

Adaptivní a robustní řízení reálné kmitavé soustavy

Bc. Jan Přikryl

Diplomová práce
2014



Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně
Fakulta aplikované informatiky

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Jan Přikryl**
Osobní číslo: **A12412**
Studijní program: **N3902 Inženýrská informatika**
Studijní obor: **Automatické řízení a informatika**
Forma studia: **prezenční**

Téma práce: **Adaptivní a robustní řízení reálné kmitavé soustavy**

Zásady pro vypracování:

1. Vypracujte literární rešerši popisující základní principy robustního řízení a adaptivního řízení se zaměřením na samočinně se nastavující regulátory. Porovnejte oba přístupy.
2. Na základě matematicko-fyzikální analýzy vytvořte obecný popis dvourotorové soustavy.
3. V prostředí MATLAB/Simulink vytvořte nelineární model soustavy Twin Rotor MIMO System a na základě experimentů upřesněte parametry modelu. Srovnajte vlastnosti modelu a reálné laboratorní soustavy.
4. Navrhněte samočinně se nastavující regulátory pro řízení uvedené laboratorní soustavy a proveďte jejich ověření při řízení v reálném čase.
5. Navrhněte robustní regulátory pro řízení uvedené laboratorní soustavy a proveďte jejich ověření při řízení v reálném čase.
6. Vyhodnoťte výsledky obou přístupů a srovnajte je navzájem.

Rozsah diplomové práce:

Rozsah příloh:

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

Seznam odborné literatury:

1. **BOBÁL, Vladimír. Adaptivní a prediktivní řízení. 1. vyd. Zlín: Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně, 2008, 134 s. ISBN 978-80-7318-662-3.**
2. **MATUŠŮ, Radek a Petr DOSTÁL. Stavová a algebraická teorie řízení [online]. 2010 [cit. 2014-01-24]. ISBN 978-80-7318-991-4. Dostupné z: <http://hdl.handle.net/10563/18580>**
3. **BRENN, Filip. Komparace dvourotorových laboratorních soustav. Zlín, 2006. Diplomová práce. Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně, Fakulta aplikované informatiky.**
4. **BOBÁL, Vladimír , CHALUPA, Petr . Self-Tuning Controllers Simulink Library – Version 2 [software]. 2008. available on-line: <http://www.utb.cz/stctool> ,<http://www.fai.utb.cz/people/chalupa/stctool/index.htm> .**
5. **MATUŠŮ, Radek. Systems with parametric uncertainty: an algebraic approach to robust control design. Saarbrücken: Lambert Academic Publishing, c2010, 183 s. ISBN 978-3-8383-0645-2.**
6. **BOBÁL, Vladimír. Digital self-tuning controllers: algorithms, implementation and applications. London: Springer, c2005, xvi, 317 s. ISBN 1-85233-980-2.**
7. **BOBÁL, Vladimír. Praktické aspekty samočinně se nastavujících regulátorů: algoritmy a implementace. 1. vyd. Brno: VUTUM, 1999, 242 s. ISBN 80-214-129-92.**
8. **HANG, Chang C, Weng K HO a Tong Heng LEE. Adaptive Control. Triangle Park: Instrument Society of America, 1993, 261 s. ISBN 1556174772.**

Vedoucí diplomové práce:

Ing. Petr Chalupa, Ph.D.

Ústav řízení procesů

Datum zadání diplomové práce:

7. března 2014

Termín odevzdání diplomové práce:

11. června 2014

Ve Zlíně dne 7. března 2014

prof. Ing. Vladimír Vašek, CSc.
děkan



prof. Ing. Vladimír Vašek, CSc.
ředitel ústavu

Prohlašuji, že

- beru na vědomí, že odevzdáním diplomové/bakalářské práce souhlasím se zveřejněním své práce podle zákona č. 111/1998 Sb. o vysokých školách a o změně a doplnění dalších zákonů (zákon o vysokých školách), ve znění pozdějších právních předpisů, bez ohledu na výsledek obhajoby;
- beru na vědomí, že diplomová/bakalářská práce bude uložena v elektronické podobě v univerzitním informačním systému dostupná k prezenčnímu nahlédnutí, že jeden výtisk diplomové/bakalářské práce bude uložen v příruční knihovně Fakulty aplikované informatiky Univerzity Tomáše Bati ve Zlíně a jeden výtisk bude uložen u vedoucího práce;
- byl/a jsem seznámen/a s tím, že na moji diplomovou/bakalářskou práci se plně vztahuje zákon č. 121/2000 Sb. o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon) ve znění pozdějších právních předpisů, zejm. § 35 odst. 3;
- beru na vědomí, že podle § 60 odst. 1 autorského zákona má UTB ve Zlíně právo na uzavření licenční smlouvy o užití školního díla v rozsahu § 12 odst. 4 autorského zákona;
- beru na vědomí, že podle § 60 odst. 2 a 3 autorského zákona mohu užít své dílo – diplomovou/bakalářskou práci nebo poskytnout licenci k jejímu využití jen s předchozím písemným souhlasem Univerzity Tomáše Bati ve Zlíně, která je oprávněna v takovém případě ode mne požadovat přiměřený příspěvek na úhradu nákladů, které byly Univerzitou Tomáše Bati ve Zlíně na vytvoření díla vynaloženy (až do jejich skutečné výše);
- beru na vědomí, že pokud bylo k vypracování diplomové/bakalářské práce využito softwaru poskytnutého Univerzitou Tomáše Bati ve Zlíně nebo jinými subjekty pouze ke studijním a výzkumným účelům (tedy pouze k nekomerčnímu využití), nelze výsledky diplomové/bakalářské práce využít ke komerčním účelům;
- beru na vědomí, že pokud je výstupem diplomové/bakalářské práce jakýkoliv softwarový produkt, považují se za součást práce rovněž i zdrojové kódy, popř. soubory, ze kterých se projekt skládá. Neodevzdání této součásti může být důvodem k neobhájení práce.

Prohlašuji,

- že jsem na diplomové práci pracoval samostatně a použitou literaturu jsem citoval. V případě publikace výsledků budu uveden jako spoluautor.
- Že odevzdaná verze diplomové/bakalářské práce a verze elektronická nahraná do IS/STAG jsou totožné.

Ve Zlíně

.....
podpis diplomanta

ABSTRAKT

Cílem diplomové práce bylo vytvoření nelineárního modelu laboratorní soustavy Feedback Twin Rotor MIMO System v prostředí MATLAB/Simulink a návrh samočinně se nastavujících a robustních regulátorů pro řízení zmíněné soustavy.

Teoretická část práce se věnuje základním pojmům adaptivního a robustního řízení. V praktické části je uveden obecný matematický popis dvourotorové soustavy, jednotlivé části a parametry vytvořeného nelineárního modelu a výsledky dosažené navrženými regulátory na reálné soustavě i nelineárním modelu.

Klíčová slova: adaptivní řízení, robustní řízení, samočinně se nastavující regulátory, STC, parametrická neurčitost, dvourotorová soustava

ABSTRACT

The aim of diploma thesis was to create a non-linear system of Feedback Twin Rotor MIMO System in MATLAB/Simulink environment and design self-tuning and robust controllers for controlling the said system.

The theoretical part of the thesis is dedicated to basic concepts of adaptive and robust control. In practical part is general mathematical description of twin rotor system, individual parts and parameters of the created non-linear model and the results achieved by designed controllers on the real system and non-linear system are presented.

Keywords: adaptive control, robust control, self-tuning controllers, STC, parametric uncertainty, twin rotor system

Poděkování:

Zde bych chtěl poděkovat svému vedoucímu Ing. Petru Chalupovi, Ph.D. za odborné vedení a cenné rady, které mi pomohly při zpracovávání této diplomové práce.

OBSAH

ÚVOD.....	8
I TEORETICKÁ ČÁST.....	9
1 IDENTIFIKACE	10
1.1 METODY PRŮBĚŽNÉ IDENTIFIKACE.....	10
1.1.1 Rekurzivní metoda nejmenších čtverců	11
1.1.2 Rekurzivní metoda nejmenších čtverců s exponenciálním zapomínáním	11
1.1.3 Rekurzivní metoda nejmenších čtverců s adaptivním směrovým zapomínáním	12
2 ADAPTIVNÍ ŘÍZENÍ	13
2.1 SAMOČINNĚ SE NASTAVUJÍCÍ REGULÁTORY	14
2.1.1 Samočinně se nastavující PID regulátory	15
2.1.2 Algebraické metody návrhu samočinně se nastavujících regulátorů	16
3 ROBUSTNÍ ŘÍZENÍ.....	19
3.1 PARAMETRICKÁ NEURČITOST	19
3.1.1 Typy parametrické neurčitosti.....	20
4 POROVNÁNÍ ADAPTIVNÍHO A ROBUSTNÍHO ŘÍZENÍ	22
II PRAKTICKÁ ČÁST	23
5 MODEL FEEDBACK TWIN ROTOR MIMO SYSTEM	24
5.1 IDENTIFIKACE VERTIKÁLNÍHO POHYBU	25
5.2 IDENTIFIKACE HORIZONTÁLNÍHO POHYBU	27
6 OBECNÝ MATEMATICKÝ POPIS DVOUROTOROVÉ SOUSTAVY	30
7 NELINEÁRNÍ MODEL SOUSTAVY FEEDBACK TWIN ROTOR MIMO SYSTEM	35
7.1 PARAMETRY MODELU.....	37
7.2 SROVNÁNÍ MODELU S REÁLNOU SOUSTAVOU	39
7.2.1 Změna napětí hlavního motoru	40
7.2.2 Změna napětí ocasního motoru	43
8 ŘÍZENÍ SOUSTAVY SAMOČINNĚ SE NASTAVUJÍCÍMI REGULÁTORY	45
8.1 SAMOČINNĚ SE NASTAVUJÍCÍ PID REGULÁTOR – TAKAHASHIHO MODIFIKACE.....	45
8.2 SAMOČINNĚ SE NASTAVUJÍCÍ REGULÁTOR NAVRŽENÝ ALGEBRAICKOU METODOU – PŘÍRAZENÍ PÓLŮ	50
9 ŘÍZENÍ SOUSTAVY ROBUSTNÍMI REGULÁTORY	59
ZÁVĚR	68
SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY.....	69
SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK.....	71
SEZNAM OBRÁZKŮ	76
SEZNAM TABULEK.....	78
SEZNAM PŘÍLOH.....	79

ÚVOD

Efektivní řízení technologických procesů je jedním ze základních požadavků průmyslové praxe. Aby bylo možné navrhnout optimální řídicí algoritmus, je třeba znát přesný matematický model procesu. V případě deterministických lineárních systémů s časově proměnnými vlastnostmi je poměrně snadné tento model určit vhodnou experimentální metodou identifikace, případně matematicko-fyzikální analýzou. Stejně tak lze předpokládat, že návrh vhodného algoritmu řízení s požadovaným kritériem nebude činit potíže.

Většina reálných systémů však vykazuje stochastické, nelineární chování s časově proměnnými vlastnostmi. Poté určení matematického modelu a následně algoritmu řízení může být problémové. Nastavení parametrů klasických regulátorů může být zdlouhavé a časově omezené. Z toho důvodu byly vytvořeny nové typy řídicích algoritmů, které se snaží změny chování řízeného systému různými způsoby kompenzovat.

Předmětem této práce jsou dva směry z moderních přístupů k řízení. Adaptivní řízení, jež se po vzoru živých organismů přizpůsobuje změnám chování řízené soustavy, a robustní řízení, které tyto změny uvažuje již při návrhu regulátoru.

Teoretická část práce je rozdělena do čtyř hlavních kapitol. Kde v prvních třech jsou uvedeny základní pojmy a principy identifikace systémů, adaptivního řízení se zaměřením na samočinně se nastavující regulátory a robustního řízení systémů s důrazem na návrh regulátorů s parametrickým typem neurčitostí. Poslední kapitola teoretické části porovnává klady a zápory obou těchto přístupů.

V praktické části je uveden popis laboratorní soustavy Feedback Twin Rotor MIMO System, obecný matematický popis dvourotorové soustavy, rozbor částí a parametrů vytvořeného nelineárního modelu pro uvedenou soustavu a dosažené výsledky řízení navrženými samočinně se nastavujícím i robustním regulátory na reálné soustavě i nelineárním modelu.

I. TEORETICKÁ ČÁST

1 IDENTIFIKACE

Má-li být řízení regulovaného systému efektivní, je třeba znát jeho vlastnosti. Je zřejmé, že se zvyšujícím se požadavkem na efektivnost roste potřeba znát přesnější a podrobnější vlastnosti systému, vytvořit jeho matematický model.

Cílem identifikace systémů [1] je vytvořit takový model, který bude mít totožné charakteristické vlastnosti se systémem vyšetřovaným.

V zásadě jsou dva přístupy k jeho získání. Prvním je matematicko-fyzikální analýza a následné odvození vztahů mezi vstupy a výstupy pro získání obecného modelu, který platí v celém rozsahu vstupů systému. Avšak pro složitější systémy může být problematické získání velkého množství parametrů, proto se častěji používá identifikace z experimentálně naměřených dat. Tento způsob spočívá v nalezení modelu na základě vstupních a výstupních signálů. Není zde nutné znát fyzikální principy vyšetřovaného systému a je možné použít stejnou metodou identifikace na různé systémy. Ovšem nevýhodou je platnost modelu pouze pro typy vstupních signálů, pro které byl vypočten.

Nejpoužívanější metodou k výpočtu parametrů lineárních modelů je metoda nejmenších čtverců a její modifikace. Lze ji použít jak pro jednorázovou identifikaci, kdy je využita množina vstupních a výstupních dat za určitý časový úsek pro jednorázový odhad parametrů, tak i pro průběžnou identifikaci, u které jsou parametry odhadovány průběžně v reálném čase.

1.1 Metody průběžné identifikace

Dynamický systém může být popsán různými modely, jejich přehled je uveden např. v [1]. Často používaný je regresní model ARX, který má pro jednorozměrné soustavy tvar

$$A(z^{-1})y(t) = B(z^{-1})z^{-d}u(t) + n(t) \quad (1)$$

Poté identifikovaný systém má přenos

$$G(z) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} z^{-d} = \frac{b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_m z^{-m}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_n z^{-n}} z^{-d} \quad (2)$$

Tento model je možné také zapsat v kompaktní vektorové formě

$$y(k) = \theta^T(k)\Phi(k-1) + n(k) \quad (3)$$

kde $\theta(k)$ je vektor parametrů modelu systému, $\Phi(k-1)$ je vektor dat a $n(k)$ je vliv neměřitelných poruch.

Úkolem identifikace je najít neznámý vektor $\theta(k)$ pomocí minimalizace určitého kritéria. Výpočtem se určují odhady parametrů

$$\hat{\theta}(k) = [\hat{a}_1, \hat{a}_2, \dots, \hat{a}_n, \hat{b}_1, \hat{b}_2, \dots, \hat{b}_m]^T \quad (4)$$

Cílem je co nejvíce přiblížit odhady parametrů $\hat{\theta}(k)$ ke skutečným parametrům regulovaného systému $\theta(k)$. [2]

1.1.1 Rekurzivní metoda nejmenších čtverců

Rekurzivní metoda nejmenších čtverců minimalizuje součet čtverců rozdílů mezi odhadovaným výstupem z modelu a skutečným výstupem z reálného systému. Nově naměřené hodnoty využívá pouze ke korekci původních odhadů, čímž oproti nerekurzivní verzi odpadá potřeba uchovávat velké množství naměřených dat a klesají tak nároky na výpočetní techniku.

Pro k -tý krok identifikace je kritérium ve tvaru

$$J = \frac{1}{2} [Y(k) - \hat{Y}(k)]^T [Y(k) - \hat{Y}(k)] \quad (5)$$

kde $Y(k)$ je vektor výstupů reálného systému a $\hat{Y}(k)$ je vektor odhadovaných výstupů. Poté je možné odvodit [1], že pro změnu odhadů parametrů má výsledná rovnice v každém kroku tvar

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + \frac{C(k-1)\Phi(k-1)}{1 + \Phi^T(k-1)C(k-1)\Phi(k-1)} [Y(k) - \Phi^T(k-1)\hat{\theta}(k-1)] \quad (6)$$

Kde prvky hlavní diagonály kovarianční matice C se na počátku obvykle volí s hodnotami 10^3 . Tyto hodnoty určují rozptyly identifikovaných parametrů. [1] [2]

1.1.2 Rekurzivní metoda nejmenších čtverců s exponenciálním zapomínáním

U metody nejmenších čtverců mají veškerá naměřená data stejný vliv na odhad parametrů. To může být nevhodné, pokud je identifikovaný systém nelineární nebo má časově proměnné parametry. Pro tyto systémy je vhodnější využít metodu nejmenších čtverců s exponenciálním zapomínáním, ve které mají novější data větší vliv na odhady parametrů než data starší. Zde má kritérium tvar

$$J = \frac{1}{2} [Y(k) - \hat{Y}(k)]^T W [Y(k) - \hat{Y}(k)] \quad (7)$$

kde W je váhová diagonální matice

$$W = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \varphi & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \varphi^2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \varphi^{r-1} \end{bmatrix} \quad (8)$$

Koeficient zapomínání φ se volí v rozsahu $0 < \varphi \leq 1$. Přičemž menší hodnoty φ znamenají rychlejší zapomínání starších dat, pro $\varphi = 1$ je zapomínání vyřazeno. Volba koeficientu závisí na chování konkrétního identifikovaného systému. Avšak doporučuje se volit v intervalu $\langle 0,9; 0,95 \rangle$. [2]

1.1.3 Rekurzivní metoda nejmenších čtverců s adaptivním směrovým zapomínáním

Tato metoda se oproti metodě s exponenciálním zapomínáním liší průběžnou změnou koeficientu zapomínání φ v závislosti na vstupu a výstupu identifikovaného systému [3]. Aktualizace vektoru odhadu parametrů je počítána dle vztahu

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + \frac{C(k-1)\Phi(k-1)}{1+\mathcal{E}(k-1)} [Y(k) - \Phi^T(k-1)\hat{\theta}(k-1)] \quad (9)$$

kde pomocný skalár \mathcal{E} je definován jako

$$\mathcal{E}(k) = \Phi^T(k-1)C(k-1)\Phi(k-1) \quad (10)$$

Aktualizace kovarianční matice je určena jako

$$C(k) = C(k-1) - \frac{C(k-1)\Phi(k)\Phi^T(k)C(k-1)}{\varepsilon^{-1}(k) + \mathcal{E}(k-1)} \quad (11)$$

$$\varepsilon(k) = \varphi(k) - \frac{1-\varphi(k)}{\mathcal{E}(k-1)} \quad (12)$$

Koeficient adaptivního směrového zapomínání $\varphi(k)$ je poté v každé periodě vzorkování počítán dle následujícího vztahu

$$\varphi(k) = \left\{ 1 + (1 + \rho) [\ln(1 + \mathcal{E}(k))] + \left[\frac{(v(k)+1)\eta(k)}{1+\mathcal{E}(k)+\eta(k)} - 1 \right] \frac{\mathcal{E}(k)}{1+\mathcal{E}(k)} \right\}^{-1} \quad (13)$$

kde

$$v(k) = \varphi(k-1)[v(k-1) + 1], \quad \eta(k) = \frac{[Y(k) - \Phi^T(k-1)\hat{\theta}(k-1)]^2}{\lambda(k)}$$

$$\lambda(k) = \varphi(k-1) \left[\lambda(k-1) + \frac{[Y(k) - \Phi^T(k-1)\hat{\theta}(k-1)]^2}{1+\mathcal{E}(k)} \right] \quad (14)$$

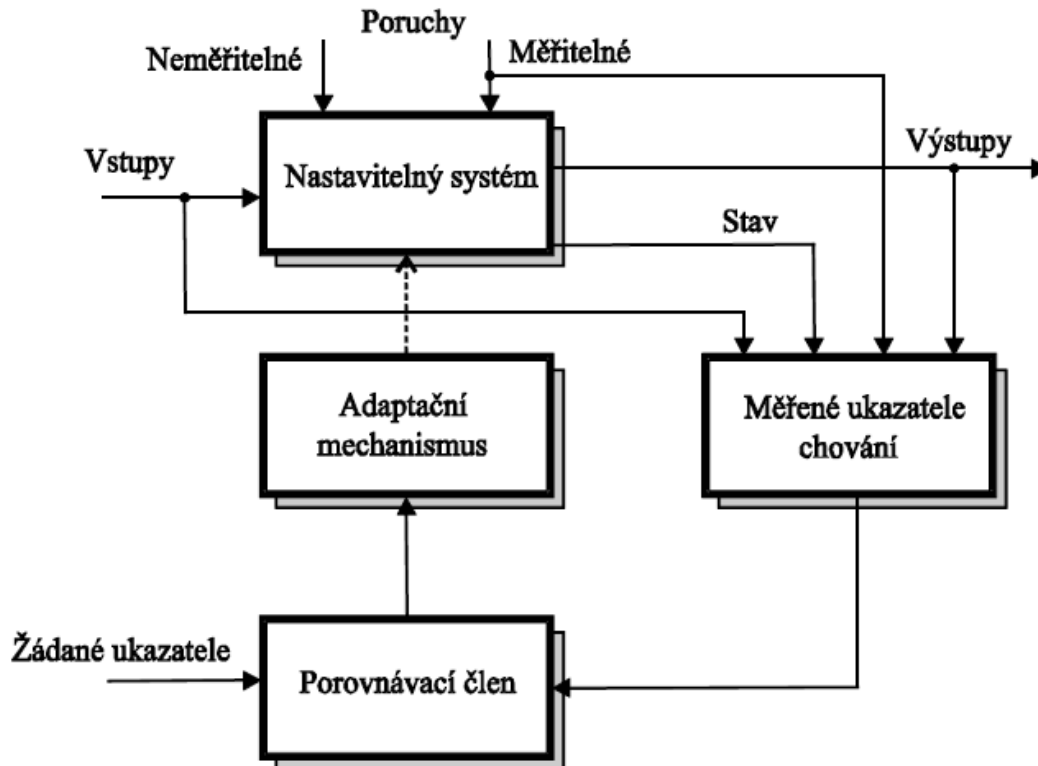
Doporučené počáteční podmínky parametrů jsou: $\varphi(0) = 1$, $\lambda(0) = 0,001$, $v(0) = 10^{-6}$, $\rho(0) = 0,99$. Prvky na hlavní diagonále kovarianční matice $C_{ii}(0) = 10^3$. [1]

2 ADAPTIVNÍ ŘÍZENÍ

Pro řízení reálných procesů, které většinou vykazují stochastické a nelineární chování, je použití klasických regulátorů s pevně danými parametry často nedostačující. Parametry procesu se mohou během provozu měnit, například ubývající palivo, měnící se vlastnosti materiálu, opotřebení zařízení. Klasické regulátory na tyto změny nejsou schopny reagovat a dochází tak k neoptimálnímu řízení.

Moderní automatizační číslicové zařízení s využitím mikroprocesorové techniky nabízí jedno z řešení ve formě adaptivních řídicích systémů a s nimi spojené adaptivní algoritmy řízení [4], [5], [6].

Adaptivní systém měří pomocí vstupů, výstupů nebo stavů ukazatele chování nastavitelného systému. Tyto měřené ukazatele porovnává s požadovaným chováním a upravuje parametry nebo strukturu nastavitelné části systému nebo přidává pomocný vstup, tak aby se měřené chování systému blížilo co nejvíce požadovanému. Základem adaptivní regulace je identifikace parametrů regulované soustavy za provozu a výpočet parametrů regulátoru a akčních zásahů z jejich výsledků.



Obrázek 1: Blokové schéma obecného adaptivního systému. [4]

Adaptivní systémy se nejčastěji dělí do tří základních skupin - adaptivní systémy založené na heuristickém přístupu, adaptivní systémy s referenčním modelem (MRAS – Model Adaptive Reference) a samočinně se nastavující regulátory (STC – Self-Tuning Controllers). Podrobnější popis jednotlivých skupin je uveden v [4], [7], [8], [9].

2.1 Samočinně se nastavující regulátory

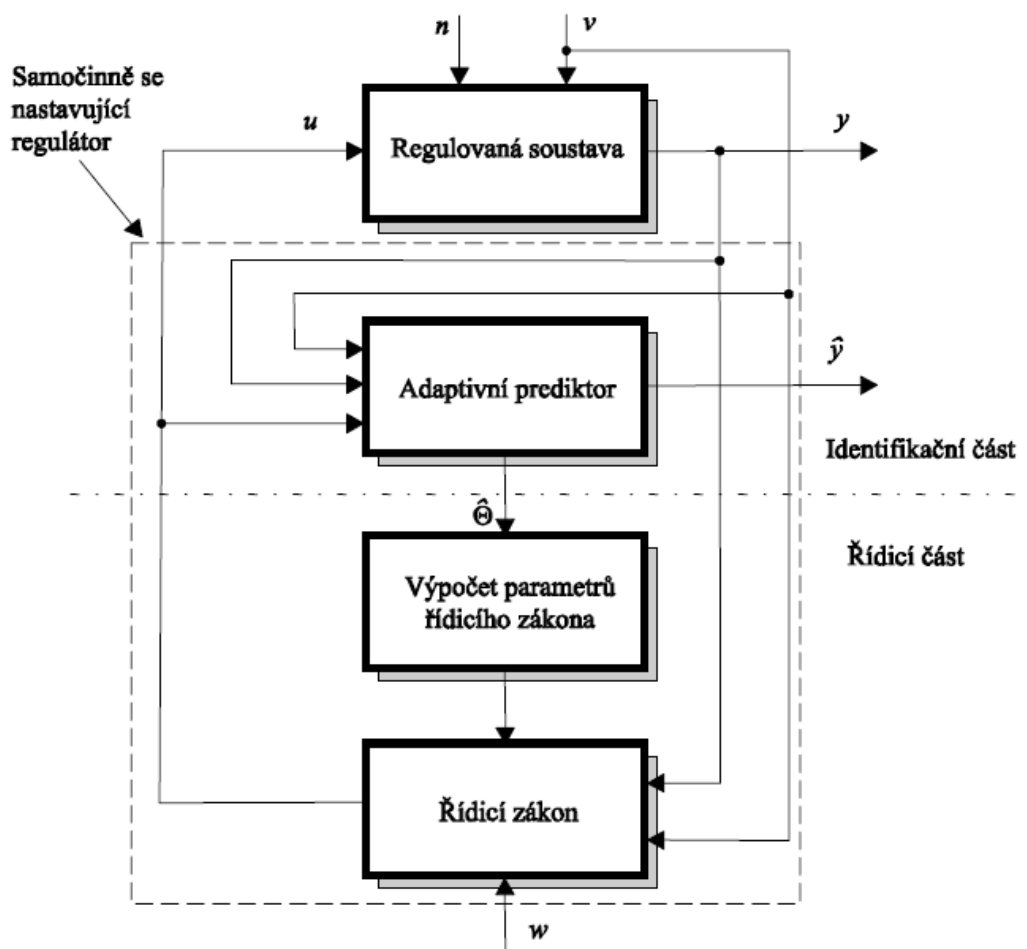
Jedním z přístupů k adaptivnímu řízení jsou samočinně se nastavující regulátory, které jsou založeny na průběžné identifikaci parametrů soustavy a poruch, jejich postupném upřesňování a tím i sledování možných změn. Na základě těchto znalostí je možné vhodnou metodou syntézy navrhnout optimální regulátor.

Velkou výhodou STC je používání prakticky stejných algoritmů řízení jako pro pevně nastavené regulátory, ale regulátory navíc obsahují průběžnou identifikaci. Poznání statických a dynamických vlastností procesu (identifikace) hraje důležitou roli pro automatické seřízení číslicového regulátoru a dosažení dobrých regulačních pochodů. Ovšem odhady parametrů jsou vždy zatíženy větší či menší chybou. Tato chyba závisí například na počtu kroků identifikace, volbě matematického modelu procesu, ale i na průběhu akční veličiny nebo vzorkovací periodě. Aby byl řízený proces co nejlépe identifikován, je třeba volit určitý průběh akčního zásahu, ale současně se musí zajistit, aby se regulovaná veličiny co nejvíce blížila žádané hodnotě. Jelikož se řeší dva problémy zároveň, jedná se tedy o duální řízení. To je ovšem výpočetně velmi náročné a pro většinu reálných případů nepoužitelné. [10]

V technické praxi se tedy používá zjednodušená neduální metoda, která se nazývá metoda vnučené separace identifikace a řízení (Certainty Equivalence). Zjednodušení spočívá v tom, že parametry modelu procesu v daném kroku jsou rovny odhadu parametrů, které jsou v daném okamžiku k dispozici, tj. z kroku předešlého. Na základě těchto parametrů je navržena vhodná strategie řízení a vypočítán právě potřebný akční zásah. Po získání nového vzorku regulované veličiny a známého akčního zásahu je proveden další identifikační krok rekurzivním identifikačním algoritmem, jímž se aktualizuje odhad parametrů (kap. 1.1).

Z této struktury je patrné, že základní podmínkou správné funkce regulátoru je potřeba, aby identifikace byla spolehlivá a rychle konvergovala.

Vnitřní algoritmická struktura je zobrazena na obrázku 2.



Obrázek 2: Vnitřní algoritmická struktura STC regulátoru. [4]

Vnucenou separací identifikace a řízení se vnitřní struktura regulátoru rozdělí na samostatnou identifikační a řídicí část, které spojuje pouze přenos bodových odhadů parametrů.

Samočinně se nastavující regulátory lze dále dělit do několika skupin, v následujícím textu budou popsány dvě vybrané skupiny, které byly využity v praktické části práce. [4]

2.1.1 Samočinně se nastavující PID regulátory

Drtivá většina regulátorů používaných v průmyslu jsou typu PID, jelikož jsou jednoduché na pochopení a v případě správného nastavení dosahují dobrých výsledků. Proto je na místě uvažovat o využití těchto řídicích algoritmů pro adaptivní řízení.

Jako zástupce klasických pevně nastavených regulátorů bude uveden Takahashiho regulátor [4]. Od klasického číslicového PID regulátoru se liší úpravou derivační složky a výskytem žádané hodnoty pouze v integrační složce, čímž dosahuje podstatného snížení akčních zásahů při změně žádané hodnoty. Výsledkem je pomalejší náběh regulované veličiny a snížení překmitů.

Řídicí algoritmus má tvar

$$u(k) = K_P \left\{ -y(k) + y(k-1) + \frac{T_0}{T_I} [w(k) - y(k)] + \frac{T_D}{T_0} [2y(k-1) - y(k) - y(k-2) + u(k-1)] \right\} \quad (15)$$

$$K_P = 0,6 \left(1 - \frac{T_0}{T_K} \right); \quad T_I = \frac{K_P T_K}{1,2 K_{PK}}; \quad T_D = \frac{3 K_{PK} T_K}{40 K_P} \quad (16)$$

kde $u(k)$ je akční zásah, $w(k)$ žádaná hodnota, $y(k)$ výstup regulované soustavy, T_0 perioda vzorkování a K_{PK} , T_K jsou kritické zesílení a kritická perioda kmitů.

Použití řídicích algoritmů klasických PID regulátorů v adaptivním řízení umožňuje modifikovaná on-line metoda pro výpočet kritických parametrů systému uvedená například v [4].

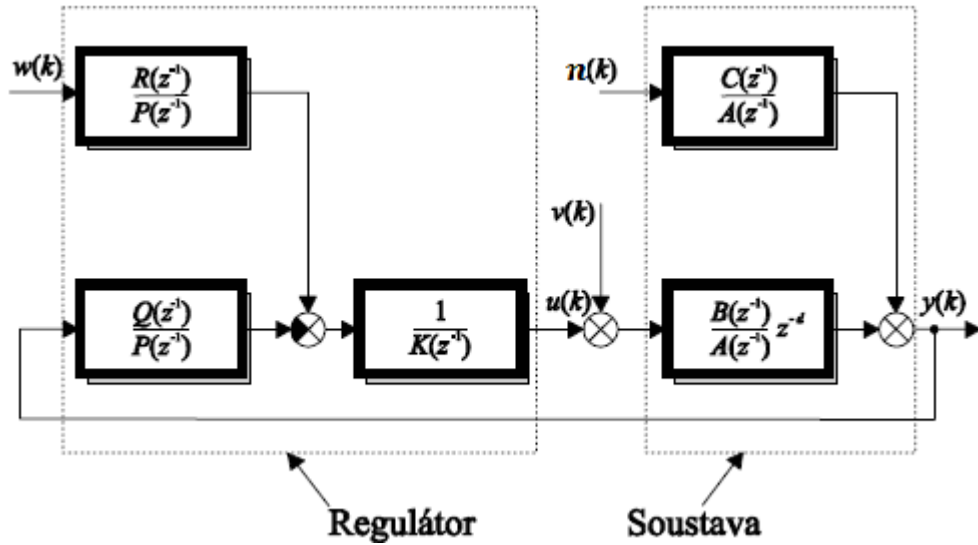
2.1.2 Algebraické metody návrhu samočinně se nastavujících regulátorů

Algebraické metody návrhu jsou moderním přístupem k syntéze regulátoru. Na rozdíl od klasických metod, kde je zvolen typ regulátoru (např. PI, PID) a následně vypočítány jeho parametry dle zvolené metody, umožňuje algebraická metoda syntézy volit také strukturu regulátoru. Díky tomu je možné relativně jednoduše navrhnout řízení nestabilních systémů, systémů s neminimální fází nebo dopravním zpožděním, případně optimalizovat regulaci pro různé průběhy řídicí veličiny (např. skoková změna, rampa, harmonický signál). [15]

Při návrhu regulátorů bude použit popis dynamického systému pomocí ARX modelu ve tvaru

$$A(z^{-1})y(k) = B(z^{-1})z^{-d}u(k) + n(k) \quad (17)$$

a bude se vycházet z obecného uzavřeného regulačního obvodu s regulátorem se dvěma stupni volnosti (2DOF) dle obrázku 3. Kde racionální funkce $\frac{R(z^{-1})}{P(z^{-1})}$ je přenos přímovazební části a $\frac{Q(z^{-1})}{P(z^{-1})}$ je přenos zpětnovazební části regulátoru. Polynom $K(z^{-1})$ většinou představuje integrátor.



Obrázek 3: Blokové schéma regulačního obvodu s 2DOF regulátorem. [4]

Jestliže bude uvažováno $v(k) = 0$ a $n(k) = 0$, pak pro akční veličinu $u(k)$ bude platit

$$u(k) = \frac{1}{K(z^{-1})} \left[\frac{R(z^{-1})}{P(z^{-1})} w(k) - \frac{Q(z^{-1})}{P(z^{-1})} y(k) \right] \quad (18)$$

Poté může být rovnice regulátoru uvedena ve tvaru

$$P(z^{-1})K(z^{-1})u(k) = R(z^{-1})w(k) - Q(z^{-1})y(k) \quad (19)$$

Obdobně lze odvodit rovnici regulátoru s nulovou řídicí veličinou $w(k)$ a nenulovou poruchou $v(k)$

$$P(z^{-1})K(z^{-1})u(k) = P(z^{-1})K(z^{-1})v(k) - Q(z^{-1})y(k) \quad (20)$$

Dále pro $n(k) = 0$ a $d = 0$ je možné rovnici (17) přepsat do tvaru

$$u(k) = \frac{A(z^{-1})}{B(z^{-1})} y(k) \quad (21)$$

a následnou substitucí (21) do (19) může být určen přenos řízení

$$G_{W/Y} = \frac{Y(z)}{W(z)} = \frac{B(z^{-1})R(z^{-1})}{A(z^{-1})K(z^{-1})P(z^{-1}) + B(z^{-1})Q(z^{-1})} \quad (22)$$

Podobně lze dostat ze vztahů (20) a (21) přenos poruchy

$$G_{V/Y} = \frac{Y(z)}{V(z)} = \frac{B(z^{-1})K(z^{-1})P(z^{-1})}{A(z^{-1})K(z^{-1})P(z^{-1}) + B(z^{-1})Q(z^{-1})} \quad (23)$$

Na průběh regulačního pochodu, hlavně jeho stabilitě, má vliv především jmenovatel přenosu. Přenos uzavřeného regulačního obvodu se správnou volbou přenosu regulátoru upraví tak, aby splňoval požadované kritérium. Hlavní požadavek na regulátor je v naprosté

většině případů stabilita uzavřeného regulačního obvodu. To znamená, že charakteristická rovnice uzavřeného regulačního obvodu musí mít stabilní všechny kořeny, tedy $|z_i| < 1$ pro $i = 1, 2, \dots, n$.

Jako příklad algebraické metody návrhu regulátorů může být uvedena metoda přiřazení pólů, kde jsou charakteristickému polynomu póly zadány předem. Jejich vhodnou volbou je možné upravovat přechodové děje uzavřeného regulačního obvodu, jako je například maximální překmit nebo tlumení. Parametry regulátoru jsou vypočteny z podmínkových rovnic tvaru

$$A(z^{-1})K(z^{-1})P(z^{-1}) + B(z^{-1})Q(z^{-1}) = D(z^{-1}) \quad (24)$$

$$D_w(z^{-1})S(z^{-1}) + B(z^{-1})R(z^{-1}) = D(z^{-1}) \quad (25)$$

kde $D_w(z^{-1})$ je jmenovatel posloupnosti $W(z^{-1})$ popisující časový průběh řídicí veličiny $w(k)$, $S(z^{-1})$ je pomocný polynom, který je dán jako

$$S(z^{-1}) = \frac{D(z^{-1}) - B(z^{-1})R(z^{-1})}{D_w(z^{-1})} \quad (26)$$

a $D(z^{-1})$ je polynom se zvolenými póly. Podrobné odvození algoritmu je popsáno v [4].

3 ROBUSTNÍ ŘÍZENÍ

Klasická teorie řízení k návrhu regulátoru využívá určitou formu matematického popisu procesu, který chce řídit. Tento ideální matematický model nebude nikdy zcela shodný s reálným procesem. Neurčitost může pocházet ze zanedbání nelinearit nebo časově proměnných charakteristik procesu. Nelze ji však vyloučit ani u procesů v podstatě lineárních, fyzikální parametry nikdy nejsou známy zcela přesně a také rychlé dynamické změny se obvykle zanedbávají ve snaze model zjednodušit. Tyto nepřesnosti se kromě adaptivních systémů, které byly popsány v předchozí kapitole, snaží řešit i robustní řízení [11], [12], [13], [14].

Neurčitost modelu je zde zohledněna tak, že namísto jednoho nominálního modelu je definována celá třída modelů jako okolí nominálního modelu, přičemž robustnost znamená, že regulátor, který zajišťuje pro nominální soustavu určitou vlastnost regulačního obvodu, ji zajistí pro celou třídu soustav v daném okolí nominální soustavy.

Mimo vymezení přípustného okolí nominální soustavy je také třeba vztáhnout robustnost soustavy na určitou vlastnost. Je velmi nepravděpodobné, že by jeden regulátor zajistil například minimální hodnotu kritéria optimality pro celou třídu soustav. Ovšem může pro celou třídu zajistit stabilitu, udržet nulovou regulační odchylku a hodnotu kritéria optimality pod určitou mezí.

Velikost okolí může být popsána dvěma základními způsoby, parametrickou a nestrukturovanou neurčitostí [15], [16]. Při parametrické neurčitosti je známá struktura modelu (jeho řád), ale jeden nebo více parametrů nejsou známy přesně. U nestrukturované neurčitosti není třeba znát ani strukturu modelu. Je dána pomocí omezení rozptylu frekvenčních charakteristik.

3.1 Parametrická neurčitost

Systémy s parametrickou neurčitostí se často popisují vektorem reálných neurčitých parametrů q , zkráceně neurčitost. Pro l -rozměrnou neurčitost má zápis tvar

$$q = (q_1, q_2, \dots, q_l) \quad q \in R^l \quad (27)$$

Poté přenos systému s parametrickou neurčitostí může být vyjádřen jako podíl polynomů, které mají v argumentu jak komplexní proměnnou s , tak vektor neurčitosti q

$$G(s, q) = \frac{b(s, q)}{a(s, q)} = \frac{\sum_{i=0}^m \beta_i(q) s^i}{\sum_{i=0}^n \alpha_i(q) s^i} \quad (28)$$

V případě potřeby je možné zavést další vektor neurčitosti a odlišit například neurčitost obsaženou v čitateli od neurčitosti ve jmenovateli.

Nyní bude uvažován charakteristický polynom uzavřeného regulačního obvodu obsahující parametrickou neurčitost, který je ve tvaru

$$p(s, q) = \sum_{i=0}^n \rho_i(q) s^i \quad (29)$$

kde $\rho_i(q)$ jsou funkce koeficientů. Vektory neurčitosti mají většinou nějaké ohraničení, neboli jsou prvky předem dané množiny omezující parametry Q , která má nejčastěji tvar l -rozměrného kvádru

$$Q = \{q \in R^l: q_i^- \leq q_i \leq q_i^+ \text{ pro } i = 1, 2, \dots, l\} \quad (30)$$

Z tohoto zápisu vyplývá, že kvádr je prakticky zadáván po jeho jednotlivých složkách, tedy neurčité parametry jsou ohraničeny pomocí intervalů.

Neurčitá funkce se svou omezující množinou tvoří tzv. rodinu, neboli jedná se o rodinu polynomů či rodinu systémů.

Jestliže má být rodina polynomů $P = \{p(s, q): q \in Q\}$ robustně stabilní, musí platit, že pro všechna $q \in Q$ má polynom $p(s, q)$ všechny kořeny stabilní - leží v levé části komplexní roviny. Pak je tedy možné testovat robustní stabilitu pouze výpočtem všech kořenů s odpovídajícím vzorkováním. Ovšem tento způsob je výpočetně velmi náročný a pro velký počet neurčitých parametrů bude výpočetní čas extrémně dlouhý, což není příliš praktické, a proto byly zkoumány více sofistikované metody. [15]

3.1.1 Typy parametrické neurčitosti

Neurčitost q může být zastoupena v koeficientech polynomu různými způsoby, podle toho se dělí neurčitosti do několika základních struktur. [15]

Intervalová neurčitost

Je základním typem parametrické neurčitosti. Hlavní podmínkou je její nezávislá struktura, to znamená, že každá složka q_i vstupuje pouze do jednoho koeficientu polynomu.

Příklad intervalového polynomu:

$$p(s, q) = (15 + q_2)s^2 + (30 + q_1)s + (25 + q_0)$$

$$q_0 \in \langle -3, 5 \rangle, \quad q_1 \in \langle -1, 2 \rangle, \quad q_2 \in \langle 2, 4 \rangle$$

Polynom je možné přepsat do jiného tvaru zápisu

$$p(s, q) = [17,19]s^2 + [29,32]s + [22,30]$$

Obecný zkrácený zápis intervalového polynomu má tedy tvar

$$p(s, q) = \sum_{i=0}^n [q_i^-, q_i^+] s^i \quad (31)$$

kde q_i^- je spodní hranice příslušného parametru a q_i^+ je horní hranice.

Afinní lineární struktura neurčitosti

Afinní lineární struktura znamená, že koeficienty polynomu jsou afinní lineární funkce, neboli neurčité parametry jsou pouze v prvních mocninách a nenásobí se navzájem.

Příklad afinní lineární struktury:

$$p(s, q) = (2q_1 + 0,5q_2)s^3 + (q_2 + 3)s^2 + (3q_1 - 1)s + (q_1 + 3q_2 - 0,5)$$

$$q_1 \in \langle 1,2 \rangle, \quad q_2 \in \langle 2,4 \rangle$$

Multilineární struktura neurčitosti

Oproti afinní lineární struktuře se zde neurčité parametry mohou mezi sebou násobit, ovšem stále jsou pouze v prvních mocninách.

Příklad multilineární struktury:

$$p(s, q) = (q_1q_2 + 0,5q_2)s^2 + (3q_1 - q_2)s + (2q_1q_2)$$

$$q_1 \in \langle 1,2 \rangle, \quad q_2 \in \langle -1,1 \rangle$$

Nelineární struktura neurčitosti

Zde jsou koeficienty polynomů nelineární funkce, mohou být polynomy i libovolné obecné funkce.

Příklad nelineární struktury:

$$p(s, q) = (2q_1q_3^2 + 1)s^2 + (1 - 0,5 \sin q_1)s + (q_1^3q_3^3 + 5q_2q_3 + 5q_2^2)$$

$$|q_i| \leq 1$$

4 POROVNÁNÍ ADAPTIVNÍHO A ROBUSTNÍHO ŘÍZENÍ

Adaptivní i robustní řízení se v principu snaží řešit stejné problémy, změny chování řízeného systému během regulačního pochodu a neurčitosti v matematických modelech, kde jsou často záměrně zanedbávány některé vlastnosti modelovaného systému, aby nebyl matematický model příliš složitý, nebo obsahují nepřesnosti u fyzikálních parametrů, které může být u některých systémů velmi obtížné či dokonce nemožné přesně určit.

Ovšem jejich přístup k řešení těchto problémů je diametrálně odlišný.

Adaptivní systémy využívají moderní automatizační techniku, která se během samotného řízení přizpůsobuje změnám řízeného systému nebo minimalizuje nepřesnosti počátečních odhadů parametrů systému a „za pochodu“ mění strategii řízení tak, aby bylo řízení optimální.

Oproti tomu robustní řízení bere v potaz neurčitosti v matematickém modelu či změny v chování systému již při návrhu parametrů regulátoru a poté k samotnému řízení využívá klasický pevně nastavený regulátor.

Z toho vyplívají výhody, ale i omezení obou metod. Zatím co adaptivní systém je schopný se přizpůsobit pozvolným změnám řízeného systému v relativně velkém rozsahu s dobrou efektivitou řízení, jsou pro něj problémové rychlé krátkodobé změny v chování, kdy se může „rozhodit“ algoritmus adaptace a celý regulační obvod se může stát nestabilním. Neuspokojivý může být také počátek regulace, kdy se regulátor snaží zadaptovat z nepřesných počátečních odhadů parametrů řízeného systému.

Na druhou stranu robustní řízení s krátkodobými odskoky v chování regulovaného systému problémy nemá. Jelikož využívá pevnou strukturu regulátoru, dává dobré výsledky hned od počátku řízení. Je však zřejmé, že při dlouhodobých či trvalých změnách systému nemůže být řízení optimální. Také rozsah neurčitostí je menší než které může pokrýt adaptivní řízení.

II. PRAKTICKÁ ČÁST

5 MODEL FEEDBACK TWIN ROTOR MIMO SYSTEM

Dvou rotorová MIMO soustava (TRMS – Twin Rotor MIMO System) od firmy Feedback (obrázek 4) představuje model podobný upoutané helikoptěře. Tvoří jej nosník, na jehož obou koncích jsou DC motory s vrtulemi, které jsou vzájemně pootočené o 90° . Zhruba uprostřed je nosník připevněn ke stojanu pomocí kloubového spojení, které mu dává možnost otáčet se v horizontální i vertikální ose. Ve stejném místě je kolmo k nosníku přidáno protizávaží, jehož vzdáleností od spoje se určuje rovnovážná poloha soustavy.



Obrázek 4: Feedback Twin Rotor MIMO System. [17]

Soustava se řídí změnou napětí DC motorů, rozsah je 0 až 5V, kde motory jsou vypnuty při hodnotě okolo 2,5V. Pro jednodušší orientaci a práci se soustavou byl tento rozsah upraven na $\pm 2,5V$, kde motory jsou zastaveny při 0V.

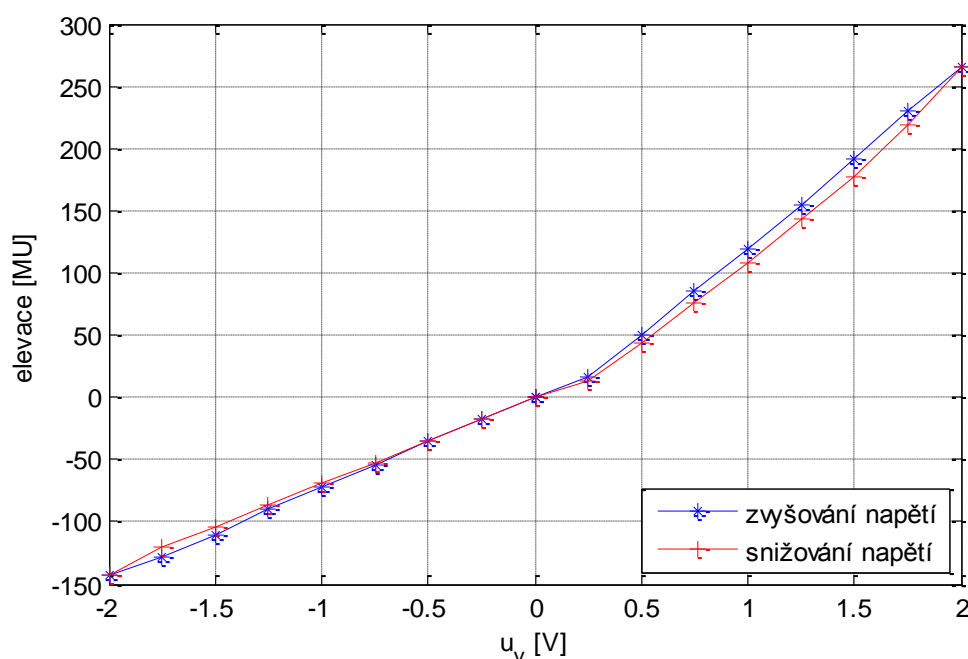
Výstupem jsou informace o natočení ve vertikální a horizontální poloze. Měření natočení je realizováno inkrementálními čidly, která měří pouze relativní pozici, což znamená, že nulová hodnota natočení je pozice ve které se soustava nacházela při spuštění experimentu.

Rozsah natočení je omezen dorazy. Horizontálně (azimut) se může soustava natáčet v rozmezí 345° , což je 1830 jednotek inkrementálního čidla. Vertikální pohyb (elevace) je omezen na $\pm 60^\circ$ od vodorovné polohy a celkový rozsah inkrementálního čidla je 720 jednotek.

Jelikož má hlavní rotor vyšší hmotnost než ocasní, je klidová elevace asi -25° . Na klidovou hodnotu azimutu má vliv kabeláž soustavy, zde konkrétně je to hodnota okolo 200° od dorazu po směru hodinových ručiček.

5.1 Identifikace vertikálního pohybu

Pro představu o linearitě či nelinearitě vertikálního pohybu soustavy byla naměřena její statická charakteristika. Měření bylo provedeno jak pro zvyšování vstupního napětí hlavního motoru, tak pro jeho snižování. Oba směry byly měřeny třikrát a jejich aritmetické průměry následně vneseny do grafu, který je na obrázku 5.

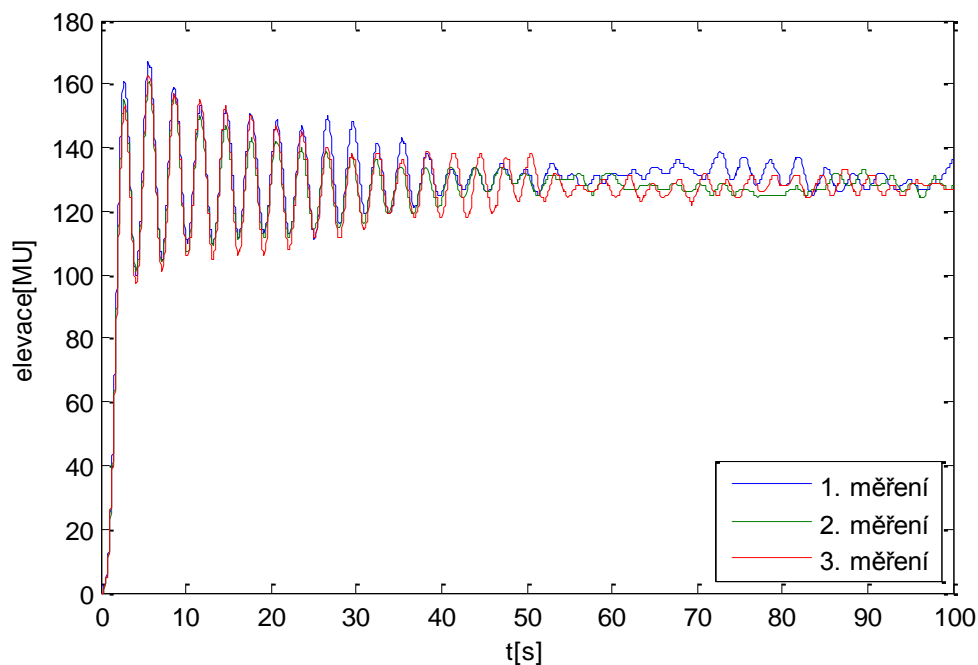


Obrázek 5: Statická charakteristika hlavního rotoru.

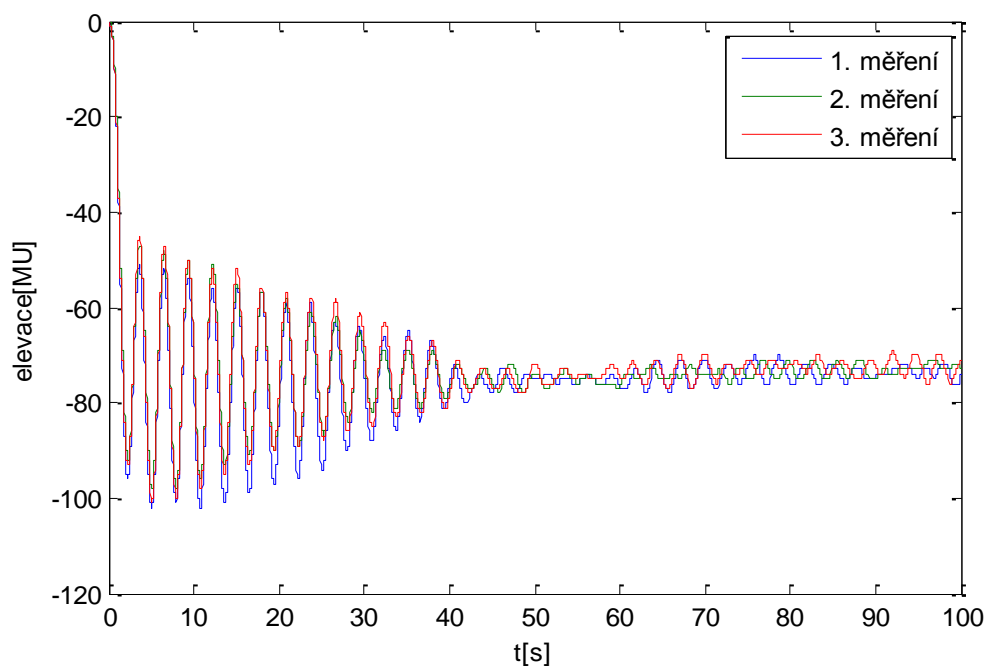
Z grafu je možné říci, že pro kladné vstupní napětí se chová soustava téměř lineárně se zesílením okolo $120 MU/V$. Lineární chování platí i pro záporné vstupní napětí, ovšem zde je zesílení jen $70 MU/V$.

K popisu dynamických vlastností bylo naměřeno několik přechodových charakteristik pro různá vstupní napětí. Měření bylo opět provedeno třikrát pro každý vstup. Pro příklad byly

vybrány průběhy pro skok vstupního napětí hlavního motoru z $0V$ na $1V$ (obrázek 6) a z $0V$ na $-1V$ (obrázek 7).



Obrázek 6: PCH elevace pro skok napětí z $0V$ na $1V$.



Obrázek 7: PCH elevace pro skok napětí z $0V$ na $-1V$.

Z obou grafů je vidět, že soustava je značně kmitavá, avšak všechny tři měření jsou téměř shodná a ustálená zesílení odpovídají statické závislosti.

Z přechodových charakteristik byl pomocí funkce *fminsearch* v programu MATLAB hledán průměrný spojitý lineární model třetího řádu ve tvaru

$$G_v(s) = \frac{K}{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + 1} \quad (32)$$

jehož výsledné parametry jsou

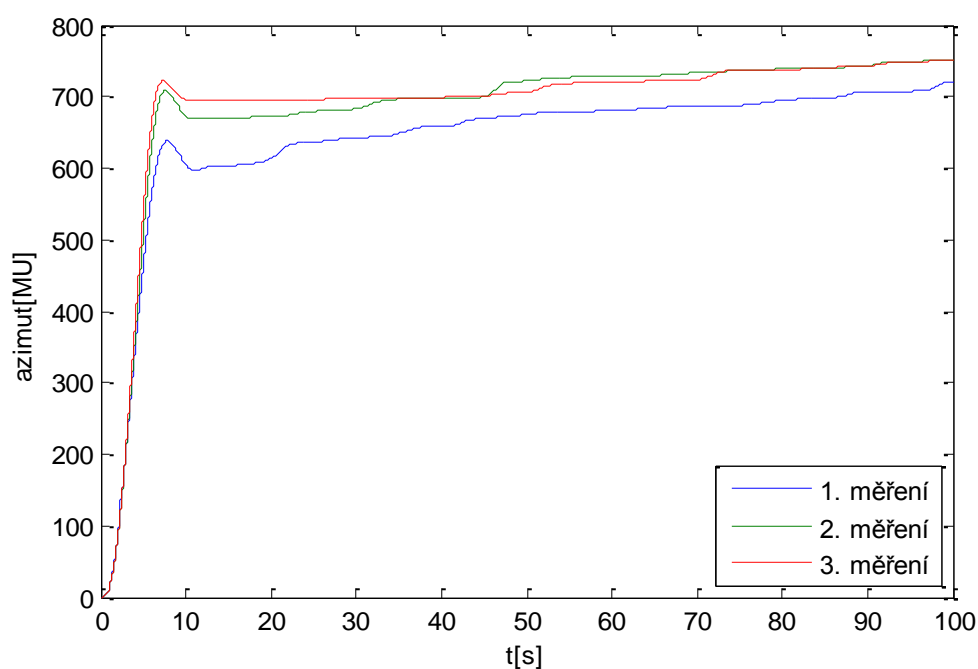
$$G_v(s) = \frac{111,2}{0,3954s^3 + 0,3835s^2 + 1,463s + 1} \quad (33)$$

Zesílení modelu $K = 111,2$ je blíže ke kladnému zesílení soustavy, jelikož použité kritérium přikládalo stejnou váhu všem datům, což znamená, že větší hodnoty výstupu mají větší vliv na výsledek.

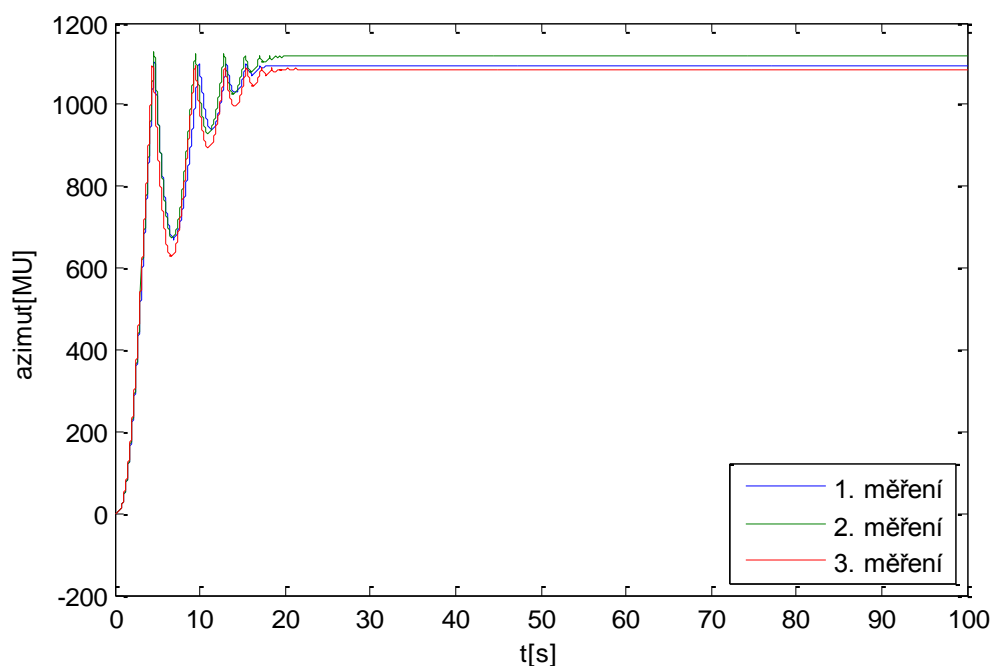
5.2 Identifikace horizontálního pohybu

Pohyb v horizontální rovině by měl být velmi blízký k integračnímu chování či proporcio-nálnímu s velkým zesílením a vzhledem k dorazům soustavy je v tomto případě statická charakteristika neměřitelná.

Přechodové charakteristiky byly opět měřeny několikrát pro různé hodnoty vstupního napětí ocasního motoru. Jako příklad jsou uvedeny průběhy pro skokovou změnu vstupního napětí ocasního motoru z 0V na 1V (obrázek 8) a z 0V na 1,5V (obrázek 9).

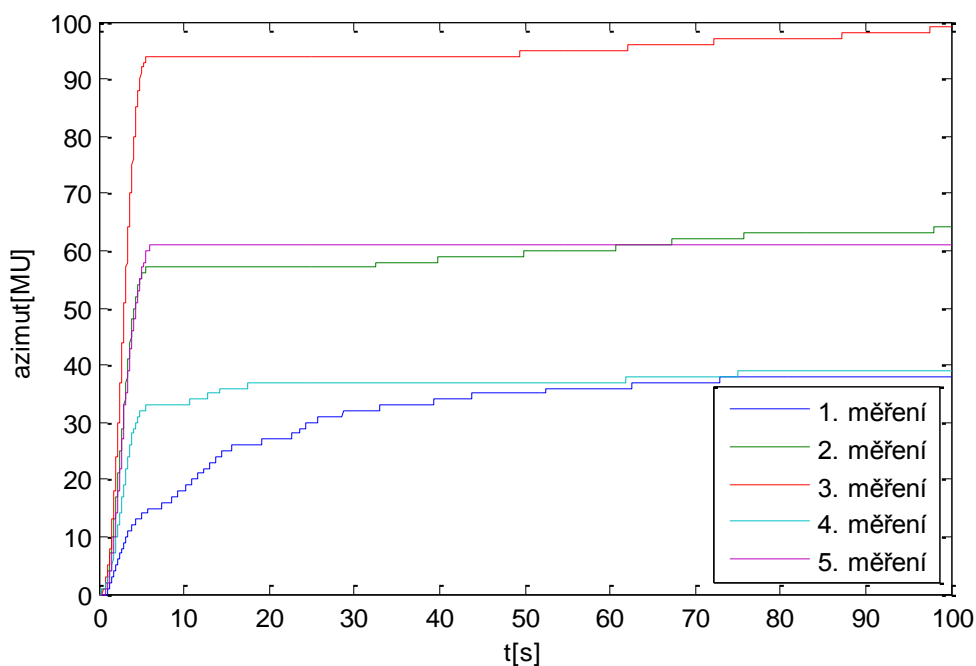


Obrázek 8: PCH azimutu pro skok napětí z 0V na 1V.



Obrázek 9: PCH azimutu pro skok napětí z 0V na 1,5V.

Obrázek 8 ukazuje vliv kabeláže jako vratné pružiny, která z horizontálního pohybu činí proporcionální soustavu. Při napětí 1,5V má již rotor dostatečný tah, aby otočil nosník až k dorazu, který ho několikrát odrazil zpět. Odpor kabeláže ovšem není vždy stejný, hlavně při nižších napětích jak dokazují průběhy na obrázku 10 pro skoky napětí z 0V na 0,5V.



Obrázek 10: PCH azimutu pro skok napětí z 0V na 0,5V.

Obdobně jako pro elevaci, byl i zde v programu MATLAB vypočten lineární model pomocí funkce *fminsearch*. Zvolen byl model spojitého dynamického systému druhého řádu ve tvaru

$$G_h(s) = \frac{K}{a_2 s^2 + a_1 s + 1} \quad (34)$$

Pro aproximaci byla vybrána přechodová charakteristika pro skok vstupního napětí z 0V na 1V (obrázek 8). Výsledné parametry přenosu jsou

$$G_h(s) = \frac{700,7}{5,61s^2 + 3,992s + 1} \quad (35)$$

6 OBECNÝ MATEMATICKÝ POPIS DVOUROTOROVÉ SOUSTAVY

Matematický popis obecné dvourotorové soustavy může být rozdělen na dvě části – pohyb okolo horizontální osy, který zajišťuje hlavní rotor a pohyb okolo vertikální osy pomocí ocasního rotoru.

První bude popsán pohyb okolo horizontální osy neboli elevace. Zde se v principu jedná o kyvadlo, kde moment síly vytváří hlavní rotor.

Vycházet se bude z druhého Newtonova pohybového zákona

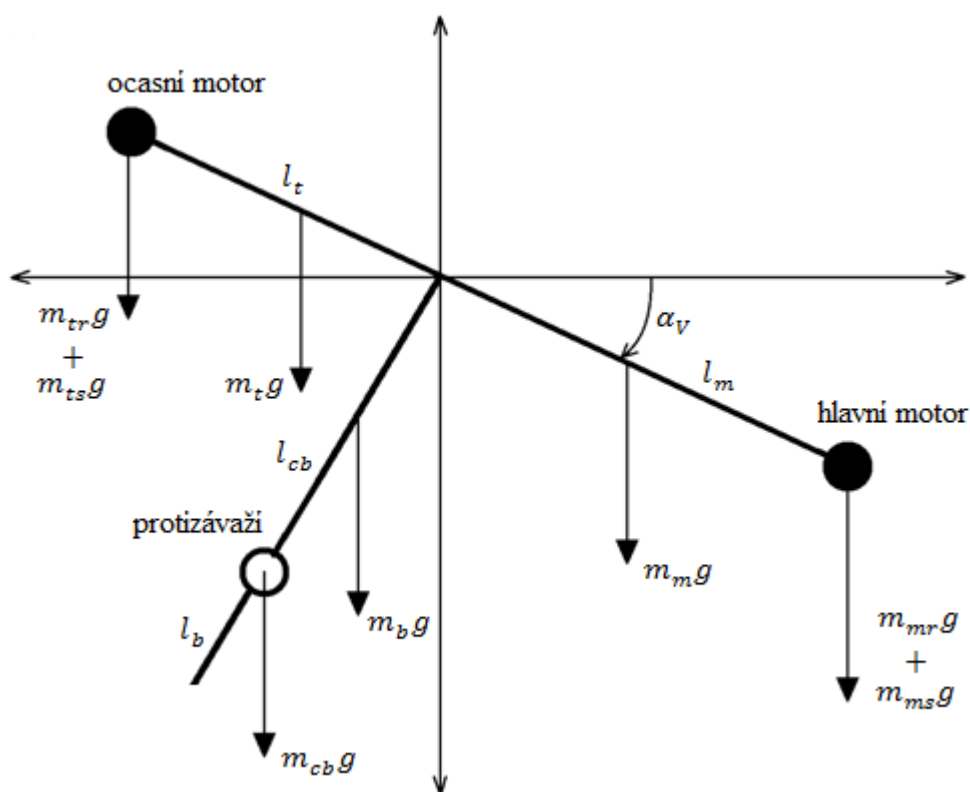
$$M_v = J_v \frac{d^2 \alpha_v}{dt^2} \quad (36)$$

kde M_v je celkový moment síly ve vertikální rovině, J_v je součet momentů setrvačnosti a α_v elevace nosníku. Pak platí že

$$M_v = \sum_{i=1}^4 M_{vi} \quad (37)$$

$$J_v = \sum_{i=1}^8 J_{vi} \quad (38)$$

kde popis jednotlivých složek bude uveden dále v textu.



Obrázek 11: Rozložení gravitačních sil v TRMS (čelní pohled).

Označení jednotlivých částí v obrázku 11:

m_{mr} je hmotnost hlavního DC motoru s rotorem

m_{ms} je hmotnost ochrany hlavního rotoru

m_m je hmotnost části hlavního nosníku na straně hlavního rotoru

l_m je délka části hlavního nosníku na straně hlavního rotoru

m_{tr} je hmotnost ocasního DC motoru s rotorem

m_{ts} je hmotnost ochrany ocasního rotoru

m_t je hmotnost části hlavního nosníku na straně ocasního rotoru

l_t je délka části hlavního nosníku na straně ocasního rotoru

m_{cb} je hmotnost protizávaží

m_b je hmotnost nosníku protizávaží

l_{cb} je vzdálenosti protizávaží od středu otáčení

l_b je délka nosníku protizávaží

g je konstanta gravitačního zrychlení

Působení gravitačních sil v soustavě je zobrazeno na obrázku 11, dle něj je poté možné psát vztah

$$M_{v1} = g \left\{ \left[\left(\frac{m_t}{2} + m_{tr} + m_{ts} \right) l_t - \left(\frac{m_m}{2} + m_{mr} + m_{ms} \right) l_m \right] \cos \alpha_v - \left(\frac{m_b}{2} l_b + m_{cb} l_{cb} \right) \sin \alpha_v \right\} \quad (39)$$

který může být vyjádřen jako

$$M_{v1} = g[(A - B) \cos \alpha_v - C \sin \alpha_v] \quad (40)$$

kde

$$A = \left(\frac{m_t}{2} + m_{tr} + m_{ts} \right) l_t \quad (41)$$

$$B = \left(\frac{m_m}{2} + m_{mr} + m_{ms} \right) l_m \quad (42)$$

$$C = \left(\frac{m_b}{2} l_b + m_{cb} l_{cb} \right) \quad (43)$$

Moment hnací síla rotoru působící na hlavní nosník může být popsán jako

$$M_{v2} = l_m F_v(\omega_m) \quad (44)$$

kde ω_m je úhlová rychlost hlavního rotoru a F_v udává závislost tahu hlavního rotoru na jeho otáčkách.

Moment odstředivých sil odpovídajících pohybu nosníku okolo vertikální osy může být zapsán jako

$$M_{v3} = -\Omega_h^2(A + B + C) \sin \alpha_v \cos \alpha_v \quad (45)$$

$$\Omega_h = \frac{d\alpha_h}{dt} \quad (46)$$

kde Ω_h je úhlová rychlost otáčení hlavního nosníku okolo vertikální osy a α_h azimut hlavního nosníku.

Moment tření závisí na úhlové rychlosti pohybu nosníku okolo horizontální osy, tedy

$$M_{v4} = -\Omega_v k_v \quad (47)$$

$$\Omega_v = \frac{d\alpha_v}{dt} \quad (48)$$

kde Ω_v je úhlová rychlost otáčení hlavního nosníku okolo horizontální osy a k_v konstanta tření.

Nyní je třeba určit jednotlivé momenty setrvačnosti, k tomu může opět pomoci obrázek 5.

$$J_{v1} = m_{mr} l_m^2 \quad (49)$$

$$J_{v2} = m_m \frac{l_m^2}{3} \quad (50)$$

$$J_{v3} = m_{cb} l_{cb}^2 \quad (51)$$

$$J_{v4} = m_b \frac{l_b^2}{3} \quad (52)$$

$$J_{v5} = m_{tr} l_t^2 \quad (53)$$

$$J_{v6} = m_t \frac{l_t^2}{3} \quad (54)$$

$$J_{v7} = \frac{m_{ms}}{2} r_{ms}^2 + m_{ms} l_m^2 \quad (55)$$

$$J_{v8} = m_{ts} r_{ts}^2 + m_{ts} l_t^2 \quad (56)$$

kde r_{ms} je poloměr ochrany hlavního rotoru a r_{ts} poloměr ochrany ocasního motoru.

Podobně je možné popsat pohyb hlavního nosníku okolo vertikální osy, s tím rozdílem, že tah ocasního motoru a také momenty setrvačnosti jsou závislé na elevaci hlavního nosníku.

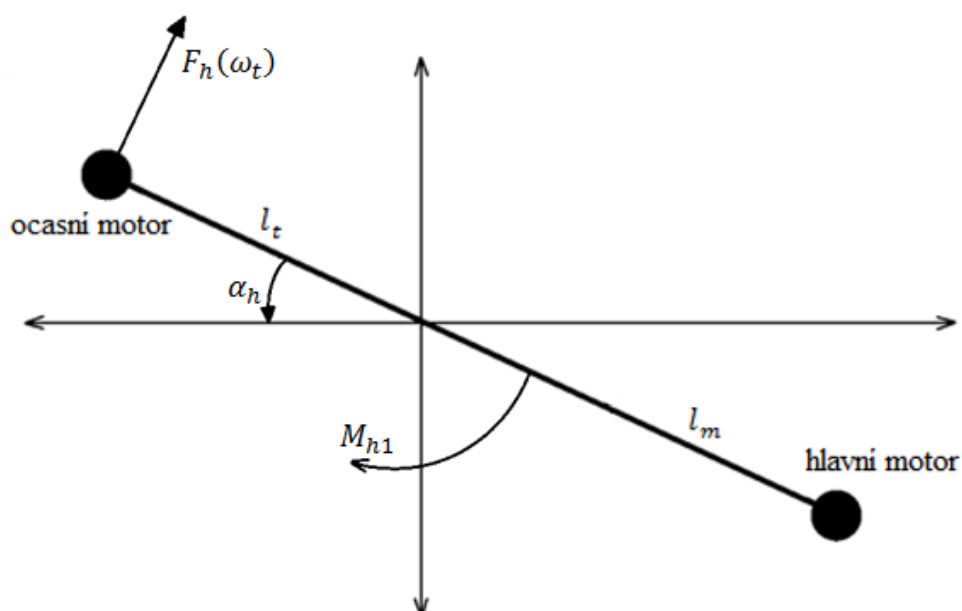
Horizontální pohyb nosníku je možné popsat jako rotační pohyb hmotného tělesa, opět se bude vycházet z druhého Newtonova pohybového zákona

$$M_h = J_h \frac{d^2 \alpha_h}{dt^2} \quad (57)$$

kde M_h je celkový moment síly v horizontální rovině, J_h je součet momentů setrvačnosti vzhledem k vertikální ose. Pak

$$M_h = \sum_{i=1}^2 M_{hi} \quad (58)$$

$$J_h = \sum_{i=1}^8 J_{hi} \quad (59)$$



Obrázek 12: Momenty sil v horizontální rovině (pohled shora).

Pro usnadnění určení momentů sil působících na nosník při rotaci okolo vertikální osy je možné využít obrázek 12. Následně pro tah ocasního rotoru platí

$$M_{h1} = l_t F_h(\omega_t) \cos \alpha_v \quad (60)$$

kde ω_h je úhlová rychlost ocasního rotoru a F_h udává závislost tahu ocasního rotoru na jeho otáčkách.

Moment tření závisí i zde na úhlové rychlosti pohybu nosníku, tentokrát ale okolo horizontální osy a platí pro něj

$$M_{h2} = -\Omega_h k_h \quad (61)$$

kde k_h je konstanta tření.

Pro jednotlivé složky momentu setrvačnosti vzhledem k vertikální ose platí

$$J_{h1} = \frac{m_m}{3} (l_m \cos \alpha_v)^2 \quad (62)$$

$$J_{h2} = \frac{m_t}{3} (l_t \cos \alpha_v)^2 \quad (63)$$

$$J_{h3} = \frac{m_b}{3} (l_b \sin \alpha_v)^2 \quad (64)$$

$$J_{h4} = m_{mr} (l_m \cos \alpha_v)^2 \quad (65)$$

$$J_{h5} = m_{tr} (l_t \cos \alpha_v)^2 \quad (66)$$

$$J_{h6} = m_{cb} (l_{cb} \sin \alpha_v)^2 \quad (67)$$

$$J_{h7} = m_{ms} r_{ms}^2 + m_{ms} (l_m \cos \alpha_v)^2 \quad (68)$$

$$J_{h8} = \frac{m_{ts}}{2} r_{ts}^2 + m_{ts} (l_t \cos \alpha_v)^2 \quad (69)$$

Celkový moment setrvačnosti lze zapsat ve zkráceném tvaru

$$J_h = D \sin^2 \alpha_v + E \cos^2 \alpha_v + F \quad (70)$$

kde

$$D = \frac{m_b}{3} l_b^2 + m_{cb} l_{cb}^2 \quad (71)$$

$$E = \left(\frac{m_m}{3} + m_{mr} + m_{ms} \right) l_m^2 + \left(\frac{m_t}{3} + m_{tr} + m_{ts} \right) l_t^2 \quad (72)$$

$$F = m_{ms} r_{ms}^2 + \frac{m_{ts}}{2} r_{ts}^2 \quad (73)$$

Použitím rovnic (36), (46), (48) a (57) lze psát výsledné pohybové vztahy dvourotorového systému

$$\frac{dS_v}{dt} = \frac{g[(A-B) \cos \alpha_v - C \sin \alpha_v] + l_m F_v(\omega_m) - \Omega_h^2 (A+B+C) \sin 2\alpha_v - \Omega_v k_v}{J_v} \quad (74)$$

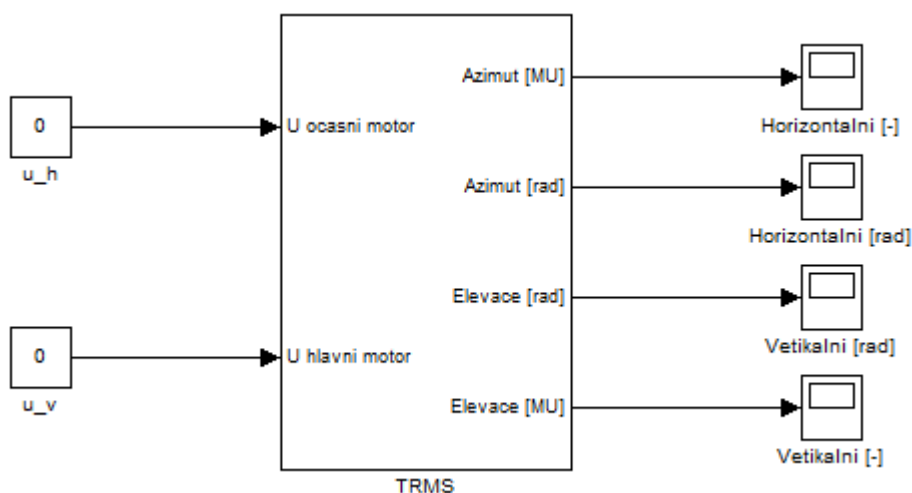
$$\frac{dS_h}{dt} = \frac{l_t F_h(\omega_t) \cos \alpha_v - \Omega_h k_h}{J_h} = \frac{l_t F_h(\omega_t) \cos \alpha_v - \Omega_h k_h}{D \sin^2 \alpha_v + E \cos^2 \alpha_v + F} \quad (75)$$

kde S_v a S_h jsou momenty hybnosti pro hlavní nosník ve vertikální a horizontální rovině.

[18]

7 Nelineární model soustavy Feedback Twin Rotor MIMO system

Jako základ k vytvoření nelineárního modelu v prostředí MATLAB/Simulink byly využity vztahy odvozené v předchozí kapitole. Model má dva vstupy, kterými jsou napětí hlavního a ocasního motoru. Výstupy z modelu jsou hodnoty elevace a azimutu, u obou je výstup vyveden v radiánech i v jednotkách odpovídajících výstupu z inkrementálních čidel reálné soustavy (označeno jako MU – MATLAB Unit).

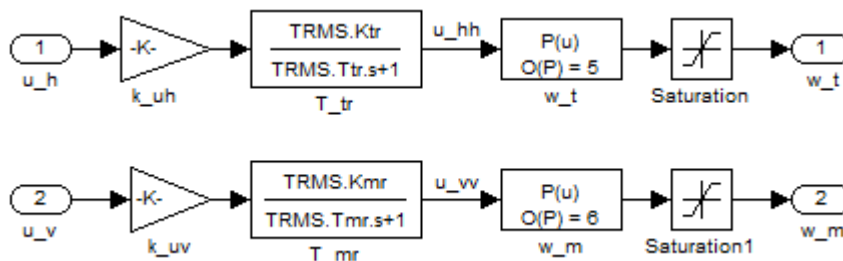


Obrázek 13: Maska nelineárního modelu TRMS.

Matematický popis uvedený v kapitole 6 ovšem zanedbává některé specifické vlastnosti soustavy Feedback TRMS. Aby bylo dosaženo, co nejvěrnějšího chování modelu bylo nutné v simulačním obvodu přidat několik bloků navíc.

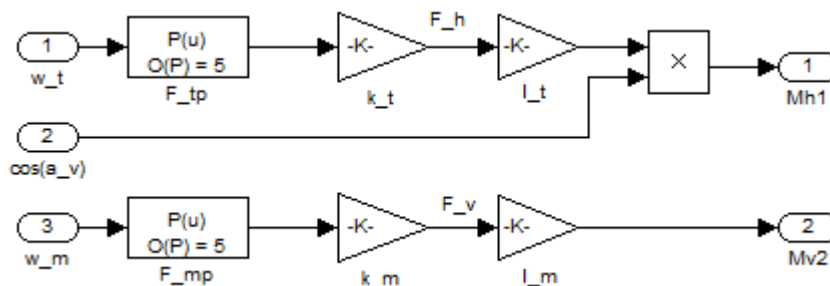
Jednou z nejdůležitějších věcí je namodelovat závislost tahu rotorů na napětí přivedeném na DC motory. Avšak reálná soustava neumožňuje měření otáček motorů, tudíž bylo použito řešení z dokumentace k soustavě [18]. To sestává z rozdělení problému na závislost otáček rotoru na napětí a následně závislost tahu na otáčkách rotoru.

Namodelované závislosti otáček rotorů na napětí jsou na obrázku 14. Dynamické vlastnosti motorů jsou aproximovány sériovým zapojením lineárního dynamického systému prvního řádu a polynomiální funkce.



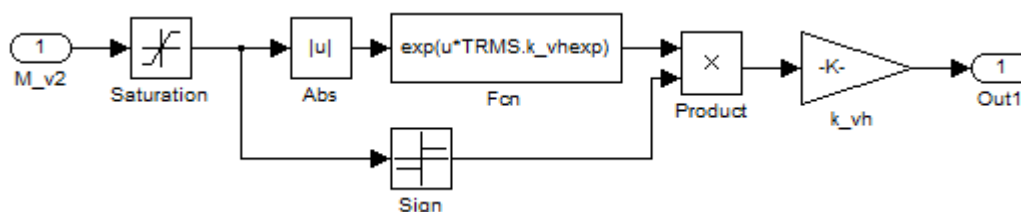
Obrázek 14: Blok modelu TRMS – závislost otáček na napětí motorů.

Výstupy otáček rotorů ω_t a ω_h jsou přivedeny do bloků modelujících závislosti tahů rotorů (obrázek 15), zde jako nelineární funkce 5. řádu násobené lineární konstantou. Výstupem těchto bloků jsou již momenty M_{h1} a M_{v2} , tudíž jsou ještě násobeny vzdáleností rotorů od středu otáčení nosníku a v případě ocasního rotoru také cosinem úhlu vertikálního natočení α_v .



Obrázek 15: Blok modelu TRMS – momenty tahů rotorů.

Další problém, který bylo třeba brát v úvahu je vliv hlavního rotoru na azimut, respektive ocasního na elevaci. Pro modelaci vlivu ocasního rotoru na elevaci se jeví jako dostatečné násobit otáčky rotoru lineární konstantou. Ovšem vliv hlavního rotoru na azimut je značný a bylo třeba jej modelovat poněkud složitěji. Dobrých výsledků se podařilo dosáhnout násobením momentu M_{v2} exponenciální funkcí, jak ukazuje obrázek 16, a následně cosinem α_v .

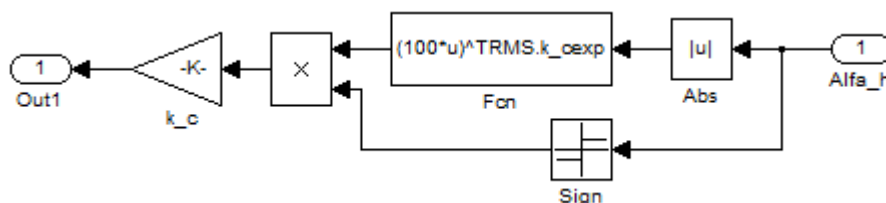


Obrázek 16: Blok modelu TRMS – vliv hlavního rotoru na azimut.

Poslední modelovanou specifickou vlastností reálné soustavy je vliv kabeláže na azimut. Jedná se o plochý vícežilový kabel, který propojuje DC motory a inkrementální čidla

s podstavou. Ačkoli by se mohlo zdát, že jde o zanedbatelnou vlastnost, právě jeho přítomnost značně mění chování soustavy při horizontálním pohybu. V ideálním případě by se dal tento pohyb popsat jako integrační chování, ovšem vlivem tohoto kabelu vykazuje soustava při nižším napětí spíše proporcionální vlastnosti.

Jeho působení na soustavu lze přirovnat k pružině, avšak na rozdíl od klasické pružiny není jeho projev lineární. Blok modelu, který simuluje toto chování, je na obrázku 17. Jelikož vliv kabelu se nejvíce projevuje při malých hodnotách natočení, je modelován v principu jako úhel natočení α_h s mocninou menší jak jedna násobený lineární konstantou.



Obrázek 17: Blok modelu TRMS – vliv kabeláže na azimut.

Kompletní schéma je uvedeno v příloze P I.

7.1 Parametry modelu

Základní parametry modelu jsou fyzikální rozměry a hmotnosti jednotlivých částí soustavy. Zatím co získat přesné geometrické rozměry není problém, u hmotností je třeba spoléhat na hodnoty udané v dokumentaci [18], jelikož soustavu není možné rozložit a jednotlivé části zvážit.

Tabulka 1: Rozměry jednotlivých částí soustavy.

Část soustavy	Rozměr z dokumentace [m]	Naměřený rozměr [m]
l_t	0,25	0,28
l_m	0,24	0,25
l_b	0,26	0,26
l_{cb}	0,13	0,24
r_{ms}	0,155	0,155
r_{ts}	0,10	0,10

Tabulka 1 udává rozměry částí soustavy uvedené v dokumentaci k soustavě a skutečně naměřené hodnoty. Označení jednotlivých částí je převzato z kapitoly 6. Při porovnání je zřejmé, že délka hlavního nosníku se liší na obou stranách, což znamená, že hmotnosti

z dokumentace se budou také mírně odlišovat od skutečných. Rozdílná je také vzdálenost protizávaží od středu rotace (l_{cb}), čímž je ovlivněn náklon v rovnovážné poloze.

Hmotnosti dílčích částí soustavy z dokumentace jsou uvedeny v tabulce 2.

Tabulka 2: Hmotnosti jednotlivých částí soustavy.

Část soustavy	Hmotnost z dokumentace [kg]
m_{tr}	0,206
m_{mr}	0,228
m_{cb}	0,068
m_t	0,0155
m_m	0,0145
m_b	0,022
m_{ts}	0,165
m_{ms}	0,225

Parametry rotorů jsou z výše uvedených důvodů také převzaty z dokumentace. Zesílení a časová konstanta přenosu hlavního motoru jsou

$$K_{mr} = 1, \quad T_{mr} = 1,432$$

Polynomy hlavního rotoru mají tvar

$$\omega_m(u_{vv}) = 90,99u_{vv}^6 + 599,73u_{vv}^5 - 129,26u_{vv}^4 - 1238,64u_{vv}^3 + 63,45u_{vv}^2 + 1283,41u_{vv}$$

$$F_{mp}(\omega_m) = 3,1868 \cdot 10^{-12}\omega_m^5 - 4,0962 \cdot 10^{-9}\omega_m^4 + 1,3846 \cdot 10^{-6}\omega_m^3 + 1,234 \cdot 10^{-3}\omega_m^2 + 0,7991\omega_m$$

kde F_{mp} byl oproti dokumentaci upraven, aby chování modelu lépe odpovídalo reálné soustavě. Násobící konstanta tahu rotoru je

$$k_m = 8,4332 \cdot 10^{-4}$$

Zesílení a časová konstanta ocasního motoru mají hodnoty

$$K_{tr} = 1, \quad T_{tr} = 0,3842$$

Polynomy ocasního rotoru jsou ve tvaru

$$\omega_t(u_{hh}) = 2020u_{hh}^5 - 194,69u_{hh}^4 - 4283,15u_{hh}^3 + 262,27u_{hh}^2 + 3796,83u_{hh}$$

$$F_{tp}(\omega_t) = 9,4963 \cdot 10^{-13} \omega_t^5 - 9,8443 \cdot 10^{-10} \omega_t^4 + 2,7853 \cdot 10^{-7} \omega_t^3 + 1,7303 \cdot 10^{-4} \omega_t^2 + 0,7287 \omega_t$$

kde polynom F_{tp} byl opět pozměněn spolu s násobící konstantou tahu ocasního rotoru, která má hodnotu

$$k_t = 6,5 \cdot 10^{-5}$$

Zbývající parametry modelu jsou uvedeny v následující tabulce.

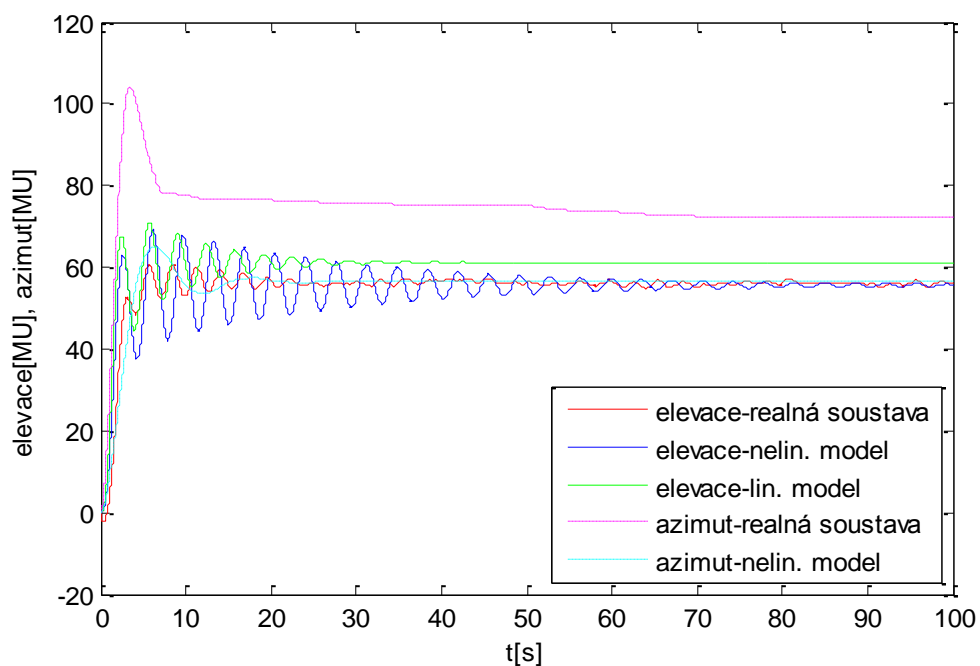
Tabulka 3: Hodnoty ostatních parametrů.

Parametr	Hodnota	Popis
k_v	0,0055	Vertikální tření
k_h	0,015	Horizontální tření
k_{vh}	$2,7 \cdot 10^{-3}$	Konstanta ovlivnění azimutu hlavním rotorem
k_{vhexp}	18	Mocnina ovlivnění azimutu hlavním rotorem
k_{hv}	$0,1 \cdot 10^{-5}$	Konstanta ovlivnění elevace ocasním motorem
k_c	0,0011	Konstanta působení kabeláže
k_{cexp}	0,5	Mocnina působení kabeláže
α_{v0}	$25,17^\circ$	Rovnovážný úhel elevace
k_{av}	344	Přepočet elevace z radiánů na MU
k_{ah}	304	Přepočet azimutu z radiánů na MU
α_{vmax}	60°	Horní doraz elevace
α_{vmin}	-60°	Spodní doraz elevace
α_{hmax}	220°	Maximální doraz azimutu
α_{hmin}	-125°	Minimální doraz azimutu

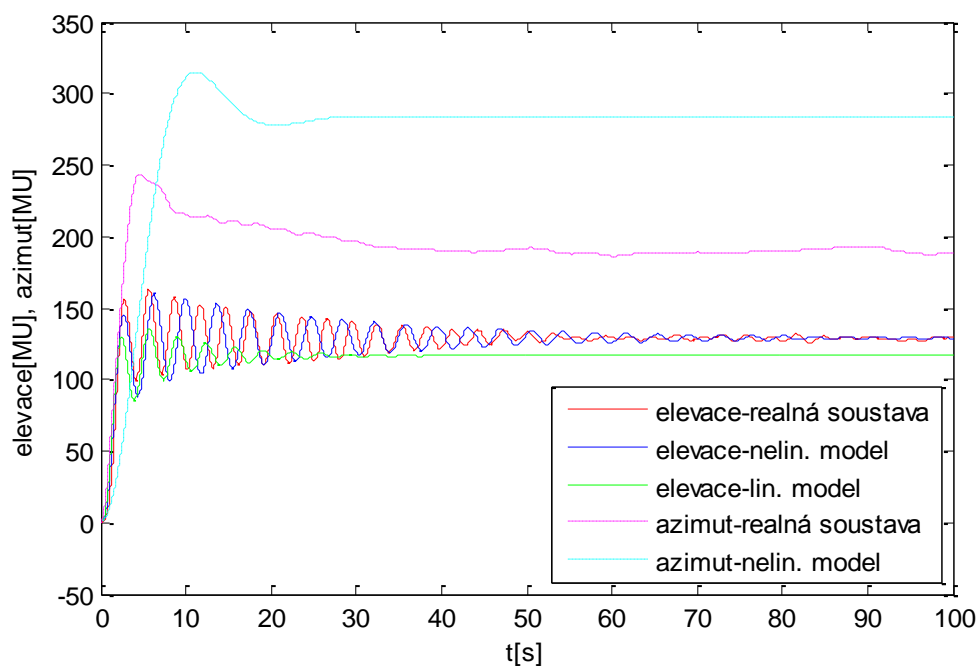
7.2 Srovnání modelu s reálnou soustavou

Vlastnosti vytvořeného nelineárního modelu byly porovnávány s reálnou soustavou pomocí přechodových charakteristik. Do porovnání jsou zařazeny také průběhy z aproximovaných lineárních modelů, které byly uvedeny v kapitole 5.1 a 5.2.

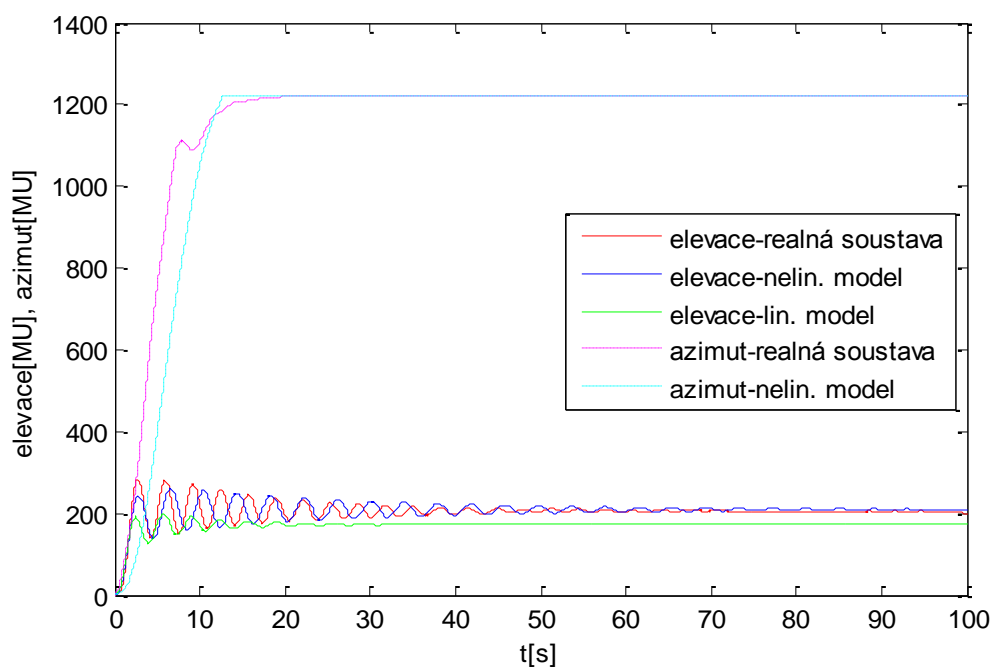
7.2.1 Změna napětí hlavního motoru



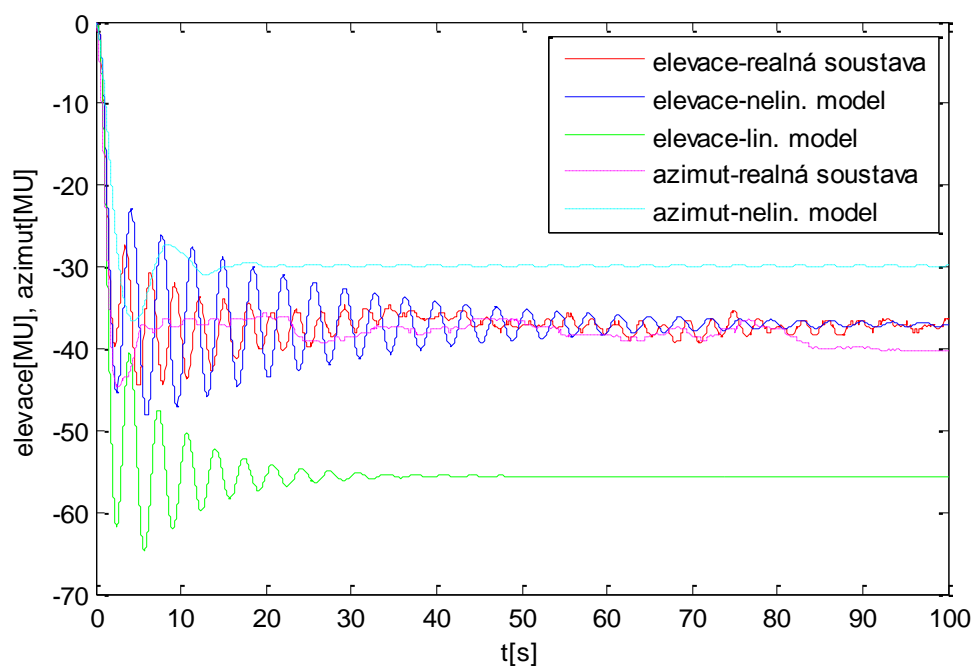
Obrázek 18: Srovnání PCH pro skok napětí hlavního motoru z 0V na 0,5V.



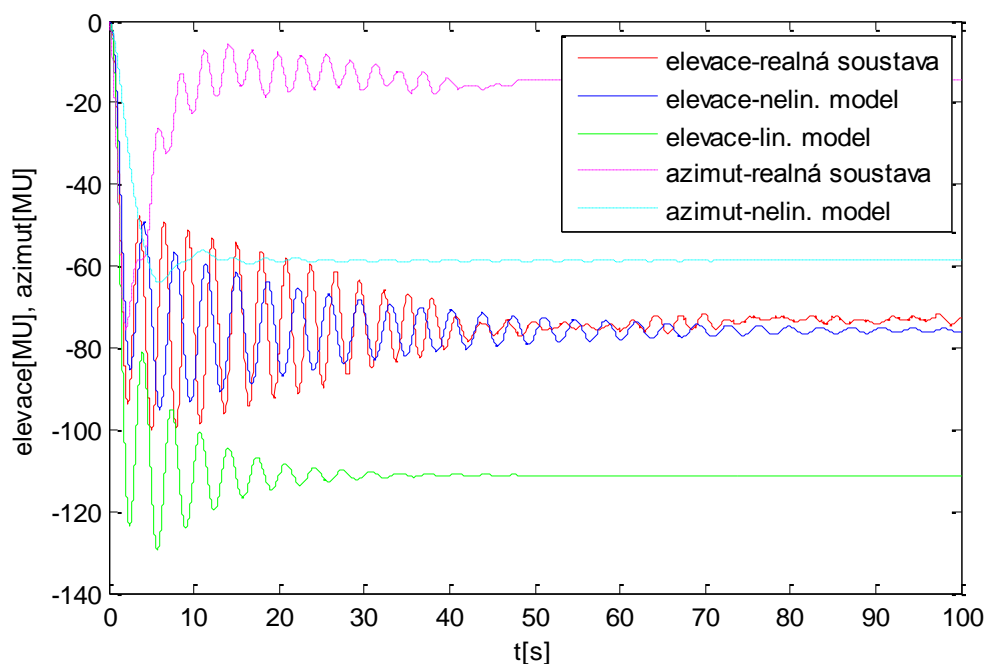
Obrázek 19: Srovnání PCH pro skok napětí hlavního motoru z 0V na 1V.



Obrázek 20: Srovnání PCH pro skok napětí hlavního motoru z 0V na 1,5V.



Obrázek 21: Srovnání PCH pro skok napětí hlavního motoru z 0V na -0,5V.



Obrázek 22: Srovnání PCH pro skok napětí hlavního motoru z 0V na -1V.

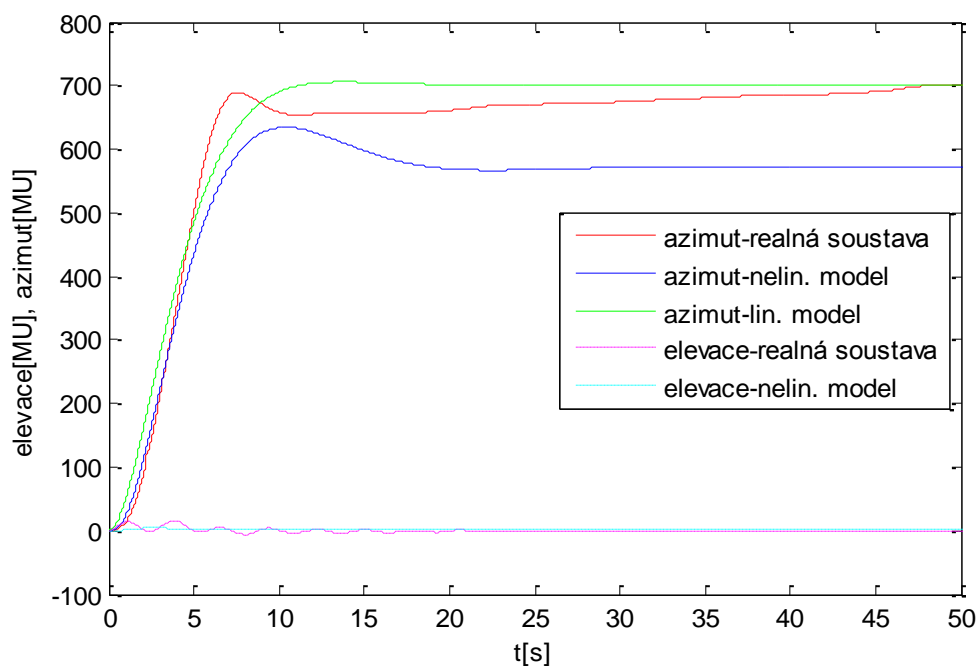
Z obrázků výše je možné konstatovat, že zesílení nelineárního modelu odpovídá reálné soustavě ve všech případech. Jak se dalo očekávat, tak zesílení lineárního modelu příliš neodpovídá.

Při malé skokové změně o $\pm 0,5V$ se lineární i nelineární model rozkmitá více než reálná soustava. Naopak při velké změně vstupního napětí lineární model kmitá viditelně méně.

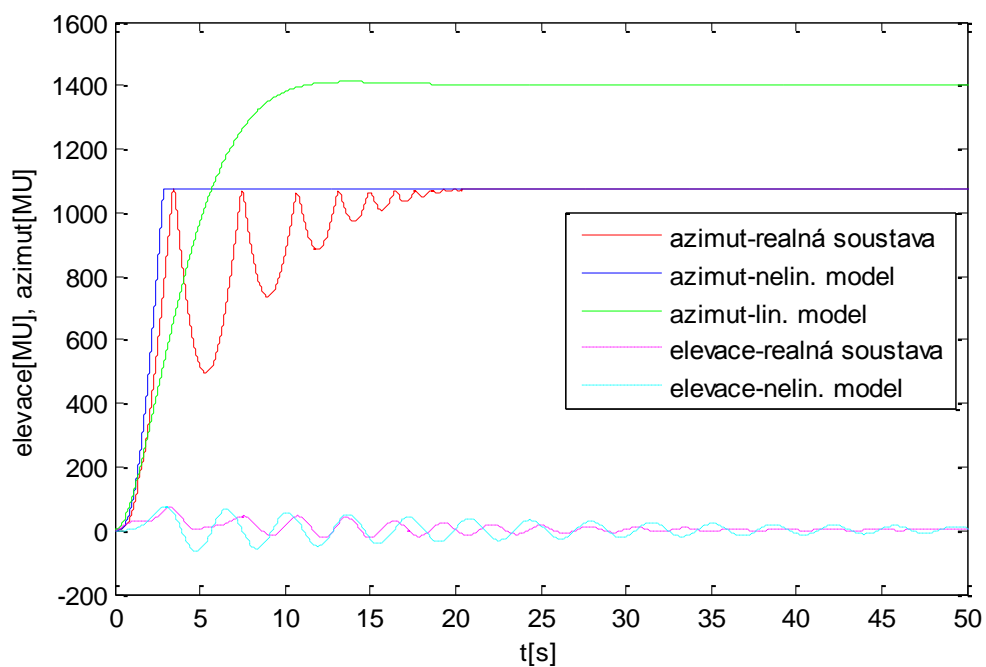
Dále je vidět, že reálná soustava kmitá s o něco vyšší frekvencí než oba modely.

Čárkovanež je v grafech zobrazen vliv hlavního rotoru na změnu azimutu. I zde je chování nelineárního modelu blízké chování reálné soustavy, vyjma poslední přechodové charakteristiky (obrázek 22), kde se reálná soustava vychýlí pouze špičkově a vrátí se téměř do výchozího azimutu.

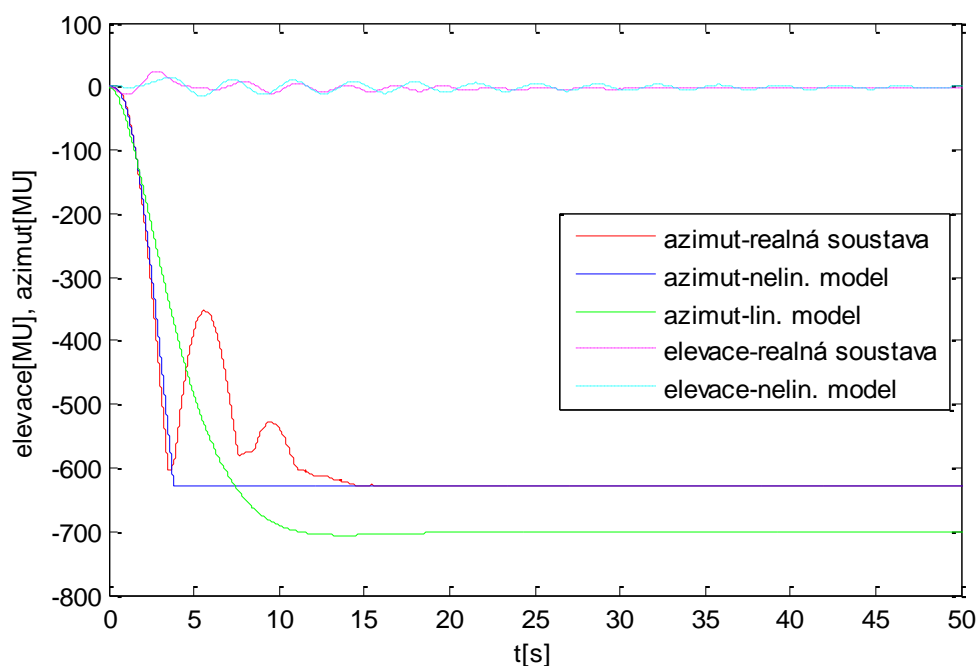
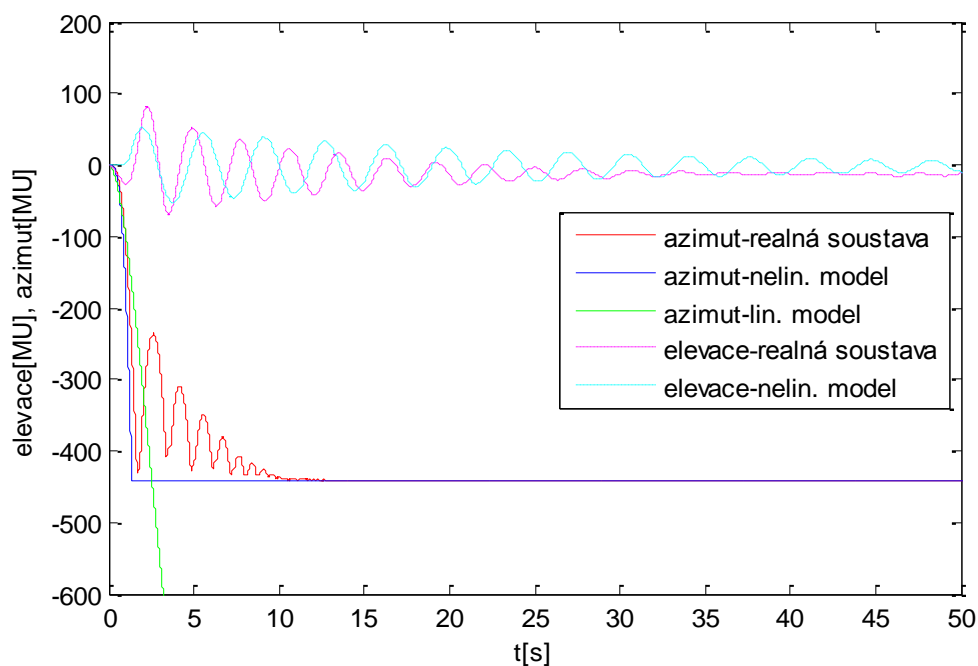
7.2.2 Změna napětí ocasního motoru



Obrázek 23: Srovnání PCH pro skok napětí ocasního motoru z 0V na 1V.



Obrázek 24: Srovnání PCH pro skok napětí ocasního motoru z 0V na 2V.

Obrázek 25: Srovnání PCH pro skok napětí ocasního motoru z 0V na $-1V$.Obrázek 26: Srovnání PCH pro skok napětí ocasního motoru z 0V na $-2V$.

Z výše uvedených grafů, je vidět, že vyjma odrazů reálné soustavy od dorazů, které nebyly modelovány, jsou průběhy nelineárního modelu a reálné soustavy velmi podobné. Včetně způsobu, jakým ocasní rotor ovlivňuje elevaci.

Oproti tomu, lineární model má viditelně menší zesílení než reálná soustava.

8 ŘÍZENÍ SOUSTAVY SAMOČINNĚ SE NASTAVUJÍCÍMI REGULÁTORY

V této kapitole budou ukázaný výsledky dosažené při regulaci soustavy Feedback TRMS použitím samočinně se nastavujících regulátorů.

Řízení soustavy bylo realizováno pomocí prostředí MATLAB/Simulink, pro které již byla zpracována funkční knihovna STC [19], jež obsahuje i požadované typy regulátorů, bylo tedy příhodné ji využít.

Průběhy regulačních pochodů reálné soustavy jsou také srovnány se simulacemi řízení na vytvořeném nelineárním modelu z předchozí kapitoly.

8.1 Samočinně se nastavující PID regulátor – Takahashiho modifikace

Jak již bylo uvedeno dříve, regulátory typu PID jsou hlavně pro své jednoduché použití a všeobecnou známost v praxi stále nejpoužívanější. Proto byl vybrán k otestování na soustavě také jeden ze zástupců této skupiny, konkrétně Takahashiho regulátor, jehož princip je popsán v kapitole 2.1.1.

Tato skupina STC nemá možnost ladit průběh regulace volbou parametrů řídicího algoritmu. Jediné nastavení se tedy týká identifikační části.

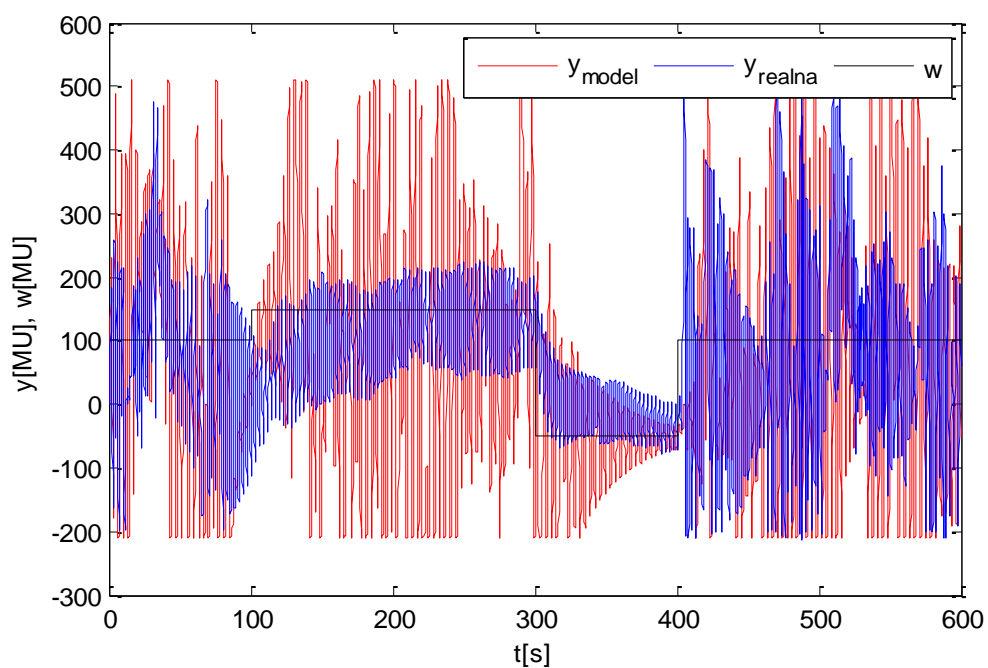
Pro průběžnou identifikaci byla zvolena rekurzivní metoda nejmenších čtverců s adaptivním směrovým zapomínáním (kap. 1.1.3). Kde vertikální pohyb byl identifikován jako soustava třetího řádu a horizontální pohyb jako soustava druhého řádu.

Řízení bylo testováno pro různé kombinace periody vzorkování a parametrů identifikačního algoritmu. Ovšem žádaná kombinace nedosáhla uspokojivých výsledků.

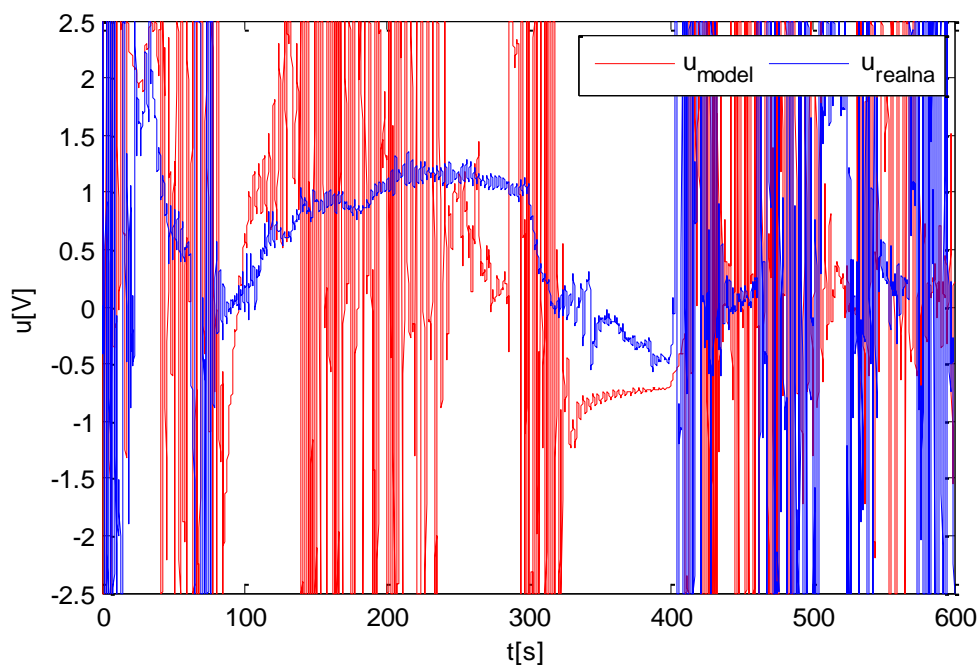
Pro příklad jsou na následujících obrázcích uvedeny průběhy s nastavením periody vzorkování $T_0 = 0,1s$ a počátečními parametry identifikačního algoritmu: $\varphi(0) = 1$, $\lambda(0) = 0,001$, $\nu(0) = 10^{-6}$, $\rho(0) = 0,99$ a prvky na hlavní diagonále kovarianční matice $C_{ii}(0) = 10^6$. Parametry jsou shodné pro regulátor elevace i azimutu.

Jako počáteční odhady parametrů byly použity přenosy (33) a (35) z kapitoly 5, které byly převedeny do diskrétního tvaru pro periodu vzorkování T_0 .

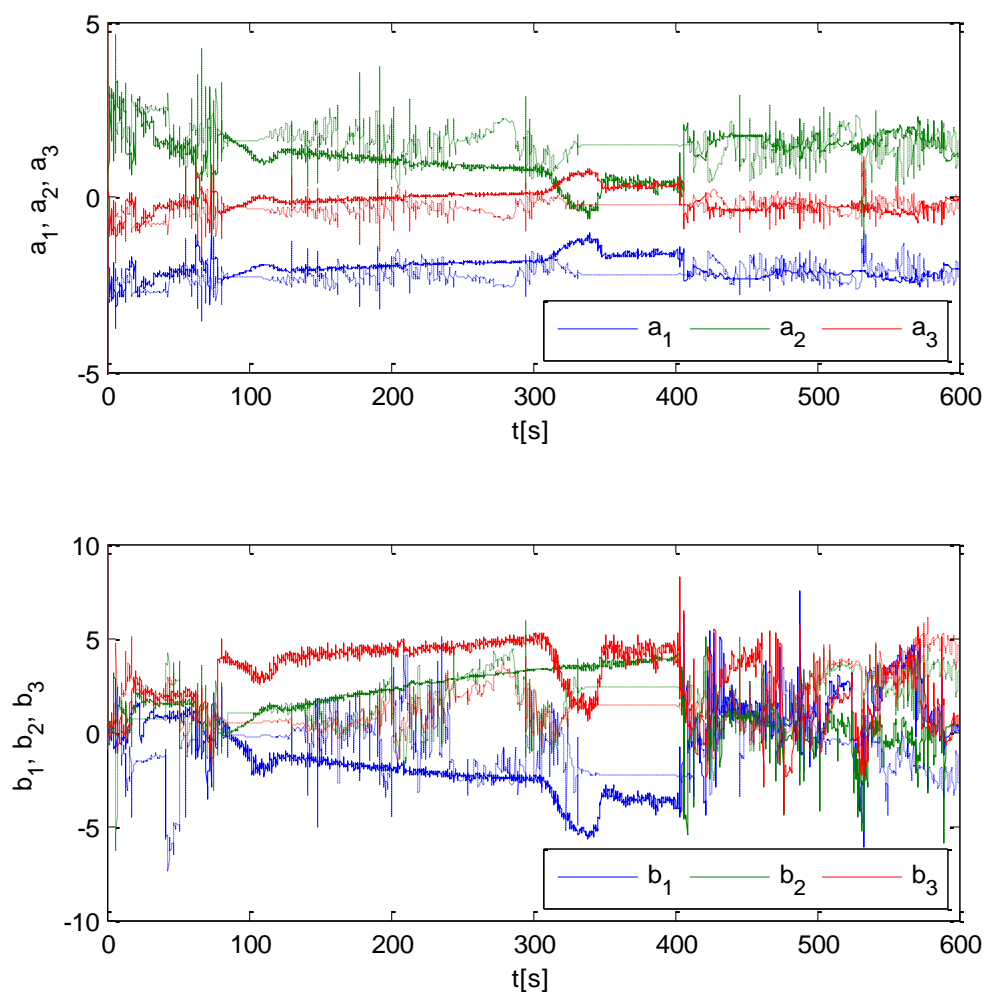
Regulace elevace i azimutu probíhala současně.



Obrázek 27: STC Takahashi – elevace – průběhy výstupních hodnot.



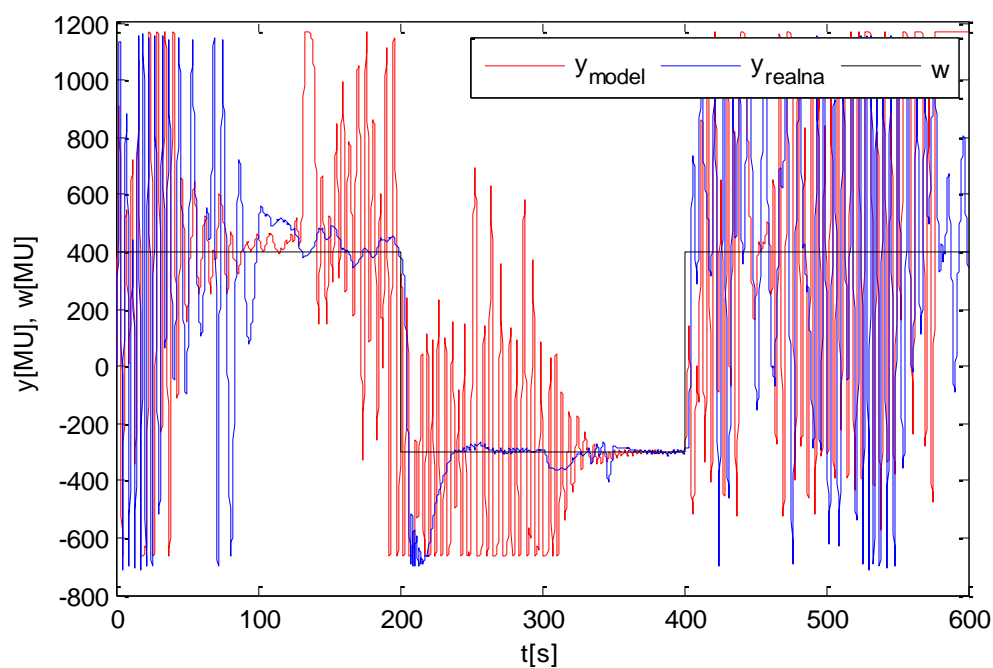
Obrázek 28: STC Takahashi – elevace – průběhy akčních zásahů.



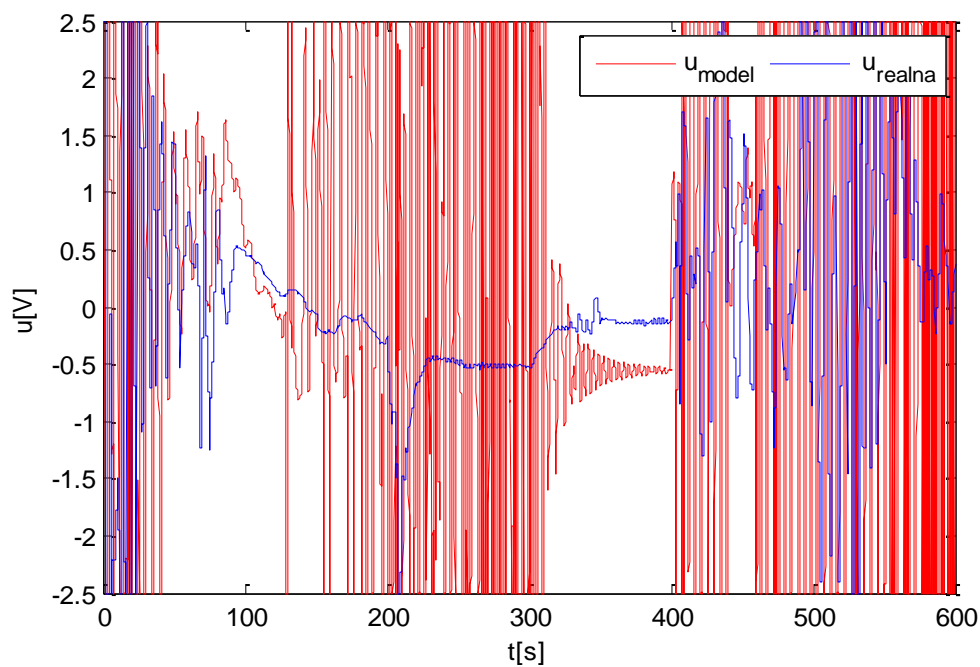
Obrázek 29: STC Takahashi – elevace – průběhy odhadů parametrů.

Z obrázku 27 je zřejmé, že průběh řízení elevace reálné soustavy zdaleka není optimální, v případě simulace na nelineárním modelu se průběh regulací nazvat ani nedá.

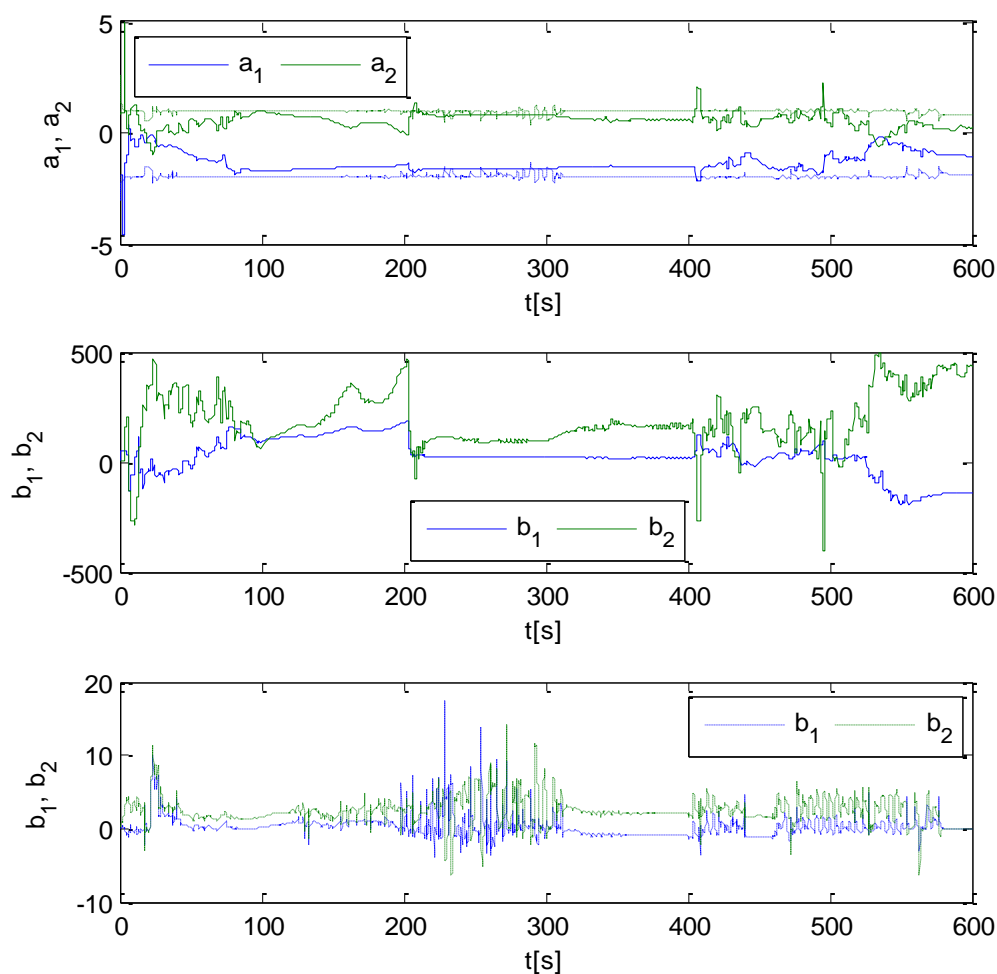
Odpovídající akční zásahy jsou na obrázku 28 a průběhy odhadů parametrů na obrázku 29 (plnou čarou jsou zobrazeny odhady parametrů reálné soustavy, čárkovanou modelu). Na obou grafech je možné pozorovat, že po zhruba 90 sekundách se podařilo najít vhodné parametry reálné soustavy a zklidnil se i akční zásah. Ovšem v čase 400 sekund se současně změnila žádaná hodnota elevace i azimutu, kterou regulátor nezvládl uřídit.



Obrázek 30: STC Takahashi – azimut – průběhy výstupních hodnot.



Obrázek 31: STC Takahashi – azimut – průběhy akčních zásahů.



Obrázek 32: STC Takahashi – azimut – průběhy odhadů parametrů.

Zde by se dalo říci podobné jako u elevace, na reálné soustavě se regulace zdařila lépe než v simulaci, ovšem ani zde není řízení optimální a při současné změně žádaných hodnot se systém stal nestabilním až do konce měření.

Na obrázku 32 je vidět, že odhady parametrů b_1 a b_2 reálné soustavy jsou v řádu stovek, zatím co nelineárního modelu pouze v řádu jednotek. Tento značný rozdíl je nejspíše způsobený odrazy od dorazů, které nejsou modelovány v nelineárním modelu.

8.2 Samočinně se nastavující regulátor navržený algebraickou metodou – přiřazení pólů

Jelikož STC s klasickou PID strukturou nedosáhl uspokojivých výsledků, vedl další návrh k moderní algebraické metodě syntézy regulátoru. Konkrétně byla zvolena metoda přiřazení pólů s 2DOF konfigurací regulátoru. Jejím princip byl uveden v kapitole 2.1.2.

Charakteristický polynom byl volen tak, aby bylo možné měnit chování přechodového děje uzavřeného regulačního obvodu, tedy byl vybrán tvar charakteristické rovnice spojitě soustavy druhého řádu

$$s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2 \quad (76)$$

kde požadované chování přechodového děje lze dosáhnout vhodnou volbou vlastní kruhové frekvence ω_n a koeficientu poměrného tlumení ξ , kdy při požadavku na nekmitavý regulační pochod se volí $\xi > 1$ nebo pro kmitavý průběh $\xi \leq 1$. Aby byl polynom stabilní, musí platit $\omega_n > 0$ a $\xi > 0$. Podrobný popis je v [4].

Jako algoritmus průběžné identifikace byla opět zvolena rekurzivní metoda nejmenších čtverců s adaptivním směrovým zapomínáním.

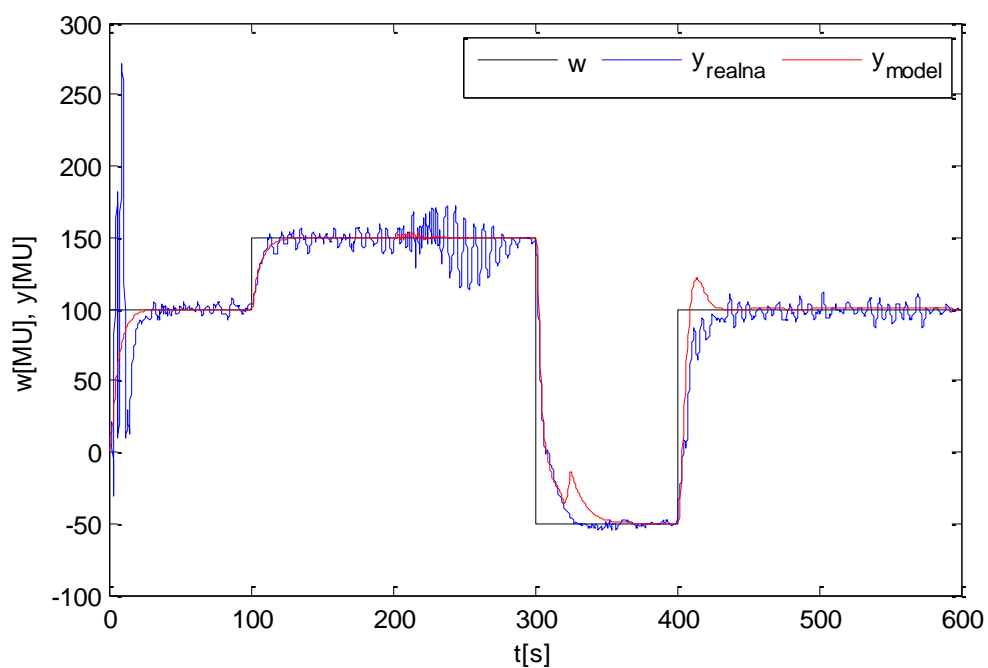
Vertikální pohyb byl identifikován soustavou třetího řádu a horizontální pohyb soustavou druhého řádu.

Nejlepších výsledků bylo dosaženo s periodou vzorkování $T_0 = 0,5s$ a parametry regulátoru $\xi = 1,5$ a $\omega_n = 0,4$.

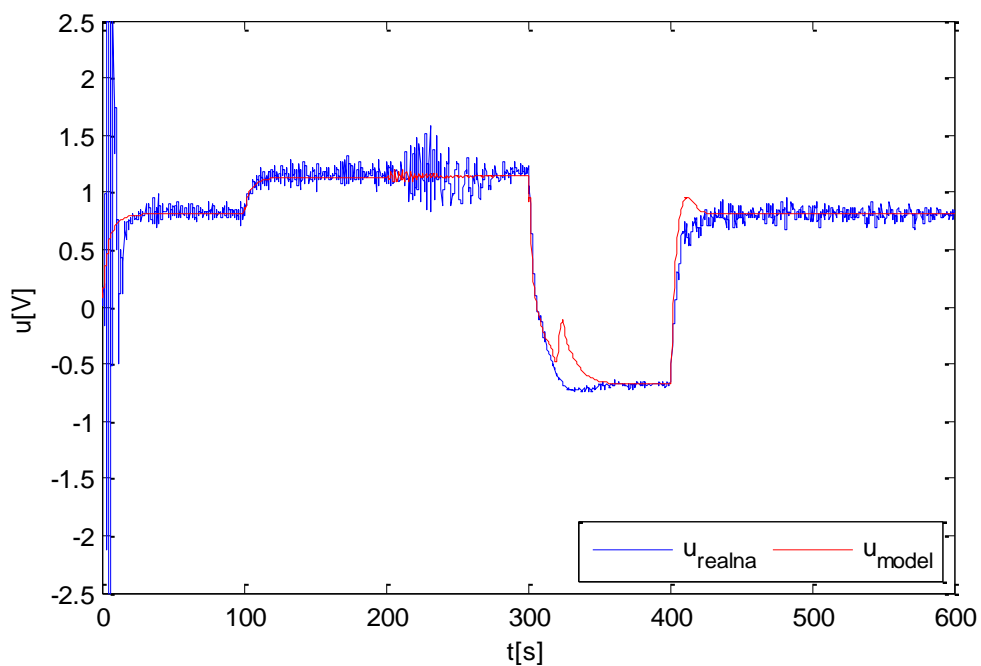
Počáteční konfigurace identifikačního algoritmu byla nastavena pro: $\varphi(0) = 1$, $\lambda(0) = 0,001$, $\nu(0) = 10^{-6}$, $\rho(0) = 0,99$ a prvky hlavní diagonály kovarianční matice $C_{ii}(0) = 10^{-2}$.

Parametry byly nastaveny shodně pro regulátor elevace i azimutu.

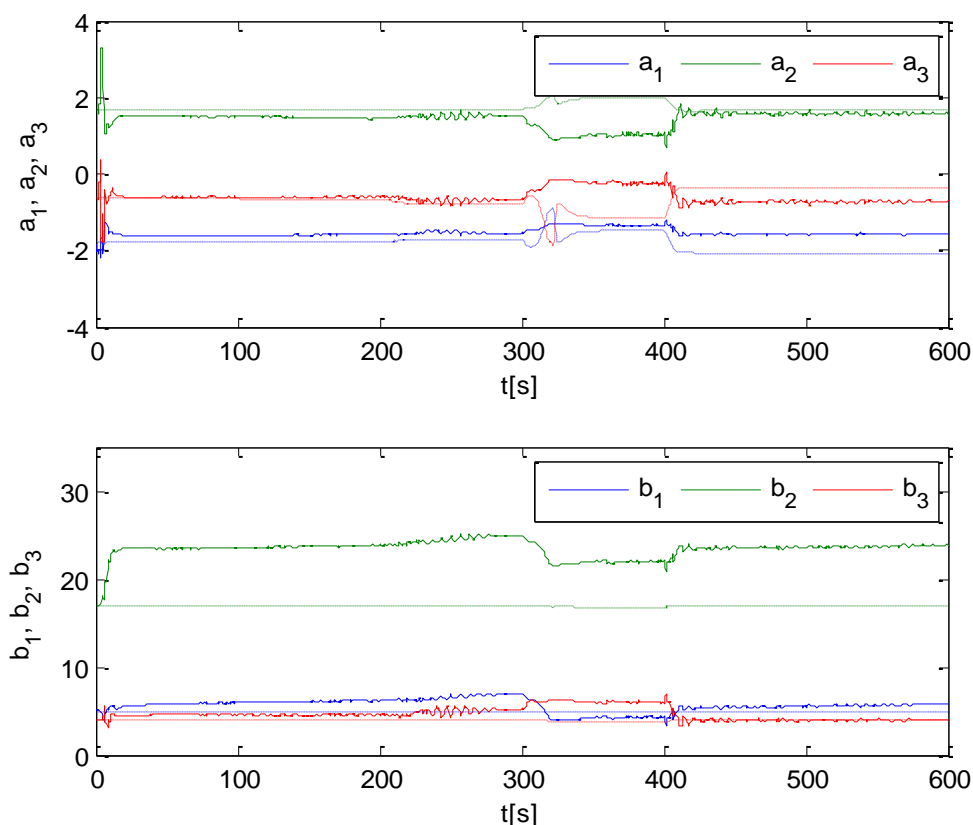
Počáteční odhady parametrů byly opět použity přenosy (33) a (35) z kapitoly 5, které byly převedeny do diskrétního tvaru pro periodu vzorkování T_0 .



Obrázek 33: STC – přiřazení pólů – elevace – průběhy výstupních hodnot.



Obrázek 34: STC – přiřazení pólů – elevace – průběhy akčních zásahů.

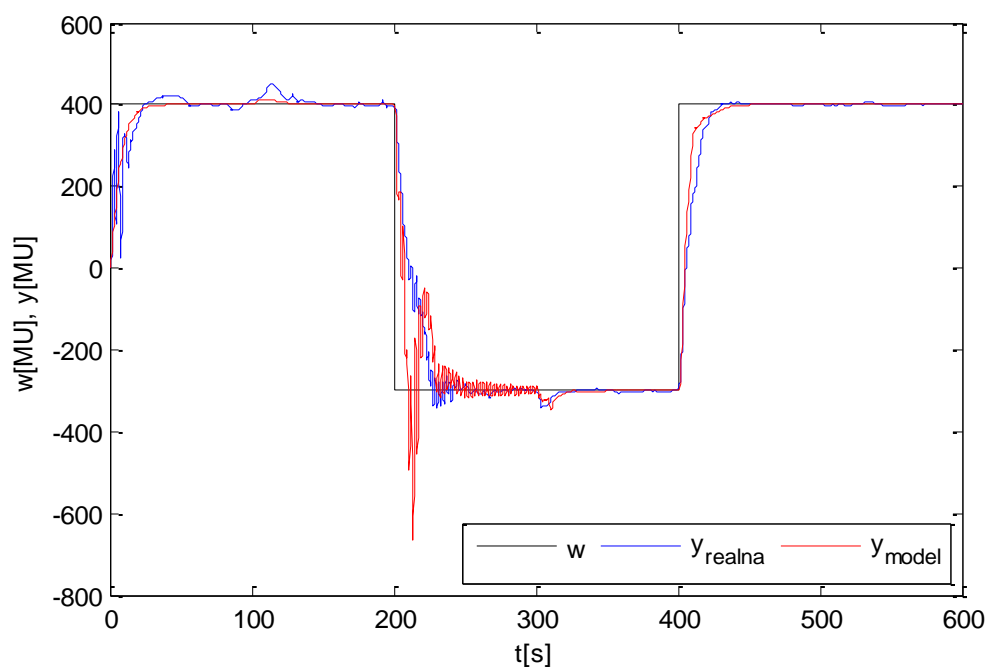


Obrázek 35: STC – přiřazení pólů – elevace – průběhy odhadů parametrů.

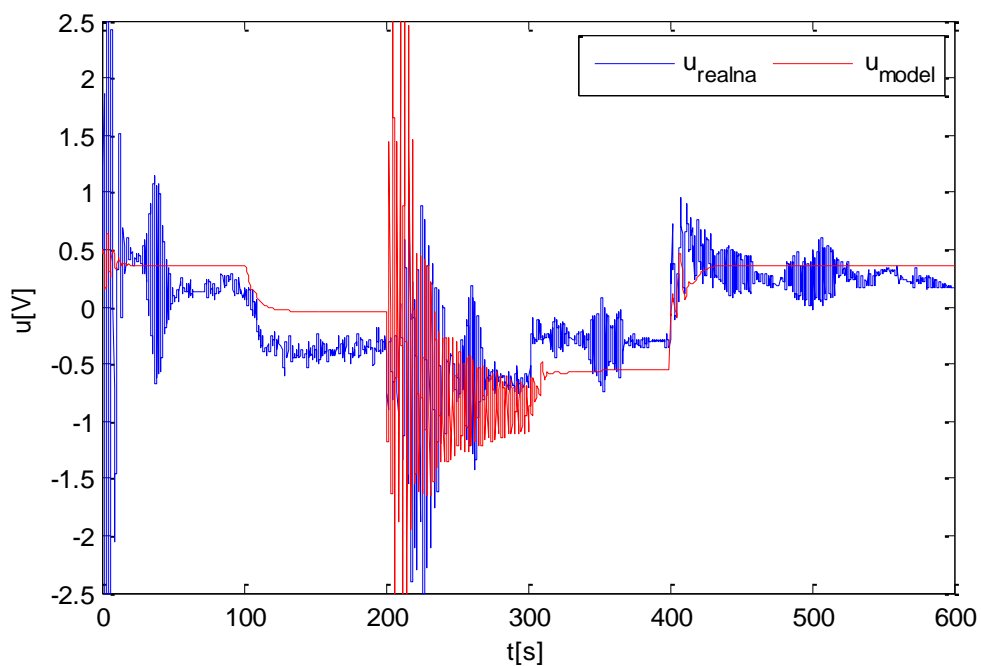
Z obrázku 33 je patrné, že regulační pochod elevace reálné soustavy má klidný průběh bez překmitů přes žádanou hodnotu, ačkoliv výstup je lehce rozkmitaný, čemuž odpovídá i průběh akčního zásahu (obrázek 34). Toto kmitání je pravděpodobně způsobeno periodou vzorkování, kterou bylo nutné zvýšit pro správnou činnost identifikační části regulátoru. Delší perioda vzorkování zde působí jako filtrační článek poruchových signálů a šumů ovlivňujících soustavu. Další příčinou kmitání může být také kvantování výstupních hodnot pouze na celá čísla.

Ke znatelnějšímu rozkmitání nastalo v čase $t = 200s$, kdy došlo ke změně žádané hodnoty azimutu, jak ukazuje obrázek 36. Ovšem regulátor tuto poruchu zvládl uřídít. V simulaci je tato porucha viditelná minimálně.

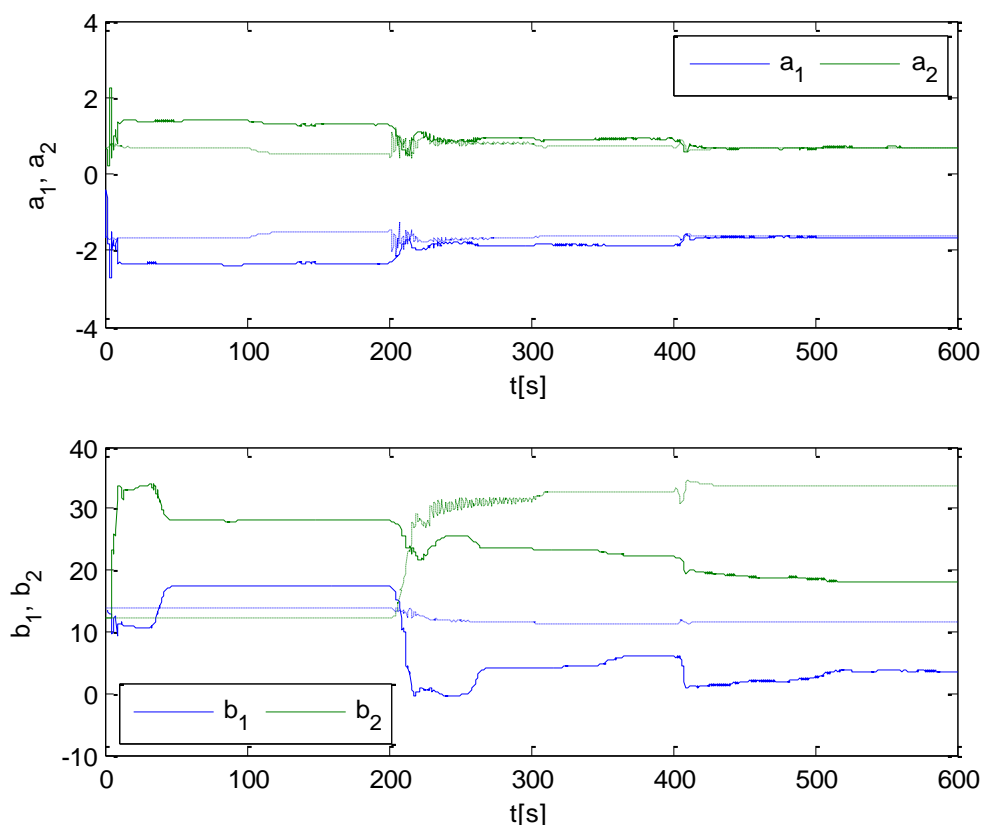
Průběhy odhadů parametrů jsou na obrázku 35, zde je na reálné soustavě velmi dobře vidět změna chování při přechodu do záporných hodnot elevace v čase 300 až 400s. V simulaci se odhady příliš nemění, pouze při přechodu výstupu do záporných hodnot elevace.



Obrázek 36: STC – přiřazení pólů – azimut – průběhy výstupních hodnot.



Obrázek 37: STC – přiřazení pólů – azimut – průběhy akčních zásahů.



Obrázek 38: STC – přiřazení pólů – azimut – průběhy odhadů parametrů.

Průběh regulace azimutu je opět velmi klidný, pouze s minimálním úvodním přeskmitem výstupu přes žádanou hodnotu (obrázek 36). Regulátor také velmi dobře zvládá poruchy od hlavního rotoru, kdy v čase $t = 100\text{s}$ a $t = 300\text{s}$ dochází ke změnám žádané hodnoty elevace. Tyto změny jsou patrné spíše na průběhu akčního zásahu (obrázek 37) než na výstupní hodnotě.

Z průběhu odhadů parametrů (obrázek 38) je opět dobře vidět změna vlastnosti soustavy při změně směru požadovaného azimutu.

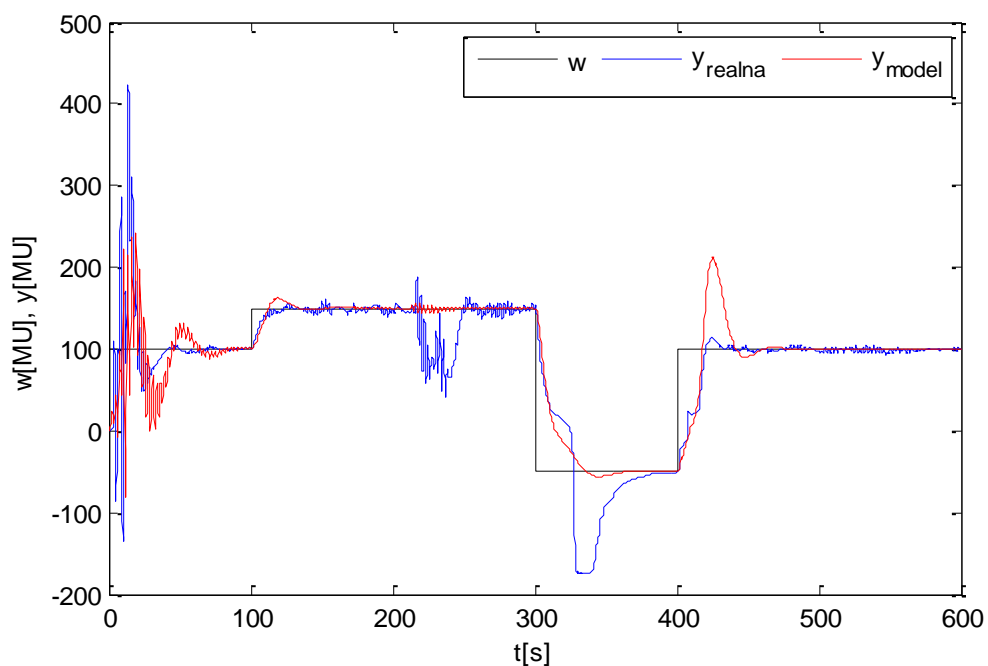
Vzhledem k dobrým výsledkům obou navržených regulátorů bylo otestováno, zda nebude postačující identifikovat elevační pohyb pouze soustavou druhého řádu, namísto původního třetího řádu.

Přičemž perioda vzorkování a parametry řídicí části zůstali beze změny. V identifikační části byly upraveny pouze prvky hlavní diagonály kovarianční matice z původních 10^{-2} na $C_{ii}(0) = 10^{-1}$.

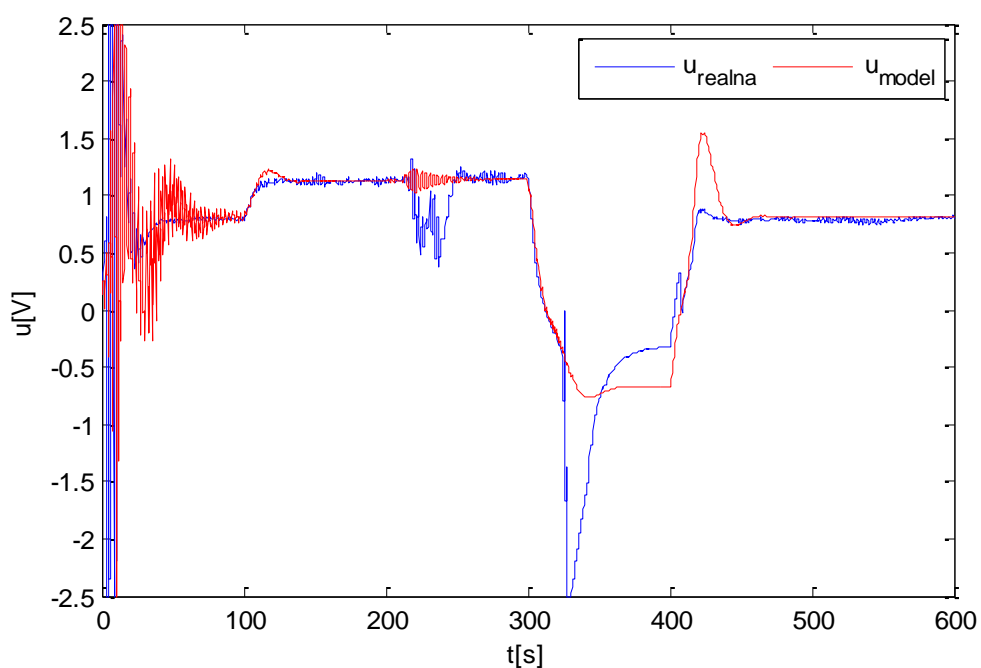
Počáteční odhad parametrů elevace byl určen převodem spojitého přenosu

$$G_{v,2\text{řad}}(s) = \frac{111,2}{0,7789s^2 + 1,463s + 1} \quad (77)$$

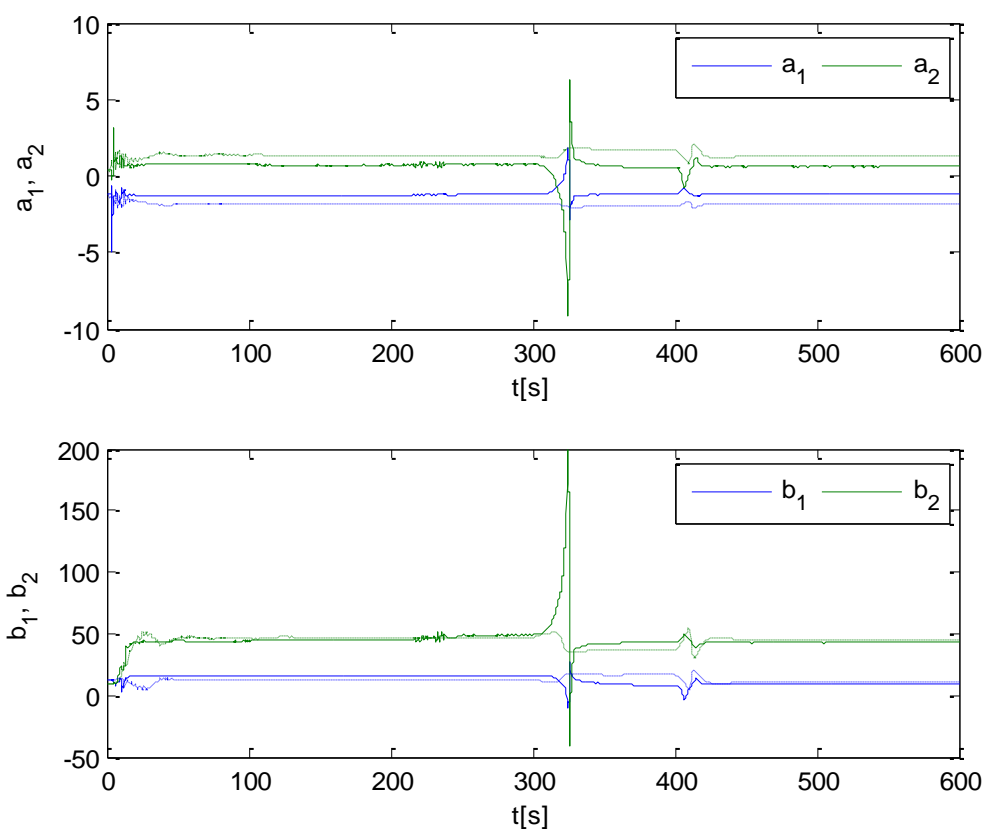
na diskrétní pro periodu vzorkování T_0 .



Obrázek 39: STC – PP 2. řád – elevace – průběhy výstupních hodnot.



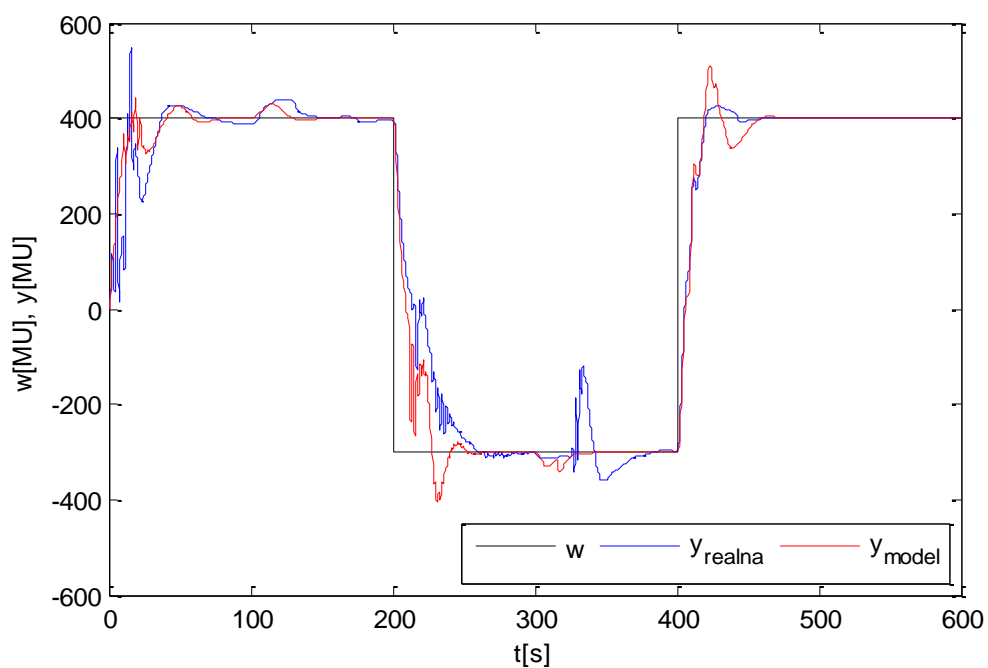
Obrázek 40: STC – PP 2. řád – elevace – průběhy akčních zásahů.



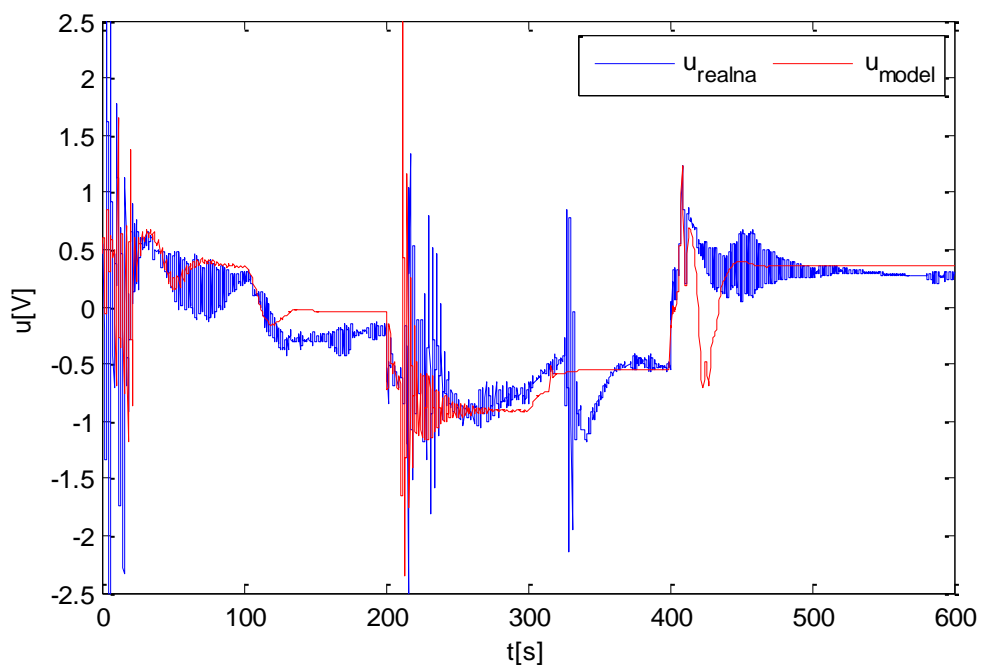
Obrázek 41: STC – PP 2. řád – elevace – průběhy odhadů parametrů.

Z grafů výše (obrázek 39, obrázek 40) je patrné, že i při použití nižšího řádu pro průběžnou identifikaci je regulátor stále schopný stabilizovat soustavu a sledovat žádanou hodnotu. Průběh výstupní veličiny zůstává nadále klidný bez překmitů.

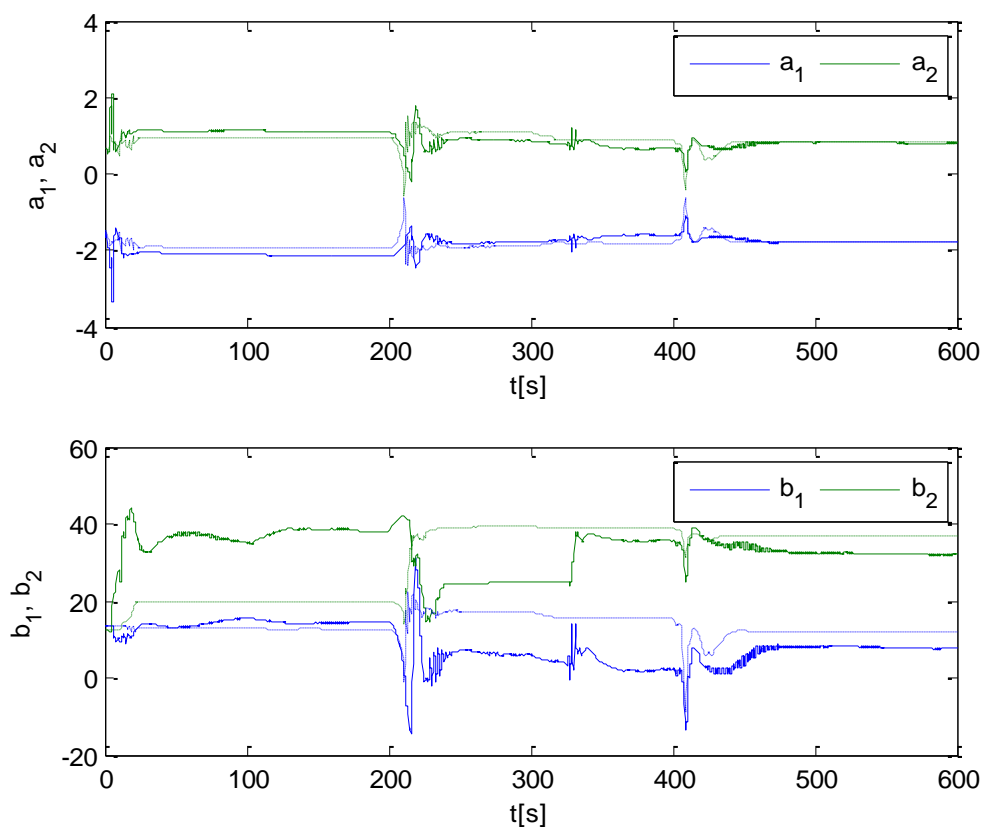
Avšak při změně žádané veličiny na zápornou hodnotu v čase $t = 300$ s identifikační algoritmus nesprávně vyhodnotil změnu vlastností soustavy a obvod se na okamžik nestabilizoval, což je velmi dobře vidět na obrázku 41.



Obrázek 42: STC – PP 2. řád – azimut – průběhy výstupních hodnot.



Obrázek 43: STC – PP 2. řád – azimut – průběhy akčních zásahů.



Obrázek 44: STC – PP 2. řád – azimut – průběhy odhadů parametrů.

Jediným parametrem, který se u regulátoru azimutu změnil, byla kovarianční matice C , což má za následek pouze zanedbatelně větší překmitnutí na počátku regulace než s původním nastavením. Dále je průběh regulace téměř shodný s předchozím měřením.

9 ŘÍZENÍ SOUSTAVY ROBUSTNÍMI REGULÁTORY

V následující části práce bude popsán návrh robustních regulátorů s parametrickým typem neurčitostí pro soustavu Feedback TRMS a uvedeny výsledky dosažené navrženými regulátory při řízení této reálné soustavy i vytvořeného nelineárního modelu.

Prvním krokem k návrhu robustního regulátoru je získání nominálního modelu a velikosti jeho okolí. K tomu byly využity naměřené přechodové charakteristiky reálné soustavy, kde pro každý jednotlivý průběh byla provedena samostatná identifikace, použita byla opět funkce *fminsearch* v programu MATLAB.

Ze získaného souboru přenosů byly určeny intervaly neurčitostí jednotlivých parametrů, které byly následně ještě zaokrouhleny, dolní meze dolů a horní meze nahoru. Zesílení bylo zaokrouhleno na desítky a parametry jmenovatele přenosu na desetiny.

Přenosová funkce elevačního pohybu s parametrickou neurčitostí byla tedy určena jako

$$G_{vpn}(s) = \frac{[70;140]}{[0,2;0,7]s^3 + [0,2;0,5]s^2 + [1,1;2,1]s + 1} \quad (78)$$

a přenosová funkce s parametrickou neurčitostí popisující horizontální pohyb jako

$$G_{hpn}(s) = \frac{[120;710]}{[2,7;5,7]s^2 + [2,7;4]s + 1} \quad (79)$$

kde byly pro identifikaci vybrány pouze přechodové charakteristiky, které nedosáhly doražů.

Parametry nominálních přenosů byly následně zvoleny jako střední hodnoty odpovídajících intervalů neurčitostí.

Tedy nominální přenos pro elevaci má tvar

$$G_{vn}(s) = \frac{105}{0,45s^3 + 0,35s^2 + 1,6s + 1} \quad (80)$$

a nominální přenos pro azimut je

$$G_{hn}(s) = \frac{415}{4,2s^2 + 3,35s + 1} \quad (81)$$

Dalším krokem je volba a návrh regulátorů pro tyto nominální přenosy. Pro regulátor elevace i azimutu byla zvolena algebraická metoda přiřazení pólů pro spojitý regulátor v 2DOF konfiguraci. Podrobné odvození je uvedeno například v [15], princip jeho diskrétní verze byl popsán také v kapitole 2.1.2.

Charakteristický polynom $d(s)$ byl v obou případech zvolen jako jeden vícenásobný reálný pól, tedy ve tvaru

$$d(s) = (s + \tilde{\alpha})^{\deg d} \quad (82)$$

a referenční signály a poruchy jsou uvažovány jako skokové funkce, tedy jejich přenosy jsou dány jako

$$W(s) = \frac{w_0}{s}, V(s) = \frac{v_0}{s} \quad (83)$$

kde jmenovatelé jsou rovny

$$f_w(s) = f_v(s) = s \quad (84)$$

Výsledné regulátory budou získány řešením dvou polynomiálních rovnic

$$a_n(s)f_v(s)\tilde{p}(s) + b_n(s)q(s) = d(s) = (s + \tilde{\alpha})^{\deg d} \quad (85)$$

$$t(s)f_w(s) + b_n(s)r(s) = d(s) = (s + \tilde{\alpha})^{\deg d} \quad (86)$$

kde $a_n(s)$ a $b_n(s)$ jsou polynomy nominálních soustav a $t(s)$ je pomocný polynom. Stupně polynomů se určí z následujících vztahů:

$$\deg q = \deg a_n + \deg f_v - 1 \quad (87)$$

$$\deg r = \deg f_w - 1 \quad (88)$$

$$\deg \tilde{p} = \deg a_n - 1 \quad (89)$$

$$\deg d = 2 \deg a_n + \deg f_v - 1 \quad (90)$$

$$\deg t = \deg a_n + \deg f_v - \deg f_w - 1 \quad (91)$$

Poté přenosy přímovazební části $G_R(s)$ a zpětnovazební části $G_Q(s)$ regulátoru jsou ve tvaru

$$G_R(s) = \frac{r(s)}{p(s)}, G_Q(s) = \frac{q(s)}{p(s)} \quad (92)$$

kde

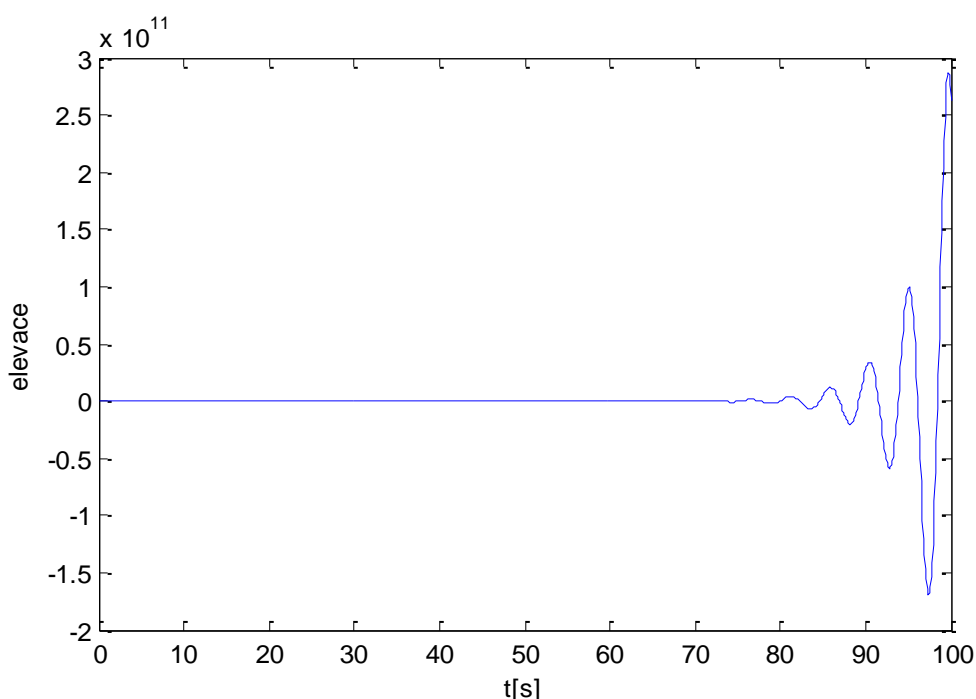
$$p(s) = f_v(s)\tilde{p}(s) \quad (93)$$

Požadavkem pro tyto regulátory byla robustní stabilita. Tedy byly hledány takové $\tilde{\alpha}$, se kterými bude charakteristický polynom uzavřeného regulačního obvodu stabilní pro všechny kombinace parametrů z určených intervalů neurčitostí.

Tento problém byl pojat jako optimalizační úloha a tedy byl vytvořen skript v programu MATLAB, který využívá funkce *fminsearch* minimalizující právě počet nestabilních pólů charakteristických polynomů uzavřeného regulačního obvodu změnou parametru $\tilde{\alpha}$.

Jednotlivé intervaly neurčitostí byly rozděleny na pět hodnot a z nich bylo vytvořeno pole charakteristických polynomů pro veškeré jejich kombinace.

Pro regulátor elevace byl nalezen parametr $\tilde{\alpha}_v = 2,7391$, který nedokázal stabilizovat pouze 4 z 625 přenosů. Ovšem tyto systémy jsou chováním velmi vzdáleny řízené soustavě, pro příklad je na obrázku 45 zobrazena přechodová charakteristika jedno z nich.



Obrázek 45: Příklad systému, který regulátor nestabilizuje.

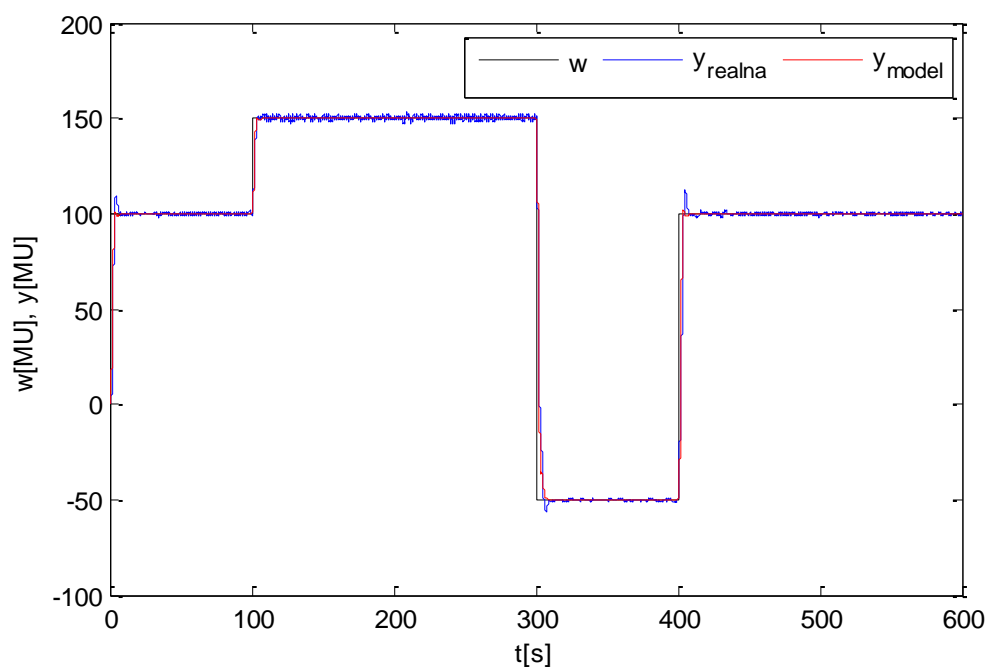
Výsledný regulátor elevace soustavy pro získaný parametr $\tilde{\alpha}_v$ má tvar

$$G_{Rv}(s) = \frac{3,6897}{2,2222s^3 + 34,2716s^2 + 208,4431s}, G_{Qv}(s) = \frac{2,5109s^3 + 4,0893s^2 + 6,2142s + 3,6897}{2,2222s^3 + 34,2716s^2 + 208,4431s} \quad (94)$$

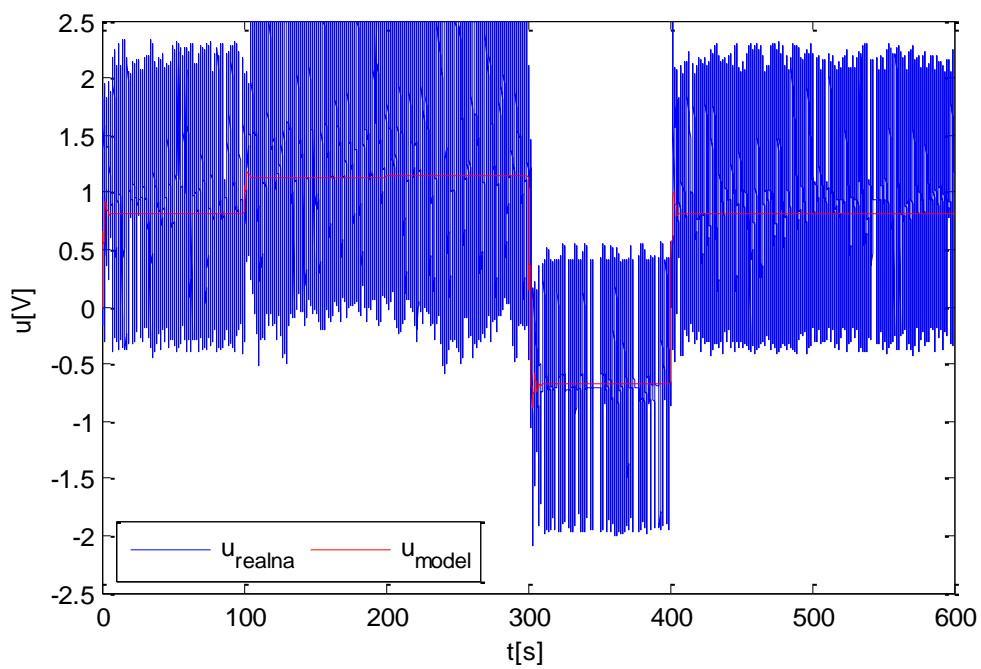
Obdobně byl hledán i parametr $\tilde{\alpha}_h$ pro regulátor azimutu, zde bylo zjištěno, že regulátor je robustně stabilní pro celou rodinu systémů při $\tilde{\alpha}_h \geq 0,2$, přičemž nejlepších výsledků bylo dosaženo s $\tilde{\alpha}_h = 0,6$, pro které má regulátor azimutu tvar

$$G_{Rh}(s) = \frac{3,1229 \cdot 10^{-4}}{0,2381s^2 + 0,3815s}, G_{Qh}(s) = \frac{0,0016s^2 + 0,0012s + 3,1229 \cdot 10^{-4}}{0,2381s^2 + 0,3815s} \quad (95)$$

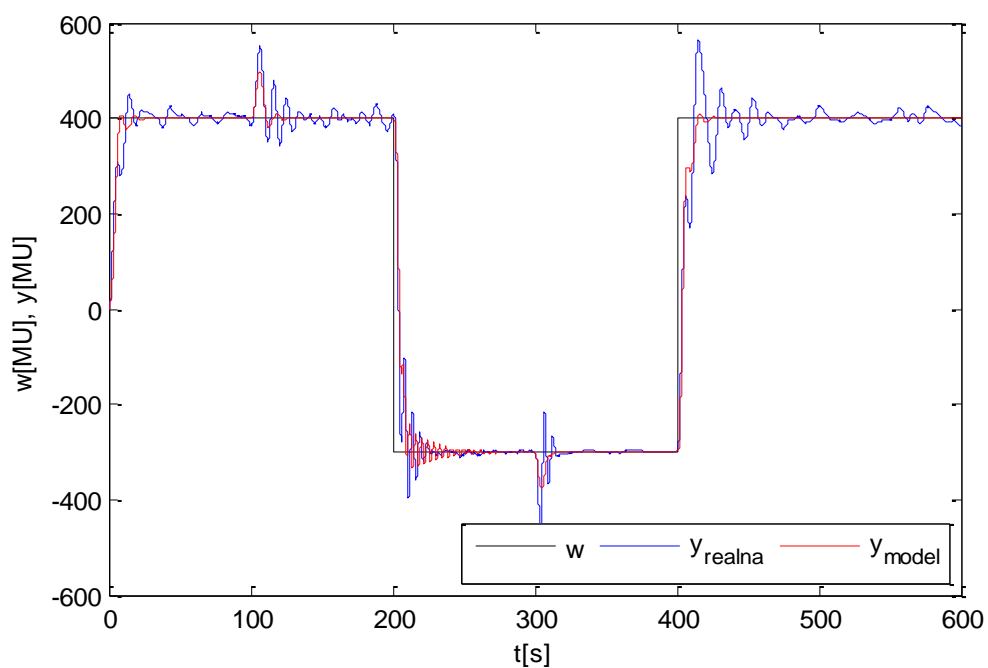
Regulace elevace i azimutu opět probíhala současně, perioda vzorkování výstupních hodnot byla nastavena na 0,01s. Získané průběhy řízení jsou na následujících obrázcích.



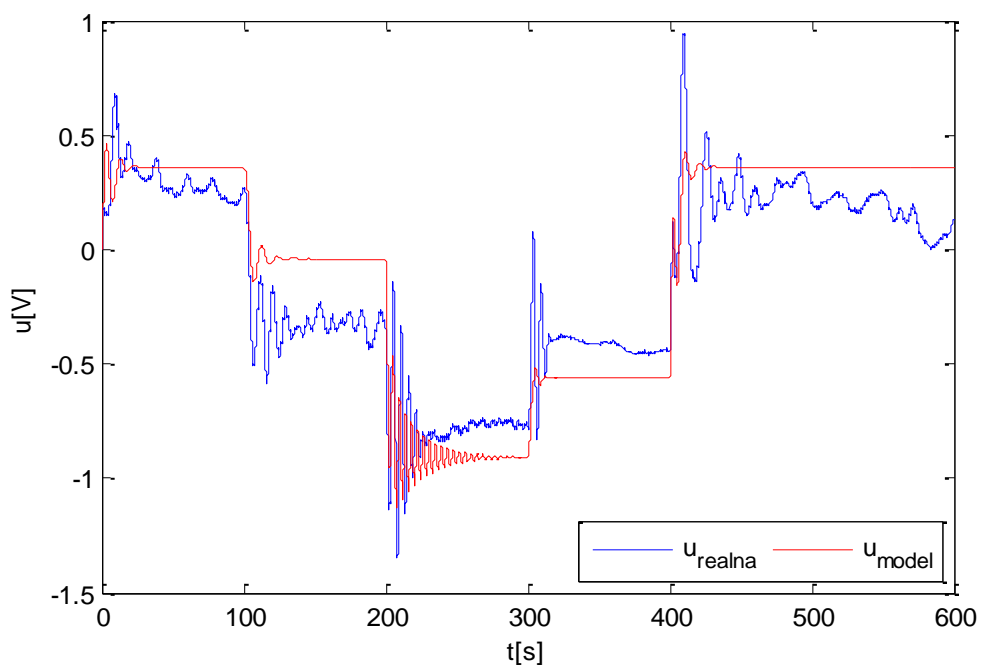
Obrázek 46: Robustní řízení – elevace – průběhy výstupních hodnot.



Obrázek 47: Robustní řízení – elevace – průběhy akčních zásahů.



Obrázek 48: Robustní řízení – azimut – průběhy výstupních hodnot.



Obrázek 49: Robustní řízení – azimut – průběhy akčních zásahů.

Průběh řízení elevace, jak je možné vidět na obrázku 46, je téměř ideální, výstup dosahuje žádané hodnoty téměř okamžitě a s minimálním překmitem, vliv poruchy způsobené ocasním rotorem je nulový.

Ovšem to samé se nedá říci o akčním zásahu reálné soustavy (obrázek 47), ten je velmi rozkmitaný, což není optimální z hlediska spotřeby a ochrany akčních členů. Toto kmitání opět nejspíše způsobuje rozlišení výstupních hodnot pouze na celá čísla.

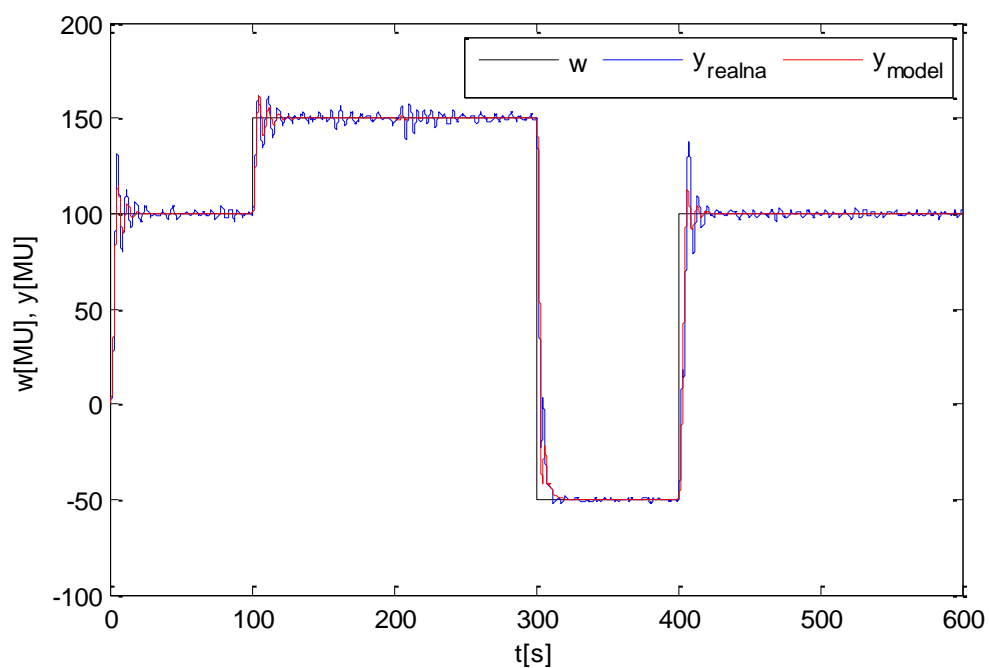
Průběh azimutu (obrázek 48) je lehce kmitavý, pravděpodobně od rychlých změn hlavního rotoru, tomu odpovídá i průběh akční veličiny, který je na obrázku 49.

Z výše popsaných průběhů je tedy patrné, že oba regulátory plní požadavek na stabilitu řízení soustavy, ovšem akční zásahy regulátoru elevace nejsou uspokojivé, z toho důvodu byla hledána nová hodnota parametru $\tilde{\alpha}_v$.

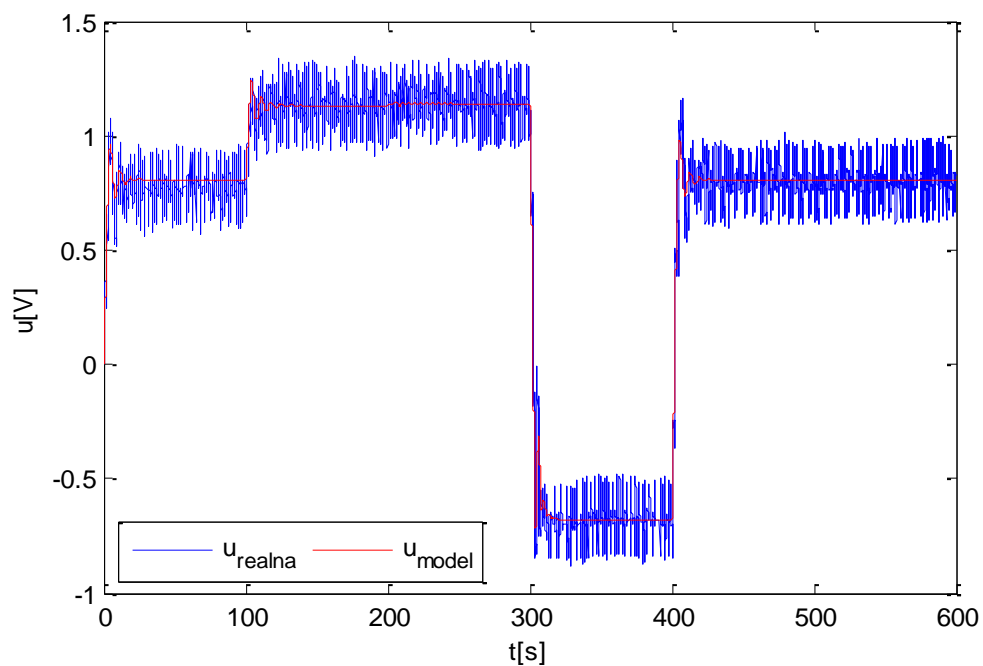
Pro reálnou soustavu z hlediska průběhu elevace a akčních zásahů se jako optimální jeví hodnota parametru $\tilde{\alpha}_v = 1,7$.

Pro tuto novou hodnotu byla znovu ověřena robustní stabilita uzavřeného regulačního obvodu. Počet systémů, které regulátor nedokázal stabilizovat, se zvýšil na 21 z celkových 625. Ovšem stejně jako s původní hodnotou parametru šlo o nestabilní systémy, jejichž chování je řízené soustavě velmi vzdálené.

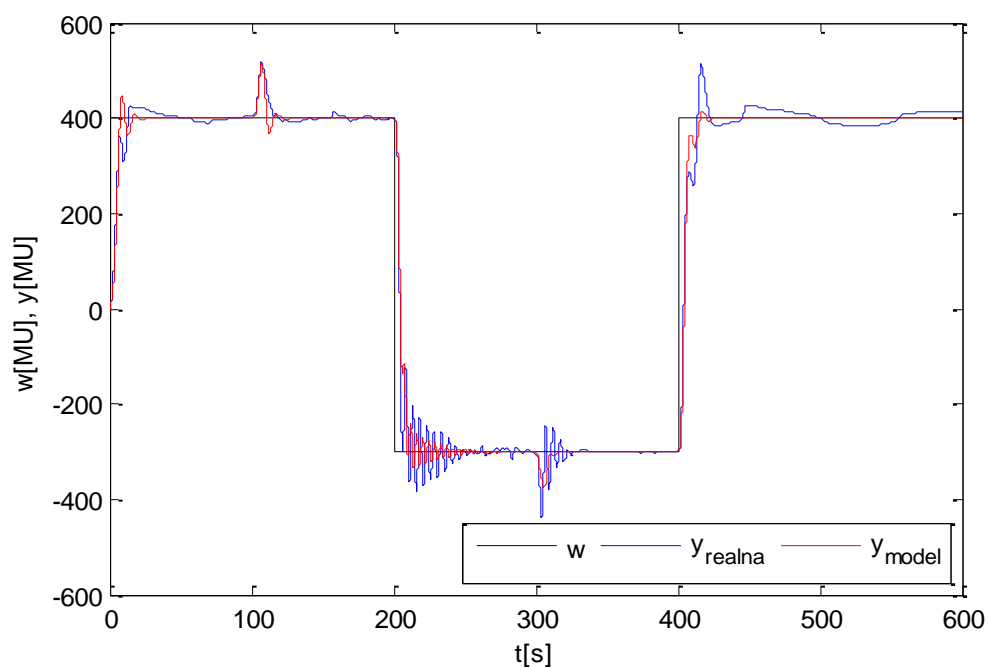
Výsledky regulačních pochodů jsou zobrazeny níže.



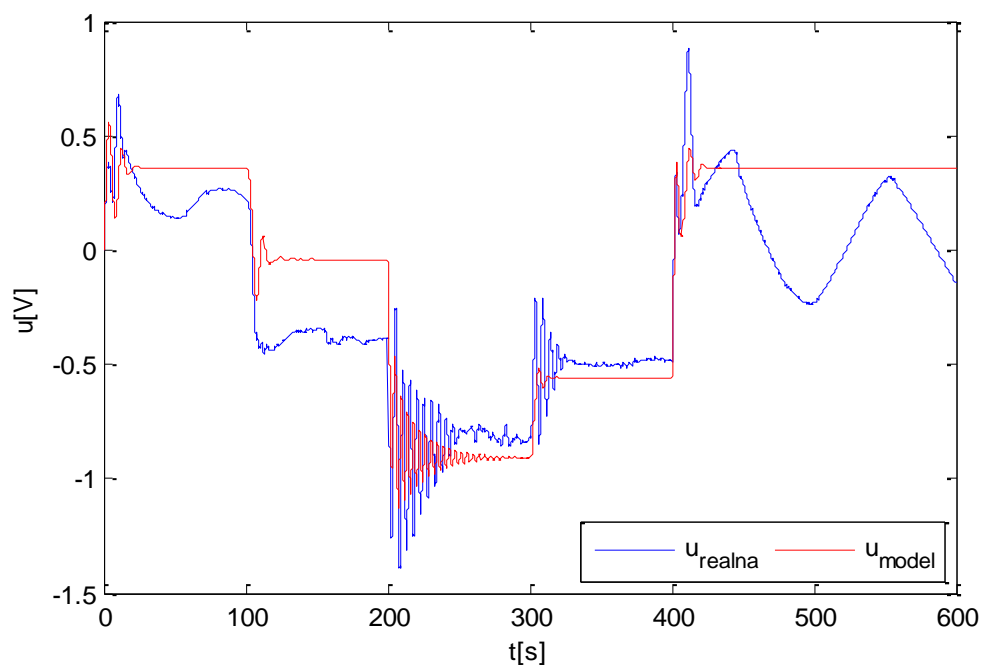
Obrázek 50: Robustní řízení – $\tilde{\alpha}_v = 1,7$ – elevace – průběhy výstupních hodnot.



Obrázek 51: Robustní řízení – $\tilde{\alpha}_v = 1,7$ – elevace – průběhy akčních zásahů.



Obrázek 52: Robustní řízení – $\tilde{\alpha}_v = 1,7$ – azimut – průběhy výstupních hodnot.



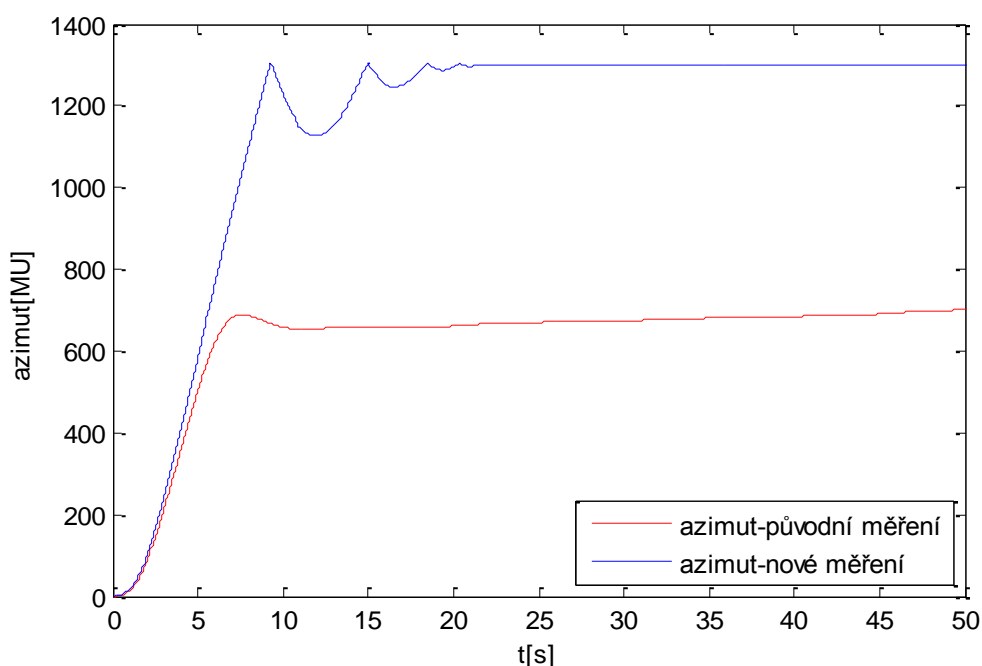
Obrázek 53: Robustní řízení – $\tilde{\alpha}_v = 1,7$ – azimut – průběhy akčních zásahů.

V porovnání s předchozím nastavením regulátoru, je výstup elevace (obrázek 50) při skokové změně žádané hodnoty mírně kmitavý. V čase $t = 200s$, kdy se mění žádaná hodnota azimutu, je vidět drobné rozkmitání vlivem ocasního rotoru.

Průběh akčního zásahu regulátoru elevace na reálné soustavě, zobrazen na obrázku 51, je stále kmitavý, avšak v podstatně menší míře, než s předchozí hodnotou parametru $\tilde{\alpha}_v$.

Přesto, že regulátor azimutu zůstal stejný, jsou průběhy výstupu i akčního zásahu reálné soustavy dosti odlišné (obrázek 52, obrázek 53) od předchozího měření. Výstupní hodnota azimutu i akční zásah regulátoru mají viditelně klidnější průběh při žádané hodnotě $400MU$, což do jisté míry způsobuje klidnější průběh elevace, ale velký podíl má také změna okolních podmínek při měření, kdy teplota v místnosti byla znatelně vyšší než v předchozích měřeních.

To se projevilo značně na chování horizontálního pohybu, jak dokazuje porovnání přechodové charakteristiky změřené při změně teploty prostředí s původně naměřenou pro skok vstupního napětí ocasního motoru z $0V$ na $1V$ na Obrázek 54.



Obrázek 54: Vliv změny okolních podmínek.

I přes výraznou změnu okolních podmínek navržené regulátory dosáhly uspokojivých výsledků v řízení elevace i azimutu soustavy.

ZÁVĚR

V teoretické části této diplomové práce byly probrány základní pojmy a principy identifikace systémů, zvláště rekurzivní metody nejmenších čtverců, jež mají využití v samočinně se nastavujících regulátorech, kterým se věnovala značná část kapitoly adaptivního řízení. V další kapitole byly uvedeny problémy týkající se robustního řízení, kde byl kladen hlavní důraz na parametrický typ neurčitostí. Pro oba způsoby řízení byly vypracovány literární řešerše a v poslední kapitole teoretické části byly vzájemně porovnány jejich výhody a nevýhody.

V praktické části byl uveden popis reálné laboratorní soustavy Feedback Twin Rotor MIMO System, pro kterou byl vytvořen nelineární model v prostředí MATLAB/Simulink. Model vychází z obecného matematického popisu dvourotorové soustavy, který byl uveden v kapitole 6. Části modelu, které jsou specifické pro reálnou soustavu, byly popsány v kapitole 7. Jeho parametry byly pomocí experimentů na reálné soustavě nastaveny tak, aby model co nejlépe simuloval chování zmíněné reálné soustavy. Srovnání je uvedeno v kapitole 7.2.

Druhá polovina praktické části se věnovala návrhu regulátorů a jejich následnému otestování na zmíněné reálné soustavě.

Pro samočinně se nastavující regulátory je možné říci, že metody založené na klasickém PID algoritmu řízení nejsou pro tento typ soustavy vhodné. STC s 2DOF strukturou navržené algebraickou metodou přiřazení pólů naopak dosáhly uspokojivých výsledků. Regulátor byl schopen řídit elevaci i při použití průběžné identifikace pouze druhým řádem.

Dobré výsledky řízení předvedly také navržené robustní regulátory. Které dokázaly uspokojivě řídit soustavu i při výrazné změně okolních podmínek a s ní spojenou změnou chování reálné soustavy.

Při srovnání obou metod lze konstatovat, že pro vybraný typ soustavy a zvolené průběhy žádaných hodnot je vhodnější použití robustních regulátorů, které dávají větší jistotu stability řízení při rychlých změnách žádané hodnoty a tedy i chování soustavy. STC jsou více vhodné pro řízení soustav s pozvolna se měnícími vlastnostmi, kde by byly efektivnější než robustní regulátory.

SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY

- [1] BOBÁL, Vladimír. *Identifikace systémů*. Vyd. 1. Zlín: Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně, 2009, 128 s. ISBN 978-80-7318-888-7.
- [2] CHALUPA, Petr. Prediktivní řízení nelineárního systému. In: [online]. [cit. 2014-05-01]. Dostupné z: http://dsp.vscht.cz/konference_matlab/matlab06/prispevky/chalupa/chalupa.pdf
- [3] KULHAVÝ, Rudolf. Restricted exponential forgetting in real-time identification. *Automatica* [online]. 1987, vol. 23, issue 5, s. 589-600 [cit. 2014-05-05]. DOI: 10.1016/0005-1098(87)90054-9. Dostupné z: <http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/0005109887900549>
- [4] BOBÁL, Vladimír. *Adaptivní a prediktivní řízení*. Vyd. 1. Zlín: Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně, 2008. ISBN 978-80-7318-662-3.
- [5] UNČOVSKÝ, Jiří. APC neboli pokročilé metody řízení procesů. *Automa*. 2009, č. 12, s. 24-25.
- [6] BOBÁL, Vladimír, Josef BOHM a Roman PROKOP. *Praktické aspekty samočinně se nastavujících regulátorů: algoritmy a implementace*. 1. vyd. Brno: VUTUM, 1999, 242 s. ISBN 80-214-1299-2.
- [7] ASTROM, K. J. Adaptive feedback control. *Proceedings of the IEEE*. 1987, vol. 75, issue 2, s. 185-217. DOI: 10.1109/PROC.1987.13721. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1457988>
- [8] ÅSTRÖM, Karl J a Björn WITTENMARK. *Adaptive control*. 2nd ed. Reading, Mass.: Addison-Wesley, c1995, xvi, 574 p. ISBN 02-015-5866-1.
- [9] DUMONT, Guy, HUZMEZAN, Mihai. Concepts, Methods and Techniques in Adaptive Control. In *Proceedings of the American Control Conference*. Anchorage AK : [s.n.], 2002. s. 1137-1150. ISBN 0-7803-7298-0. ISSN 0743-1619.
- [10] WITTENMARK, Björn. Adaptive Dual Control Methods : An Overview. In *5th IFAC Symposium on Adaptive Systems in Control and Signal Processing*. Budapest (Hungary) : [s.n.], 1995. s. 67-72.
- [11] ACKERMANN, Jürgen. *Robust Control Systems with Uncertain Physical Parameters*. London: Springer London, 1993. ISBN 978-144-7133-650.

- [12] DJAFERIS, Theodore E. *Robust control design: a polynomial approach*. Boston: Kluwer Academic Publishers, c1995, xix, 262 p. ISBN 07-923-9617-0.
- [13] MORARI, Manfred a Evangelos ZAFIRIOU. *Robust process control*. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice Hall, c1989, xxiv, 488 p. ISBN 01-378-2153-0.
- [14] SÁNCHEZ-PEÑA, Ricardo S a Mario SZNAIER. *Robust systems theory and applications*. New York: Wiley, c1998, xvii, 490 p. ISBN 04-711-7627-3.
- [15] MATUŠŮ, Radek a Petr DOSTÁL. Stavová a algebraická teorie řízení [online]. 2010 [cit. 2014-01-24]. ISBN 978-80-7318-991-4. Dostupné z: <http://hdl.handle.net/10563/18580>
- [16] KUČERA, V. Robustní regulátory. *Automa*. 2001, č. 6, s. 43-45.
- [17] Project Equipment. *ES Documentation* [online]. [cit. 2014-05-15]. Dostupné z: http://doc.es.aau.dk/labs/control/project_equipment/
- [18] Feedback Instruments. *Twin Rotor MIMO System. Advanced Teaching Manual 1. 33-007-4M5*. Feedback Instruments Ltd., Park Road, Crowborough, East Sussex, TN6 2QR, UK, 01 edition, 09 1998
- [19] BOBÁL, Vladimír a Petr CHALUPA. Self-Tuning Controllers Simulink Library – Version 2 [software]. 2008. Dostupné z: <http://www.utb.cz/stctool>, <http://www.fai.utb.cz/people/chalupa/stctool/index.htm>

SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK*Symbols*

$A()$	Polynom jmenovatele přenosu systému
$B()$	Polynom čitatele přenosu systému
$G()$	Celkový přenos systému
a_i	i -tý parametr polynomu $A()$
b_i	i -tý parametr polynomu $B()$
d	Dopravní zpoždění
K	Zesílení systému
$y()$	Výstupní veličina
$n()$	Neměřitelná porucha
$v()$	Měřitelná porucha
$Y()$	Vektor výstupů reálného systému
$\hat{Y}(k)$	Vektor odhadovaných výstupů
$\theta()$	Vektor parametrů modelu systému
$\hat{\theta}()$	Vektor odhadů parametrů modelu systému
\hat{a}_i	Odhad i -tého parametru polynomu $A()$
\hat{b}_i	Odhad i -tého parametru polynomu $B()$
$\Phi()$	Vektor dat
$C()$	Kovarianční matice
J	Kritérium
W	Váhová matice
φ	Koeficient exponenciálního zapomínání
$\varphi()$	Koeficient adaptivního směrového zapomínání
$\varepsilon(k)$	Faktor adaptivního směrového zapomínání

$\Xi()$	Pomocný skalár
$\lambda(k)$	Pomocný skalár
$\eta(k)$	Pomocný skalár
$v(k)$	Pomocný skalár
ρ	Pomocný skalár
T_0	Perioda vzorkování
K_P	Proporcionální zesílení
T_I	Integrační časová konstanta
T_D	Derivační časová konstanta
K_{PK}	Kritické zesílení
T_K	Kritická perioda kmitů
$K(z^{-1})$	Polynom jmenovatele přenosu regulátoru – integrátor
$P(z^{-1})$	Polynom jmenovatele přenosu regulátoru
$Q(z^{-1})$	Polynom čitatele přenosu zpětnovazebního regulátoru
$R(z^{-1})$	Polynom čitatele přenosu přímovazebního regulátoru
$D(z^{-1})$	Charakteristický polynom
$W(z^{-1})$	Vektor posloupnosti $w(k)$
$D_w(z^{-1})$	Jmenovatel posloupnosti $W(z^{-1})$
$S(z^{-1})$	Pomocný polynom
ξ	Koeficient poměrného tlumení
ω_n	Vlastní kruhová frekvence
q	Vektor neurčitých parametrů
q_i	i -tý člen vektoru q
Q	Množina omezujících parametry
$\alpha_i(q)$	Funkce koeficientu jmenovatele přenosu systému

$\beta_i(q)$	Funkce koeficientu čitatele přenosu systému
$p()$	Charakteristický polynom uzavřeného regulačního obvodu
$\rho_i(q)$	Funkce koeficientu polynomu
$G_v(s)$	Spojité přenos vertikálního pohybu
$G_{vpn}(s)$	Spojité přenos vertikálního pohybu s parametrickou neurčitostí
$G_{vn}(s)$	Spojité nominální přenos vertikálního pohybu
$G_h(s)$	Spojité přenos horizontálního pohybu
$G_h(s)$	Spojité přenos horizontálního pohybu s parametrickou neurčitostí
$G_h(s)$	Spojité nominální přenos horizontálního pohybu
$G_R(s)$	Spojité přenos přímovazební části regulátoru
$G_Q(s)$	Spojité přenos zpětnovazební části regulátoru
$a_n(s)$	Polynom jmenovatele nominálního přenosu systému
$b_n(s)$	Polynom čitatele nominálního přenosu systému
$d(s)$	Charakteristický polynom
$p(s)$	Polynom jmenovatele přenosu regulátoru
$\tilde{p}(s)$	Pomocný polynom
$q(s)$	Polynom čitatele přenosu zpětnovazební regulátoru
$r(s)$	Polynom čitatele přenosu přímovazební regulátoru
$f_v(s)$	Polynom jmenovatele přenosu poruchy $V(s)$
$f_w(s)$	Polynom jmenovatele přenosu žádané hodnoty $W(s)$
$\tilde{\alpha}$	Konstanta
$t(s)$	Pomocný vektor
M_v	Celkový moment sil vertikální roviny
M_{vi}	i -tá složka momentu sil vertikální roviny
M_h	Celkový moment sil horizontální roviny

M_{hi}	i -tá složka momentu sil horizontální roviny
J_v	Součet momentů setrvačnosti vertikální roviny
J_{vi}	i -tá složka momentu setrvačnosti vertikální roviny
J_h	Součet momentů setrvačnosti horizontální roviny
J_{hi}	i -tá složka momentu setrvačnosti horizontální roviny
α_v	Elevace nosníku
α_h	Azimut nosníku
$F_v(\omega_m)$	Tah hlavního rotoru
$F_h(\omega_t)$	Tah ocasního rotoru
ω_m	Otáčky hlavního rotoru
ω_t	Otáčky ocasního rotoru
Ω_v	Úhlová rychlost otáčení nosníku ve vertikální rovině
Ω_h	Úhlová rychlost otáčení nosníku v horizontální rovině
S_v	Moment hybnosti nosníku ve vertikální rovině
S_h	Moment hybnosti nosníku v horizontální rovině
K_{mr}	Zesílení přenosu hlavního motoru
K_{mr}	Zesílení přenosu ocasního motoru
T_{mr}	Časová konstanta hlavního motoru
T_{mr}	Časová konstanta ocasního motoru
k_m	Konstanta hlavního motoru
k_t	Konstanta ocasního motoru

Zkratky

2DOF	Two Degrees Of Freedom
ARX	AutoRegressive with eXogenous

DC	Direct Current
MIMO	Multi Input Multi Output
MRAS	Model Reference Adaptive Systems
MU	MATLAB Unit
PCH	Přechodová charakteristika
STC	Self-Tuning Controllers
TRMS	Twin Rotor MIMO System

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obrázek 1: Blokové schéma obecného adaptivního systému. [4]	13
Obrázek 2: Vnitřní algoritmická struktura STC regulátoru. [4]	15
Obrázek 3: Blokové schéma regulačního obvodu s 2DOF regulátorem. [4].....	17
Obrázek 4: Feedback Twin Rotor MIMO System. [17]	24
Obrázek 5: Statická charakteristika hlavního rotoru.....	25
Obrázek 6: PCH elevace pro skok napětí z 0V na 1V.	26
Obrázek 7: PCH elevace pro skok napětí z 0V na -1V.	26
Obrázek 8: PCH azimutu pro skok napětí z 0V na 1V.	27
Obrázek 9: PCH azimutu pro skok napětí z 0V na 1,5V.	28
Obrázek 10: PCH azimutu pro skok napětí z 0V na 0,5V.....	28
Obrázek 11: Rozložení gravitačních sil v TRMS (čelní pohled).....	30
Obrázek 12: Momenty sil v horizontální rovině (pohled shora).....	33
Obrázek 13: Maska nelineárního modelu TRMS.	35
Obrázek 14: Blok modelu TRMS – závislost otáček na napětí motorů.....	36
Obrázek 15: Blok modelu TRMS – momenty tahů rotorů.	36
Obrázek 16: Blok modelu TRMS – vliv hlavního rotoru na azimut.	36
Obrázek 17: Blok modelu TRMS – vliv kabeláže na azimut.	37
Obrázek 18: Srovnání PCH pro skok napětí hlavního motoru z 0V na 0,5V.....	40
Obrázek 19: Srovnání PCH pro skok napětí hlavního motoru z 0V na 1V.....	40
Obrázek 20: Srovnání PCH pro skok napětí hlavního motoru z 0V na 1,5V.....	41
Obrázek 21: Srovnání PCH pro skok napětí hlavního motoru z 0V na -0,5V.....	41
Obrázek 22: Srovnání PCH pro skok napětí hlavního motoru z 0V na -1V.....	42
Obrázek 23: Srovnání PCH pro skok napětí ocasního motoru z 0V na 1V.....	43
Obrázek 24: Srovnání PCH pro skok napětí ocasního motoru z 0V na 2V.....	43
Obrázek 25: Srovnání PCH pro skok napětí ocasního motoru z 0V na -1V.....	44
Obrázek 26: Srovnání PCH pro skok napětí ocasního motoru z 0V na -2V.....	44
Obrázek 27: STC Takahashi – elevace – průběhy výstupních hodnot.	46
Obrázek 28: STC Takahashi – elevace – průběhy akčních zásahů.....	46
Obrázek 29: STC Takahashi – elevace – průběhy odhadů parametrů.....	47
Obrázek 30: STC Takahashi – azimut – průběhy výstupních hodnot.	48
Obrázek 31: STC Takahashi – azimut – průběhy akčních zásahů.....	48
Obrázek 32: STC Takahashi – azimut – průběhy odhadů parametrů.....	49

Obrázek 33: STC – přiřazení pólů – elevace – průběhy výstupních hodnot.	51
Obrázek 34: STC – přiřazení pólů – elevace – průběhy akčních zásahů.	51
Obrázek 35: STC – přiřazení pólů – elevace – průběhy odhadů parametrů.	52
Obrázek 36: STC – přiřazení pólů – azimut – průběhy výstupních hodnot.	53
Obrázek 37: STC – přiřazení pólů – azimut – průběhy akčních zásahů.	53
Obrázek 38: STC – přiřazení pólů – azimut – průběhy odhadů parametrů.	54
Obrázek 39: STC – PP 2. řád – elevace – průběhy výstupních hodnot.	55
Obrázek 40: STC – PP 2. řád – elevace – průběhy akčních zásahů.	55
Obrázek 41: STC – PP 2. řád – elevace – průběhy odhadů parametrů.	56
Obrázek 42: STC – PP 2. řád – azimut – průběhy výstupních hodnot.	57
Obrázek 43: STC – PP 2. řád – azimut – průběhy akčních zásahů.	57
Obrázek 44: STC – PP 2. řád – azimut – průběhy odhadů parametrů.	58
Obrázek 45: Příklad systému, který regulátor nestabilizuje.	61
Obrázek 46: Robustní řízení – elevace – průběhy výstupních hodnot.	62
Obrázek 47: Robustní řízení – elevace – průběhy akčních zásahů.	62
Obrázek 48: Robustní řízení – azimut – průběhy výstupních hodnot.	63
Obrázek 49: Robustní řízení – azimut – průběhy akčních zásahů.	63
Obrázek 50: Robustní řízení – $\tilde{\alpha}_v = 1,7$ – elevace – průběhy výstupních hodnot.	65
Obrázek 51: Robustní řízení – $\tilde{\alpha}_v = 1,7$ – elevace – průběhy akčních zásahů.	65
Obrázek 52: Robustní řízení – $\tilde{\alpha}_v = 1,7$ – azimut – průběhy výstupních hodnot.	66
Obrázek 53: Robustní řízení – $\tilde{\alpha}_v = 1,7$ – azimut – průběhy akčních zásahů.	66
Obrázek 54: Vliv změny okolních podmínek.	67

SEZNAM TABULEK

Tabulka 1: Rozměry jednotlivých částí soustavy.	37
Tabulka 2: Hmotnosti jednotlivých částí soustavy.	38
Tabulka 3: Hodnoty ostatních parametrů.....	39

SEZNAM PŘÍLOH

- P I Simulinkový model soustavy Twin Rotor MIMO System
- P II CD-ROM

PŘÍLOHA P I: SIMULINKOVÝ MODEL SOUSTAVY TWIN ROTOR MIMO SYSTEM

