

# **Adaptivní bikriteriální řízení**

Adaptive bicriterial control

Bc. Dušan Krajčovič

---

Diplomová práce  
2007



Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně  
Fakulta aplikované informatiky

---

Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně  
Fakulta aplikované informatiky  
Ústav automatizace a řídicí techniky  
akademický rok: 2006/2007

## ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Dušan KRAJČOVIČ**  
Studijní program: **N 3902 Inženýrská informatika**  
Studijní obor: **Automatické řízení a informatika**  
  
Téma práce: **Adaptivní bikriteriální řízení**

Zásady pro vypracování:

1. Proveďte literární rešerši na dané téma.
2. Na základě literární rešerše vyberte vhodný algoritmus pro adaptivní bikriteriální řízení.
3. Simulačním způsobem ověřte vybraný algoritmus v prostředí MATLAB/SIMULINK.
4. Ověřený algoritmus naprogramujte v jazyce C++ a simulačním způsobem porovnejte s algoritmem v prostředí MATLAB/SIMULINK.
5. Algoritmus sestavený v jazyce C++ aplikujte pro řízení laboratorního modelu v reálném čase.

Rozsah práce:

Rozsah příloh:

Forma zpracování diplomové práce: **tištěná/elektronická**

Seznam odborné literatury:

1. Filatov, N. M., Unbehauen, H. Survey of adaptive dual control methods. IEE Proc. Control Theory and applications, 147, 2000, 118-122.
2. Wittenmark, B. Adaptive dual control. UNESCO Encyclopedia of Life Support Systems, 6.43.15.6 EOLSS Publishers, Oxford, UK, <http://www.eolss.net/>, 2003.
3. Filatov, N. M., Unbehauen, H. Adaptive Dual Control. Theory and Application. Springer-Verlag, Berlin Heidelberg New York, 2004.
4. Bobál, V. Chalupa, P. Self-tuning Controllers Simulink Library. <http://www.utb.cz/stctool/>, 2003.
5. Bobál, V., Böhm, J., Fessl, J., Macháček, J. Digital Self-tuning Controllers: Algorithms, Implementation and Applications. Springer-Verlag, London, 2005.
6. Hladiš, M. Adaptivní duální řízení. Diplomová práce. UTB ve Zlíně, FAI, 2006.

Vedoucí diplomové práce: **prof. Ing. Vladimír Bobál, CSc.**  
Ústav řízení procesů

Datum zadání diplomové práce: **13. února 2007**

Termín odevzdání diplomové práce: **24. května 2007**

Ve Zlíně dne 13. února 2007

  
prof. Ing. Vladimír Vašek, CSc.  
*děkan*



  
prof. Ing. Vladimír Vašek, CSc.  
*ředitel ústavu*



## ABSTRAKT

Tato práce se zabývá realizací adaptivního bikriteriálního řízení. Teoretická část se zabývá teorií duálního řízení a bikriteriální metodou. Praktická část představuje dosažené výsledky simulací v prostředí Matlab/Simulink při použití adaptivních regulátorů naprogramovaných v jazyce C++. V diskuzi výsledků jsou zhodnoceny rozdíly a důvody mezi výsledky duálního a neduálního řízení. Dále je v praktické části popsáno reálné zařízení DR 300, na kterém jsem provedl ověření naprogramovaných regulátorů. Na konci praktické části se zabývám zhodnocením jednotlivých způsobů realizace v programovacím jazyce C++ a Matlab.

Klíčová slova: Adaptivní, duální, bikriteriální, řízení, S-function level 2, simulace, umístění pólů.

## ABSTRACT

Abstrakt ve světovém jazyce

This thesis deals with a realization adaptive bicriterial control. Teoretic part deals with a theory dual control and method of bicriterial. Applied part presents a records from simulations in environment Matlab/Simulink with adaptive regulators builded in developer language C++. In discussion of results are valorized a differencies and reasons between dual and nondual results of control. Next is inside a applied part described a real device DR 300 whereat was tested builded regulators. On the end of applied part I deal with a estimation about a ways a realization in pragam language C++ and Matlab.

Keywords: Adaptive, dual, bicriterial, control, S-function level 2, simulation, pole placement.

Na tomto místě bych rád poděkoval Prof. Ing. Vladimíru Bobálovi CSc. za odborné vedení, cenné rady a připomínky udílené při vypracovávání diplomové práce.

Prohlašuji, že jsem na diplomové práci pracoval samostatně a použitou literaturu jsem citoval. V případě publikace výsledků, je-li to uvolněno na základě licenční smlouvy, budu uveden jako spoluautor.

Ve Zlíně

.....  
Podpis diplomanta

**OBSAH**

<b>OBSAH</b> .....	<b>7</b>
<b>ÚVOD</b> .....	<b>9</b>
<b>I.</b> .....	<b>10</b>
<b>TEORETICKÁ ČÁST</b> .....	<b>10</b>
<b>1 ADAPTIVNÍ ŘIDICÍ SYSTÉMY</b> .....	<b>11</b>
1.1 PROBLÉM ADAPTIVNÍHO ŘÍZENÍ .....	11
1.2 KLASIFIKACE ADAPTIVNÍCH REGULÁTORŮ .....	13
<b>2 DUÁLNÍ ŘÍZENÍ</b> .....	<b>18</b>
2.1 VLASTNOSTI DUÁLNÍCH SYSTÉMŮ .....	18
2.1.1 <i>Cautious řízení</i> .....	18
2.1.2 <i>Optimální excitace</i> .....	18
2.2 FORMULACE PROBLÉMU .....	19
2.3 FORMÁLNÍ ŘEŠENÍ DUÁLNÍHO ŘÍZENÍ .....	20
2.4 POUŽITÍ BIKRITERIÁLNÍHO PŘÍSTUPU .....	21
2.5 PŘÍKLAD SPOJITÉHO DUÁLNÍHO SYSTÉMU .....	23
2.6 OBECNÁ STRUKTURA ADAPTIVNÍHO DUÁLNÍHO SYSTÉMU ŘÍZENÍ .....	25
<b>3 BIKRITERIÁLNÍ SYNTÉZA DUÁLNÍHO REGULÁTORU</b> .....	<b>27</b>
3.1 VNUCENÁ SEPARACE IDENTIFIKACE A ŘÍZENÍ .....	27
3.2 IDENTIFIKAČNÍ ALGORITMUS .....	27
3.3 ÚČELOVÁ FUNKCE DUÁLNÍHO ŘÍZENÍ .....	30
3.4 DUÁLNÍ MODIFIKACE EXPLICITNÍCH REGULÁTORŮ .....	32
3.5 SHRNUTÍ DUÁLNÍ MODIFIKACE .....	35
<b>4 POUŽITÉ ALGORITMY ALGEBRAICKÉHO ŘÍZENÍ</b> .....	<b>36</b>
<b>II.</b> .....	<b>38</b>
<b>PRAKTICKÁ ČÁST</b> .....	<b>38</b>
<b>5 S-FUNKCE</b> .....	<b>39</b>
<b>6 SIMULAČNÍ OVĚŘENÍ</b> .....	<b>40</b>
6.1 OVĚŘOVÁNÍ MODELU S1 .....	40
6.2 OVĚŘOVÁNÍ MODELU S2 .....	43
6.3 OVĚŘOVÁNÍ MODELU S3 .....	46

6.4	OVĚŘOVÁNÍ MODELU S4 .....	49
6.5	DISKUSE VÝSLEDKŮ .....	53
<b>7</b>	<b>OVĚŘENÍ NA REÁLNÉM ZAŘÍZENÍ .....</b>	<b>56</b>
7.1	POPIS ZAŘÍZENÍ.....	56
7.2	IDENTIFIKACE SOUSTAVY .....	57
7.3	REÁLNÉ ŘÍZENÍ.....	57
7.3.1	<i>Regulátor PID-B</i> .....	57
7.3.2	<i>Regulátor 2 DOF</i> .....	62
7.4	DISKUSE VÝSLEDKŮ .....	66
7.5	DISKUSE ZPŮSOBU REALIZACE.....	67
	<b>ZÁVĚR .....</b>	<b>69</b>
	<b>ZÁVĚR V ANGLIČTINĚ.....</b>	<b>70</b>
	<b>SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY .....</b>	<b>71</b>
	<b>SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK .....</b>	<b>72</b>
	<b>SEZNAM OBRÁZKŮ .....</b>	<b>73</b>
	<b>SEZNAM TABULEK.....</b>	<b>75</b>
	<b>SEZNAM PŘÍLOH .....</b>	<b>76</b>



## ÚVOD

Současný vývoj teorie řízení směřuje ke zvyšování kvality výstupů automatického řízení. Jednou z možných cest k dosažení tohoto požadavku, je nahrazení stávajících PID regulátorů s pevně nastavenými parametry samočinně se nastavujícími regulátory (STC). Rozdíl mezi PID a STC je v identifikaci, zatímco PID má nastavené parametry po celou dobu regulace stejné, STC identifikuje soustavu po celou dobu běhu a parametry regulátoru nastavuje průběžně.

Realizované STC regulátory budou optimalizované, tj. řízení bude spočívat v syntéze zákona řízení, který zajišťuje dva základní požadavky, kterými jsou hodnoty regulované veličiny a dostatečné vybuzení soustavy pro přesnou průběžnou identifikaci řízeného procesu. Na akční veličinu jsou aplikovány dvě kritéria a proto tento způsob je nazýván optimální adaptivní duální řízení. Problémem je, že takovéto řízení je značně komplikované na samotnou realizaci a na výpočetní výkon. Proto bylo vytvořeno zjednodušení, které se nazývá bikriteriální metoda, která umožňuje použití v praxi.

Metoda optimálního adaptivního bikriteriálního řízení je detailně propracovaná a ověřená, ale pro praktické zařízení ji bude nutné realizovat podle příslušných standardů vývoje. Takovouto realizaci existující metody si dává za cíl tato práce, ve které vytvořím funkční dynamicky linkovanou knihovnu (DLL) v programovacím jazyce C++, která bude poskytovat standardizované komunikační rozhraní, a to tak, aby tato knihovna mohla pracovat jak v prostředí Matlab/Simulink, tak i nezávisle na tomto prostředí.

Naprogramovanou knihovnu ověřím jak simulačně, tak i na reálném zařízení, a dosažené výsledky porovná s výsledky realizace příslušných regulátorů v Matlab/Simulink.

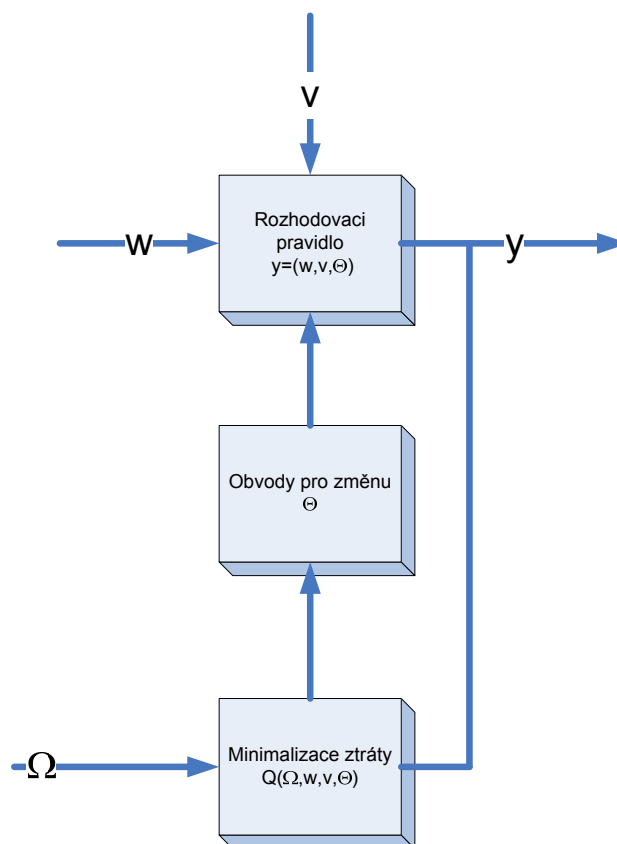
## **I. TEORETICKÁ ČÁST**

# 1 ADAPTIVNÍ ŘIDICÍ SYSTÉMY

V průmyslové praxi má většina procesů stochastický charakter, se kterým se regulátory s pevně nastavenými parametry velmi těžce vypořádávají, a většina z nich není schopna řízený systém uřídit. Důvodem je neoptimální řízení, které způsobuje materiální a energetické ztráty. Pevně seřízené regulátory se především nemůžou vyrovnat se změnami v provozních režimech. Tento problém umožňují řešit adaptivní řídicí systémy, které je možné využívat díky rozvoji v číslicových automatizačních prostředcích.

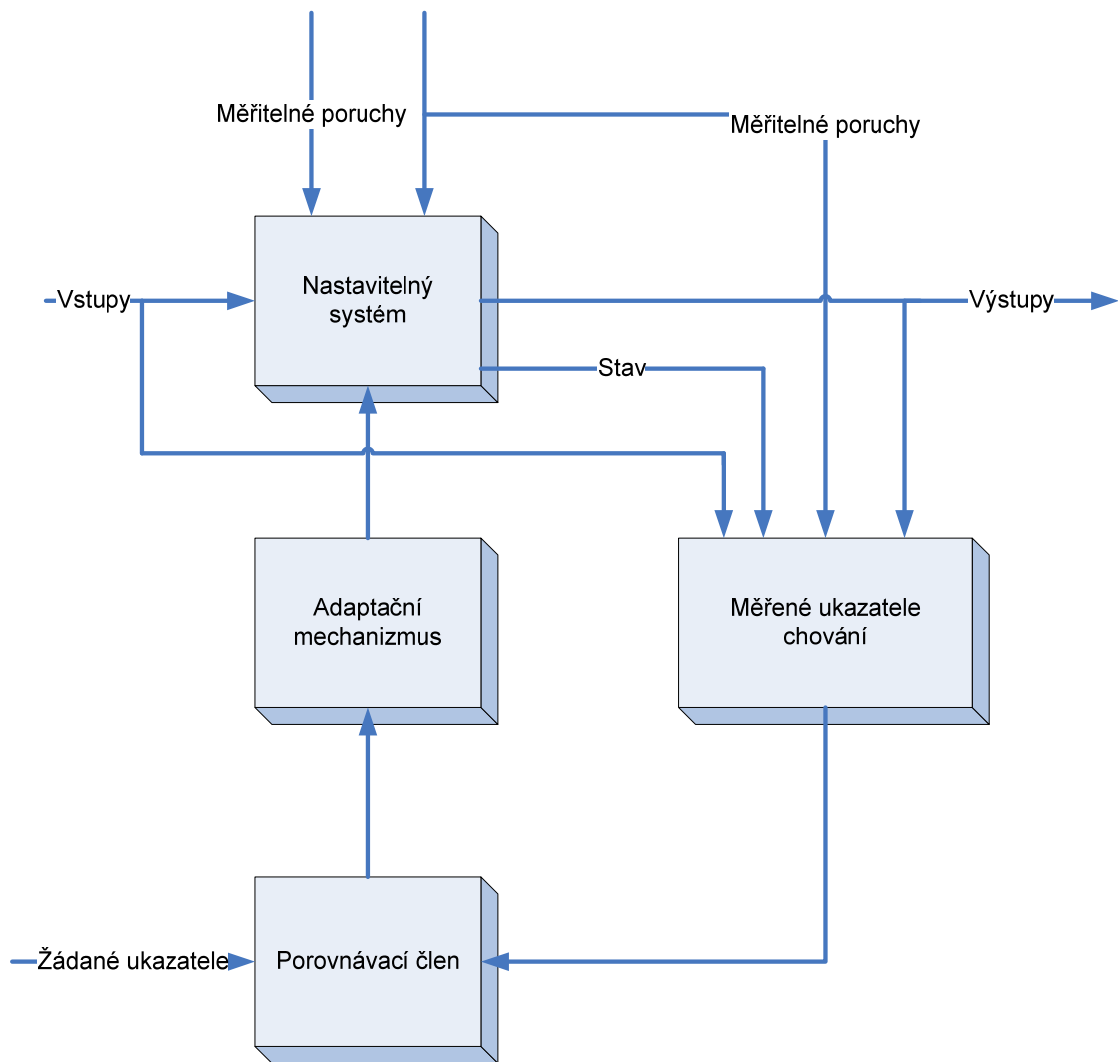
## 1.1 Problém adaptivního řízení

Význam slova „adaptivní“ je „přizpůsobivý“, a vychází ze slova adaptace, což je „vlastnost organismů přizpůsobovat svoje chování změnám okolního prostředí“. [1] Každé toto přizpůsobení má za následek určitou materiální nebo energetickou ztrátu. Pokud tuto ztrátu minimalizujeme, a proces adaptace provádíme opakovaně, nazýváme tento děj „učením“.



Obrázek 1. Technický postup adaptace

Problém adaptivních systémů spočívá v tom, že jsou velmi různorodé, a proto existuje velká řada nejrozličnějších matematických aparátů pro jejich popis.



Obrázek 2. Blokové schéma adaptivního řídicího systému

V technické kybernetice se považují adaptivní systémy za takové, které měří konkrétní ukazatele chování daného systému pomocí vstupů, stavů a výstupů. Následně podle těchto ukazatelů se modifikují parametry nebo struktura nastavitelného obvodu, či se generuje pomocný vstup tak, abychom se co nejvíce přiblížili požadovaným hodnotám (Obr. 1.).

„Adaptivní řídicí systémy pracují tak, že přizpůsobují parametry nebo strukturu regulátoru změnám parametrů nebo struktury regulované soustavy tak, aby na základě zvoleného kritéria zajistily trvalé optimální chování celého systému nezávisle na změnách, které nastaly“ [7]. „Adaptaci na změnu parametrů nebo struktury soustavy lze prakticky

uskutečnit vhodnou změnou parametrů či struktury regulátoru anebo generováním přídavného vstupního signálu“ [7].

## 1.2 Klasifikace adaptivních regulátorů

Vzhledem k existenci velkého množství přístupů k problematice adaptivního řízení, neexistuje jednotná a ucelená klasifikace pojmů v adaptivním řízení. Problémem definování pojmů v adaptivním řízení se zabývali ve svých pracích Saridis, Tsypkin, a Aström s Wittenmarkem.

### *Definice: Adaptivní řídicí systém*

Adaptivní systém je systém se třemi vstupy a jedním výstupem (viz Obr. 1). Na adaptivní systém působí prostředí tvořené dvěma složkami: řídicí veličinou  $w$  a poruchou  $v$ . Řídicí veličina je vytvářena uživatelem, kdežto porucha  $v$  je zpravidla neměřitelná. Dále do systému přichází informace o jeho požadovaném chování  $\Omega$ , výstupem systému je chování systému (rozhodovací pravidlo),

$$y = f(w, v, \Theta)$$

které přiřazuje každému projevu prostředí  $w$  a  $v$  jediný výstup  $y$ .

Pro odlišení adaptivních systému od neadaptivních můžeme použít následující charakteristiku:

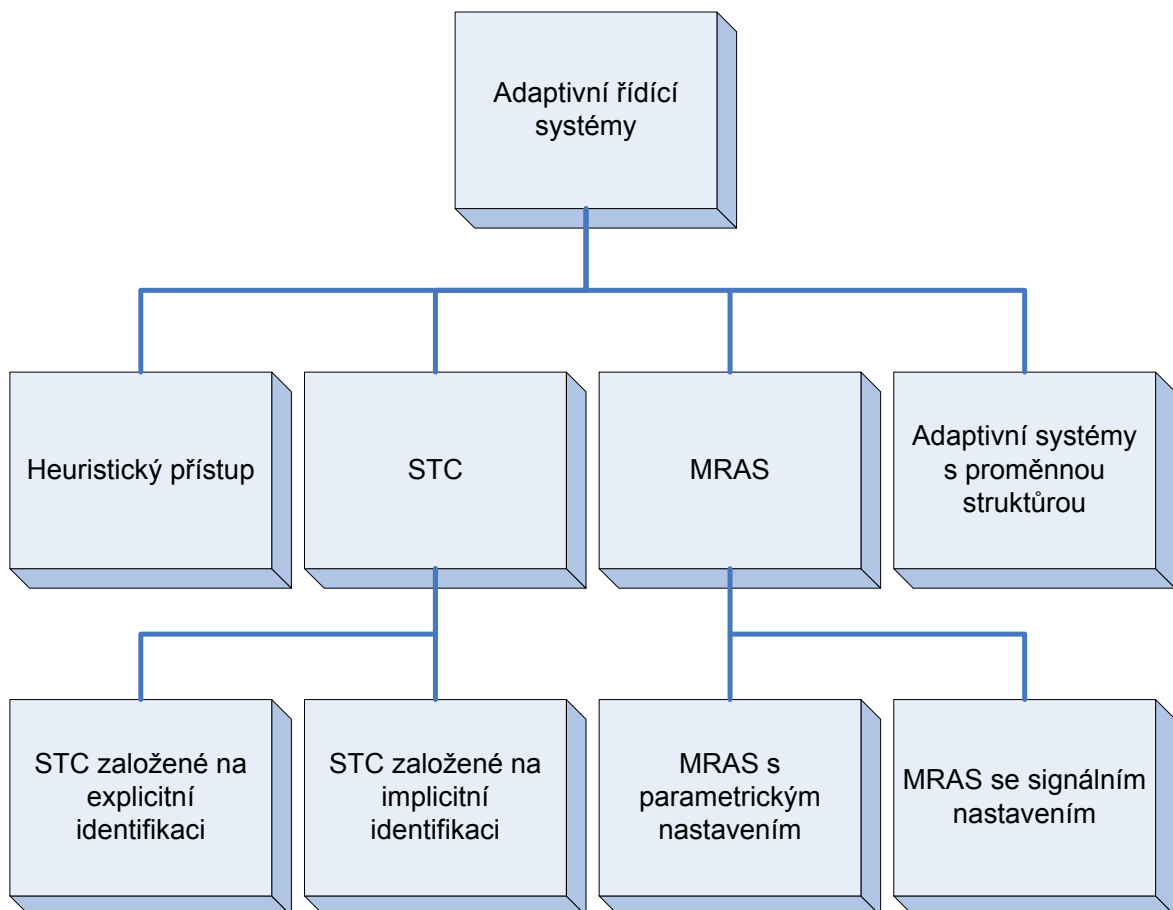
Struktura nebo parametry regulátoru, které pro neznámou regulovanou soustavu zajišťují požadované chování, jsou v případě adaptivního systému neznámé. Účelem adaptace je nalezení parametrů nebo struktury regulátoru během samotného řízení v reálném čase.

Hlavním cílem duálních systémů je zrychlení adaptačního procesu a jeho rychlé ukončení. Ukončení identifikačního procesu se provádí, jakmile je soustava identifikována s dostatečnou přesností. Dále je možné pokračovat v řízení regulátorem s pevně danou strukturou a pevně nastavenými parametry. Pokud dojde ke změně, je možné restartovat adaptaci. V některých případech se ovšem používá nepřetržitá identifikace, která probíhá po celou dobu regulace procesu.

**Definice: Duální řídicí systém**

Řídicí systém pracující za podmínek, kdy neznáme parametry, případně strukturu regulované soustavy i regulátoru. Při návrhu strategie řízení bereme v potaz i nejistotu odhadů těchto parametrů, přičemž akční veličina splňuje požadavky bezpečného (cautious) řízení a budí regulovanou soustavu tak, aby byl odhad neznámých parametrů co nejlepší.

Označení bezpečné (cautions) řízení znamená, že v případě nestálosti parametrů nebo nejistoty jejich odhadů, jsou generovány menší akční zásahy než je tomu v případě systému řízení se známými parametry.



Obrázek 3. Klasifikace adaptivních řídicích systémů

Aström s Wittenmarkem ve svých pracích definovali základní tři přístupy

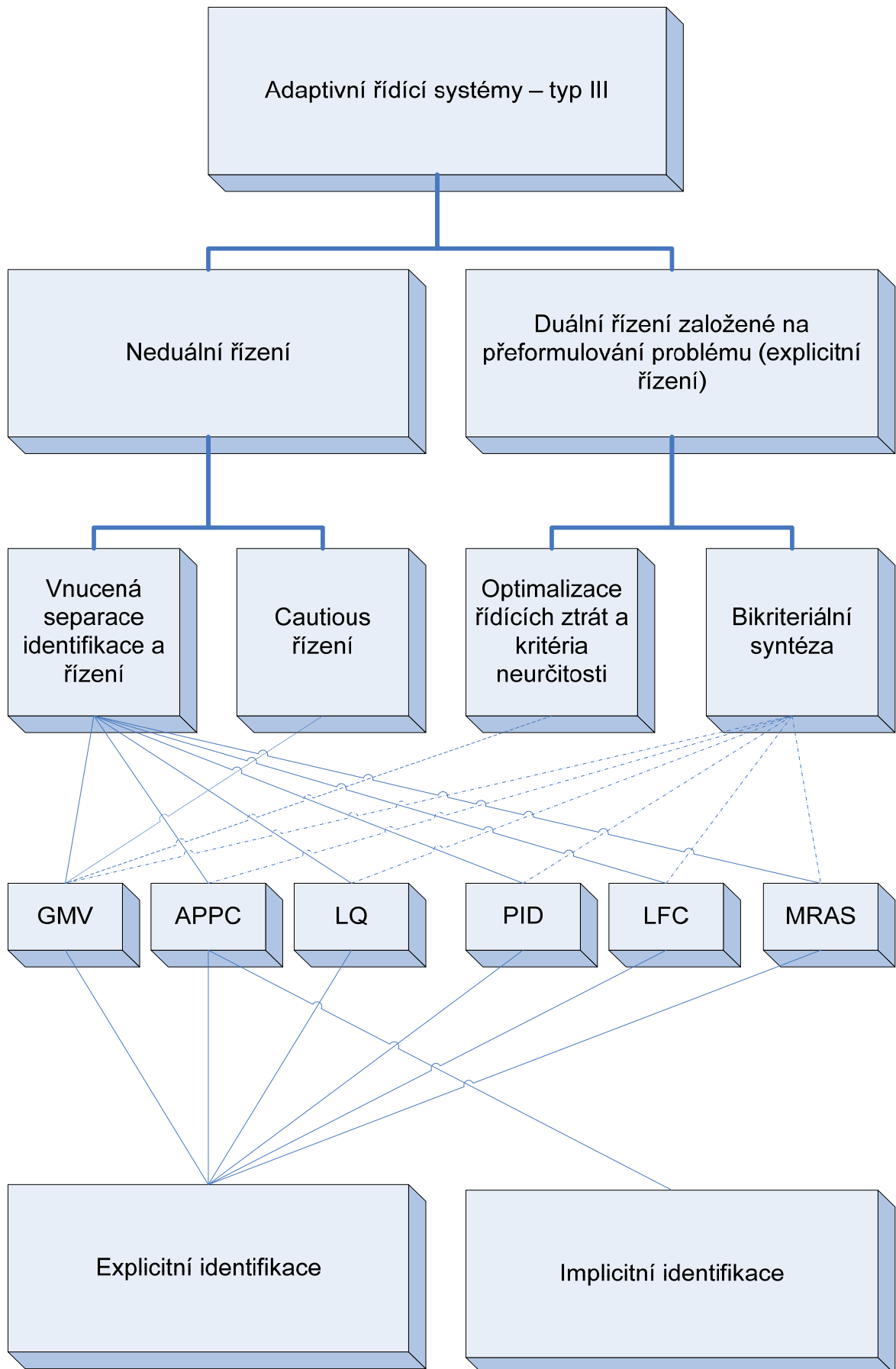
- Adaptivní systémy založené na heuristickém přístupu
- Samočinně se nastavující regulátory (Self-Tuning Controllers - STC)
- Adaptivní systémy s referenčním modelem (Model Reference Adaptive System - MRAS)

Dělení převzato s publikací [7] a [8].

Další možnou klasifikací přístupů je třídit adaptivní systémy podle způsobu generování akční veličiny.

Tabulka 1. Klasifikace disk. regulátorů podle způsobu generování akčního zásahu.

Typ	Popis	Příklad	Úlohy
I	Regulátor dává posloupnost akčních zásahů $u(k), \dots, u(N-1)$ , kde $0, 1, \dots, N-1; N$ může nabývat hodnot $\{1, \dots, \infty\}$ .	Úlohy optimálního řízení na konečném a nekonečném časovém horizontu.	Stochastického suboptimálního řízení
II	Regulátor dává posloupnost akčních zásahů $u(k), \dots, u(k+N)$ , která optimalizuje kritérium řízení. Uplatněna je pouze hodnota $u(k)$ pro $k=0, 1, \dots, \infty$ ; $N$ může nabývat hodnot $\{1, \dots, \infty\}$ .	Všechny regulátory založené na predikci výstupu pro $N$ se jedná o regulátor typu I	Prediktivní řízení
III	V každém časovém okamžiku $k$ regulátor dává akční zásah $u(k)$ pro $k = 0, 1, \dots, \infty$ . Není zapotřebí znát budoucí signál	LQ, GMV, MRAC, APP atd. + regulátory typu I s pevně zpětnou vazbou	Ostatní (STC-přiřazení pólů, APPC, GMV, LQ, LFC ...)



Obrázek 4. Klasifikace adaptivních regulátoru typu III



„Syntéza explicitních STC založených na explicitní identifikaci využívá k výpočtu parametrů regulátoru odhady parametrů modelu procesu. V případě implicitních STC, je potřeba nalézt přímo vztah mezi vstupem a výstupem modelu procesu, definovaný pomocí parametrů regulátoru, které jsou průběžně identifikovány bez toho, že by se přepočítávaly z odhadů parametrů soustavy“ [7].

## 2 DUÁLNÍ ŘÍZENÍ

Profesor Feldbaum formuloval v 60. letech 20. století velmi obtížně řešitelnou úlohu stochastického optimálního adaptivního duálního řízení. Tato kapitola se zabývá základními principy duálního řízení.

### 2.1 Vlastnosti duálních systémů

Akční veličina optimálního adaptivního systému řízení by měla splňovat dva základní požadavky. Prvním je, že bezpečně zajišťuje to, že regulovaná veličina sleduje svou žádanou hodnotu. Druhým je dostatečné excitování regulované soustavy pro urychlení průběžného odhadu parametrů v čase, což zlepší kvalitu řízení. Tyto dvě základní vlastnosti kladou dvojitý (duální) požadavek na průběh řídicího signálu, proto takovéto adaptivní systémy nazýváme „duální“.

#### 2.1.1 Cautious řízení

Jedná se o jednu ze dvou složek akčního zásahu duálního regulátoru. Její význam spočívá v tom, že dosahuje menších hodnot než akční zásah neduálního regulátoru, nejedná se ovšem o klasické omezení akčního zásahu regulátoru. Takovýto charakter akční veličiny se může v určitých případech pozitivně projevit na míře počátečního překmitu regulované veličiny v počáteční fázi procesu adaptace, kdy jsou odhady parametrů dosti nepřesné. [9]

#### 2.1.2 Optimální excitace

Druhou složkou akčního zásahu a významnou vlastností duálních adaptivních systémů, je vytrvalé excitování soustavy. Abychom našli optimální excitaci je třeba minimalizovat kritérium

$$J_k^a = -E \left\{ \left[ y(k+1) - \hat{b}(k)u(k) \right]^2 \middle| \mathfrak{F}_k \right\} \quad (2.1)$$

Minimalizace této účelové funkce povede na neomezeně velké hodnoty akčního zásahu, proto je potřeba zavést určité omezení. Toto omezení je vhodné definovat v okolí hodnoty cautious řízení tak, aby se jednalo o kompromis mezi optimálními excitacemi a cautious řízením. [1]

Velikost excitací se volí s ohledem na míru neurčitosti odhadovaného parametru, kterou vyjadřuje kovarianční matice  $C$ .

## 2.2 Formulace problému

Uvažujeme  $t$ -variantní systém ve stavovém prostoru popsany následujícími časově diskrétními rovnicemi popisující vektor stavu, parametrů a výstupů:

$$x(k+1) = f[x(k), p(k), u(k), \xi(k)], k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2.1)$$

$$p(k+1) = v[p(k), \varepsilon(k)] \quad (2.2)$$

a

$$y(k) = h[x(k)\eta(k)] \quad (2.3)$$

kde:  $x(k)$  je vektor stavových veličin;

$p(k)$  je vektor neznámých parametrů;

$u(k)$  je vektor vstupních veličin;

$y(k)$  je vektor výstupních veličin;

$\xi(k)$ ,  $\varepsilon(k)$  a  $\eta(k)$  jsou vektory náhodného bílého šumu s nulovou střední hodnotou a známým rozdělením pravděpodobnosti;

$f$ ,  $v$  a  $h$  jsou známé vektorové funkce.

Uvažujeme  $t$ -variantní systém ve stavovém prostoru popsany následujícími časově diskrétními rovnicemi popisující vektor stavu, parametrů a výstupů:

Množinu hodnot výstupních a vstupních veličin v čase  $k$  označíme jako:

$$\zeta_k = \{y(k), \dots, y(0), u(k-1), \dots, u(0)\}, k = 1, \dots, N-1; \zeta_0 = \{y(0)\} \quad (2.4)$$

Kritérium optimálního řízení má tvar:

$$J = E \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} g_{k+1}[x(k+1), u(k)] \right\} \quad (2.5)$$

kde:  $g_{k+1}$  jsou známé kladné konvexní skalární funkce.

Problém optimálního adaptivního duálního řízení spočívá v nalezení posloupnosti akčních zásahů:

$u(k) = uk(\zeta_k)$  pro  $k = 0, 1, \dots, N-1$ , které minimalizuje kritérium  $J$  dané vztahem (2.5).

### 2.3 Formální řešení duálního řízení

Dále provedeme charakterizaci adaptivních duálních systémů řízení na diskretním jednorozměrovém (SISO) systému, který je popsán stochastickou diferenční rovnicí.

$$y(k+1) = bu(k) + \xi(k), b \neq 0 \quad (2.6)$$

kde  $b$  je neznámý parametr s počátečním odhadem  $\hat{b}(0)$  a počáteční kovariační maticí  $C(0)$ , náhodné porucha  $\xi(k)$  má rozptyl  $E = \{\xi^2(k)\} = \sigma_\xi^2$ . Tento model popisuje stabilní soustavu s neznámým zesílením  $b$ .

Pokud ovšem budeme minimalizovat kritérium více krokově:

$$J = E \left\{ \sum_{k=1}^N [w(k) - y(k)]^2 \right\} \quad (2.7)$$

bude výsledná úloha optimálního řízení  $u(k) = f[w(k) - y(k)]$  neřešitelná.

Abychom dosáhli optimálních odhadů parametrů použijeme stochastického odhadu stavu, tzv. Kalmánův filtr:

$$\hat{b}(k+1) = \hat{b}(k) + \frac{C(k)u(k)}{C(k)u^2(k) + \sigma_\xi^2} [y(k+1) - \hat{b}(k)u(k)] \quad (2.8)$$

a

$$C(k+1) = \frac{C(k)\sigma_\xi^2}{C(k)u^2(k) + \sigma_\xi^2} = C(k) - \frac{C^2(k)u^2(k)}{C(k)u^2(k) + \sigma_\xi^2} \quad (2.9)$$

Z rovnic (2.8) a (2.9) je patrné, že pro danou směrodatnou odchylku  $\sigma_\xi$  jsou odhady parametrů a jeho kovariace závislé na signálu  $u(k)$ .

Abychom dosáhli zlepšení odhadů je vhodné použít větší hodnoty  $u(k)$ . Při dlouhodobém buzení velkými hodnotami  $u(k)$  se můžou významně zlepšit odhady parametrů.

Pro neohraničený řídicí signál obdržíme přesnou hodnotu odhadu jako:

$$\lim_{|u(k)| \rightarrow \infty} C(k+1) = 0 \quad (2.10)$$

a

$$\lim_{|u(k)| \rightarrow \infty} \hat{b}(k+1) = b \quad (2.11)$$

Hlavním problémem je optimální volba vstupního signálu  $u(k)$ .

Při použití CE (viz. kapitola 3.1) přístupu předpokládáme, že všechny stochastické proměnné vystupující v systému, jsou rovny svým očekávaným hodnotám. Pro uvažovaný případ to znamená, že  $\xi(k) = 0$  a  $\hat{b}(k) = b$ .

Optimální řízení za předpokladu CE (viz. kapitola 3.1) přístupu:

$$u(k) = u_{\text{CE}}(k) = \frac{w(k+1)}{\hat{b}(k)} \quad (2.12)$$

Minimalizujeme-li však kritérium **jednokrokově** ve tvaru

$$J_k^c = E\left\{ [w(k+1) - y(k+1)]^2 | \mathcal{S}_k \right\} \quad (2.13)$$

dostaneme pro uvažovaný případ řízení ve tvaru

$$u(k) = u_c(k) = \frac{\hat{b}(k)w(k+1)}{\hat{b}^2(k) + C(k)} = \frac{1}{1 + \frac{C(k)}{\hat{b}^2(k)}} u_{\text{CE}}(k) \quad (2.14)$$

Výsledná rovnice regulátoru s kladnou hodnotou ve jmenovateli způsobí, že akční veličina dosahuje menších hodnot než v případě regulátoru CE. Takovýto typ regulátoru s tímto typem chování se nazývá **cautious** regulátor.

Výsledné vztahy pro cautious řízení a excitaci soustavy tvoří základní dvě vlastnosti, kterými se vyznačují adaptivní duální systémy řízení.

## 2.4 Použití bikriteriálního přístupu

Kritérií pro optimální řízení existuje několik. Za nejvýznamnější nebo nepoužívanější lze považovat

$$J_k^a = C(k+1) \quad (2.15)$$

a

$$J_k^a = -E\left\{[y(k+1) - \hat{b}(k)u(k)]^2 | \mathfrak{S}_k\right\} \quad (2.16)$$

Kritérium (2.15) vyjadřuje okamžitou nejistotu odhadu parametrů pro  $(k+1)$  vzorek.

Obě tyto kritéria mají ovšem nedostatek: pokud minimalizujeme libovolné kritérium neurčitostí odhadu parametrů (uncertainty index), vede tato minimalizace na neomezeně velké hodnoty akční veličiny. Aby se zabránilo nabývání akční veličiny velkých hodnot, zavádí se omezující podmínky  $\Omega_k$ . Tyto podmínky jsou ovšem v rozporu s cautious řízením, a proto se zavádí kompromis mezi buzením a cautious řízením  $u_c(k)$ . Tento kompromis spočívá v definování omezení právě v okolí hodnoty  $u_c(k)$  jako:

$$\Omega(k) = [u_c(k) - \theta(k); u_c(k) + \theta(k)] \quad (2.17)$$

Tyto podmínky omezují velikost buzení, přičemž  $\theta(k) \geq 0$ . Optimální regulátor s ohledem na rovnice (2.15) nebo (2.16) a ohraničující podmínku (2.17) bude mít obecný tvar.

$$u(k) = u_c(k) + \text{sgn}\{u_c(k)\}\theta(k) \quad (2.18)$$

kde:

$$\text{sgn}\{u_c(k)\} = \begin{cases} 1 & u_c(k) \geq 0 \\ -1 & \text{pro } u_c(k) < 0 \end{cases} \quad (2.19)$$

Rovnici (2.18) dostaneme substitucí (2.6) do (2.16), kdy obdržíme

$$J_k^a = -E\left\{[y(k+1) - \hat{b}(k)u(k)]^2 | \mathfrak{S}_k\right\} = -C(k)u^2(k) + \sigma_\xi^2 \quad (2.20)$$

a z rov. (2.15) nebo (2.16) a (2.17) můžeme vyvodit, že optima pro

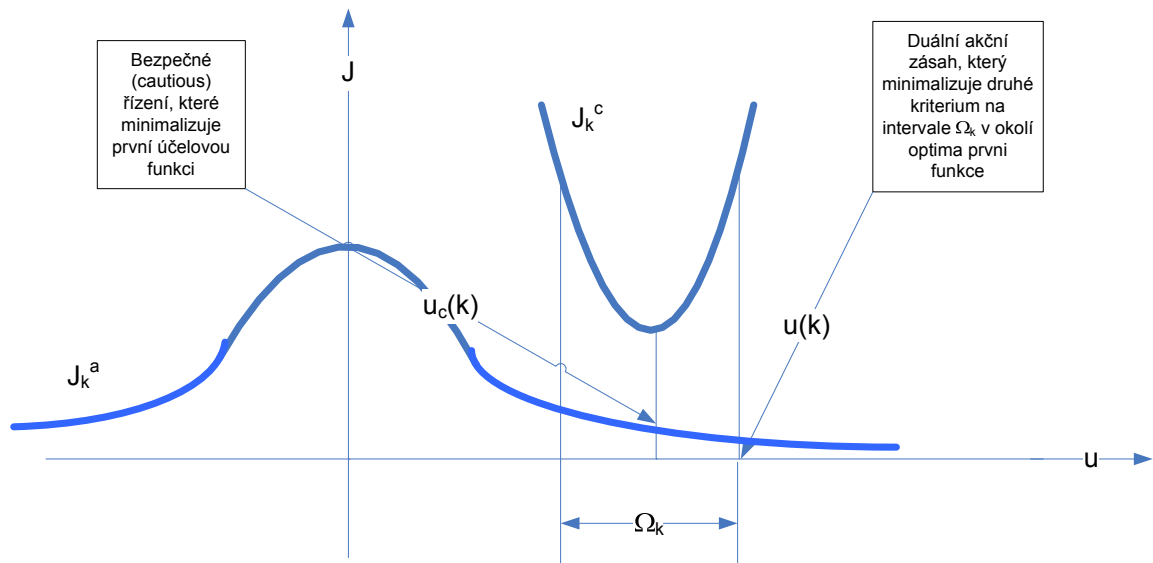
$$u(k) = \arg \min_{u(k) \in \Omega_k} J_k^a \quad (2.21)$$

je dosaženo na hranici oblasti  $\Omega_k$  ve tvaru

$$u(k) = u_c(k) + \text{sgn}\left\{J_k^a[u_c(k) - \theta(k)] - J_k^a[u_c(k) + \theta(k)]\right\}\theta(k) \quad (2.22)$$

Velikost buzení může být volena s ohledem na rov. (2.15) jako

$$\theta(k) = \eta C(k), \eta \geq 0 \quad (2.23)$$



Obrázek 5. Minimalizace dvou účelových funkcí duálního řízení

Uvedený duální regulátor tedy postupně minimalizuje obě kritéria, přičemž parametr (2.23) určuje kompromis mezi těmito kritérii během minimalizace.

## 2.5 Příklad spojitého duálního systému

Tento příklad je převzatý z literatury [8]. Je zde uveden pro lepší pochopení problematiky.

Duální přístup je možné použít i pro spojité systémy. Budeme uvažovat případ deterministického spojitého SISO systému popsaného rovnicí:

$$y(t) = bu(t) \quad (2.24)$$

kde  $b$  je neznámý parametr.

Odhad parametrů  $b(t)$  získáme řešením diferenciální rovnice:

$$\dot{\hat{b}}(t) = -u^2(t)\hat{b}(t) + u(t)y(t) = -u^2(t)[\hat{b}(t) - b] \quad (2.25)$$

kde  $b(t) \equiv b$ .

Pravou stranu rov. (2.25) můžeme považovat za záporný gradient kritéria

$$J_1 = \frac{1}{2} [y(t) - \hat{b}(t)u(t)]^2 \quad (2.26)$$

Dosazením (2.24) do (2.25) dostáváme

$$\dot{\hat{b}}(t) = -u(t)\hat{y}(t) + u(t)y(t) = -u(t)[\hat{y}(t) - y(t)] \quad (2.27)$$

kde

$$\hat{y}(t) = \hat{b}(t)u(t) \quad (2.28)$$

Zavedením kritéria neurčitosti odhadovaného parametru podobně jako u (2.26)

$$J^a = -[\hat{y}(t) - y(t)]^2 \quad (2.29)$$

keré by mělo být minimalizováno pro  $u \in \Omega(t)$ , kde

$$\Omega(t) = [u_c(t) - \theta(t); u_c(t) + \theta(t)] \quad (2.30)$$

a volbou  $\theta(t) > 0$  dostaneme velikost budicího signálu. Zákon řízení pro vnučenou separaci identifikace a řízení (rovnice CE-regulátoru) je ve tvaru

$$u_{CE}(t) = \frac{w(t)}{\hat{b}(t)} \quad (2.31)$$

Pro optimalizaci řízení použijeme kritérium odchylky (chyby predikce)

$$I(t) = \frac{1}{t} \int_0^t \bar{e}^2(\tau) d\tau, \quad \bar{e}^2(\tau) = \hat{y}(\tau) - y(\tau). \quad (2.32)$$

Amplitudu buzení zavedeme jako

$$\theta(t) = \eta I(t) \quad (2.33)$$

kde  $\eta$  je faktor buzení. Cautious řízení je dáno parametrem  $\alpha$ , kritériem  $I(t)$  a hodnotou akčního zásahu  $u_{CE}(t)$  jako

$$u_c(t) = \frac{1}{1 + \alpha I(t)} u_{CE}(t) \quad (2.34)$$

Užitím bikriteriálního přístupu je minima kritéria (2.29) dosaženo na intervale (2.30) ve tvaru

$$u(t) = u_c(t) + \operatorname{sgn}\{J^a[u_c(t) - \theta(t)] - J^a[u_c(t) + \theta(t)]\} \eta I(t) \quad (2.35)$$

Dosažením rovnic (2.24), (2.28) a (2.29) do (2.35) dostaneme

$$u(t) = u_c(t) + \operatorname{sgn}\{u_c(t)\} \eta I(t) \quad (2.36)$$

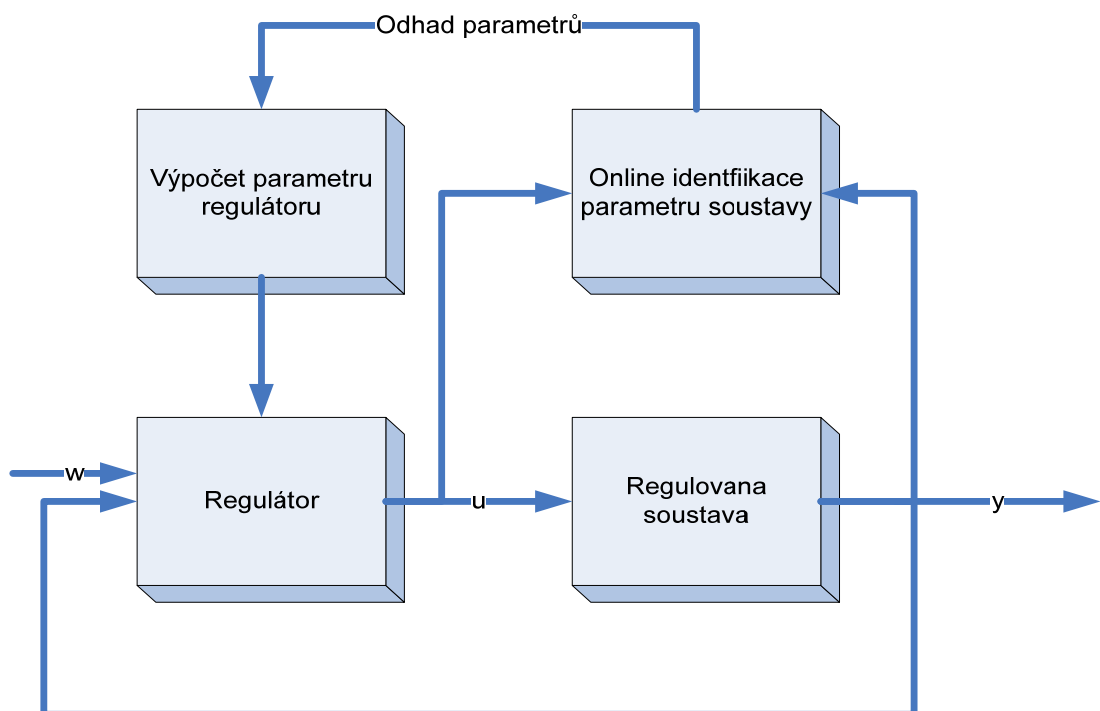
Rovnice (2.34) a (2.36) určují jednoduchý zákon duálního řízení pro uvažovanou soustavu. Regulátor popsany těmito rovnicemi poskytuje optimální buzení soustavy při zachování



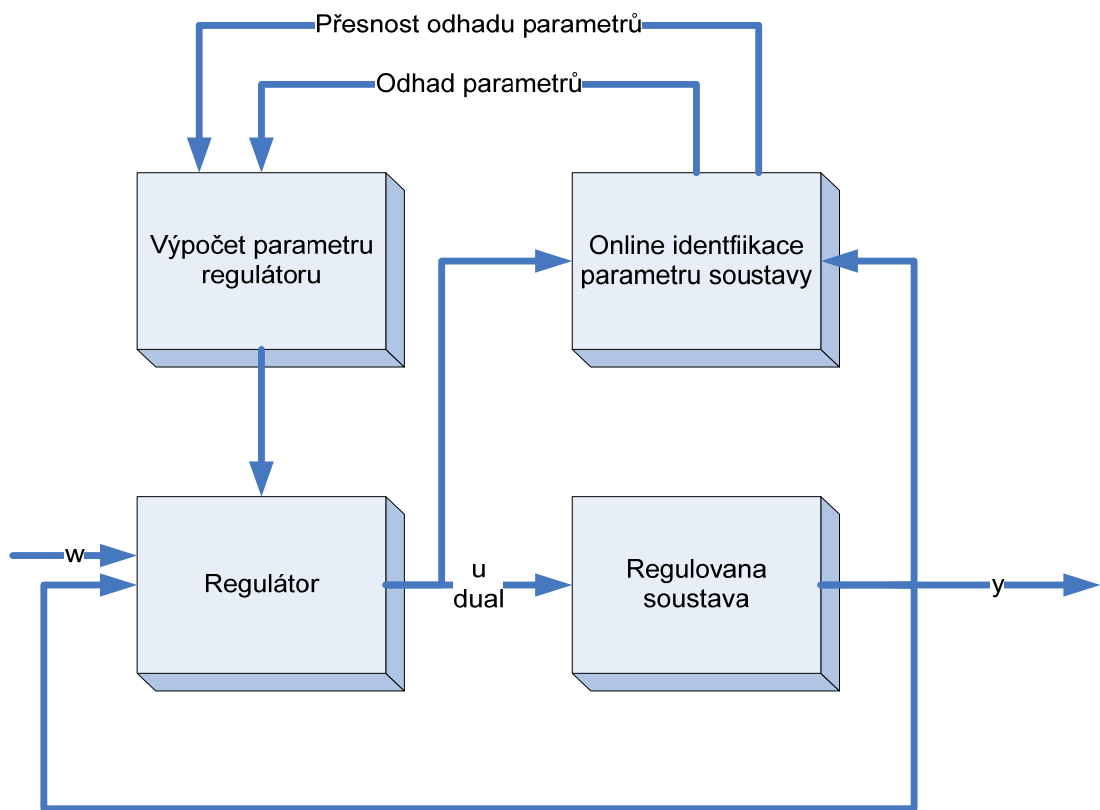
cautious řízení. Uvažujeme zde chybu predikce a po skončení adaptace je akční veličina totožná s tou, kterou dává CE-regulátor podle rov. (2.31).

## 2.6 Obecná struktura adaptivního duálního systému řízení

Hlavním rozdílem ve vlastnostech mezi konvenčními adaptivními systémy a duálními systémy je rozdíl v přenosu odhadu parametrů.



Obrázek 6. Adaptivní řídicí systém založený na CE přístupu



Obrázek 7. Adaptivní duální řídicí systém

U duálních systémů vstupují do regulátoru nejenom bodové odhady parametrů, ale i přesnost těchto odhadů. Tato přesnost se také může nazývat správnost nebo neurčitost. Vezmeme-li v úvahu tuto neurčitost identifikovaných odhadů parametrů, můžeme vypočítat akční zásah regulátoru, který zajišťuje optimální buzení soustavy pro identifikaci při zachování bezpečného řízení. Tímto přístupem můžeme výrazně zlepšit kvalitu řízení v systémech, o kterých máme málo apriorních informací, a které se vyznačují velkým stupněm neurčitosti.

### 3 BIKRITERIÁLNÍ SYNTÉZA DUÁLNÍHO REGULÁTORU

#### 3.1 Vnucená separace identifikace a řízení

Teorii duálního optimálního řízení bylo věnováno mimořádné úsilí, ovšem optimální duální řízení je pro svoji značnou složitost natolik výpočetně složité, že se pro naprostou většinu reálných případů stalo nepoužitelné. Proto bylo nutné řešit dané úlohy aplikováním určitého zjednodušení, které se zakládá na experimentálních zkušenostech a intuici. Toto řešení se nazývá vnucená separace identifikace a řízení CE(Certainty Equivalence).

Princip tohoto zjednodušení spočívá v následujícím postupu [4]:

- Vektor parametrů  $\Theta$  modelu řízeného procesu se pro daný krok řízení považuje za známý, a to roven jeho bodovému odhadu, který je v daném okamžiku k dispozici, tj.  $\Theta = \hat{\Theta}(k-1)$
- Za tohoto předpokladu se navrhne strategie řízení pro zvolené kritérium kvality řízení a vypočítá se právě potřebný akční zásah  $u(k)$
- Pro získání nového vzorku regulované veličiny  $y(k)$  (resp. Externí měřené poruchy  $v(k)$ ) a známého akčního zásahu  $u(k)$  se provede další identifikační krok pomocí rekurzivního identifikačního algoritmu. To znamená, že nová informace o procesu, kterou nese trojice dat  $\{u(k), y(k), v(k)\}$ , se použije k aktualizaci odhadu  $\hat{\Theta}(k-1)$  a celý postup se opakuje pro nový odhad  $\hat{\Theta}(k)$ .

#### 3.2 Identifikační algoritmus

Modifikace MNC (Metoda Nejmenších Čtverců) pro t-variantní soustavu

Uvažujme **diskrétní t-variantní SISO** systém popsany rovnicí

$$y(k+1) = b_1(k)u(k) + \dots + b_{nb}(k)u(k-nb+1) - a_1(k)y(k) + \dots - a_{na}(k)y(k-na+1) + \xi(k) \quad (3.1)$$

kde:  $y(k+1)$  je hodnota výstupní veličiny v  $k+1$  okamžiku vzorkování, tj. v čase  $t = kT_0$ , přičemž periodu vzorkování  $T_0$  považujeme za rovnu jedné.

$\xi(k)$  je stochastická porucha (náhodná, měření nepřípustná složka) - bílý šum s nulovou střední hodnotou a rozptylem  $\sigma_\xi^2$ ;  $a_i(k)$  a  $b_j(k)$  pro  $i=1, \dots, na$  a  $j=1, \dots, nb$

jsou časově proměnné parametry soustavy. Rovnici můžeme zapsat v tzv. kompaktní vektorové formě jako

$$y(k+1) = \Theta^T(k)\phi(k) + \xi(k) \quad (3.2)$$

kde

$$\Theta(k) = [b_1(k), b_2(k), \dots, b_{nb}(k), a_1(k), a_2(k), \dots, a_{na}(k)]^T \quad (3.3)$$

je vektor parametrů vyšetřovaného modelu a

$$\phi(k) = [u(k), u(k-1), \dots, u(k-nb+1), y(k), y(k-1), \dots, y(k-na+1)]^T \quad (3.4)$$

je vektor dat, tzv. regresor.

Uvažujeme-li případ, kdy se vyskytuje stochastické kolísání parametrů (Wienerův drift) popsané jako

$$\Theta(k+1) = \Theta(k) + \varepsilon(k) \quad (3.5)$$

kde vektorová složka šumu  $\varepsilon(k)$  a skalár  $\xi(k)$  jsou vzájemně nezávislé. Kovariační matici šumu  $\varepsilon(k)$  označíme  $Q_\varepsilon(k)$ . Pro odhad vektoru parametrů  $\Theta(k)$  můžeme použít Kalmánův filtr ve tvaru

$$\hat{\Theta}(k+1) = \hat{\Theta}(k) + q(k+1)e(k+1) \quad (3.6)$$

$$e(k+1) = y(k+1) - \hat{\Theta}^T(k)\phi(k) \quad (3.7)$$

$$q(k+1) = C(k)\phi(k)[\phi^T(k)C(k)\phi(k) + \sigma_\xi^2]^{-1} \quad (3.8)$$

$$C(k+1) = C(k) - q(k+1)\phi^T(k)C(k) + Q_\varepsilon(k) \quad (3.9)$$

kde

$$\hat{\Theta}(k) = E\{\Theta(k)|\mathfrak{S}_k\} \quad (3.10)$$

$$C(k) = E\{[\Theta - \hat{\Theta}(k)][\Theta - \hat{\Theta}(k)]^T | \mathfrak{S}_k\} \quad (3.11)$$

$$\mathfrak{S}_k = \{y(0), \dots, y(k), u(0), \dots, u(k-1)\}, \quad \mathfrak{S}_0 = \{y(0)\}. \quad (3.12)$$

Předpokládáme, že počáteční hodnoty  $\hat{\Theta}(0)$  a  $C(0)$  jsou pro výše uvedené rovnice známé.

Zavedením matic

$$\bar{C}(k) = \sigma_{\xi}^{-2}(k)C(k), \quad \bar{Q}_{\varepsilon}(k) = \sigma_{\xi}^{-2}(k)Q_{\varepsilon}(k) \quad (3.13)$$

a jejich dosazením do rovnic (3.8) a (3.9) dostaneme

$$q(k+1) = \bar{C}(k)\phi(k)[\phi^T(k)\bar{C}(k)\phi(k) + 1]^{-1} \quad (3.14)$$

a

$$\bar{C}(k+1) = \bar{C}(k) - q(k+1)\phi^T(k)\bar{C}(k) + \bar{Q}_{\varepsilon}(k) \quad (3.15)$$

Tento identifikační algoritmus je zobecněním rekurzivní metody nejmenších čtverců (RLS – Recursive Least Squares), které se používá pro identifikaci t-variantních procesů. Jedná se o RLS se zapomínáním a konstantní stopou matice (RLS with forgetting and constant trace modification). Dá se ověřit, že pro  $\bar{Q}_{\varepsilon}(k) \equiv 0$  rovnice (3.15) odpovídá algoritmu RLS. Algoritmus RLS s faktorem zapomínání  $0 < \alpha \leq 1$  má tvar

$$\bar{C}(k+1) = \frac{1}{\alpha}[\bar{C}(k) - q(k+1)\phi^T(k)\bar{C}(k)] \quad (3.16)$$

a matice (3.13)

$$\bar{Q}_{\varepsilon}(k) = \frac{1-\alpha}{\alpha}[\bar{C}(k) - q(k+1)\phi^T(k)\bar{C}(k)] \quad (3.17)$$

Modifikaci pro konstantní stopu matice, kdy  $\text{tr}[\bar{C}(k+1)] = \text{tr}[\bar{C}(k)]$  obdržíme vhodnou volbou matice  $\bar{Q}_{\varepsilon}(k)$  v rov. 3.15 a 3.17

Z výše uvedeného vyplývá, že algoritmus RLS se zapomínáním či konstantní stopou matice poskytuje optimální odhady parametrů soustav zatížených Wienerovým kolísáním parametrů (Wiener parameter drift) popsanych

$$\Theta(k+1) = \Theta(k) + \varepsilon(k) \quad (3.5) \quad (3.18)$$

přičemž kovariační matice drift šumu  $\varepsilon(k)$  je definována rovnicemi

a matice (3.13)

$$\bar{Q}_\xi(k) = \frac{1-\alpha}{\alpha} [\bar{C}(k) - q(k+1)\phi^T(k)\bar{C}(k)] \quad (3.1)(3.19)$$

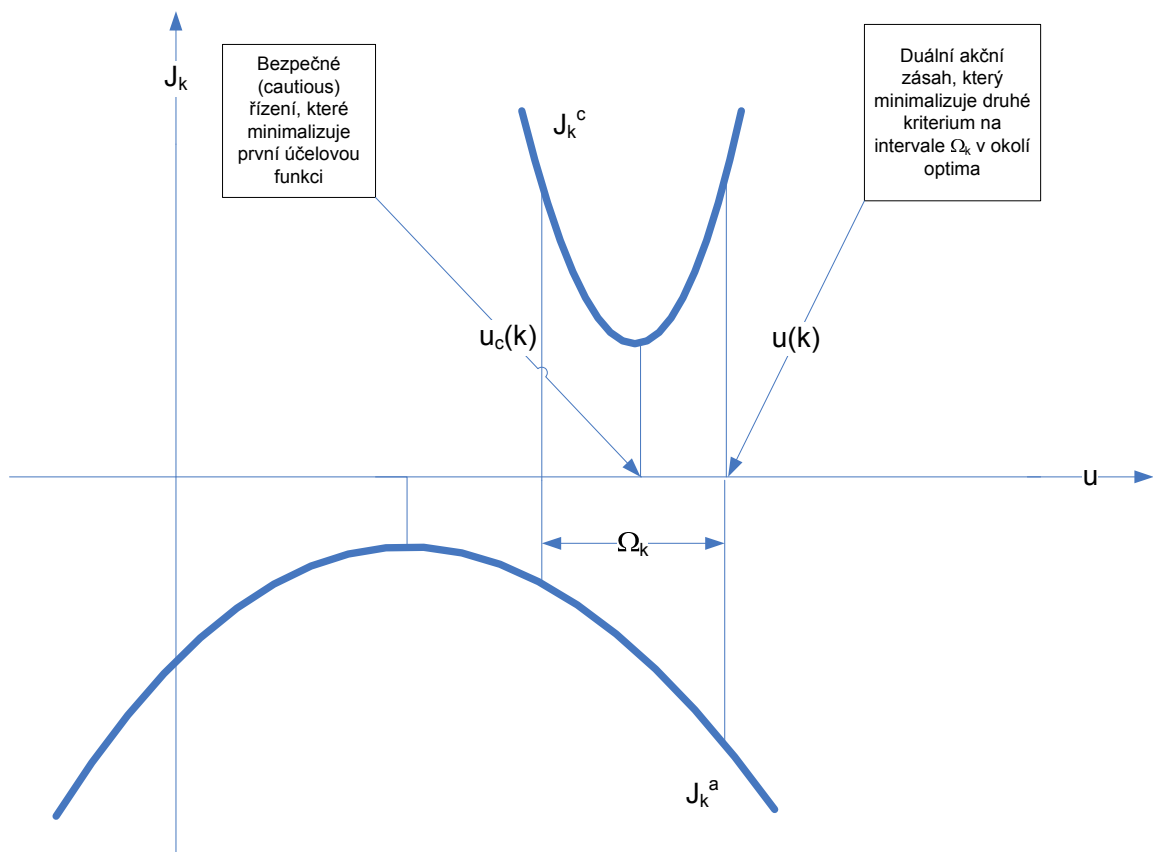
a

$$\bar{C}(k) = \sigma_\xi^{-2}(k)C(k), \quad \bar{Q}_\varepsilon(k) = \sigma_\xi^{-2}(k)Q_\varepsilon(k) \quad (3.20)$$

Jelikož se takto modifikovaný algoritmus RLS osvědčil při jeho aplikaci na četné praktické úlohy, dá se říci že modelovat kolísání (drift) parametrů jako Wienerův proces je správnou domněnkou v případech, kdy je to uskutečnitelné.

### 3.3 Účelová funkce duálního řízení

Jak bylo zmíněno, bikriteriální syntéza je založena na minimalizaci dvou ztrátových funkcí, což odpovídá dvěma cílům duálního řízení. Výsledkem minimalizace tzv. řídicích ztrát (control losses)  $J_k^c$  je hodnota bezpečného řízení  $u_c(k)$ . Druhá účelová funkce - kritérium neurčitosti odhadovaných parametrů  $J_k^a$  je minimalizována na vymezeném intervalu  $\Omega_k$  v okolí hodnoty  $u_c(k)$ . Výsledkem této optimalizace je hodnota duálního řízení (akční veličiny)  $u(k)$ , která je „kompromisem“ minimalizace těchto dvou účelových funkcí. Velikost budicí (excitační) složky akčního zásahu určena velikostí intervalu  $\Omega_k$ .



Obrázek 8. Minimalizace dvou účelových funkcí duálního řízení

Ztrátové funkce zavedeme s ohledem na bikriteriální metodu jako

$$J_k^c = E \left\{ [w(k+1) - y(k+1)]^2 + r [u(k) + q_1 u(k-1) + \dots + q_{nq} u(k-nq)]^2 \right\}, \quad r \geq 0 \quad (3.23)$$

a

$$J_k^a = -E \left\{ [y(k+1) - \hat{\Theta}^T(k) \phi(k)]^2 \right\} \quad (3.24)$$

kde  $q_i$  jsou koeficienty polynomu regulátoru

$$Q(z^{-1}) = q_0 + q_1 z^{-1} + \dots + q_{nq} z^{-nq}, \quad nq \geq 0, \quad (3.25)$$

kde  $q_0 = 1$ .

Ukazatel chování popsany první ztrátovou funkcí má řídicí funkci, a to minimalizovat regulační odchylku, zatímco druhý má za úkol zrychlit proces odhadu parametrů. Duální regulátor obdržíme bikriteriální optimalizací pro konstantní hodnotu  $\Omega_k$ :

$$u(k) = \arg \min_{u(k) \in \Omega_k} J_k^a, \quad (3.26)$$

$$\Omega_k = [u_c(k) - \theta(k); u_c(k) + \theta(k)], \quad (3.27)$$

$$\theta(k) = \eta \text{tr}\{C(k)\}, \quad \eta \geq 0, \quad (3.28)$$

$$u_c(k) = \arg \min_{u(k)} J_k^c, \quad (3.29)$$

kde hodnotu  $u_c(k)$  získáme minimalizací rov.

$$J_k^c = E\left\{ [w(k+1) - y(k+1)]^2 + r[u(k) + q_1 u(k-1) + \dots + q_{nq} u(k-nq)]^2 \right\} \quad (3.30)$$

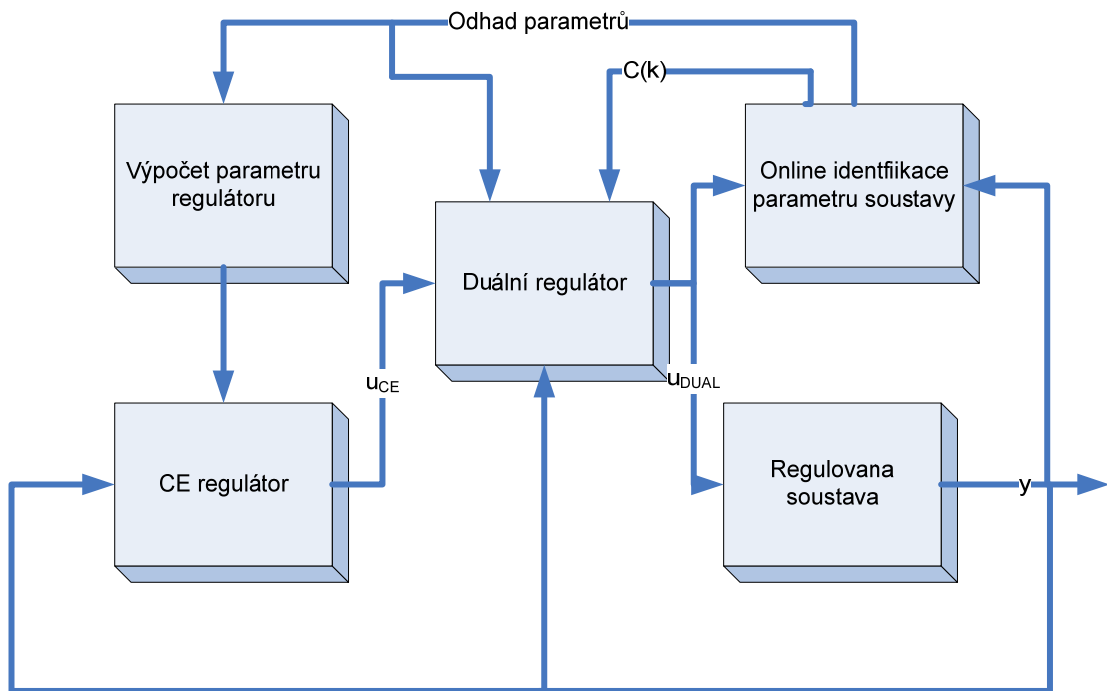
Tato rovnice se nazývá první účelová funkce.

Omezení  $\Omega_k$  definuje hodnotu budicího signálu pro každý časový okamžik  $k$  a je symetricky umístěno kolem optimálního řešení. Amplituda buzení závisí na hodnotě parametru  $\eta$  a na stopě (kovariační) matice  $C(k)$  [8].

### 3.4 Duální modifikace explicitních regulátorů

V případě explicitního přístupu můžeme syntézu duálního regulátoru provést nezávisle na struktuře CE regulátoru a takto navržený duální regulátor použijeme v URO společně s libovolným explicitním CE regulátorem. Plní tak funkci přídavného zařízení, které modifikuje akční zásah CE regulátoru na akční zásah duálního charakteru. Touto modifikací můžeme zlepšit chování CE regulátorů založených na různých přístupech (pole placement, LQ). Struktura takového duálně modifikovaného systému řízení je znázorněna na Obr. 7.





Obrázek 9. Struktura duálně modifikovaného adaptivního řídicího systému

Uvažujme diskrétní SISO systém popsany rovnicí

$$\begin{aligned}
 y(k+1) &= \\
 &= b_1(k)u(k) + \dots + b_{nb}(k)u(k-nb+1) - a_1(k)y(k) - \\
 &\quad - \dots - a_{na}(k)y(k-na+1) + \xi(k) = \\
 &= b_1u(k) + \Theta_0^T \Phi_0(k) + \xi(k) = \Theta^T \Phi(k) + \xi(k)
 \end{aligned} \tag{3.31}$$

kde

$$\Theta^T = [b_1, \dots, b_{nb}, a_1, \dots, a_{na}] = [b1; \Theta_0^T] \tag{3.32}$$

Je vektor parametrů vyšetřovaného ARX (stochastického regresního modelu) modelu a

$$\begin{aligned}
 \Phi^T(k) &= \\
 &= [u(k) + \dots + u(k-n+1), y(k), \dots, y(k-n+1)] = [u(k); \Phi_0^T]
 \end{aligned} \tag{3.33}$$

je regresor. Náhodný šum  $\xi(k)$  má rozptyl  $\sigma_\xi^2$

Je použit identifikační algoritmus RLS popsany v kapitole 3.2. Vektor odhadu parametrů se aktualizuje podle vztahu

$$\hat{\Theta}(k+1) = \hat{\Theta}(k) + \frac{C(k)\Phi(k)}{\Phi^T(k)C(k)\Phi(k) + \sigma_\xi^2} \hat{e}(k+1) \tag{3.34}$$

kde

$$\hat{e}(k+1) = y(k+1) - \hat{\Theta}^T(k)\Phi(k) \quad (3.35)$$

je chyba predikce. Čtvercová kovarianční matice

$$C(k) = \begin{bmatrix} c_{b_1}(k) & c_{b_1\Theta_0}^T(k) \\ c_{b_1\Theta_0}(k) & C_{\Theta_0}(k) \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

je aktualizován podle vztahu

$$C(k+1) = C(k) - \frac{C(k)\Phi(k)\Phi^T(k)C(k)}{\Phi^T(k)C(k)\Phi(k) + \sigma_\xi^2} \quad (3.37)$$

Nominální hodnota výstupu při řízení CE regulátorem je

$$\hat{y}(k+1) = b_1(k)u_{CE}(k) + \hat{\Theta}_0^T(k)\Phi_0(k) \quad (3.38)$$

Kritéria duálního řízení jsou dvě účelové funkce

$$J_k^c = E\left\{[\hat{y}(k+1) - y(k+1)]^2 \middle| \mathfrak{S}_k\right\} \quad (3.39)$$

$$J_k^a = E\left\{[y(k+1) - \hat{\Theta}^T(k)\Phi(k)]^2 \middle| \mathfrak{S}_k\right\} \quad (3.40)$$

Dosazením rovnic (3.31) a (3.38) do rovnice (3.39) a nahrazením neznámých parametrů soustavy jejich odhady obdržíme první kritérium ve tvaru

$$\begin{aligned} J_k^c &= \\ &= \Phi_0^T(k)C_{\Theta_0}(k)\Phi_0(k) + \hat{b}_1^2(k)u_{CE}^2(k) + [\hat{b}_1^2(k) + c_{b_1}(k)]u^2(k) - \\ &- 2\hat{b}_1^2(k)u_{CE}(k)u(k) - 2c_{b_1\Theta_0}^T(k)\Phi_0(k)u(k) + \sigma_\xi^2 \end{aligned} \quad (3.41)$$

Minimalizací kritéria (3.41) dostaneme hodnotu cautious řízení

$$u_c(k) = \frac{\hat{b}_1^2 u_{CE}(k) - c_{b_1\Theta_0}^T(k)\Phi_0(k)}{\hat{b}_1^2(k) + c_{b_1}(k)} \quad (3.42)$$

Dosazením rovnice (3.31) do rovnice (3.40) obdržíme druhé kritérium ve tvaru

$$J_k^a(u(k)) = -c_{b_1}(k)u^2(k) - 2c_{b_1\Theta_0}^T(k)\Phi_0(k)u(k) + \bar{d}_3(k) \quad (3.43)$$

kde  $\bar{d}_3(k)$  neobsahuje  $u(k)$ . Upravou (3.43)

$$\begin{aligned} J_k^a[u_c(k) - \theta(k)] - J_k^a[u_c(k) + \theta(k)] &= \\ = 4c_{b_1}^T(k)u_c(k)\theta(k) + 4c_{b_1}^T(k)\Phi_0(k)\theta(k) \end{aligned} \quad (3.44)$$

a následnou substitucí do rovnice

$$u(k) = u_c(k) + \theta(k) \operatorname{sgn}\{J_k^a[u_c(k) - \theta(k)] - J_k^a[u_c(k) + \theta(k)]\} \quad (3.45)$$

Která je minimem rovnice (3.27), dostáváme zobecněný zákon duálního řízení [8]

$$u(k) = u_c(k) + \theta(k) \operatorname{sgn}\{c_{b_1}^T(k)u_c(k) + c_{b_1\Theta_0}^T(k)\Phi_0(k)\} \quad (3.46)$$

### 3.5 Shrnutí duální modifikace

Vhodným zavedením účelových funkcí duálního řízení jsme schopni modifikovat akční zásah prakticky libovolného explicitního adaptivního CE regulátoru pro řízení SISO popsaného ARX modelem na akční zásah duálního charakteru. Takový duální regulátor je popsán rovnicemi:

$$u_c(k) = \frac{\hat{b}_1^2(k)u_{CE}(k) - c_{b_1\Theta_0}^T(k)\Phi_0(k)}{\hat{b}_1^2(k) + c_{b_1}^T(k)} \quad (3.41)$$

$$u(k) = u_c(k) + \theta(k) \operatorname{sgn}\{c_{b_1}^T(k)u_c(k) + c_{b_1\Theta_0}^T(k)\Phi_0(k)\} \quad (3.42)$$

$$\theta(k) = \eta\{C(k)\}, \eta \geq 0 \quad (3.43)$$

Výhodou této modifikace z hlediska praktického užití je to, že zásadně nevzrůstá složitost původního algoritmu, přičemž jediným novým vstupním parametrem regulátoru je  $\eta$  s jasnou fyzikální interpretací, kterou je velikost přídavných excitací. Velikost tohoto parametru se volí s ohledem na požadavky adaptivního řízení. Příkladáme-li větší váhu pomalejšímu náběhu přechodového děje (cautious řízení) volíme parametr menší než v případě, kdy požadujeme vytrvalé buzení excitacemi s velkou amplitudou.

## 4 POUŽITÉ ALGORITMY ALGEBRAICKÉHO ŘÍZENÍ

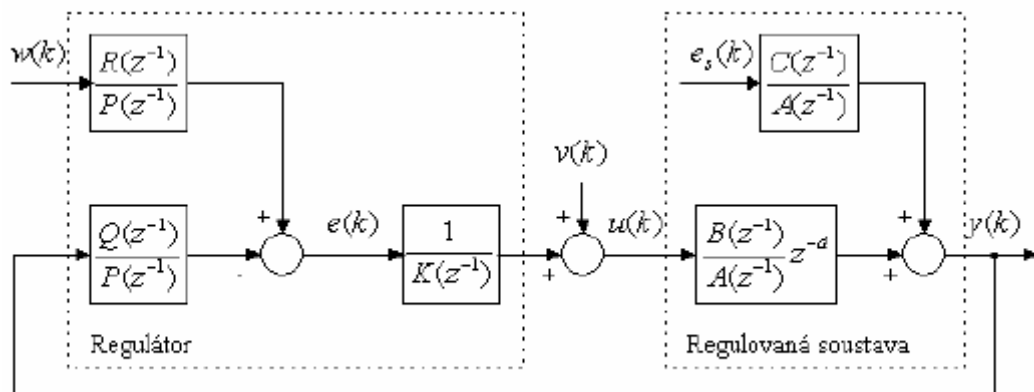
Algebraické metody řízení vycházejí z vnějšího popisu systémů a chápou je jako algebraický objekt. Algebraické metody se používají k řešení problémů řízení diskretních systémů jako například časově optimální nebo kvadraticky optimální řízení. Tyto problémy vedou na lineární zákon řízení a řešení lineárních polynomiálních rovnic.

Lineární polynomiální rovnice se vyskytují při syntéze řízení. Takovéto rovnice se nazývají diofantické rovnice. Základní diofantická rovnice má tvar:

$$A(p) \cdot X(p) + B(p) \cdot Y(p) = C(p)$$

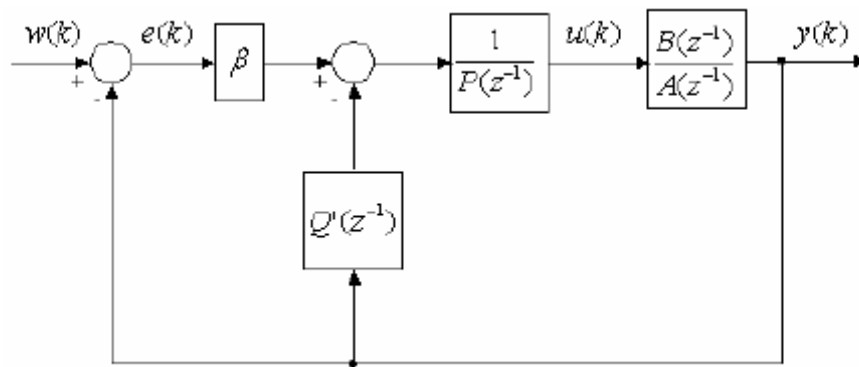
Kde:  $A, B$  a  $C$  jsou zadané polynomiální rovnice s proměnnou  $p$ , zatímco  $X$  a  $Y$  jsou neznámé polynomiální matice.

V této práci budou využívány dva typy adaptivních regulátorů. První z nich je adaptivní regulátor založený na metodě přiřazení pólů, přičemž jeho návrh vychází z obecného blokového schématu uzavřeného regulačního obvodu s dvěma stupni volnosti 2 DOF.



Obrázek 10. Blokové schéma regulačního obvodu s 2 DOF regulátorem.

Druhým použitým adaptivním regulátorem bude regulátor PID-B, konkrétně jde o strukturu regulačního obvodu navrženou Ortégou a Kellym.



Obrázek 11. Blokové schéma regulačního obvodu s regulátorem PID-B

Velice detailní popis zmíněných adaptivních regulátorů je v diplomové práci [9].

## **II. PRAKTICKÁ ČÁST**

## 5 S-FUNKCE

S-funkce (S-Functions = system functions) poskytuje silný mechanismus pro rozšíření Simulinkových schopností.

S-functions je programově napsaný popis simulinkového bloku. S-functions může být naprogramována v jazycích C, C++, Ada nebo Fortran. S-functions napsané v těchto programovacích jazycích se kompilují jako MEX-soubory za použití mex utility. Tyto MEX-soubory jsou dynamicky linkované vždy když to MATLAB vyžaduje.

S-functions používají speciální volací syntaxi, která umožňuje komunikaci se Simulinkovým řešitelem. Syntaxe S-functions je velmi obecná a umožňuje pracovat se spojitými, diskrétními a hybridními systémy.

S-functions dovoluje přidávat do Simulinkových modelů vlastní bloky. Po napsání vlastní S-funkce se soubor umístí do uživatelsky definovaného funkčního knihovního bloku, a přes definovanou komunikační masku dochází k interakci mezi Simulinkovým modelem a S-function

## 6 SIMULAČNÍ OVĚŘENÍ

Vytvořený algoritmus duálního řízení jsem simulačně ověřil v prostředí Matlab/Simulink. Pro ověření bikriteriálního řízení jsem použil PP 2 DOF regulátor, a to z důvodu srovnání dosažených výsledků s výsledky v diplomové práci [9]. Hlavním důvodem pro použití právě tohoto regulátoru je jeho vhodnost pro nasazení v reálných aplikacích. Algoritmy regulátoru jsou implementovány pomocí S-funkcí naprogramovaných v programovacím jazyce C++. Takže namísto vykonávání algoritmu z m-souboru je program vykonáván uvnitř dynamicky linkovaných knihoven (\*.dll). Abych mohl provádět srovnání jednotlivých způsobů realizace algoritmu, využil jsem simulinkového schématu navrženého v diplomové práci [9], kde jsem nahradil bloky pro identifikaci a regulaci za bloky odvolávající dll knihovny.

Simulace byly provedeny pro tři modely soustav druhého řádu (označené jako S1, S2 a S3) a jednu soustavu třetího řádu (S4).

Simulační výpočet byl ve všech případech proveden pro skokové změny žádané hodnoty regulované veličiny.

### 6.1 Ověřování modelu S1

Soustava S1 je kmitavá soustava druhého řádu – proporcionální člen se setrvačností 2. řádu se spojitým přenosem:

$$G_1(s) = \frac{1}{0.16s^2 + 0.16s + 1}$$

Pro zvolenou periodu vzorkování  $T_0=0.05s$  odpovídá diskrétní přenos:

$$G_1(z^{-1}) = \frac{0.0077z^{-1} + 0.0075z^{-2}}{1 - 1.936z^{-1} + 0.9512z^{-2}}$$

U soustavy S1 jsem nijak neomezoval akční zásah.

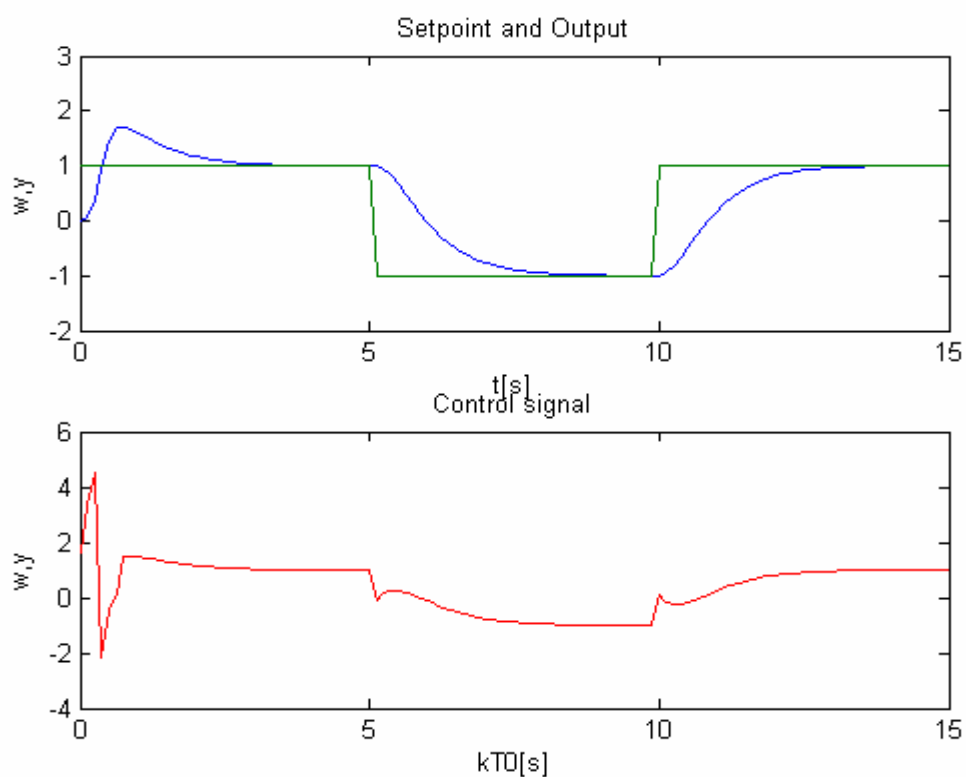
Počáteční hodnoty identifikovaných parametrů ARX modelu, neboli počáteční vektor odhadů byl zvolen jako  $\hat{\Theta}(0) = [0.01 \ 0.02 \ 0.03 \ 0.04]^T$ , počáteční hodnoty prvků hlavní diagonály čtvercové kovariační matice



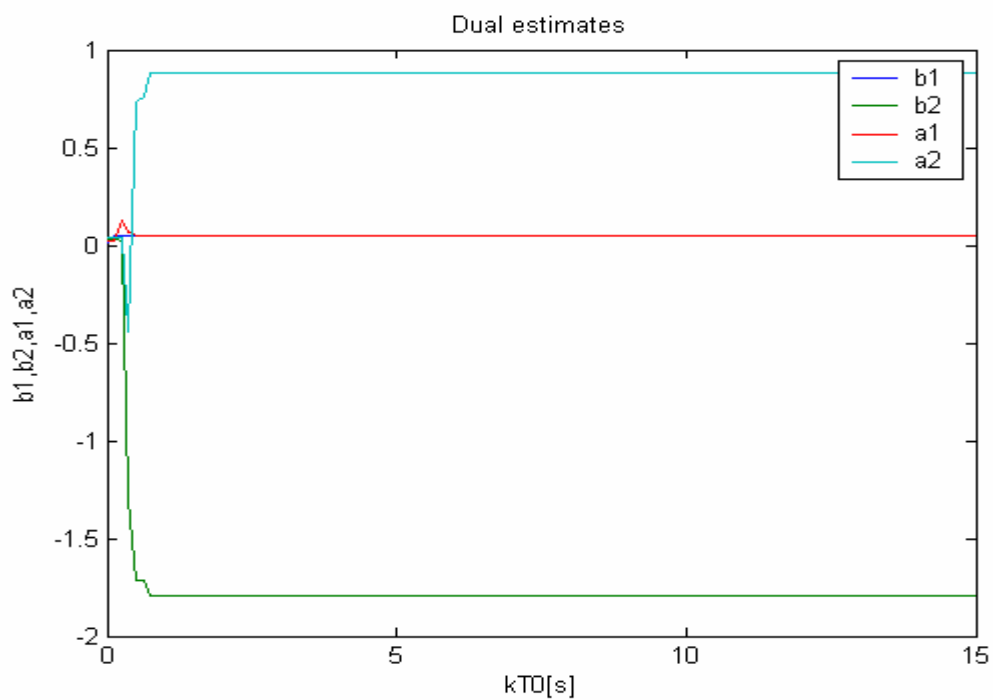
$$C(0) = \begin{bmatrix} 0.4 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.4 \end{bmatrix}$$

a rozptyl náhodného šumu  $\sigma_{\zeta}^2 = 0.001$ . Póly jsem zvolil  $d_1 = -1.5576$ ,  $d_2 = 0.6065$  a  $d_3 = d_4 = 0$  byly zvoleny s ohledem na požadavek aperiodického regulačního pochodu s dobou ustálení přibližně 2 sekundy.

### Výsledek neduálního řízení

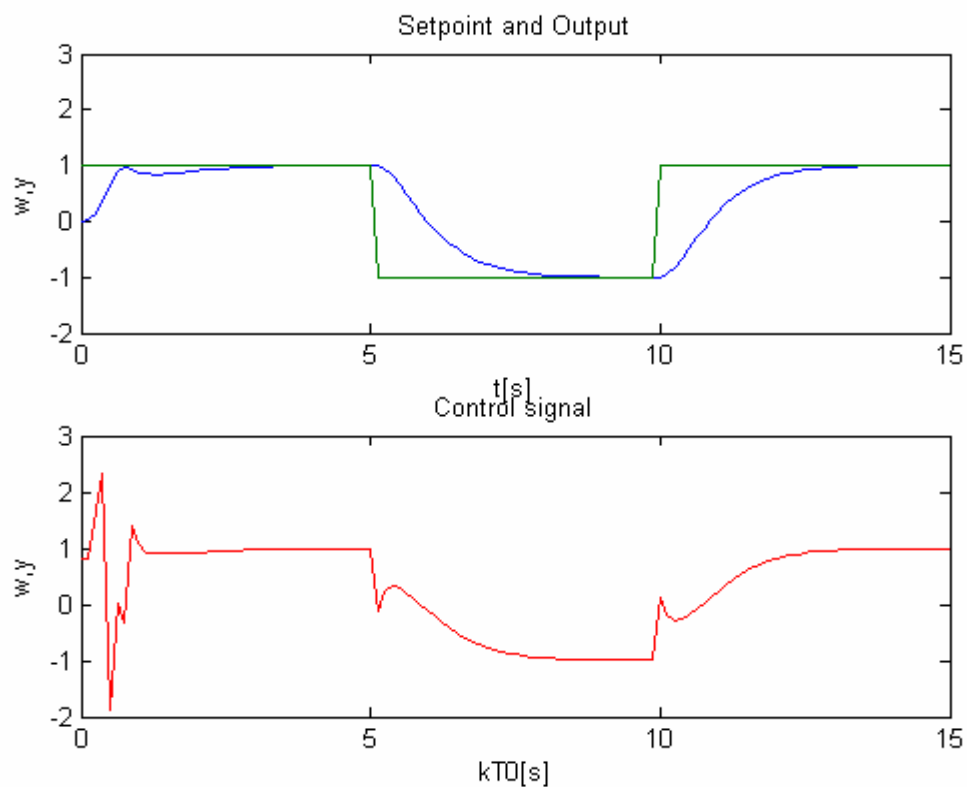


Obrázek 12. Výsledek simulace neduálního řízení soustavy

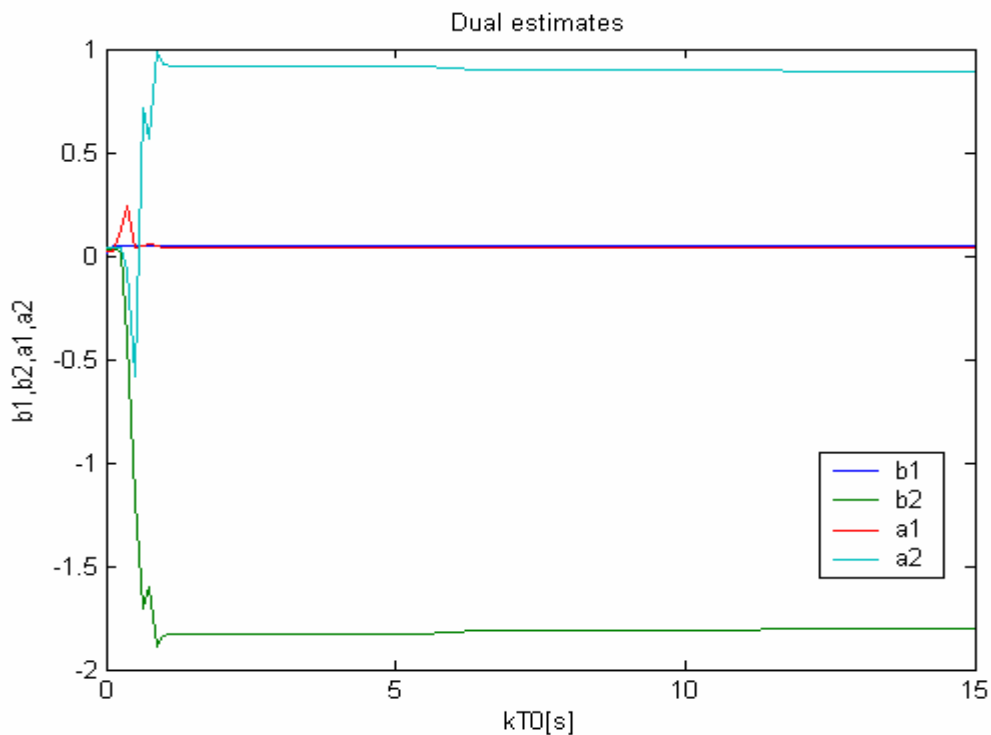


Obrázek 13. Průběh odhadovaných parametrů modelu S1 při neduálním řízení

### Výsledek duálního řízení



Obrázek 14. Výsledek simulace duálního řízení soustavy



Obrázek 15. Průběh odhadovaných parametrů modelu při duálním řízení

Tabulka 2. Kvalita regulace u soustavy S1

	T0	Sy	Su	y_max	y_min	k_max	k_min
Duální	0,05	0,32	0,87	1,31	-1,00	6,00	101,00
Neduální	0,05	1,23	18,12	5,26	-1,00	13,00	101,00

## 6.2 Ověřování modelu S2

Model S2 je nestabilní soustava druhého řádu s integračním chováním

$$G_2(s) = \frac{2}{s(0.83s + 1)}$$

Perioda vzorkování byla zvolena  $T_0=0.1s$ , čemuž odpovídá diskretní model:

$$G_2(z^{-1}) = \frac{0.0116z^{-1} + 0.0111z^{-2}}{1 - 1.8865z^{-1} + 0.8865z^{-2}}$$

Akční zásah nebyl opět omezen.

Počáteční hodnoty vektoru pro identifikaci byly zvoleny následovně:

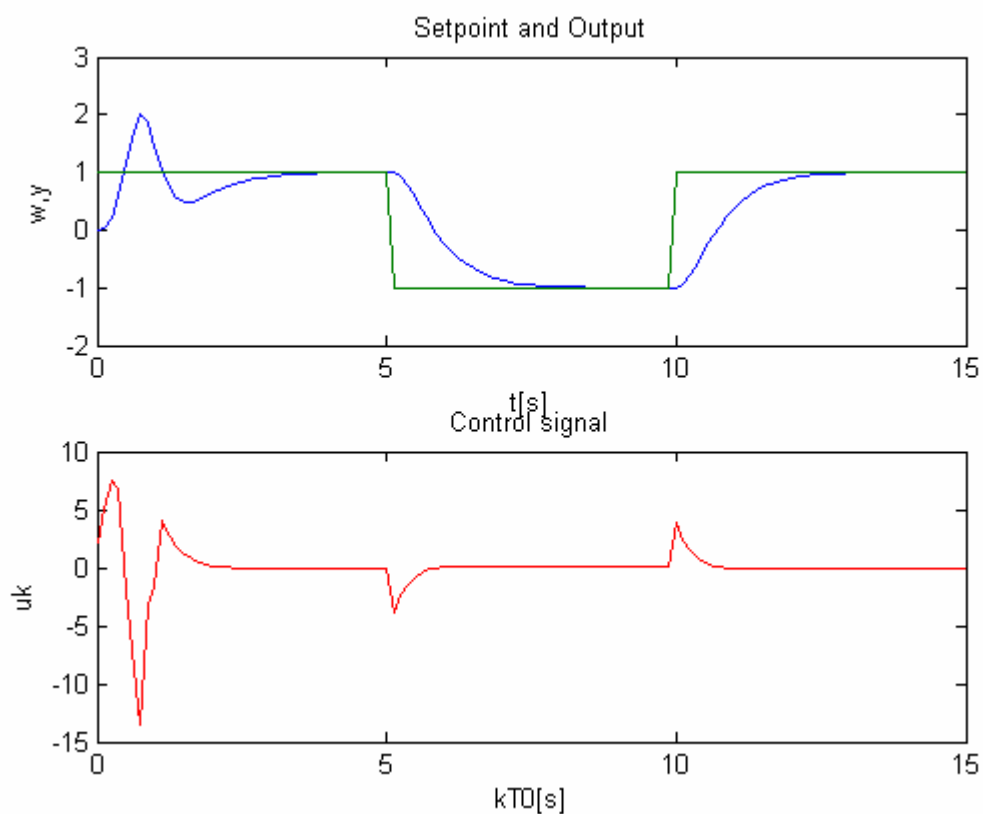
$$\hat{\Theta}(0) = [0.01 \quad 0.02 \quad 0.03 \quad 0.04]^T$$

Kovariační matice  $C(0)$  má počáteční hodnoty

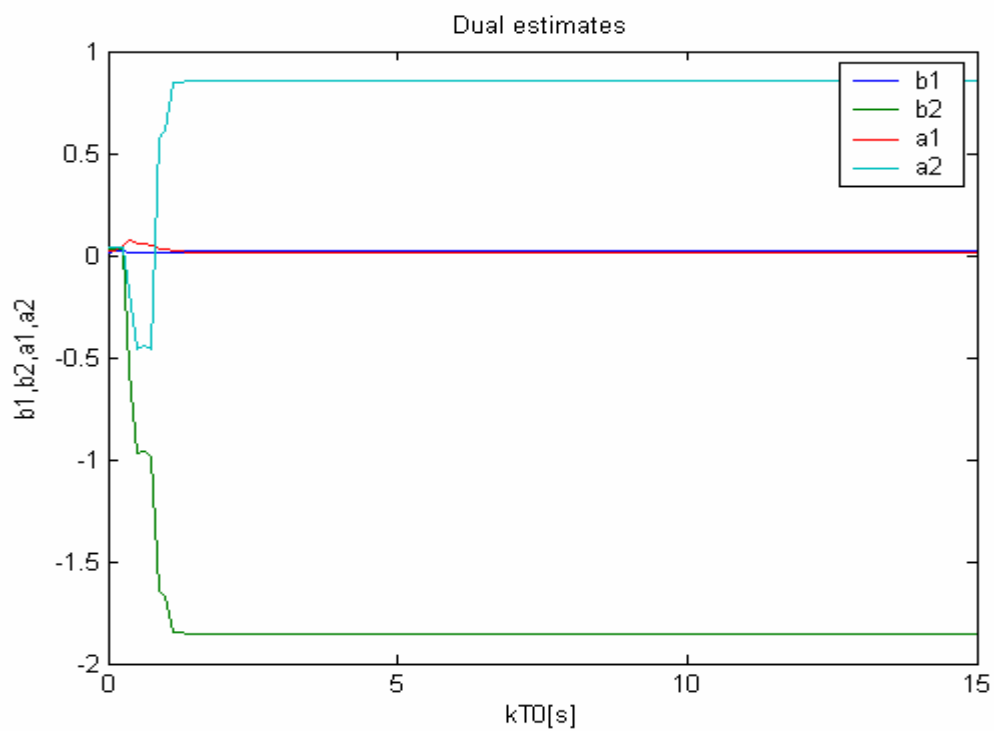
$$C(0) = \begin{bmatrix} 0.5 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.5 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.5 \end{bmatrix}$$

a rozptyl náhodného šumu  $\sigma_\zeta^2 = 0.001$ . Póly jsem zvolil  $d1=-1.4816$ ,  $d2=0.5488$  a  $d3 = d4 = 0$ . Parametr duálního řízení  $\eta$ , byl zvolen 1.2

### Výsledek neduálního řízení

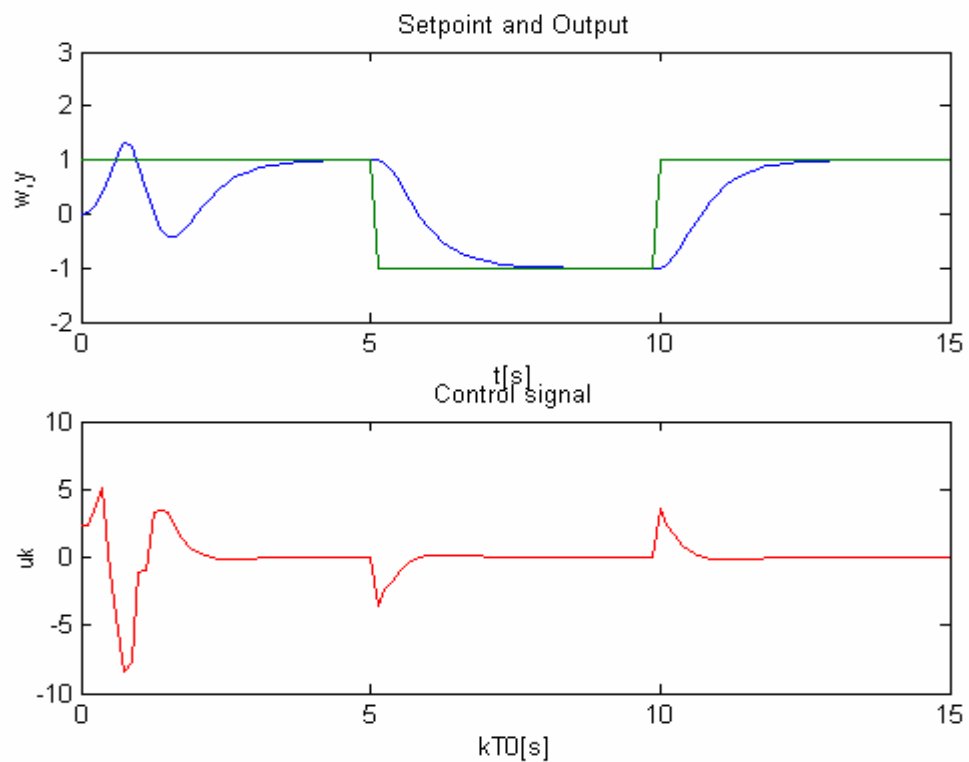


Obrázek 16. Výsledek simulace neduálního řízení soustavy S2

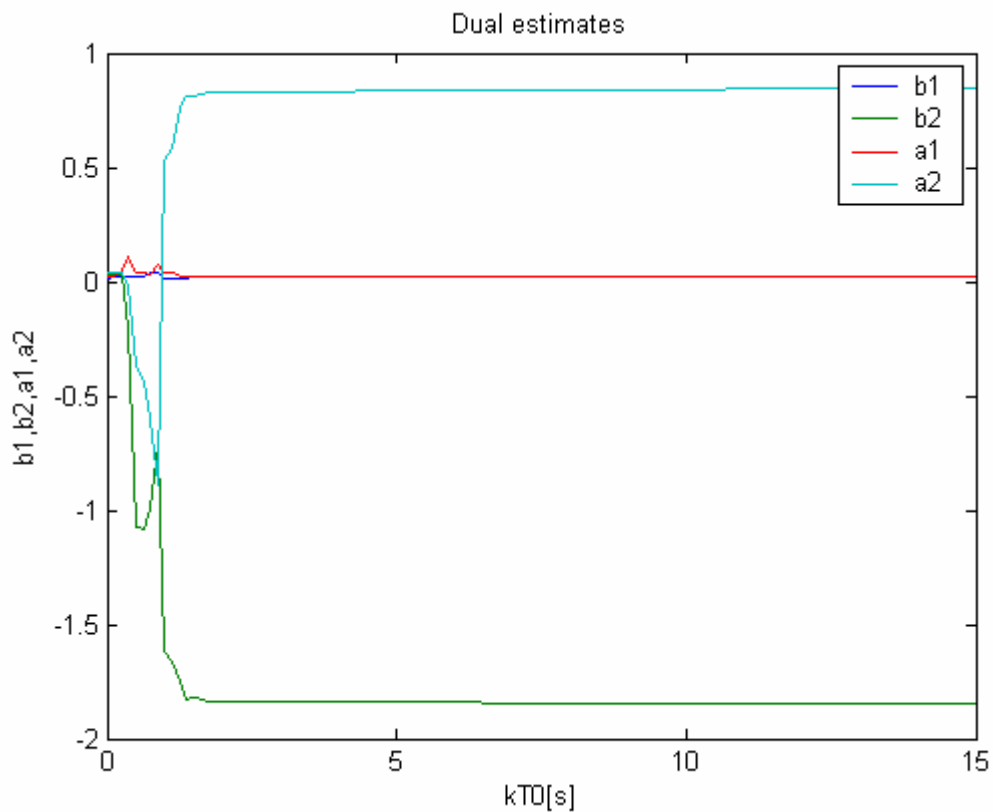


Obrázek 17. Průběh odhadovaných parametrů modelu S2 při neduálním řízení

### Výsledek duálního řízení



Obrázek 18. Výsledek simulace duálního řízení soustavy S2



Obrázek 19. Průběh odhadovaných parametrů modelu S2 při duálním řízení

Tabulka 3. Kvalita regulace soustavy S2

	T0	Sy	Su	y_max	y_min	k_max	k_min
Neduální	0,10	0,03	229,08	1,00	0,0017	142,00	2,00
Duální	0,10	0,05	127,08	1,00	0,0007	151,00	2,00

### 6.3 Ověřování modelu S3

Jako model S3 jsem zvolil neminimálně fázovou soustavu druhého řádu

$$G_3(s) = \frac{-0.5s + 1}{s^2 + 2s + 3}$$

s periodou vzorkování  $T_0 = 0.1s$ , kterému odpovídá diskrétní přenos:

$$G_3(z^{-1}) = \frac{-0.0404z^{-1} + 0.0495z^{-2}}{1 - 1.7916z^{-1} + 0.8187z^{-2}}$$

Počáteční hodnoty vektoru pro identifikaci byly zvoleny následovně:

$$\hat{\Theta}(0) = [0.01 \quad 0.02 \quad 0.01 \quad 0.02]^T$$

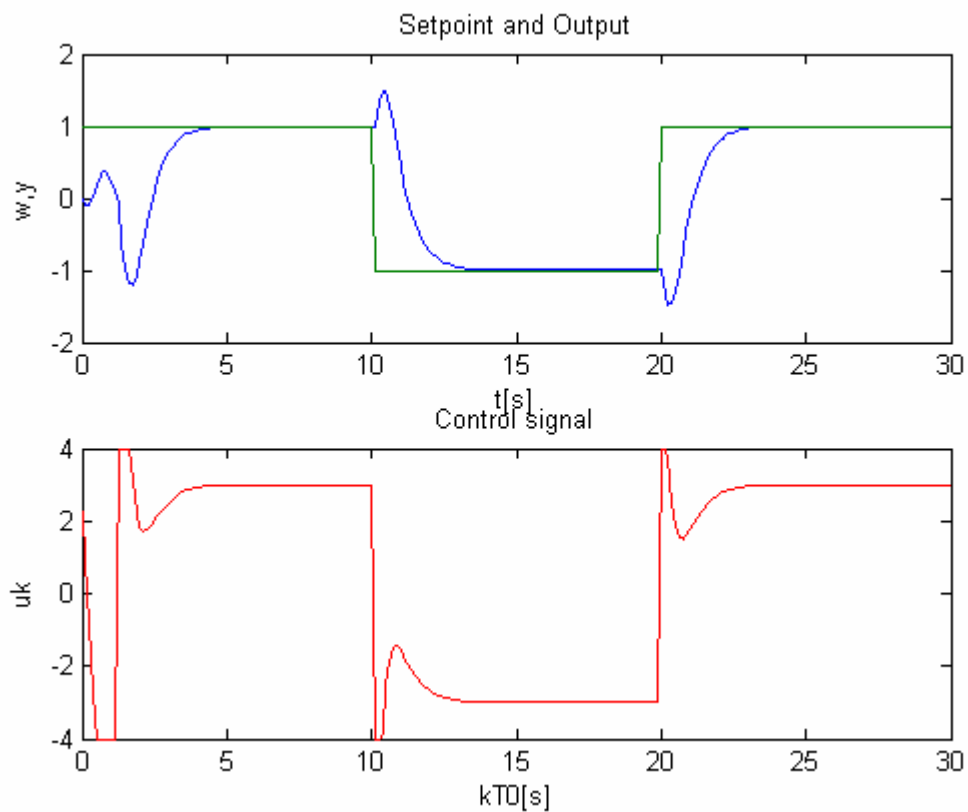
Kovariační matice  $C(0)$  má počáteční hodnoty

$$C(0) = \begin{bmatrix} 0.3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.3 \end{bmatrix}$$

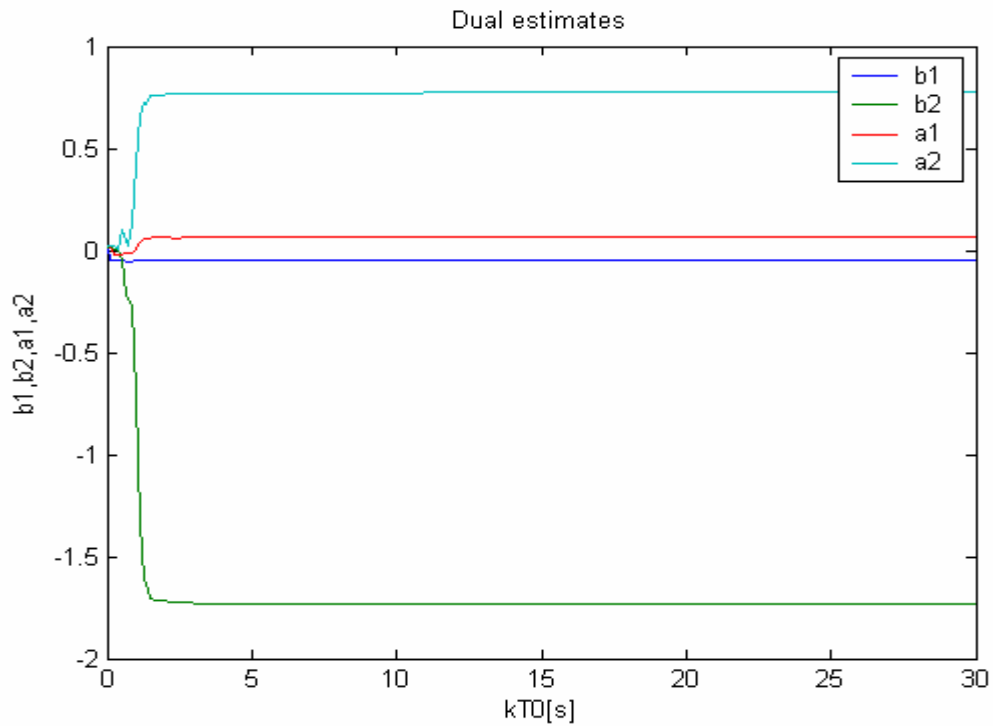
a rozptyl náhodného šumu  $\sigma_{\zeta}^2 = 0.001$ . Póly jsem zvolil  $d1=-1.4816$ ,  $d2=0.5488$  a  $d3 = d4 = 0$ . Parametr duálního řízení  $\eta$  byl zvolen  $0.9$ .

Akční veličina byla omezena na  $u_{\min}=-4$  a  $u_{\max}=4$

### Výsledek neduálního řízení

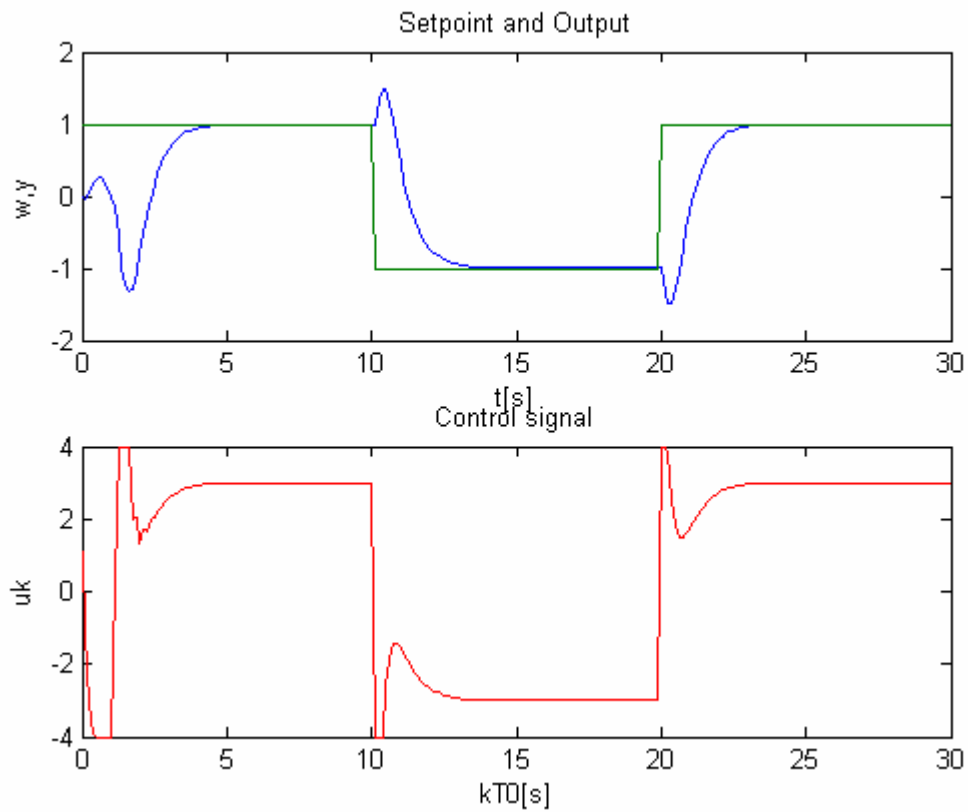


Obrázek 20. Výsledek simulace neduálního řízení soustavy S3



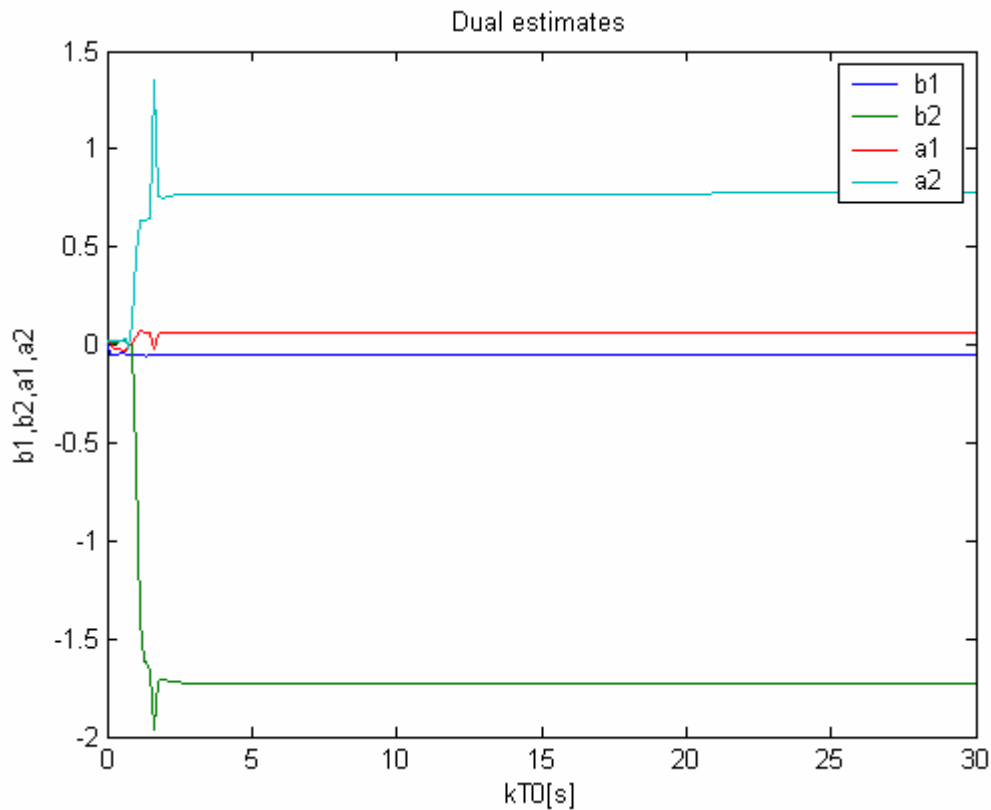
Obrázek 21. Průběh parametrů modelu S3 při neduálním řízení

**Výsledek duálního řízení**



Obrázek 22. Výsledek simulace duálního řízení soustavy S3





Obrázek 23. Průběh odhadovaných parametrů modelu S3 při neduálním řízení

Tabulka 4. Kvalita regulace soustavy S3

	T0	Sy	Su	y_max	y_min	k_max	k_min
<b>Neduální</b>	0,10	0,88	0,74	1,00	-0,8491	151,00	47,00
<b>Duální</b>	0,10	0,91	2,33	1,00	-0,8613	151,00	47,00

## 6.4 Ověřování modelu S4

Model S4 představuje nestabilní neminimálně fázovou soustavu integračního charakteru vyššího řádu. Tento model je popsán následujícím spojitým přenosem:

$$G_4(s) = \frac{-0.5s - 1}{s(s^2 + 0.3s + 0.54)}$$

s periodou vzorkování  $T_0 = 0.35s$ , kterému odpovídá diskrétní přenos:

$$G_3(z^{-1}) = \frac{-0.0367z^{-1} - 0.0263z^{-2} + 0.0221z^{-3}}{1 - 2.9635z^{-1} + 2.8638z^{-2} - 0.9003z^{-3}}$$

I když je tento model je soustavou třetího řádu, byl pro řízení použit ARX model druhého řádu.

Toto zjednodušení vede na jednodušší tvar regulátoru, ale je ho možné použít pouze případě kdy je řízení vyhovující.

Počáteční hodnoty vektoru pro identifikaci byly zvoleny následovně:

$$\hat{\Theta}(0) = [0.5 \quad 0.5 \quad 0.5 \quad 0.5]^T$$

Kovariační matice  $C(0)$  má počáteční hodnoty

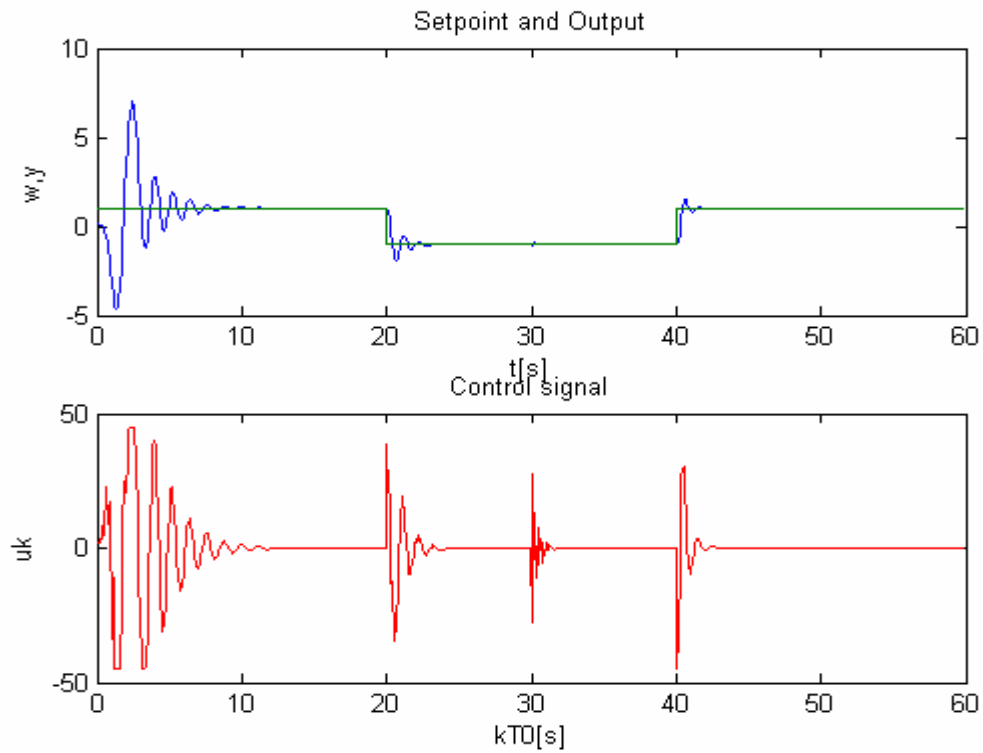
$$C(0) = \begin{bmatrix} 0.6 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.6 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.6 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.6 \end{bmatrix}$$

a rozptyl náhodného šumu  $\sigma_{\zeta}^2 = 0.1$ . Póly jsem zvolil  $d1=-0.9932$ ,  $d2=0.2466$ ,  $d3 =0.1$  a  $d4 = 0$ . Parametr duálního řízení  $\eta$  byl zvolen  $0.89$ .

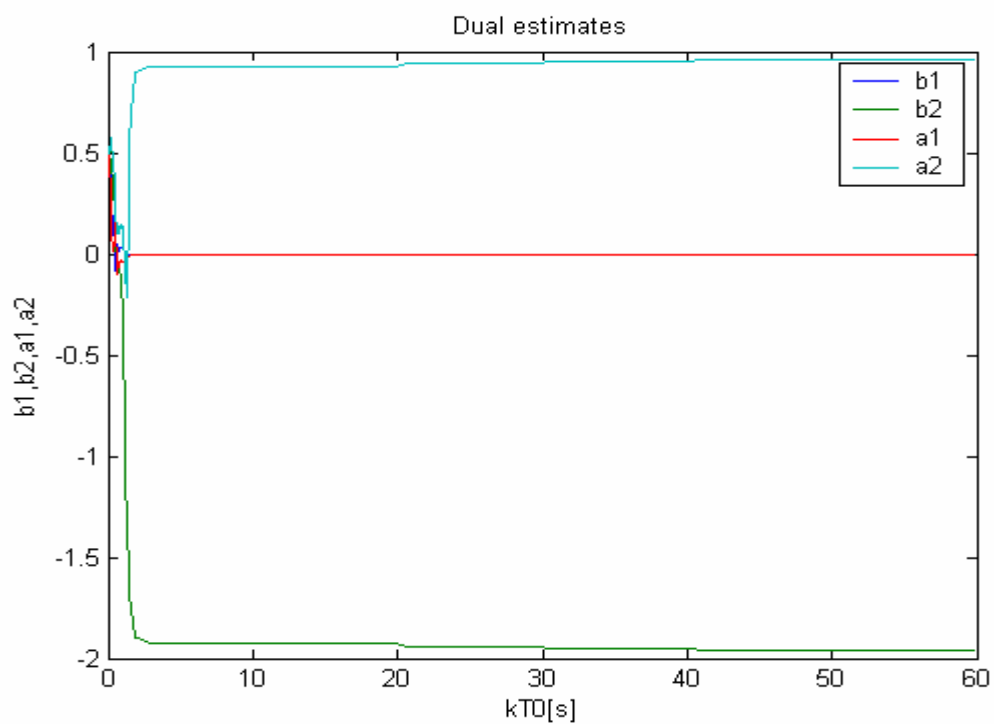
Akční veličina byla omezena na  $u_{\min}=-50$  a  $u_{\max}=50$

U této soustavy jsme zavedli v čase 30s po startu trvalou skokovou poruchu o velikost 0.15

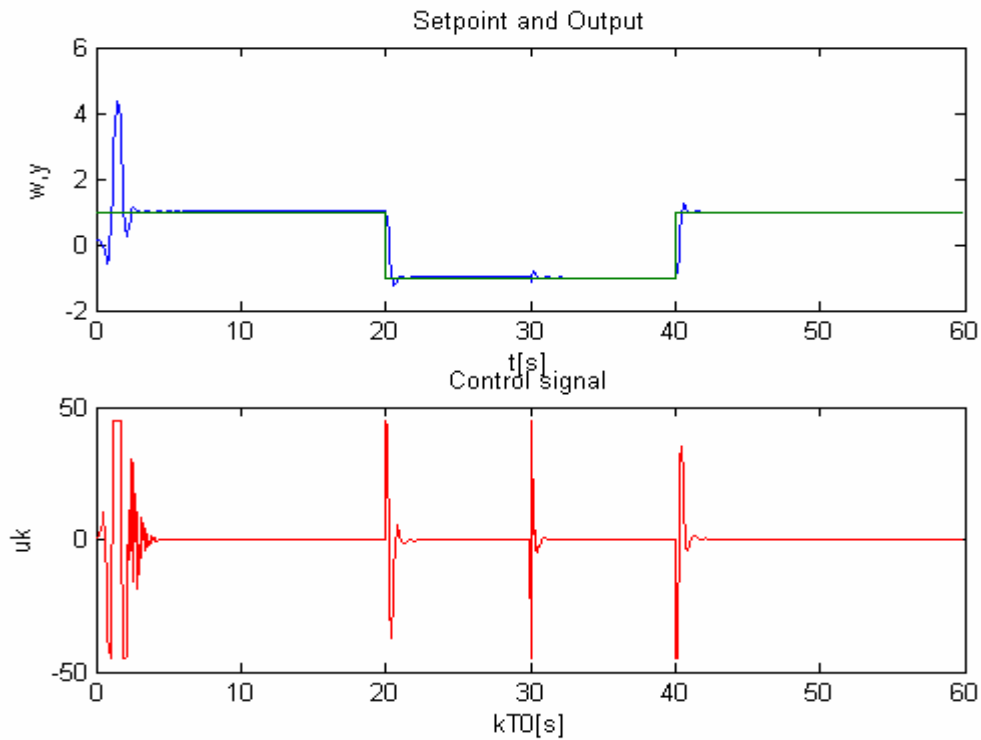
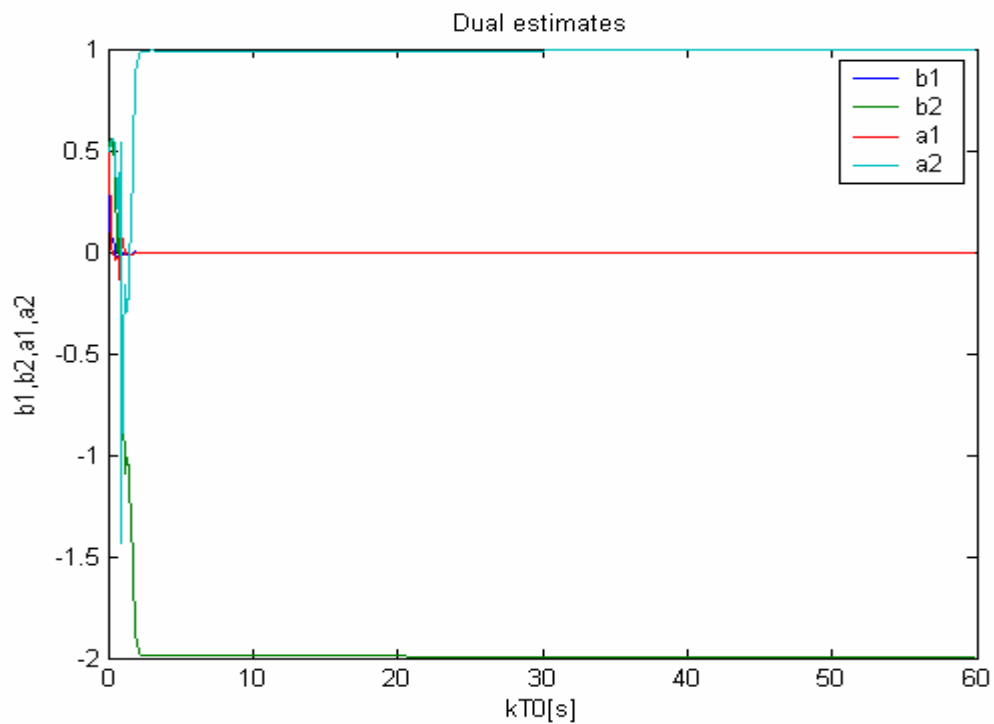
Výsledek neduálního řízení



Obrázek 24. Výsledek simulace neduálního řízení soustavy S4



Obrázek 25. Průběh identifikovaných parametrů modelu S4 při neduálním řízení

*Výsledek duálního řízení**Obrázek 26. Výsledek simulace duálního řízení soustavy S4**Obrázek 27. Průběh odhadovaných parametrů modelu S4 při duálním řízení*

Tabulka 5. Kvalita regulace soustavy S4

	T0	Sy	Su	y_max	y_min	k_max	k_min
Duální	0,35	0,15	68,40	3,13	-0,0092	12,00	6,00
Neduální	0,35	0,86	140,99	5,28	-1,4320	20,00	11,00

## 6.5 Diskuse výsledků

Pro vyhodnocení a porovnání kvality regulace je použito kritérium založené na výpočtu sumace čtverců regulační odchylky  $e(k) = w(k) - y(k)$  podle vztahu:

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

Kde  $\langle k_1, k_2 \rangle$  je interval pro vyhodnocení, v tomto případě čas trvání první skokové změny.

Naměřené výsledky byly vyhodnoceny a pro lepší srovnání umístěny do Tabulky č. 6. Z dosažených výsledků je patrné, že se nám ve všech případech podařilo dosáhnout lepší regulace za použití duálního regulátoru.

Tabulka 6. Kvalita dosažených výsledků simulačního ověřování pro C++ bloky

Soustava	Řízení	Sy	y <sub>max</sub>	k <sub>max</sub>
S1	Neduální	1,23	5,26	13,00
	Duální	0,32	1,31	6,00
S2	Neduální	0,05	1,00	151,00
	Duální	0,03	1,00	142,00
S3	Neduální	0,91	1,00	151,00
	Duální	0,88	1,00	151,00
S4	Neduální	0,86	5,28	20,00
	Duální	0,15	3,13	12,00

Tento rozdíl mezi duální a neduální regulací je zapříčiněn špatnou znalostí řízeného procesu a tedy hodnoty odhadů parametrů modelu nejsou optimální. Vzhledem k těmto nepřesným odhadům dochází k větším překmitům, než k jakým dochází při duální regulaci, protože jsou generovány příliš velké hodnoty akční veličiny.

Důvodem menších překmitů je lepší průběh akční veličiny. Tento lepší průběh je zajištěn *cautious* (bezpečným) kritériem, které způsobuje, že akční veličina dosahuje menších hodnot než v případě *neduálního* regulátoru.

Omezení akční veličiny bylo provedeno pouze v případech modelů S3 a S4. V obou dvou případech je to z důvodu zobrazení akčních zásahů v přijatelných měřítkách. Při návrhu představuje značný problém volba parametru  $\eta$ , která úzce souvisí s volbou kovariační matice. V případě příliš nízké volby  $\eta$ , by regulovaná veličina nedosáhla své požadované hodnoty, v opačném případě by soustava kmitala kolem žádané hodnoty. V mém případě simulací byl ovšem parametr  $\eta$  znám, protože abych mohl provést zhodnocení jednotlivých způsobů realizace, použil jsem známé hodnoty z diplomové práce [9]. Výjimku tvoří pouze model S3, který se mi nepodařilo s uvedenými parametry uregulovat, a proto jsem byl nucen provést vlastní volbu.

V porovnání s výsledky, které jsem převzal z práce [9] a jež jsou zobrazeny v Tabulce č.7 je patrné, že realizací jednotlivých bloků ve vývojovém jazyce C++, bylo dosaženo lepší regulace v 87,5% případech, a to jak při *duální* tak i *neduální* regulaci.

*Tabulka 7. Kvalita dosažených výsledků sim. ověřováním pro M-soubory [9]*

Soustava	Řízení	Sy	y <sub>max</sub>	k <sub>max</sub>
S1	Neduální	4,06	3,37	11
	Duální	1,36	2,73	9
S2	Neduální	0,09	1,70	13
	Duální	0,06	1,02	9
S3	Neduální	1,17	1,50	35
	Duální	0,89	1,09	17
S4	Neduální	26,98	5,63	13
	Duální	2,15	2,84	7

Protože je v obou pracích použit stejný algoritmus jak pro regulaci tak i pro vyhodnocení, a zároveň s tím bylo použito obdobné simulační schéma, jediný možný důvod rozdílně naměřených hodnot je rozdílný způsob vykonávání regulačních algoritmů. Prvním rozdílem mezi algoritmem zapsaný v m-souboru pomocí standardní matlab syntaxe je, že matlab nepracuje přímo s datovými typy pro reálná čísla, všechny hodnoty jsou umístěny v jednotlivých buňkách, které pracují s nižším počtem desetinných míst, než s jakými by měla pracovat podle normy IEEE Standard 754, což je norma pro čísla s plovoucí desetinou

čárkou, tedy čísla reálná. Ve své práci jsem na všech místech v programu použil standardní datový typ pro reálná čísla - DOUBLE. Dalším rozdílem ve vykonávání algoritmu je rozdíl mezi odvoláváním funkcí „Outputs“ a „Derivatives“. Tyto funkce představují základní interface mezi Simulinkem a knihovnou obsahující algoritmus, a jsou označovány jako CALLBACK, tedy nejsou odvolávány samotným programátorem, ale odvolává je přímo Simulink. Programátor musí tedy předpokládat, že Simulink zavolá obě zmíněné funkce ve správný okamžik, což je ovšem možné pouze u real-time operačních systému, které garantují vykonání určité instrukce do určité doby. U běžného PC, na kterém byly prováděny simulace, je volání zmíněných funkcí umístěné do fronty zpráv, kde čekají až na ně přijde řada a budou moci být vykonány. Tento rozdíl ve vykonávání může způsobovat rozdíly v hodnotách zjištěné jednotlivými způsoby realizace.

## 7 OVĚŘENÍ NA REÁLNÉM ZÁŘÍZENÍ

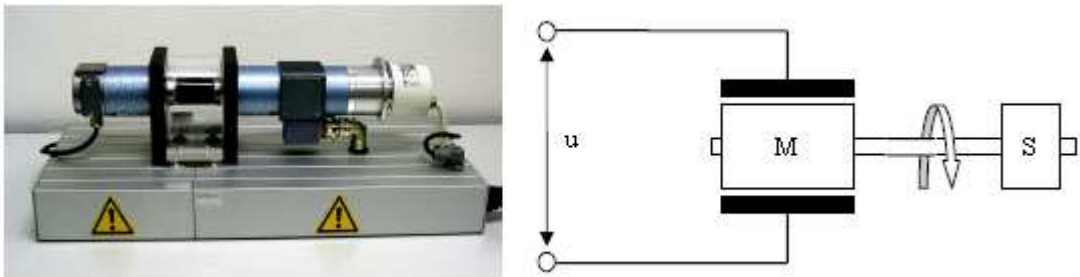
Funkčnosti adaptivního regulátoru použitého při simulacích ověříme na reálném zařízení. Tímto zařízením byl zvolen rychlostní servomechanismus s označením DR300 od firmy Amira. Toto zařízení je tvořeno dvěma identickými stejnosměrnými motory s pevně spojenou hřídelí. Pružnost hřídele zanedbáme po celou dobu měření.

### 7.1 Popis zařízení

Zařízení s označením DR 300 (Speed Control with Variable Load) od firmy Amira je rychlostní servomechanismus, tvořený dvěma identickými DC motory s pevně spojenou hřídelí. První motor je označován jako generátor, a představuje proměnný zatěžovací moment. Druhý motor je ovládán signálem z regulátoru.

Celé zařízení se skládá ze tří částí:

- Karta MF 614 od firmy Humusoft, jedná se o multifunkčně Input – Output zařízení.
- Aktuátor, obsahuje zdroje napájení, senzory proudu, zesilovače pro převod signálu
- Elektromechanická část, je tvořena DC motory a senzory zjišťující otáčení a polohu

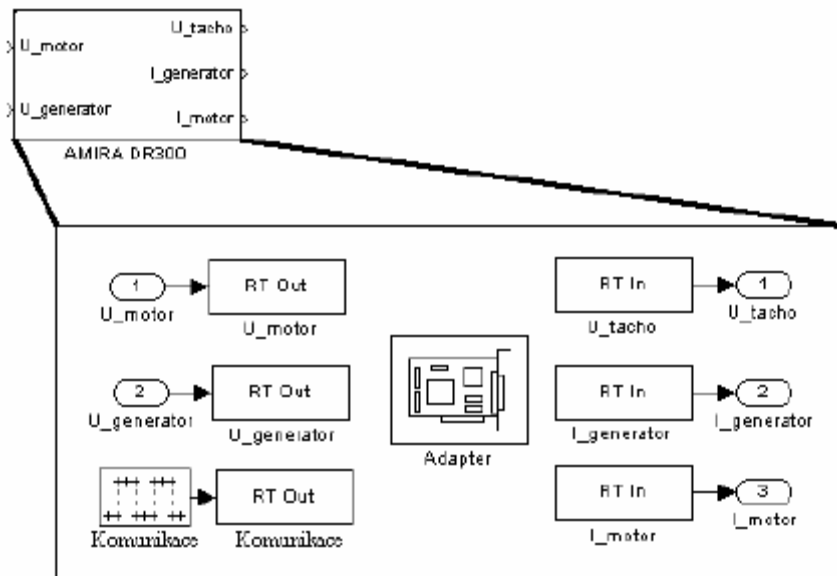


Obrázek 28. Zařízení Amira DR300 a jeho zjednodušené schéma

Podrobný popis tohoto zařízení je na oficiálních stránkách výrobce: [http://www.amira.de/body\\_dr300\\_engl.html](http://www.amira.de/body_dr300_engl.html).

Komunikace Matlabu se zařízením DR300 byla realizována pomocí speciálního bloku, s periodou vzorkování vstupu a výstupů rovnu 0.01.



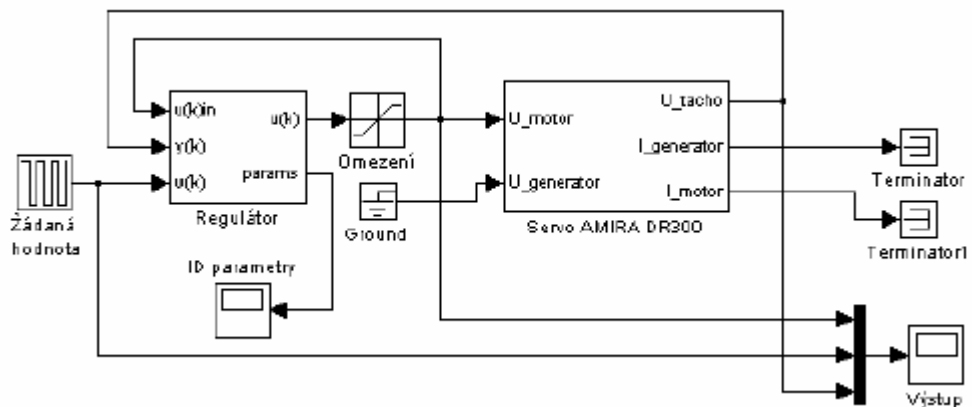


Obrázek 29. Blok pro ovládání a řízení servomechanismu pomocí Simulinku [9]

## 7.2 Identifikace soustavy

Identifikace zařízení DR 300 je velmi detailně zpracovaná v diplomové práci [9].

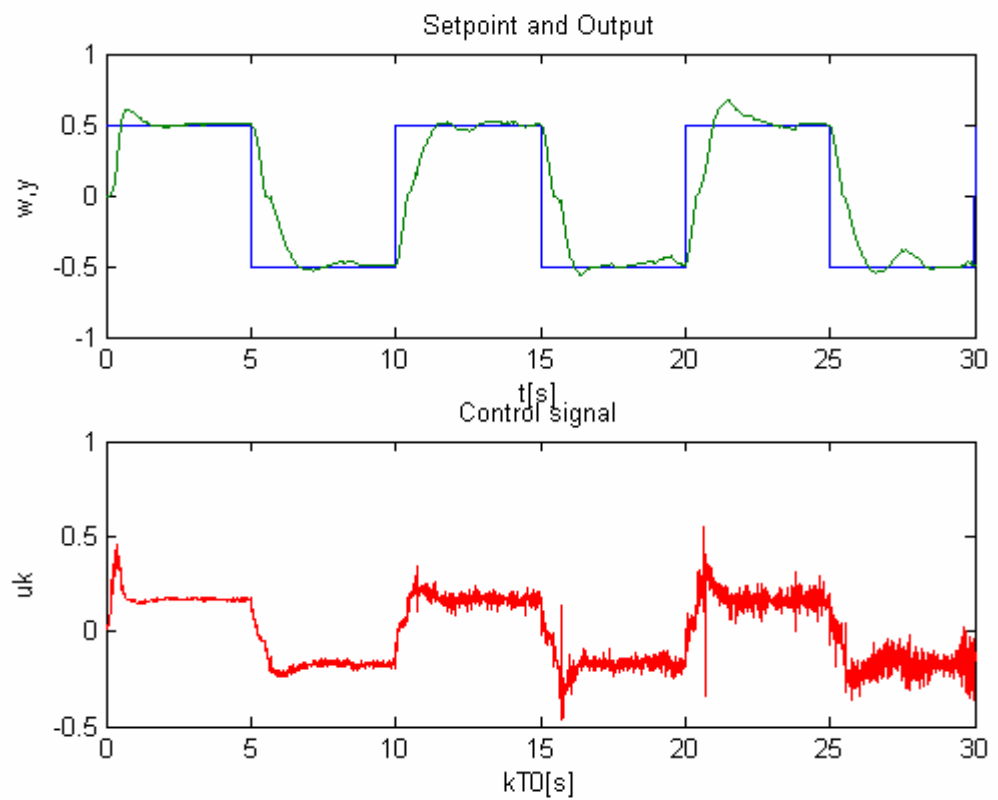
## 7.3 Reálné řízení



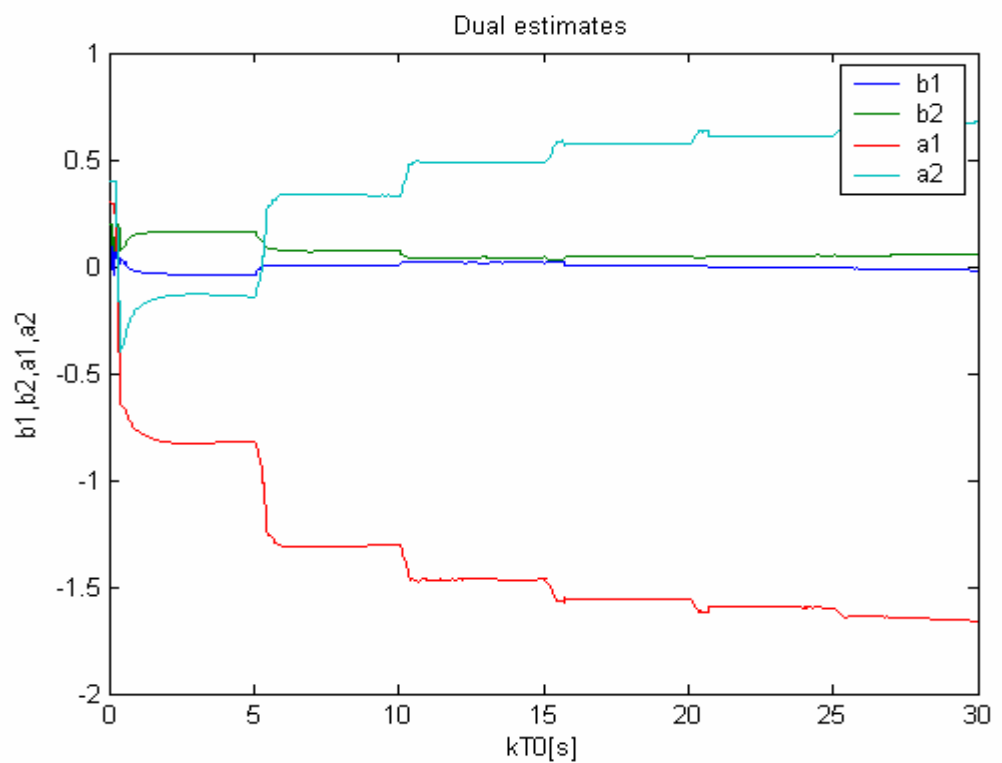
Obrázek 30. Simulinkové schéma reálného řízení

### 7.3.1 Regulátor PID-B

*Neduální, bez omezení*

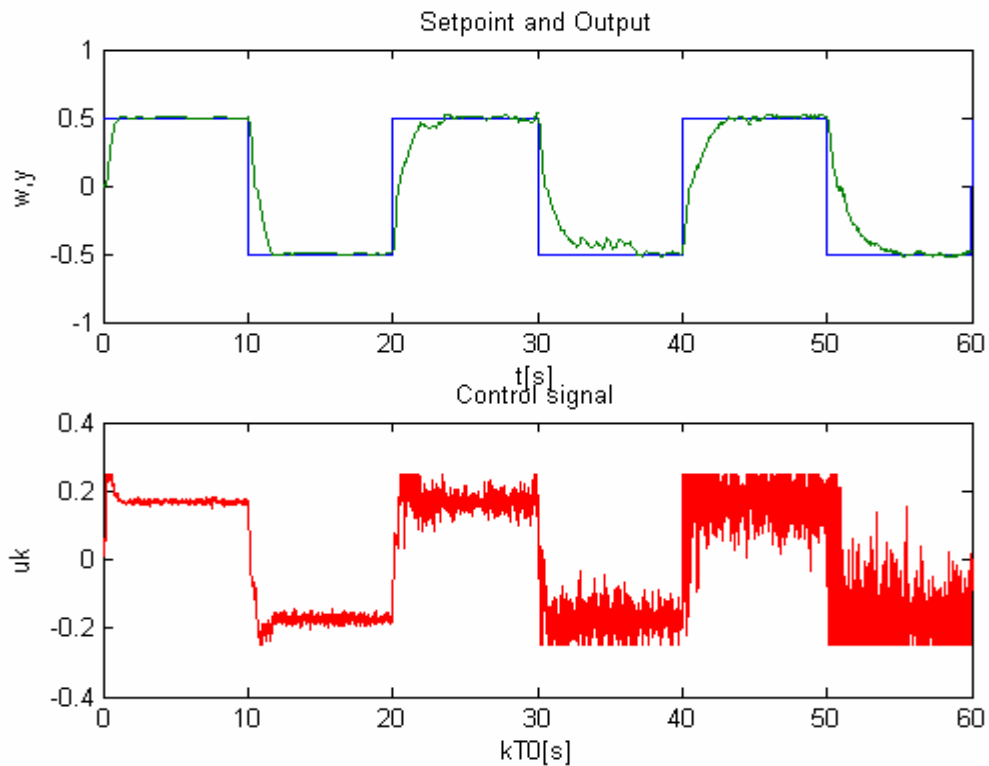


Obrázek 31. Řízení DR300 neduálním regulátorem PID-B bez omezení  $u_k$

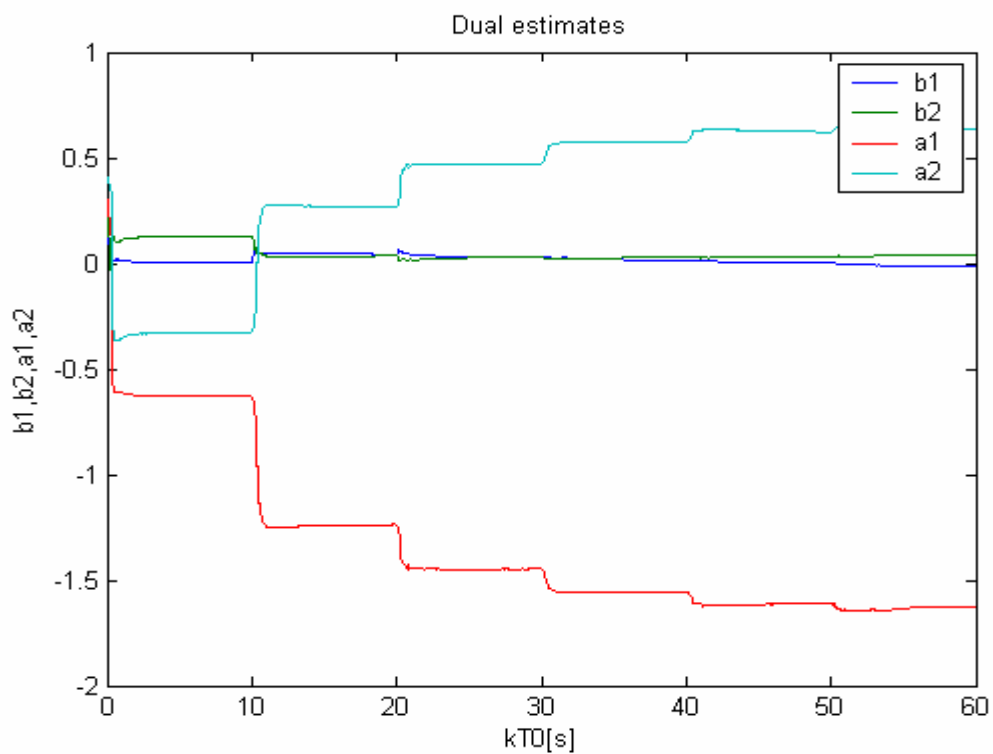


Obrázek 32. Průběh identifikovaných parametrů při PID-B řízení bez omezení  $u_k$

*Neduální, s omezením*

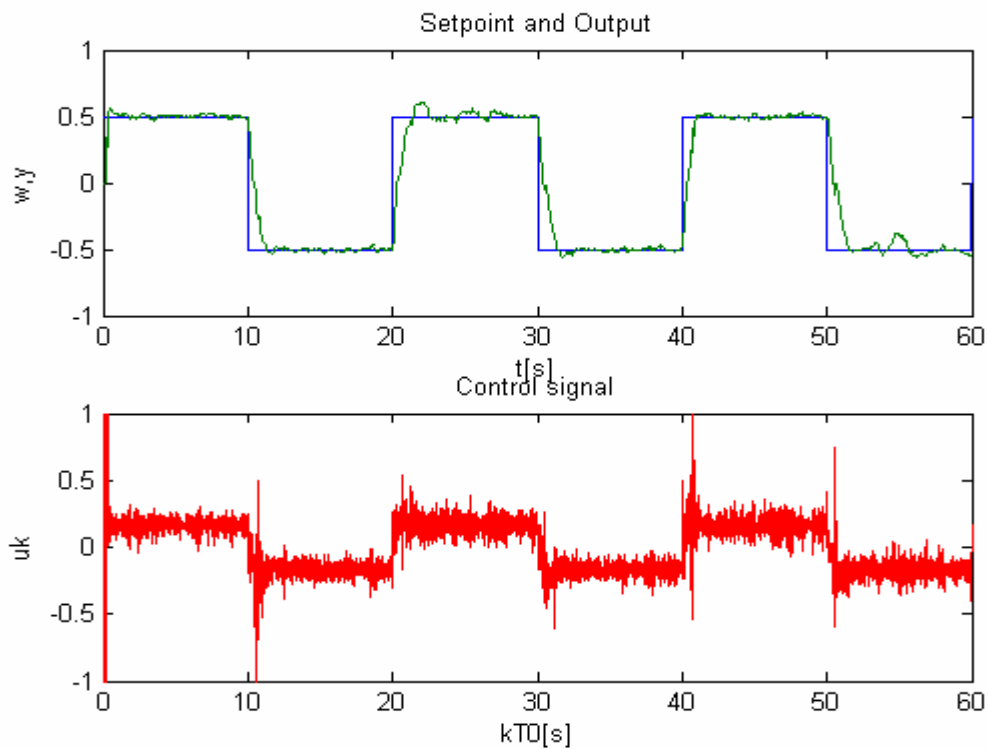


Obrázek 33. Řízení DR300 neduálním regulátorem PID-B s omezením  $u_k$

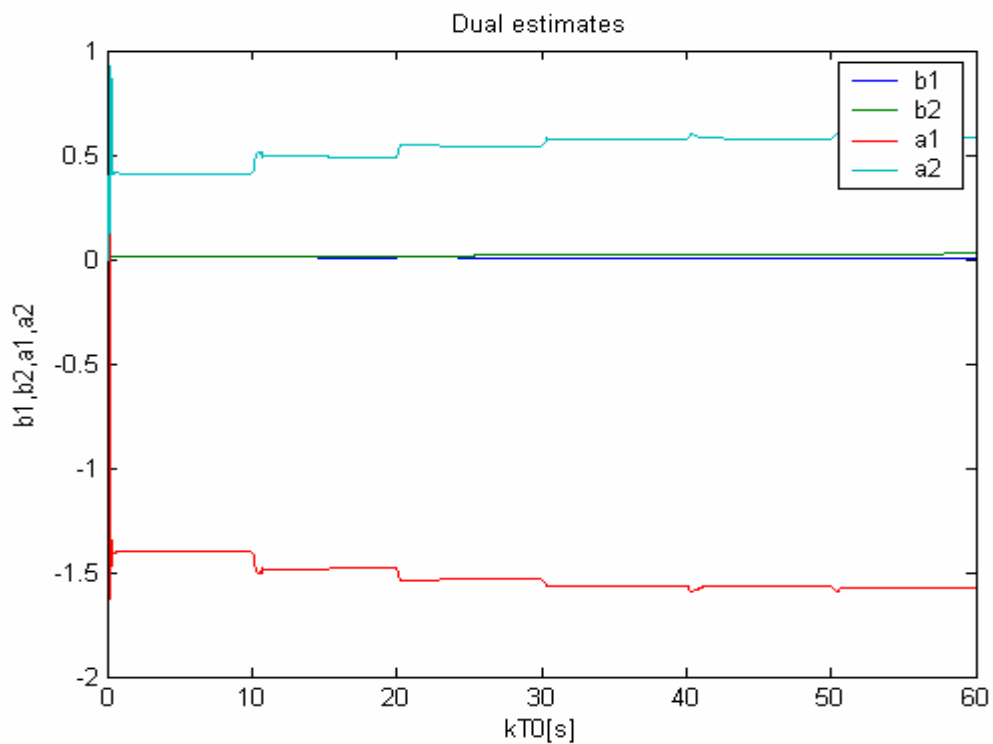


Obrázek 34. Průběh identifikovaných parametrů při PID-B řízení s omezením  $u_k$

*Duální, bez omezení*

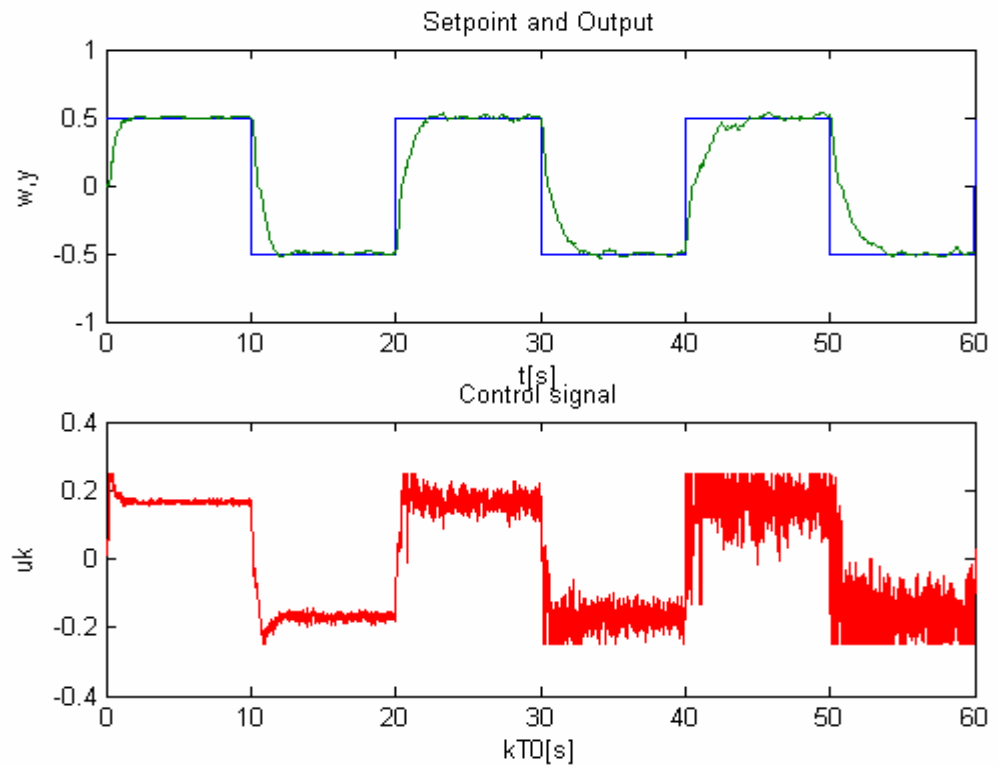


Obrázek 35. Řízení DR300 duálním regulátorem PID-B bez omezení  $u_k$

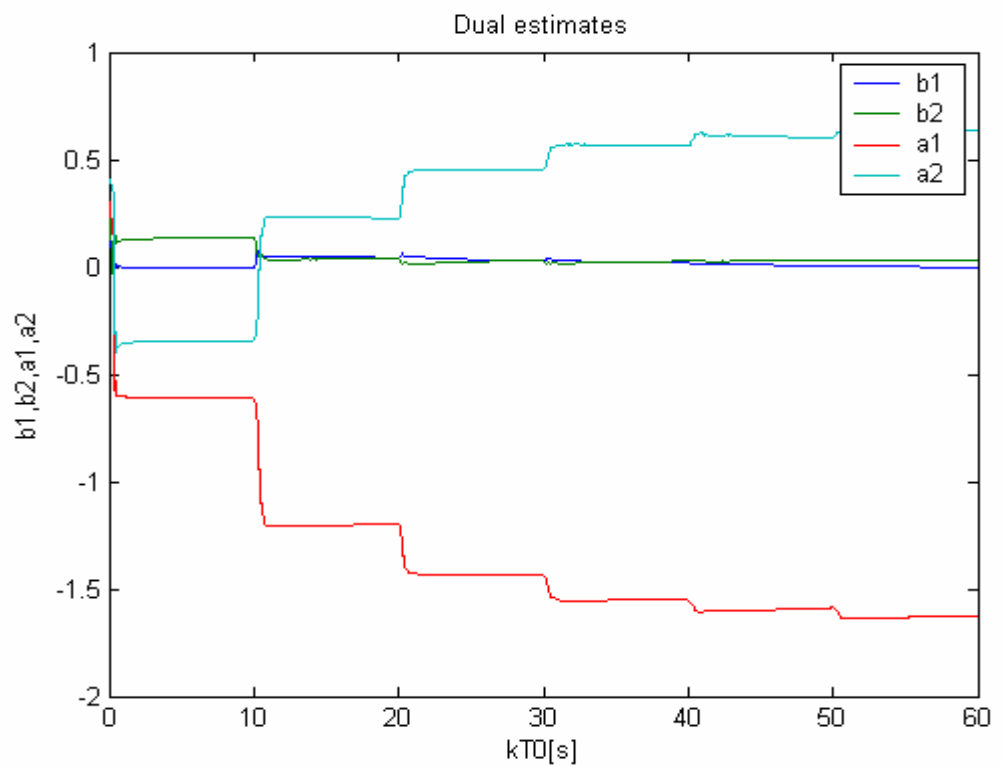


Obrázek 36. Průběh identifikovaných parametrů při PID-B řízení bez omezení  $u_k$

*Duální, s omezením*



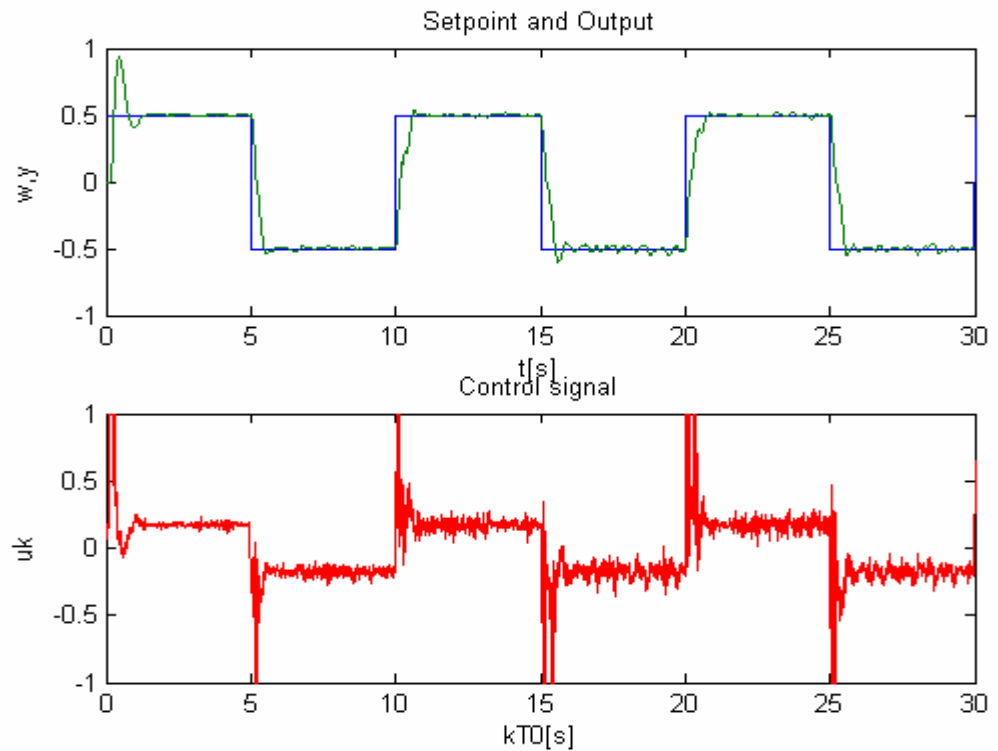
Obrázek 37. Řízení DR300 duálním reg, PID-B s omezením



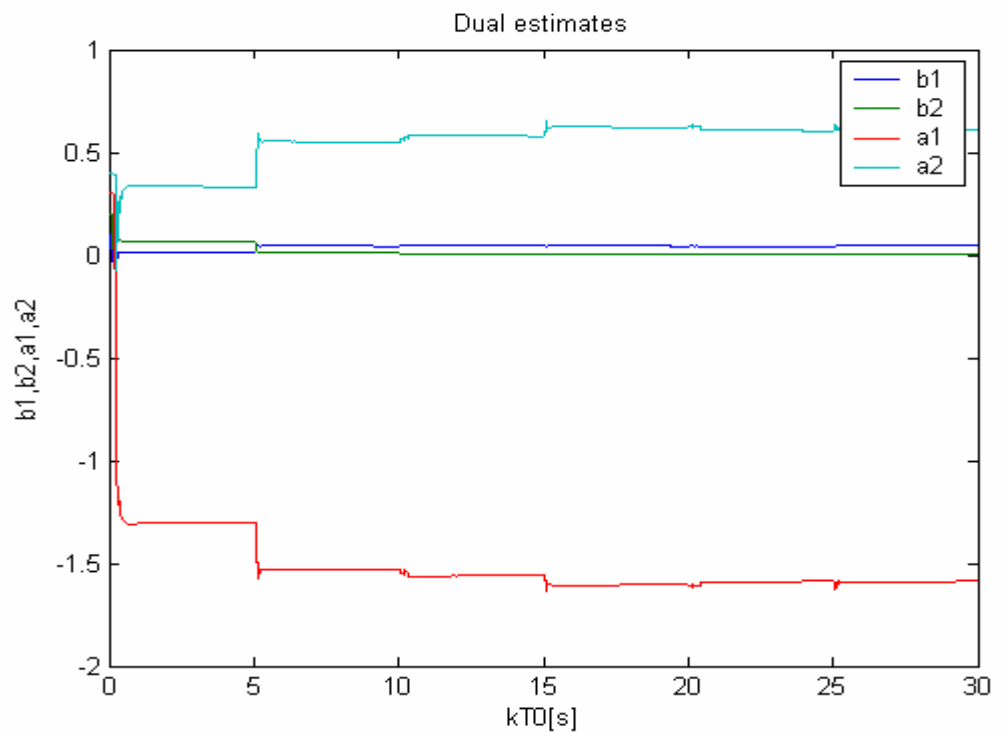
Obrázek 38. Průběh identifikovaných parametrů při PID-B řízení s omezením  $u_k$

### 7.3.2 Regulátor 2 DOF

*Neduální, bez omezení*

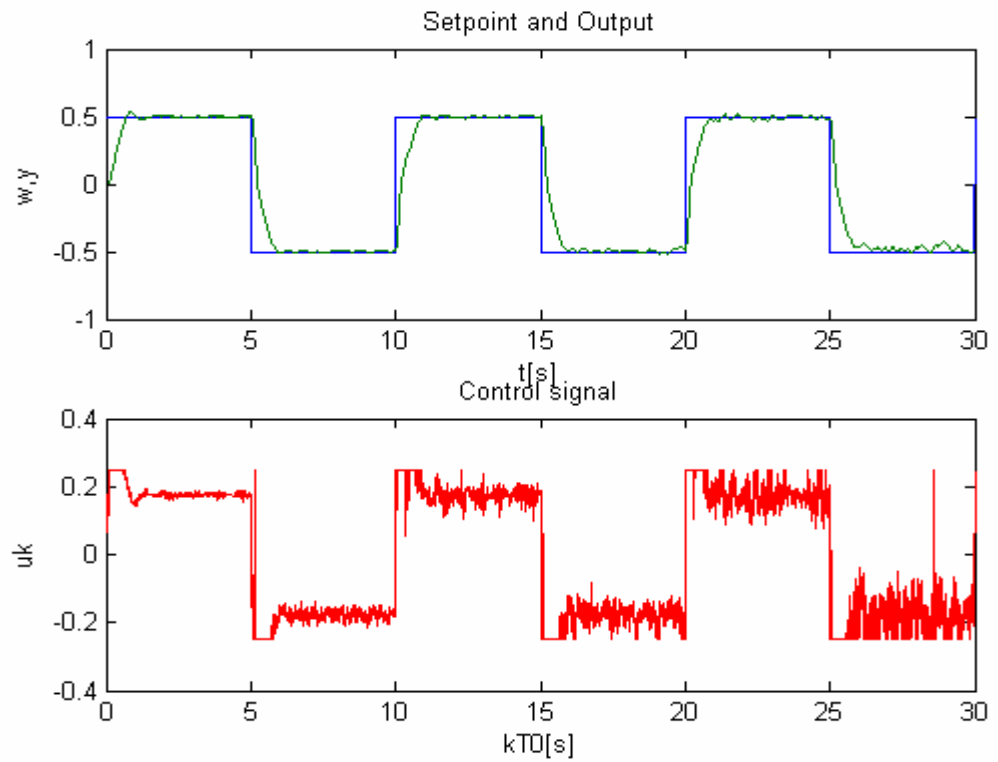


Obrázek 39. Řízení DR300 neduálním regulátorem 2 DOF bez omezení

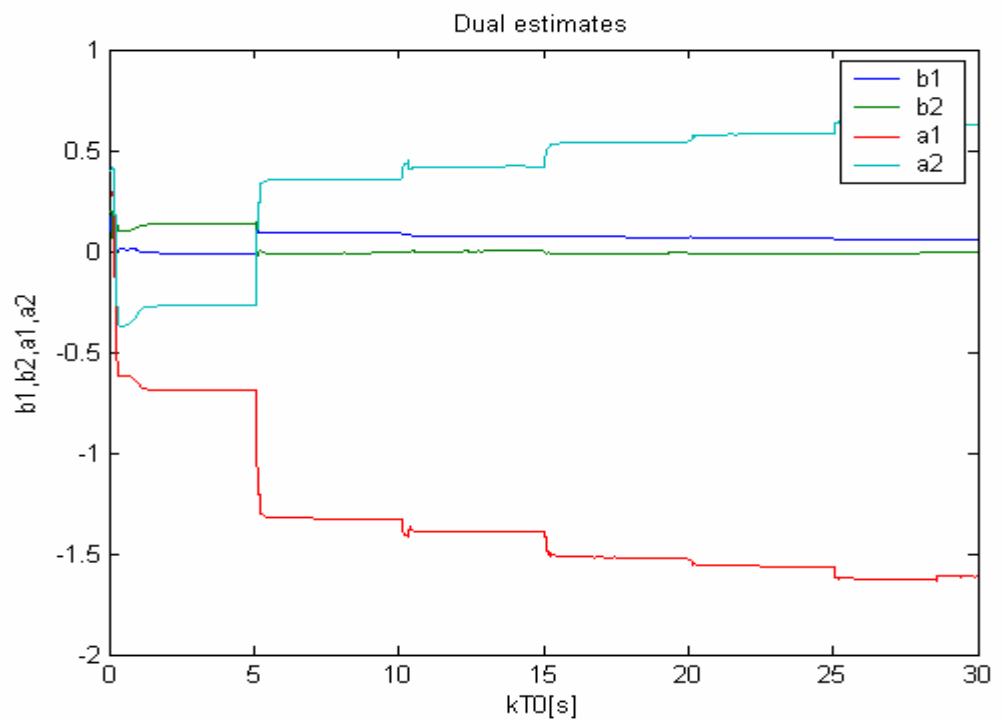


Obrázek 40. Průběh identifikovaných parametrů při 2 DOF řízení bez omezení  $u_k$

*Neduální, s omezením*

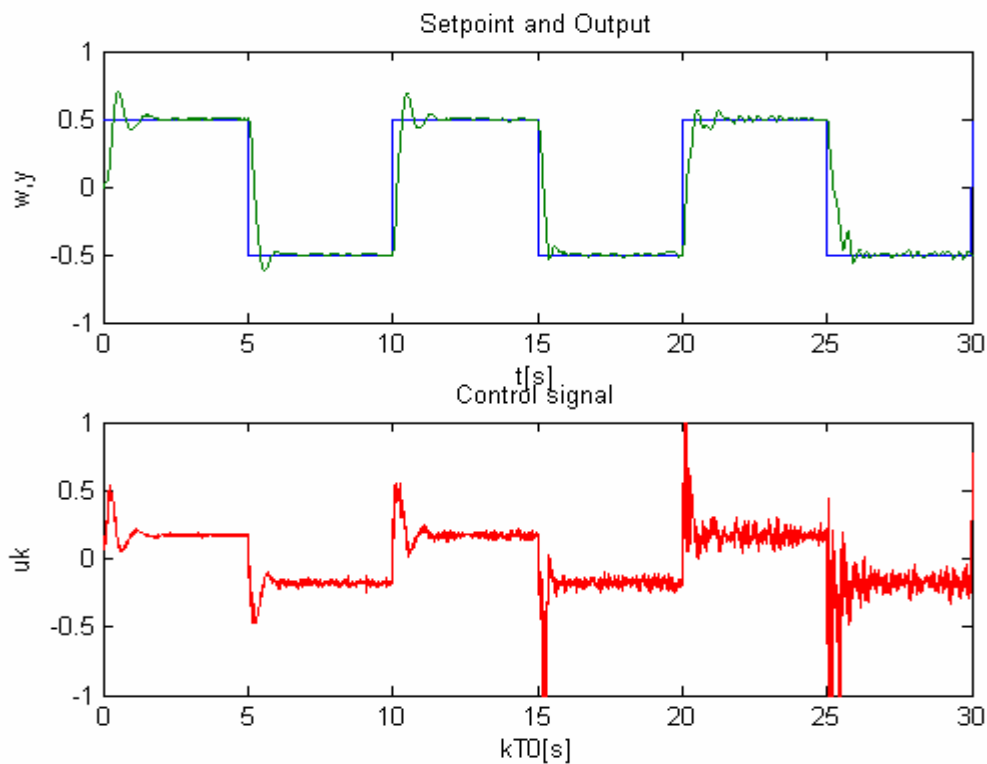


Obrázek 41. Řízení DR300 neduálním regulátorem 2 DOF s omezením

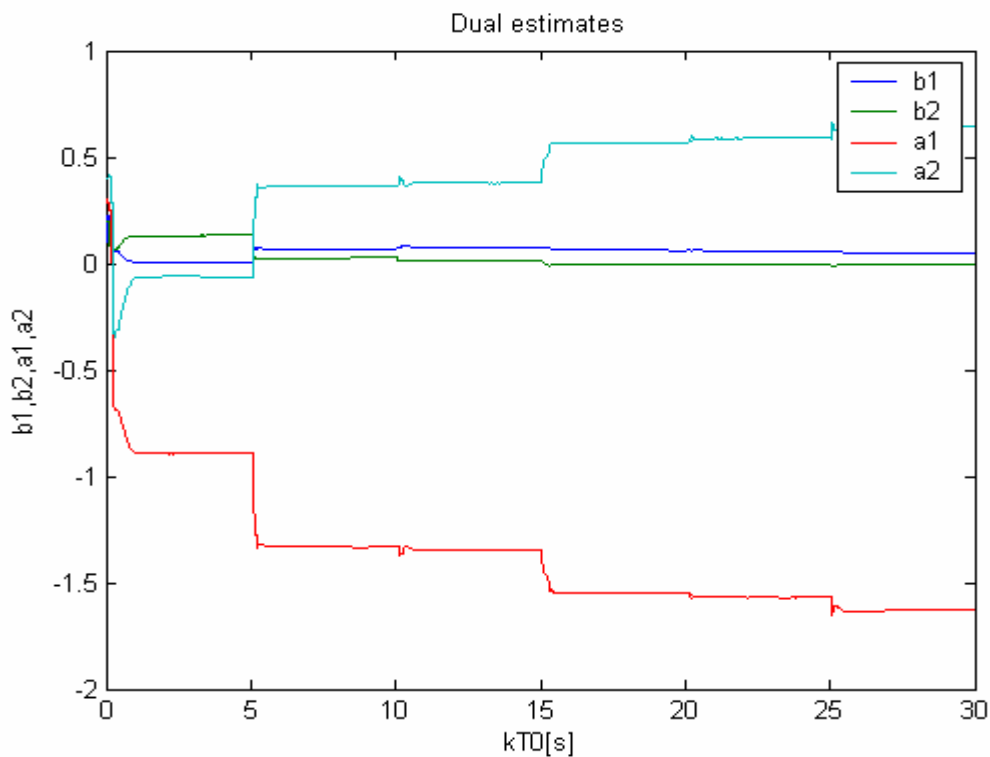


Obrázek 42. Průběh identifikovaných parametrů při 2 DOF řízení s omezením  $u_k$

*Duální, bez omezení*



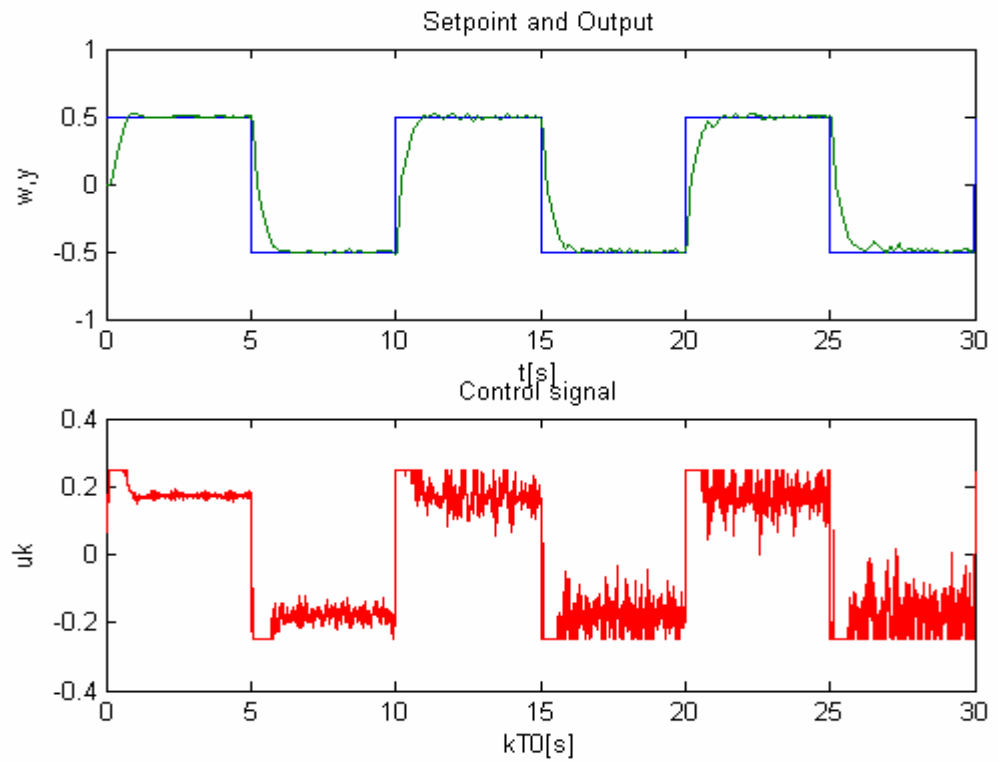
Obrázek 43. Řízení DR300 duálním regulátorem 2 DOF bez omezení



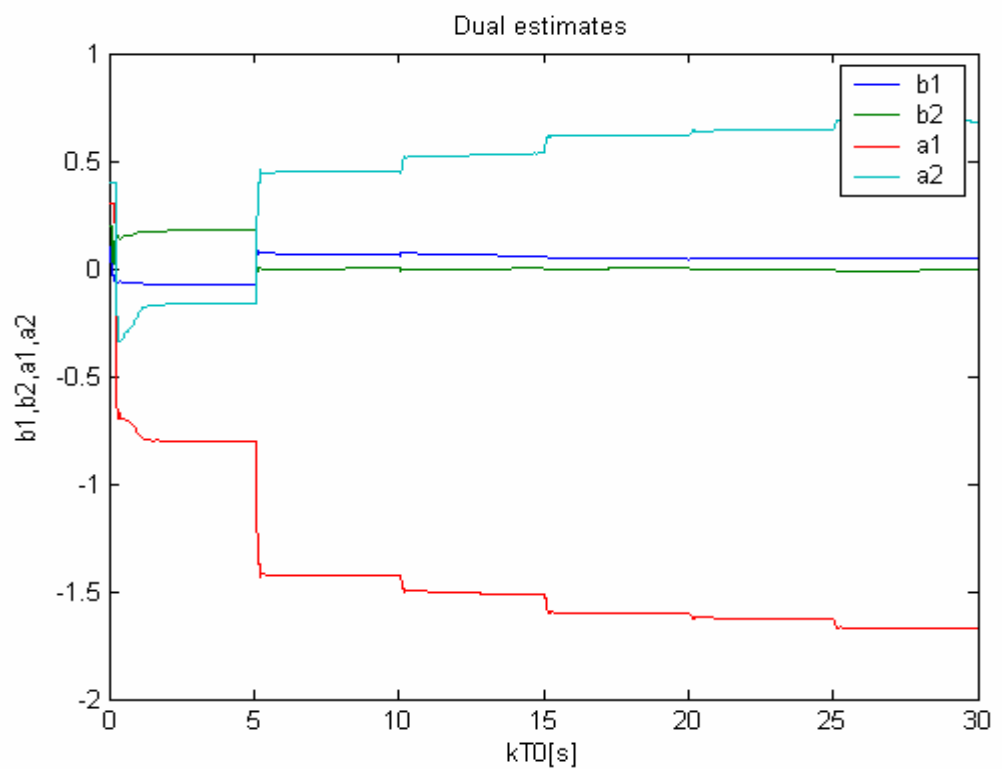
Obrázek 44. Průběh identifikovaných parametrů při 2 DOF řízení bez omezení  $u_k$



*Duální, s omezením*



Obrázek 45. Řízení DR300 duálním regulátorem 2 DOF s omezením



Obrázek 46. Průběh identifikovaných parametrů při 2 DOF řízení s omezením  $u_k$

Tabulka 8. Zhodnocení kvality regulace na zařízení DR 300

Duální regulátor	Omezení	Řízení	Sy	y <sub>max</sub>	K <sub>max</sub>
PID-B	bez	Neduální	0,0653	0,50	2
		Duální	0,0273	0,61	43
	s	Neduální	0,0356	0,59	2
		Duální	0,0586	0,56	2
2 DOF	bez	Neduální	0,0438	1,45	2
		Duální	0,0350	1,06	51
	s	Neduální	0,0384	0,68	2
		Duální	0,0362	0,52	2

#### 7.4 Diskuse výsledků

Na zařízení DR 300 jsem ověřil oba naprogramované duální regulátory PID-B a PP 2DOF, a také jsem provedl regulaci pomocí neduálních verzí těchto regulátorů. Zároveň jsem provedl vždy měření pro každý typ regulátoru s mezením a bez omezení akčního zásahu. Výsledky jsou zobrazeny na Obr. 36 až Obr. 44. Pro přehlednost jsem na konci všech měření uvedl tabulku hodnotící kvalitu řízení jednotlivých regulátorů.

Na rozdíl od výsledků při simulacích, kde byla vidět zřejmá výhoda použití duálního regulátoru namísto neduálního, a to jak v podobě kvality řízení – Sy, tak i v maximálním překmitu, u reálné soustavy již není tento rozdíl zcela zřejmý. Dokonce v případě duálního regulátoru PID-B byl zjištěn větší překmit než v případě neduální verze tohoto regulátoru.

Tento stav je nejspíše způsoben tím, že zařízení DR 300 je nelineární soustava, což by ovšem měla řešit cautious složka, která by měla zajistit menší překmit. V našem případě se ovšem jedná o natolik malý překmit, který můžeme zanedbat. Rozdíl mohl být způsoben vnější chybou, na kterou se regulátor pokusil reagovat, a proto vznikl větší překmit než jak bylo očekáváno.

Při srovnání průběhů neznámých odhadovaných parametrů  $a_1, a_2, b_1, b_2$  je vidět, že v případě duálních regulátorů docházelo k lepšímu ustálení parametrů, ale i přesto nedosahuje tak vynikajících průběhů, jakých bylo dosaženo u simulací.

Při zavedení omezení, byla omezující hodnota nastavena na  $\pm 0,25$  což odpovídá  $\pm 25\%$  maximální hodnoty akčního zásahu. Ale žádného výrazného zlepšení kvality regulace jsme nedosáhli.

Srovnání jednotlivých způsobů realizace, tedy regulátory naprogramované v C++ a regulátory vytvořené v diplomové práci [9], jsem mohl provést pouze jako porovnání výsledných grafů, protože v práci [9] není uvedena kvalita regulace u měření na zařízení DR300. Při srovnávání výsledků v simulační části, bylo dosaženo lepších výsledků u regulátorů naprogramovaných v C++, u reálného zařízení je tomu ovšem naopak. Oba způsoby realizace stejného algoritmu zajistily správnou regulaci a ustálení v požadovaném čase, tj. do 2 vteřin, jak bylo uvedeno na začátku praktické části. Realizace algoritmu v práci [9] dosahuje lepšího ustálení neznámých parametrů  $a_1, a_2, b_1, b_2$ .

Prvním rozdílem mezi jednotlivými realizacemi je časový rozestup – mezi jednotlivými měřeními bylo zařízení DR 300 často využíváno, a tudíž mohlo dojít ke zhoršení kvality tohoto zařízení. Dalším možným činitelem způsobujícím rozdíly v naměřených datech je rozdíl ve vykonávání a odvolávání dynamicky linkované knihovny Simulinkem, tuto problematiku jsem rozebral ve vyhodnocení výsledků po simulační části viz. kapitola 6.5.

## 7.5 Diskuse způsobu realizace

Jednotlivé způsoby realizace mají své jednoznačné výhody a nevýhody.

Asi největší výhodou realizace S-funkcí v prostředí Matlab, a jejich umístění do m-filů je rychlost vývoje. Vytvoření a zprovoznění algoritmu v m-filu je v podstatě umístění příslušného algoritmu do textového souboru, a jeho následné spuštění. Programátor se nemusí zabývat datovými typy, jejich předáváním, i výpočet je velmi zjednodušený, protože se pracuje s vektory, které mají již existující operátory. Taktéž se programátor nemusí zabývat různými kontrolami hodnot jako je dělení nulou nebo nedefinovaná proměnná atd. Tento způsob programování má ovšem řadu nevýhod. Regulátory naprogramované v práci [9] je možné spouštět v prostředí Simulink, na žádném jiném zařízení než je PC s nainstalovaným Matlabem nelze tyto algoritmy spouštět. To je ovšem pro praxi nepřijatelné, protože by bylo nutné ke každému regulovanému zařízení připojovat PC. S m-filu lze vytvořit dynamicky linkovanou knihovnu (DLL), ale tato knihovna je sestavena opět pouze pro použití v prostředí Simulink. V praxi by bylo ovšem nutné používat naprogramované algoritmy na mnohem méně výkonných procesorech, popřípadě na PLC. V těchto zařízeních je nutné dodržovat určitý standard, tedy používat standardizované datové typy a způsoby komunikace – interface. Zároveň jsme v těchto méně výkonných logických jednotkách omezení velikostí paměti, což by mohl být ve

velkém množství případů problém, protože DLL vytvořené z m-filu je mnohonásobně větší než DLL vytvořené ze zdrojových kódů v C++. Matlab si totiž při kompilaci přidává do výsledného DLL značnou část doplňujících informací.

Další velkou výhodou DLL vytvořenou z C++ je rychlost vykonávání algoritmu. Simulink totiž neumožňuje optimalizovat vykonávání kódu. Proto je v případě mého vytvořeného DLL možné používat kratší periodu vzorkování.

## ZÁVĚR

V této práci jsem řešil praktické hledisko vývoje, kdy programátor má k dispozici algoritmus, vyvinutý pro řešení simulací a musí jej realizovat dle standardu pro použití v reálném provozu. Konkrétně jsem realizoval optimální adaptivní řízení, které má duální charakter. Duální charakter spočívá v dualitě akční veličiny charakterizované cautious řízením a aktivním buzením. Tyto dvě kritéria působí proti sobě, zatímco cautious řízení zajišťuje zpomalení regulované veličiny a dosažení žádané hodnoty, aktivní buzení urychluje proces odhadu parametrů. Vzhledem k tomu, je návrh optimálního duálního řízení obtížný, protože vede k velké komplikovanosti a k velkému výpočetnímu nároku. Výpočetní nárok by šlo řešit optimalizací vykonávaného algoritmu v příslušném programovacím jazyku, ale takovéto řešení by kladlo velké požadavky na znalosti programátora a navíc by bylo velmi časově náročné. Proto byla navržena zjednodušená metoda nazývaná bikriteriální. Tato metoda hledá kompromis mezi kritérii optimálního duálního řízení, tedy mezi cautious řízením a aktivním buzením.

Realizované optimální adaptivní regulátory pomocí bikriteriální metody se mi podařilo simulačně ověřit v prostředí Matlab/Simulink a výsledky jsem srovnal s jiným způsobem realizace stejného algoritmu. Dosažené výsledky získané z regulátoru naprogramovaného v C++ byly lepší, než jakých bylo dosaženo realizací regulátoru čistě v Matlabu.

Algoritmus byl rovněž ověřen na reálném zařízení DR 300, kde se mi podařilo regulovat otáčky daného zařízení, včetně dodržení všech požadavků na dobu ustálení, a to při omezení i bez omezení akčního zásahu. Ovšem při srovnání jednotlivých realizací byla výhodnější realizace regulátoru v Matlabu, kde docházelo k rychlejšímu ustálení odhadovaných parametrů.

V diskusi jednotlivých způsobů realizace jsem uvedl jednotlivé výhody a nevýhody jednotlivých způsobů, ze kterých vyplývá, že pro praxi je výhodnější použití realizace regulátoru v C++.

## ZÁVĚR V ANGLIČTINĚ

In this the thesis I solved, from practical standpoint, when a developer has to available a algorithm, builded for solving a simulations, and he must this algorithm realize by standart for real operation. I realized optimal adaptive control with dual status. Dual status has two the quantity in actuating signal. First is cautious control and second is active actuating. These two criterions function together, cautious control serves for retardation a controlled quantity and achieve a desired value. Active actuation serves for accelerate a process for judgment of parameters. This computing difficult is feasible treat with optimalization in programming language, but it is very time exacting. The Proposal this adaptive control is very computing difficult, hence was create a bicriterial method, serves for simplification for real operation.. Bicriterial method searches a compromise between criteria. I tested my optimal adaptive controls with simulations inside Matlab/Simuling and I compared a results between dual and nondual controls and between a results with other a way of realization [9]. The results from a objects builded in C++ was better then a results from objects builded in m-file Regulators was testd on real device DR 300, where I controled engine speed, where I observed a requirements for system. By juxtaposition a results was better a realization in m-file, becose parameters was quicker steady.

In discussion I introduced a advantages and disadvantages a single way of realization, of which passes, that for pracice is preferable a realization in proramming language C++.

**SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY**

- [1] Balátě, J.: Automatické řízení. BEN, Praha, 2003. ISBN 80-7300-020-2.
- [2] Zítek, P., Hofreiter M., Hlava, J.: Automatické řízení, ČVUT v Praze, 2006
- [3] Kumpati S.: Narendra Advances in adaptive control, 1991, ISBN 0-87942-270-X
- [4] Šulc B.: Teorie a praxe návrhu regulačních obvodů, Praha 2005, ISBN 80-01-03007-5
- [5] Kubík, Kotek, Hrušák, Wachtl, Chalupa: Optimální systémy automatického řízení, Praha 1972, ISBN 04-516-72
- [6] Vavřín P: Automatizační technika, Praha 1983, ISBN 04-545-83
- [7] Bobál, V., Bohm, J., Prokop, R., Fessl, J.: Praktické aspekty samočinně se nastavujících regulátorů: algoritmy a implementace. 1. vydání. Brno: VUTIUM, 1999. ISBN 80-214-1299-2
- [8] Filatov, N. M, Unbenhauen, H.: Adaptive Dual Control: Theory and Applications. Berlin Heidelberg: Springer-Verlag, 2004. ISBN 3-540-21373-2.
- [9] Hladiš M, Adaptivní duální řízení, Diplomová práce 2006
- [10] <http://www.mathworks.com>.

**SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK**

2 DOF	Dva stupně volnosti (2 Degrees of Freedom)
APPC	Adaptivní regulátor založený na metodě přiřazení pólů URO (Adaptive Pole Placement Controller)
ARMAX	Stochastický regresní model (Auto Regressive Moving-Average with Auxiliary Input)
ARX	Stochastický regresní model (Auto Regressive Exogenous Input)
C++	Název programovacího jazyku
CE	Vnucená separace identifikace a řízení (Certainty Equivalence)
DZ	Dopravní zpoždění
I/O	Vstupně - výstupní (Input - Output)
MNČ	Metoda nejmenších čtverců
RLS	Průběžná metoda nejmenších čtverců (Recursive Least Squares)
RT	Reálný čas (Real Time)
SISO	System s jedním vstupem a jedním výstupem (Single Input Single Output)
STC	Samočinně se nastavující regulátor (Self Tuning Control)
URO	Uzavřený regulační obvod



## SEZNAM OBRÁZKŮ

<i>Obrázek 1. Technický postup adaptace .....</i>	<i>11</i>
<i>Obrázek 2. Blokové schéma adaptivního řídicího systému .....</i>	<i>12</i>
<i>Obrázek 3. Klasifikace adaptivních řídicích systémů.....</i>	<i>14</i>
<i>Obrázek 4. Klasifikace adaptivních regulátorů typu III.....</i>	<i>16</i>
<i>Obrázek 5. Minimalizace dvou účelových funkcí duálního řízení.....</i>	<i>23</i>
<i>Obrázek 6. Adaptivní řídicí systém založený na CE přístupu.....</i>	<i>25</i>
<i>Obrázek 7. Adaptivní duální řídicí systém.....</i>	<i>26</i>
<i>Obrázek 8. Minimalizace dvou účelových funkcí duálního řízení.....</i>	<i>31</i>
<i>Obrázek 9 Blokové schéma regulačního obvodu s 2 DOF regulátorem. ....</i>	<i>36</i>
<i>Obrázek 10 Blokové schéma regulačního obvodu s regulátorem PID-B.....</i>	<i>37</i>
<i>Obrázek 11 Výsledek simulace neduálního řízení soustavy .....</i>	<i>42</i>
<i>Obrázek 12 Průběh odhadovaných parametrů modelu S1 při neduálním řízení.....</i>	<i>42</i>
<i>Obrázek 13 Výsledek simulace duálního řízení soustavy .....</i>	<i>42</i>
<i>Obrázek 14 Průběh odhadovaných parametrů modelu při duálním řízení.....</i>	<i>43</i>
<i>Obrázek 15 Výsledek simulace neduálního řízení soustavy S2 .....</i>	<i>44</i>
<i>Obrázek 16 Průběh odhadovaných parametrů modelu S2 při neduálním řízení.....</i>	<i>45</i>
<i>Obrázek 17 Výsledek simulace duálního řízení soustavy S2 .....</i>	<i>45</i>
<i>Obrázek 18 Průběh odhadovaných parametrů modelu S2 při duálním řízení.....</i>	<i>46</i>
<i>Obrázek 19 Výsledek simulace neduálního řízení soustavy S3 .....</i>	<i>47</i>
<i>Obrázek 20 Průběh parametrů modelu S3 při neduálním řízení .....</i>	<i>48</i>
<i>Obrázek 21 Výsledek simulace duálního řízení soustavy S3 .....</i>	<i>48</i>
<i>Obrázek 22 Průběh odhadovaných parametrů modelu S3 při neduálním řízení.....</i>	<i>49</i>
<i>Obrázek 23 Výsledek simulace neduálního řízení soustavy S4 .....</i>	<i>51</i>
<i>Obrázek 24 Průběh identifikovaných parametrů modelu S4 při neduálním řízení .....</i>	<i>51</i>
<i>Obrázek 25 Výsledek simulace duálního řízení soustavy S4 .....</i>	<i>52</i>
<i>Obrázek 26 Průběh odhadovaných parametrů modelu S4 při duálním řízení.....</i>	<i>52</i>
<i>Obrázek 27 Zařízení Amira DR300 a jeho zjednodušené schéma.....</i>	<i>56</i>
<i>Obrázek 28 Blok pro ovládání a řízení servomechanismu pomocí Simulinku [9] .....</i>	<i>57</i>
<i>Obrázek 29 Simulinkové schéma reálného řízení.....</i>	<i>57</i>
<i>Obrázek 30 Řízení DR300 neduálním regulátorem PID-B bez omezení <math>u_k</math> .....</i>	<i>58</i>
<i>Obrázek 31 Průběh identifikovaných parametrů při PID-B řízení bez omezení <math>u_k</math> .....</i>	<i>58</i>

<i>Obrázek 32 Řízení DR300 neduálním regulátorem PID-B s omezením uk.....</i>	<i>59</i>
<i>Obrázek 33 Průběh identifikovaných parametrů při PID-B řízení s omezením uk.....</i>	<i>59</i>
<i>Obrázek 34 Řízení DR300 duálním regulátorem PID-B bez omezení uk.....</i>	<i>60</i>
<i>Obrázek 35 Průběh identifikovaných parametrů při PID-B řízení bez omezení uk.....</i>	<i>60</i>
<i>Obrázek 36 Řízení DR300 duálním reg, PID-B s omezením.....</i>	<i>61</i>
<i>Obrázek 37 Průběh identifikovaných parametrů při PID-B řízení s omezením uk.....</i>	<i>61</i>
<i>Obrázek 38 Řízení DR300 neduálním regulátorem 2 DOF bez omezení.....</i>	<i>62</i>
<i>Obrázek 39 Průběh identifikovaných parametrů při 2 DOF řízení bez omezení uk.....</i>	<i>62</i>
<i>Obrázek 40 Řízení DR300 neduálním regulátorem 2 DOF s omezením.....</i>	<i>63</i>
<i>Obrázek 41 Průběh identifikovaných parametrů při 2 DOF řízení s omezením uk.....</i>	<i>63</i>
<i>Obrázek 42 Řízení DR300 duálním regulátorem 2 DOF bez omezení.....</i>	<i>64</i>
<i>Obrázek 43 Průběh identifikovaných parametrů při 2 DOF řízení bez omezení uk.....</i>	<i>64</i>
<i>Obrázek 44 Řízení DR300 duálním regulátorem 2 DOF s omezením.....</i>	<i>65</i>
<i>Obrázek 45 Průběh identifikovaných parametrů při 2 DOF řízení s omezením uk.....</i>	<i>65</i>

**SEZNAM TABULEK**

<i>Tabulka 1. Klasifikace disk. regulátorů podle způsobu generování akčního zásahu.....</i>	<i>15</i>
<i>Tabulka 2 Kvalita regulace soustavy S1.....</i>	<i>43</i>
<i>Tabulka 3 Kvalita regulace soustavy S2.....</i>	<i>46</i>
<i>Tabulka 4 Kvalita regulace soustavy S3.....</i>	<i>49</i>
<i>Tabulka 5 Kvalita regulace soustavy S4.....</i>	<i>53</i>
<i>Tabulka 6 Kvalita dosažených výsledků simulačního ověřování pro C++ bloky .....</i>	<i>53</i>
<i>Tabulka 7 Kvalita dosažených výsledků sim. ověřováním pro M-soubory [9] .....</i>	<i>54</i>
<i>Tabulka 8 Zhodnocení kvality regulace na zařízení DR 300.....</i>	<i>66</i>

## **SEZNAM PŘÍLOH**

PŘÍLOHA P I: SCHÉMA POUŽITÉ PŘI SIMULACÍCH

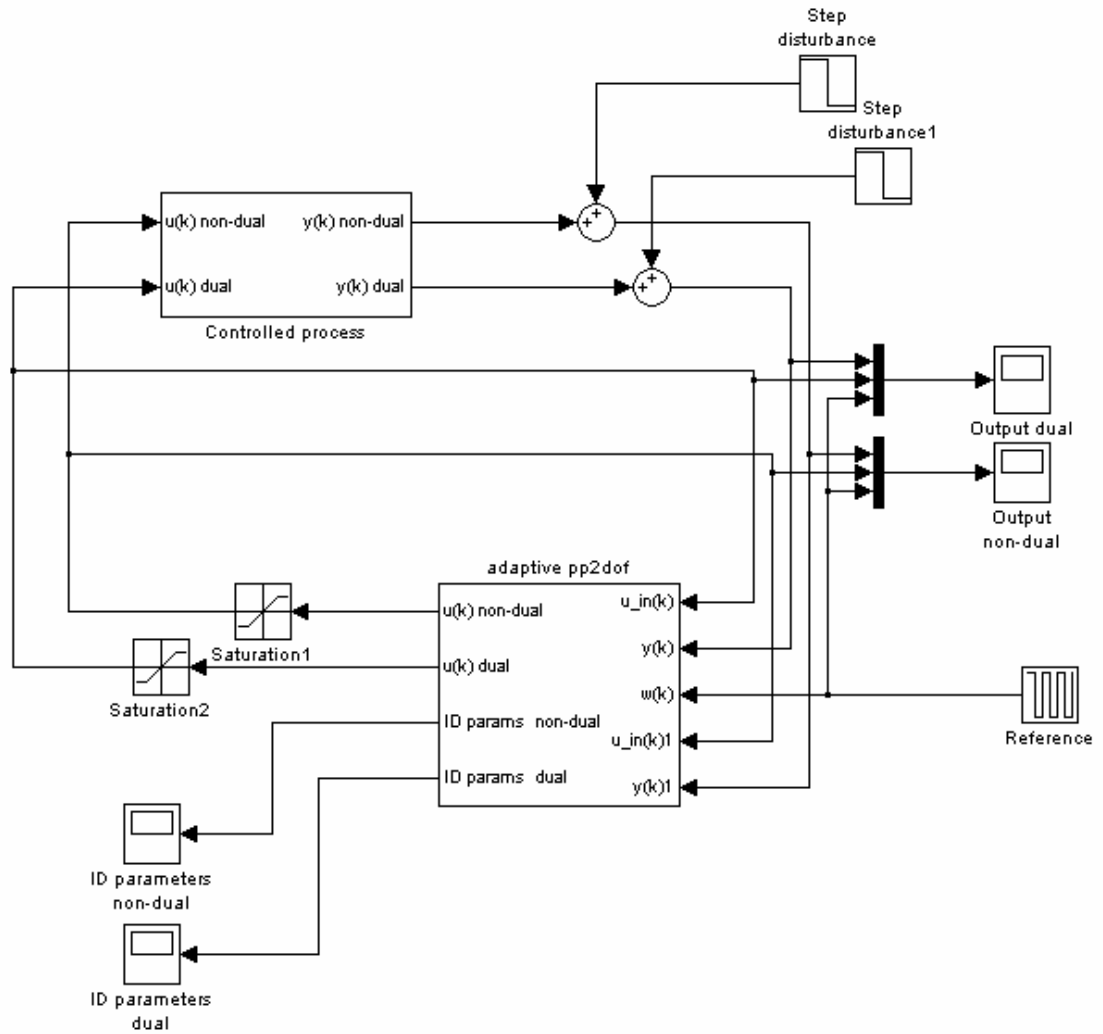
PŘÍLOHA P II: SCHÉMA REGULÁTORU PP2DOF

PŘÍLOHA P III: SCHÉMA POUŽITÉ PRO DR 300 A SCHÉMA DUAL PP2DOF

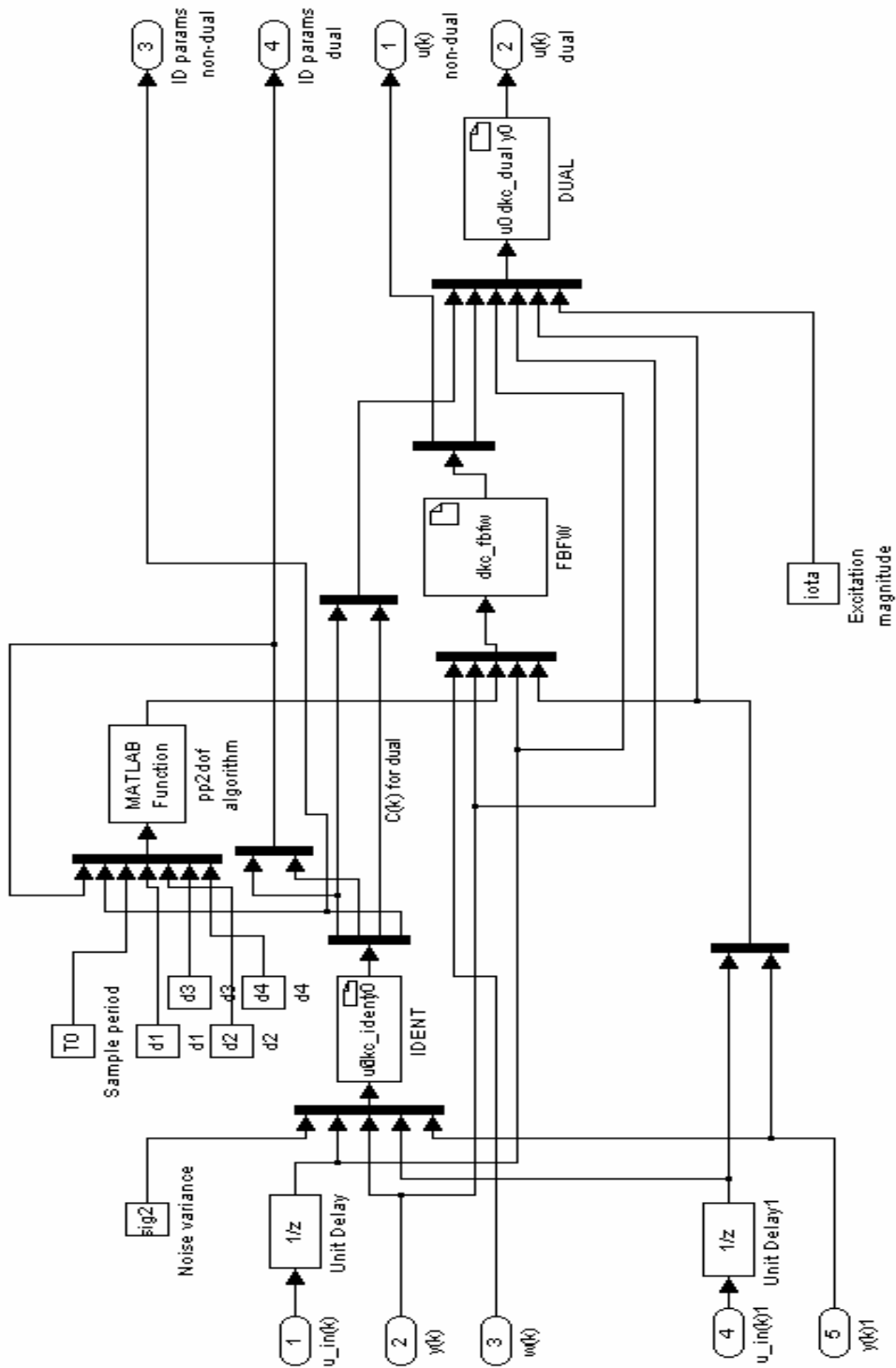
PŘÍLOHA P IV: VYKRESLENÍ NAMĚŘENÝCH DAT PŘI SIM.

PŘÍLOHA P V: VÝPOČET KVALITY REGULACE

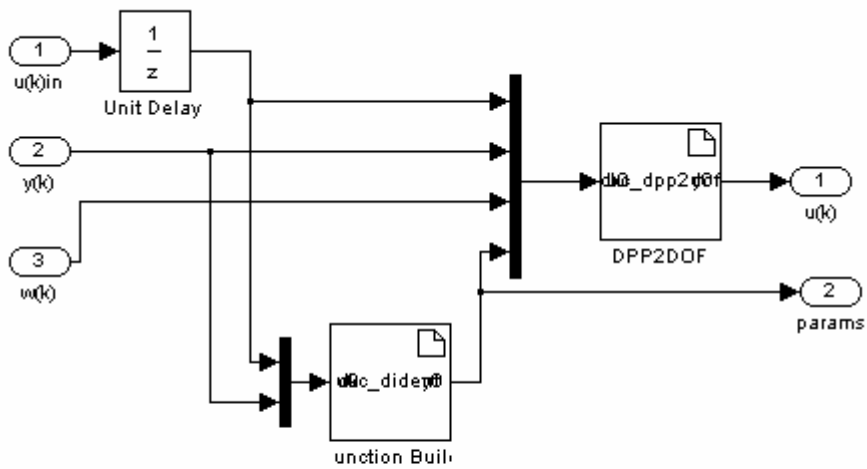
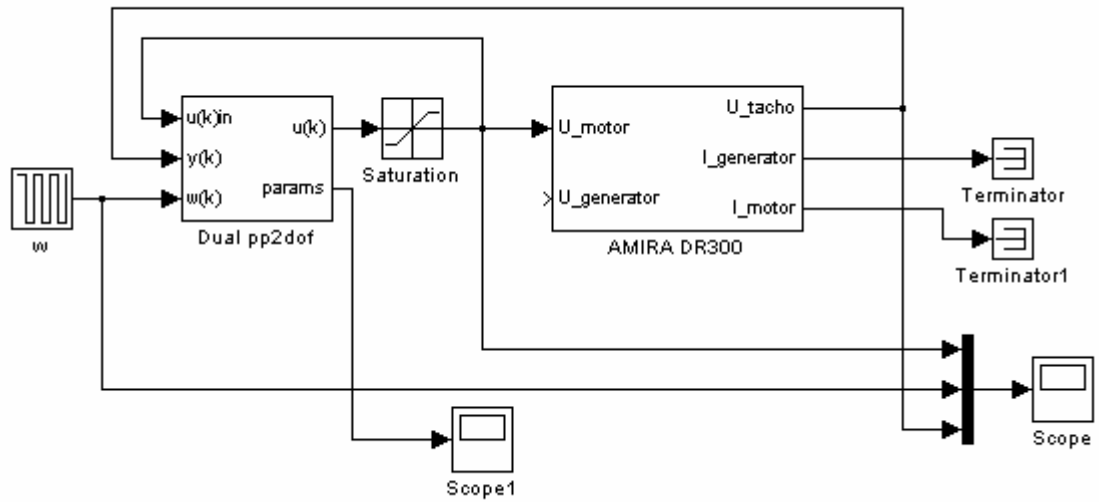
# PŘÍLOHA P I: SCHÉMA POUŽITÉ PŘI SIMULACÍCH



## PŘÍLOHA P II: SCHÉMA REGULÁTORU PP2DOF



# PŘÍLOHA P III: SCHÉMA POUŽITÉ PRO DR 300 A SCHÉMA DUAL PP2DOF



## PŘÍLOHA P IV: VYKRESLENÍ NAMĚŘENÝCH DAT PŘI SIM.

```
figure;
subplot(2,1,1);
plot(Output_dual(:,1),Output_dual(:,2),Output_dual(:,1),Output_dual(:,4))
title('Setpoint and Output');
%axis([0,15,-2,3]);
xlabel('t[s]');
ylabel('w,y');
subplot(2,1,2);
plot(Output_dual(:,1),Output_dual(:,3),'r')
title('Control signal');
xlabel('kT0[s]');
ylabel('uk');
%-----
figure;
plot(Params_dual(:,1),Params_dual(:,2),Params_dual(:,1),Params_dual(:,3),Params_dual(:,
1),Params_dual(:,4),Params_dual(:,1),Params_dual(:,5))
title('Dual estimates');
xlabel('kT0[s]');
ylabel('b1,b2,a1,a2');
legend('b1','b2','a1','a2');
```



## PŘÍLOHA P V: VÝPOČET KVALITY REGULACE

```
w = Output_dual(:,4);
```

```
y = Output_dual(:,2);
```

```
u = Output_dual(:,3);
```

```
for k=k1:1:k2
```

```
    e_k(k)=w(k)-y(k);
```

```
    du_k(k)=u(k)-u(k-1);
```

```
    suma_y=suma_y+e_k(k)^2;
```

```
    suma_u=suma_u+du_k(k)^2;
```

```
    if y(k)>y_max
```

```
        y_max=y(k);
```

```
        k_max=(k);
```

```
    end
```

```
    if y(k)<y_min
```

```
        y_min=y(k);
```

```
        k_min=(k);
```

```
    end
```

```
end
```

```
Sy=(1/(k2-k1+1))*suma_y;
```

```
Su=(1/(k2-k1+1))*suma_u;
```

```
vykresleni=zeros(1,7);
```

```
vykresleni=[T0 Sy Su y_max y_min k_max k_min]
```