w	žádaná veličina
y	výstupní veličina
z	kořeny charakteristického polynomu

α	reálná část pólu
β	imaginární část pólu
ξ	pomocný skalár
Φ	magnetický tok
Θ	parametry modelu
$\hat{\Theta}$	odhad parametrů modelu
φ	faktor exponenciálního zapomínání
Ω, ω	frekvence otáčení
ω_K	kritická frekvence

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1. Schéma modelu.....	8
Obr. 2. Elektrické schéma motoru	8
Obr. 3. Blokové schéma motoru se zátěží	10
Obr. 4. Regulační obvod struktury 1DOF.....	15
Obr. 5. Regulační obvod struktury 2DOF.....	16
Obr. 6. Umístění kritických pólů na jednotkové kružnici	17
Obr. 7. Vývojový diagram návrhu číslicových PID regulátorů pro soustavu druhého řádu.....	20
Obr. 8 Blokové schéma uzavřeného regulačního obvodu PID – B	24
Obr. 9. Algoritmická struktura STC regulátoru.....	27
Obr. 10 Ovládaní servomechanismu pomocí Simulinku	30
Obr. 11. Signál pro zajištění komunikace.....	31
Obr. 12 Závislost otáček na řídicím napětí motoru a generátoru	33
Obr. 13 Statická charakteristika závislosti otáček na napětí motoru bez zátěže	33
Obr. 14 Statická charakteristika závislosti otáček na napětí motoru při zátěži	34
Obr. 15 Přechodová charakteristika servomechanismu.....	35
Obr. 16 Průběhy pro identifikaci	36
Obr. 17 Simulační průběhy pro POBD regulátor	38
Obr. 18 Regulační průběhy na reálném modelu pro POBD regulátor.....	38
Obr. 19 Simulační průběhy pro Takahashiho regulátor.....	39
Obr. 20 Regulační průběhy na reálném modelu pro Takahashiho regulátor.....	39
Obr. 21 Simulační průběhy pro regulátor PID-A	40
Obr. 22 Regulační průběhy na reálném modelu pro regulátor PID-A.....	40
Obr. 23 Simulační průběhy pro regulátor PID-B.....	41
Obr. 24 Regulační průběhy na reálném modelu pro regulátor PID-A.....	41
Obr. 25 Regulační průběhy na reálném modelu pro Takahashiho STC regulátor.....	43
Obr. 26 Průběhy odhadů parametrů	43
Obr. 27 Regulační průběhy na reálném modelu pro Takahashiho STC regulátor.....	44
Obr. 28 Průběhy odhadů parametrů	44
Obr. 29 Regulační průběhy na reálném modelu pro Takahashiho STC regulátor.....	45
Obr. 30 Průběhy odhadů parametrů	45
Obr. 31 Regulační průběhy na reálném modelu pro STC regulátor struktury PID-A	46
Obr. 32 Průběhy odhadů parametrů pro STC regulátor struktury PID-A.....	46
Obr. 33 Regulační průběhy na reálném modelu pro STC regulátor struktury PID-A	47
Obr. 34 Průběhy odhadů parametrů pro STC regulátor struktury PID-A.....	47
Obr. 35 Regulační průběhy na reálném modelu pro STC regulátor struktury PID-A	48
Obr. 36 Průběhy odhadů parametrů pro STC regulátor struktury PID-A.....	48

SEZNAM TABULEK

Tab. I Stanovení parametrů q_0 , q_1 a q_2 pro diskrétní PID regulátor	21
Tab. II Význam svorek konektoru (PC connector).....	29
Tab. III Čísla I/O kanálu adapteru použité v I/O blocích RT Toolboxu.....	30
Tab. IV Kvalita regulace v intervalu $<1; 30>$ sekund	42
Tab. V Kvalita regulace adaptivních regulátorů v intervalu $<1; 30>$ sekund.....	49