

Návrh a ladění regulátorů z experimentálních dat – metoda VRFT

Design and tuning of controllers from experimental data – VRFT method

Bc. Lucie Žáčková

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. Lucie ŽÁČKOVÁ**
Studijní program: **N 3902 Inženýrská informatika**
Studijní obor: **Automatické řízení a informatika**

Téma práce: **Návrh a ladění regulátorů z experimentálních dat -- metoda VRFT**

Zásady pro vypracování:

1. Nastudujte si princip přímé metody pro návrh a ladění regulátorů z experimentálně naměřených dat -- *Virtual Reference Feedback Tuning*.
2. Pro účely testování uvedeného přístupu vytvořte v programovém systému **MATLAB** vhodné uživatelské rozhraní.
3. Proveďte důkladné otestování dané metody na standardních testovacích modelech pro automatické řízení. Zejména se zaměřte na tyto klíčové aspekty zmíněné metody: vliv použití optimálního filtru dat, stabilita výsledného regulačního obvodu a vliv šumu.
4. Získané poznatky vhodnou formou přehledně prezentujte.

Rozsah práce:

Rozsah příloh:

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

Seznam odborné literatury:

[1] Campi, M. C., Lecchini, A., Savaresi, S.: Virtual reference feedback tuning: a direct method for the design of feedback controllers. *Automatica*, 2002, vol. 38, no. 8, pp. 1337-1346.

[2] Gazdoš, F., Dostál, P.: Virtual reference feedback tuning -- a case study. In: CD-ROM Proceedings of 7th International scientific -- technical conference Process Control 2006. Kouty nad Desnou, Czech Republic.

[3] Gazdoš, F.: Přímé metody návrhu a ladění regulátorů. Grantová přihláška post-doktorského projektu GAČR-102/07/P148, část PC, 2006.

[4] <http://bsing.ing.unibs.it/campi/VRFTwebsite/>

[5] Klán, P., Gorez, R.: Testovací modely pro automatické řízení, *Automatizace*, 2002, vol. 45, no. 4, pp. 258-261.

[6] <http://www.e-automatizace.cz>.

[7] Doňar, B., Zaplatílek, K.: MATLAB -- tvorba uživatelských aplikací. BEN -- technická literatura, ISBN 80-7300-133-0, 2004.

Vedoucí diplomové práce:

Ing. František Gazdoš, Ph.D.

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

L.S.

prof. Ing. Vladimír Vašek, CSc.
ředitel ústavu

ABSTRAKT

Tato diplomová práce se zabývá návrhem a laděním regulátorů pomocí experimentálně naměřených dat. Samotná práce je zaměřena pouze na metodu Virtual Reference Feedback Tuning – VRFT (ladění zpětné vazby pomocí virtuálního signálu žádané veličiny). Jde o přímou metodu, která využívá pouze naměřených vstupně – výstupních dat řízeného systému k přímému návrhu regulátoru nebo doladění jeho parametrů a to bez nutnosti, abychom daný systém museli identifikovat. Pro účely testování této metody byla vytvořena v programovém prostředí Matlab/Simulink 6.5 Release 13 vhodná aplikace. Poté bylo provedeno důkladné otestování této metody na standardních testovacích modelech, které jsou určeny pro automatické řízení. Při testování jsem se zaměřila především na vliv použití optimálního filtru, stabilitu regulačního obvodu a na vliv šumu.

Klíčová slova: Návrh a ladění regulátoru, Virtual Reference Feedback Tuning (VRFT), přímé metody, testování, grafické uživatelské rozhraní (GUI).

ABSTRACT

This thesis deals with the design and tuning of controllers by experimentally measured data. The thesis alone focuses only on the method Virtual Reference Feedback Tuning – VRFT. This is a direct method that exploits measured input – output data of the controlled system for the direct design of a controller or fine-tuning of its parameters without the necessity for identification of the system. For testing purposes a suitable application in the environment Matlab/Simulink 6.5 Release 13 was developed. Afterwards a careful testing of this method was done on standard testing models used for automatic control. During my testing I focus especially on the impact of using an optimal filter, stability of the resultant control system and the impact of noise contamination of the data.

Keywords: Controller design and tuning, Virtual Reference Feedback Tuning (VRFT), direct methods, testing, GUI.

Dovoluji si tímto poděkovat svému vedoucímu diplomové práce panu Ing. Františku Gazdošovi, Ph.D. za odborné vedení, velmi cenné rady, podněty, připomínky a za čas, který mi věnoval při řešení mé práce.

Prohlašuji, že jsem na diplomové práci pracovala samostatně a použitou literaturu jsem citovala. V případě publikace výsledků, je-li to uvolněno na základě licenční smlouvy, budu uvedena jako spoluautorka.

Ve Zlíně 6. června 2007

.....

Lucie Žáčková

OBSAH

ÚVOD	8
PŘÍMÉ METODY NÁVRHU A LADĚNÍ REGULÁTORU	10
I. TEORETICKÁ ČÁST	13
1 METODA VIRTUAL REFERENCE FEEDBACK TUNING	14
1.1 FORMULACE METODY.....	14
1.2 HLAVNÍ MYŠLENKA METODY	15
1.3 NÁVRH FILTRU	16
1.4 NĚKTERÉ PROBLÉM METODY.....	17
1.5 VOLBA STRUKTURY REGULÁTORU.....	18
2 MATLAB	19
2.1 GRAFICKÉ UŽIVATELSKÉ ROZHRAŇÍ.....	19
2.1.1 Tvorba pomocí nástroje GUIDE	20
2.1.2 Tvorba pomocí naprogramování	24
3 TESTOVACÍ MODEL Y URČENÉ PRO AUTOMATICKÉ ŘÍZENÍ	25
3.1 SADA ZLEPŠENÝCH TESTOVACÍCH MODELŮ	27
4 PERIODA VZORKOVÁNÍ	31
II. PRAKTICKÁ ČÁST	33
5 VYTVOŘENÉ GUI	34
5.1 ROZDĚLENÍ VYTVOŘENÉHO GUI.....	35
5.2 POPIS GUI PRO VERZI DEMO	35
5.2.1 Popis aplikace určené pro vstupní signál “step“	36
5.2.2 Popis aplikace určené pro vstupní signál “sinus“	39
5.2.3 Popis aplikace určené pro vstupní náhodný Gaussovský signál	40
5.3 POPIS GUI PRO VERZI REAL.....	41
5.4 POPIS GUI URČENÉ NA ZAŠUMĚNÉ DATA.....	43
5.4.1 Způsob získání zašuměných dat.....	44
6 PŘÍKLADY TESTOVÁNÍ METODY VRFT	45
6.1 VERZE DEMO	45
6.2 PŘÍKLAD POUŽITÍ GUI URČENÉHO PRO ZAŠUMĚNÁ DATA	52
7 TESTOVÁNÍ METODY VRFT	63
7.1 VYUŽITÍ NÁHODNÉHO GAUSSOVSKÉHO SIGNÁLU JAKO VSTUPNÍHO	63
7.2 VSTUPNÍ SIGNÁL “STEP“	72
7.3 VSTUPNÍ SIGNÁL “SINUS“	73
7.4 VLIV PERIODY VZORKOVÁNÍ	74
8 TESTOVÁNÍ METODY VRFT – ZAŠUMĚNÁ DATA	76

9 ZHODNOCENÍ TESTOVÁNÍ.....	84
ZÁVĚR.....	86
ZÁVĚR V ANGLIČTINĚ	88
SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY.....	89
SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK	91
SEZNAM OBRÁZKŮ	93
SEZNAM TABULEK.....	96
SEZNAM PŘÍLOH.....	97

ÚVOD

Přímé metody, které slouží k návrhu regulátoru využívají naměřená vstupně-výstupní data řízeného systému k přímému návrhu regulátoru nebo k doladění jeho parametrů, a to i bez nutnosti, že by musela být provedena identifikaci daného systému. Použitím přímých metod se tedy vyhneme jednak modelování tak i identifikaci, což jsou dvě oblasti, které mohou být zdrojem nepřesností a chyb. [1], [3]

Identifikace a řízení jsou spolu úzce spjaty zejména v uzavřeném regulačním obvodu, kde kvalita odhadnutého modelu ovlivňuje kvalitu regulace a naopak. Vzájemnému vlivu těchto dvou disciplín – identifikaci a řízení se v posledních desetiletích věnovalo nespočet autorů a daná oblast se začala označovat jako *control-oriented identification* nebo také *identification for control* (identifikace zaměřená pro řízení). Mezi nejznámější osobnosti tohoto výzkumu patří zejména M. Gever, R. J. Schrama, K. J. Åström, Van den Hof, H. Hjalmarsson, U. Forsell. Protože model systému musí být přesný pouze v těch frekvenčních oblastech, které jsou důležité pro návrh řízení, ukázalo se, že kritérium použité pro seřízení regulátoru by mělo také definovat identifikační kritérium, což by řešilo problém identifikace a návrhu řízení jako jeden spojený. [3]

Výsledkem všech těchto úvah byl velký rozvoj iteračních metod identifikace a návrhu řízení v 90. letech minulého století. Navržené iterační metody neměly problém s funkčností, což se hned projevilo na jejich úspěšném nasazování v praktických aplikacích. Problémem zde bylo dokázat jejich konvergenci. To se později vyřešilo tím, že se obešel identifikační krok s cílem optimalizovat přímo parametry regulátoru. Výsledkem byla poměrně dosti efektivní iterační metoda ladění regulátoru pouze na základě naměřených dat uzavřeného regulačního obvodu (URO), známá jako Iterative Feedback Tuning (IFT). [3]

Předložená práce je věnována přímé metodě Virtual Reference Feedback Tuning (VRFT). Pro účely testování je v programovém prostředí Matlab/Simulink vytvořeno grafické uživatelské rozhraní (GUI). GUI je rozděleno na verzi DEMO a REAL. Verze DEMO bude uživateli nabízet výběr ze tří vstupních signálů (gauss, step, sinus). Naopak verze REAL umožní uživateli, aby přímou metodu VRFT mohl využít např. v laboratoři, kde si na vybraném reálném modelu naměří vstupní a výstupní data, která poté použije k návrhu parametrů regulátorů. Metoda VRFT je pak následně ověřena na standardních testovacích modelech, které jsou určeny pro automatické řízení. Testování je zaměřeno

především na vliv použití optimálního filtru, stabilitu regulačního obvodu a na vliv zašuměných dat.

PŘÍMÉ METODY NÁVRHU A LADĚNÍ REGULÁTORU

Využívání přímé metody návrhu regulátoru se zdá mnohem výhodnější, zejména z toho důvodu, že reálně naměřená data řízeného systému v sobě obsahují velmi užitečné informace o jeho dynamice. Proto se dá očekávat, že díky využití přímé metody můžeme získat efektivní regulátory, které odrážejí dynamiku řízeného systému. Přestože se zdá využití přímé metody velmi výhodné tak v literatuře najdeme pouze několik opravdových přímých metod návrhu regulátoru. Mezi nejznámější patří průkopnická práce dvojice Ziegler-Nichols [12] a další z ní odvozené metody. Všechny tyto metody jsou zaměřeny na ladění průmyslových regulátorů na základě naměřených vstupně-výstupních dat systému, přičemž velká pozornost je věnována především regulátorům s jednoduchou strukturou. Je to způsobeno zejména časovým omezením pro výpočet, dostupným hardware, nebo pouze proto, že je snazší je pochopit. Zejména z těchto důvodů jsou regulátory s jednoduchou strukturou daleko častěji používány v průmyslové praxi. Nejvíce se typicky používají PID regulátory. [3]

Základním rysem používaných přímých metod bývá jejich snadná aplikovatelnost – využívají jednoduchou formu experimentu s následným, převážně empirickým výpočtem parametrů regulátoru. Ačkoliv z těchto důvodů jsou velmi oblíbeny, pramení z nich i určitá omezení – například cíle řízení jsou zadávány pouze empiricky nebo jednoduše a jen v omezeném rozsahu. Navíc tyto metody většinou vyžadují specifické podmínky pro experimentální získání dat z reálného procesu (např. požadavky na průběh vstupních signálů apod.). [3]

V posledních letech se objevily nové efektivnější metody, které jsou určeny pro přímou optimalizaci parametrů regulátoru. Sdílí možnost definice cílů řízení a struktury regulátoru uživatelem, ale liší se způsobem hledání jeho optimálních parametrů. Jeden z přístupů se vyvinul v oblasti *identificaton for control* (identifikace zaměřená pro řízení) a byl pojmenována jako Iterative Feedback Tuning – IFT (iterační ladění zpětné vazby). U zrodu této metody tehdy stál Hjalmarsson a jeho spolupracovníci.[13] Navržený algoritmus používá iterační způsob ladění regulátoru podle uživatelem definovaného kritéria, přičemž optimální parametry se hledají gradientní metodou. Tento přístup se ukazuje jako velmi efektivní pro seřizování již implementovaných regulátorů. Tato metoda typicky konverguje k lokálnímu minimu definovaného kritéria, nejbližší počátečním podmínkám, ale pokud se tyto nacházejí v oblasti spádu globálního minima, potom tato metoda poskytne nestranný

odhad vektoru optimálních parametrů regulátoru. Pro seřízení regulátoru je často potřeba více experimentů a specifické vstupní signály. [3]

Další velmi zajímavá přímá metoda, která se nedávno vytvořila je Virtual Reference Feedback Tuning – VRFT (ladění zpětné vazby pomocí virtuálního signálu žádané veličiny). Pro návrh regulátoru se zvolenou strukturou využívá virtuálního signálu žádané hodnoty a na rozdíl od metody IFT vyžaduje pouze data z jednoho experimentu. Je to jednorázová metoda, která nevyžaduje žádné iterace ani specifické podmínky pro vstupní signály, případně počáteční inicializaci vektoru parametrů. Princip metody spočívá ve vytvoření fiktivního referenčního signálu, vhodné filtrace naměřených dat následovanou přímou identifikací optimálního regulátoru se strukturou, kterou definuje uživatel. Regulátor je pak určen minimem kritéria kvality, které je založeno na rozdílu mezi skutečným a požadovaným chováním URO. Metoda VRFT směřuje ke globálnímu minimu definovaného kritéria, ale je pouze sub-optimální - pro regulátory s jednoduchou strukturou nedocílí úplného minima definovaného kritéria, přestože se mu velmi blíží. Pro optimální výkon algoritmu je důležité znát výkonovou spektrální hustotu vstupního signálu, která se sice dá odhadnout, ale obecně může být problém ji získat. [3]

Další zajímavý přístup, který slouží k přímému seřízení regulátoru jen na základě experimentálních dat je metoda Fictitious Reference Iterative Tuning – FRIT (iterační ladění pomocí fiktivního referenčního signálu). Tato metoda se může zprvu zdát, že je velmi podobná metodě VRFT, ale je mezi nimi určitý rozdíl. Obě metody mají společnou myšlenku, která spočívá ve vytvoření fiktivního (virtuálního) referenčního signálu (přestože je konstruován trochu odlišněji) a využití naměřených dat pouze z jednoho experimentu. Rozdíl těchto metod je ve způsobu hledání optimálních parametrů. Zatímco metoda VRFT umožní přímo identifikovat optimální (příp. sub-optimální) regulátor, tak metoda FRIT využívá iteračního přístupu, podobně jako metoda IFT, ale s využitím pouze jedné sady experimentálních dat a off-line přístupem k ladění. Metoda FRIT může být navíc použita k identifikaci neznámého systému v URO. Požadavky na řízení se v tomto případě definují žádoucí odezvou URO a optimálních parametrů je dosaženo iteračním způsobem s využitím gradientního algoritmu. Důležitou roli zde hraje počáteční nastavení parametrů regulátoru. [3]

Všechny výše zmíněné metody (IFT, VRFT a FRIT) se neustále zdokonalují s cílem vytvořit snadno implementovatelný, automatizovaný algoritmus, který by sloužil k přímému návrhu a seřizování regulátorů na základě naměřených vstupně-výstupních dat.

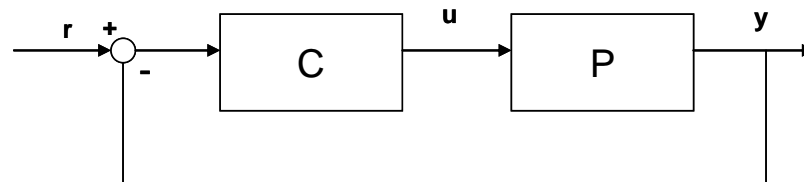
Metoda IFT je velmi vhodná pro vyladování již zavedených regulátorů, naopak metoda VRFT může sloužit k prvotnímu, jednorázovému návrhu regulátoru se zvolenou strukturou. Obě metody se tedy vzájemně velmi dobře doplňují. Využitím metody FRIT můžeme navíc identifikovat daný, neznámý řízený systém, který pracuje v uzavřeném obvodu. [3]

I. TEORETICKÁ ČÁST

1 METODA VIRTUAL REFERENCE FEEDBACK TUNING

1.1 Formulace metody

Předpokládejme, že regulovaná soustava je lineární jednorozměrný systém (tzn. systém s jedním vstupem a jedním výstupem - SISO), který je v diskrétním čase reprezentován racionální přenosovou funkcí $P(z)$. Dalším předpokladem je, že přenosová funkce je neznámá a k dispozici máme pouze sadu vstupně-výstupních dat, které jsme získali během experimentu na regulované soustavě. Požadavky na řízení jsou definovány pomocí referenčního modelu $M(z)$ popisujícího požadovanou přenosovou funkci v uzavřeného regulačního obvodu, který je znázorněn na následujícím Obr. 1. [2]



Obr. 1. Regulační obvod

Popis Obr.1.:

- r - referenční veličina
- u - akční veličina
- y - regulovaná veličina

Dále předpokládejme třídu lineárních regulátorů $\{C(z; \theta)\}$ s $C(z; \theta) = \beta^T(z)\theta$, kde $\beta(z) = [\beta_1(z) \ \beta_2(z) \ \dots \ \beta_n(z)]^T$ je známý vektor lineárních přenosových funkcí a $\theta = [\theta_1 \ \theta_2 \ \dots \ \theta_n]^T \in R^n$ je n -dimenzionální vektor optimalizovaných parametrů. Pak je regulátor minimalizován podle následujícího kritéria založeného na referenčním modelu:

$$J_{MR}(\theta) = \left\| \left(\frac{P(z)C(z; \theta)}{1 + P(z)C(z; \theta)} - M(z) \right) W(z) \right\|_2^2 \quad (1)$$

kde $W(z)$ je váhová funkce zvolena uživatelem. Cílem tedy je využívat informaci obsaženou ve vstupně-výstupních (I/O) datech systému k optimalizaci parametrů

regulátoru podle kritéria založeného na požadovaném modelu chování URO a zvolené struktuře regulátoru. [2]

1.2 Hlavní myšlenka metody

Předpokládejme, že regulátor $C(z; \theta)$, který je realizovaný v uzavřeném (zpětnovazebním) systému (viz. Obr. 1) má výslednou přenosovou funkci mezi veličinami r a y rovnu $M(z)$. Pokud je do daného obvodu přiveden nějaký referenční signál $r(t)$, jeho výstup je $M(z)r(t)$. Nezbytná podmínka pro to, aby uzavřený (zpětnovazební) systém měl stejnou přenosovou funkci jakou má referenční model $M(z)$ je ta, aby výstup ze systému byl stejný pro dané $\bar{r}(t)$. Zatímco standardní metody s referenčním modelem začínají volbou žádané hodnoty $\bar{r}(t)$ a pak pokračují volbou $C(z; \theta)$ tak aby byla podmínka splněna, což je dosti obtížné bez znalosti modelu regulované soustavy, metoda VRFT je založena na rozumném výběru $\bar{r}(t)$ za účelem usnadnění stanovení parametrů regulátoru. [2]

Předpokládejme, že máme 2 soubory dat, které jsme získali z měření na regulované soustavě, $\{u(t), y(t)\}$, tj. že máme vstupy regulované soustavy a jim odpovídající výstupy, které nemají žádná specifická omezení pro generování dat. Dále předpokládejme, že regulovaná soustava není ovlivněna nějakým zašuměným signálem. Předpokládejme takový referenční signál $\bar{r}(t)$, že platí $M(z)\bar{r}(t) = y(t)$ kde $M(z)$ je žádoucí odezva regulačního obvodu. Tento referenční signál se nazývá virtuální, jelikož se nepoužívá pro generování výstupu $y(t)$. Dále vypočítáme příslušnou regulační odchylku $e(t) = \bar{r}(t) - y(t)$. Dále si uvědomíme, že když do neznámé soustavy pustíme aktuálně změřený výstup $u(t)$, na výstupu se objeví signál $y(t)$. Proto dobrý regulátor bude ten, který generuje $u(t)$ když do něho pustíme $e(t)$. Ted už je jen otázkou jak najít takový regulátor. Jestliže oba dva signály $u(t)$ a $e(t)$ jsou známé, problémem jen zůstává identifikovat vzájemnou závislost mezi nimi.

Existuje-li soubor naměřených vstupně-výstupních (I/O) dat $\{u(t), y(t)\}_{t=1, \dots, N}$, pak celý algoritmus může být realizován prostřednictvím těchto 3 kroků: [2]

- vypočítáme $\bar{r}(t)$, tak že $M(z)\bar{r}(t) = y(t)$ a příslušnou regulační odchylku pomocí $e(t) = \bar{r}(t) - y(t)$
- filtrujeme signály pomocí vhodného filtru $L(z)$

$$e_L(t) = L(z)e(t), \quad u_L(t) = L(z)u(t) \quad (2)$$

- najdeme vektor parametrů regulátoru $\hat{\theta}_N$, který minimalizuje následující kritérium

$$J_{VR}^N(\theta) = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N (u_L(t) - C(z; \theta)e_L(t))^2 \quad (3)$$

Toto kritérium představuje novou účelovou funkci využívající pouze naměřené data, která je vypočítaná bez znalosti $P(z)$. Navíc je kvadratický s ohledem na θ , což umožňuje snazší minimalizaci. [2]

Proto regulátor, který je ve tvaru $C(z; \theta) = \beta^T(z)\theta$, můžeme vztah upravit na: [2]

$$J_{VR}^N(\theta) = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N (u_L(t) - \varphi_L^T(t)\theta)^2 \quad (4)$$

s $\varphi_L(t) = \beta(z)e_L(t)$. Pak, můžou být optimální parametry regulátoru vypočítány podle následujícího vzorce (5). [2]

$$\bar{\theta}_N = \left[\sum_{t=1}^N \varphi_L^T(t) \right]^{-1} \sum_{t=1}^N \varphi_L(t)u_L(t) \quad (5)$$

Důležité je zde poznamenat, že původní kritérium založené na referenčním modelu $J_{MR}(\theta)$ bylo nahrazeno novou účelovou funkcí $J_{VR}^N(\theta)$ - explicitní funkcí dat, která je vypočítaná bez znalosti $P(z)$. Navíc je vektor neznámých parametrů regulátoru θ kvadratický, což umožňuje snadnější minimalizaci. Nyní je úkolem zajistit, aby minima argumentů těchto dvou kritérií se blížili sobě navzájem. To může být vyřešeno nějakým vhodným filtrováním dat pomocí předfiltru $L(z)$. [2]

1.3 Návrh filtru

Předpokládejme, že $C_0(z)$ je regulátor, který přesně vyřeší problém referenčního modelu a počet dostupných dat je $N \rightarrow \infty$. Jestliže $C_0(z)$ patří do třídy regulátorů $\{C(z; \theta)\}$ a obě kritéria $J_{MR}(\theta)$ a $J_{VR}^N(\theta)$ mají jednoznačné minimum, pak minimalizace kritéria $J_{VR}^N(\theta)$ poskytne regulátor $C_0(z)$ bez ohledu na to jaké $L(z)$, $W(z)$, $M(z)$ a $P(z)$ jsou. Minimum kritéria $J_{MR}(\theta)$ se tedy shoduje s minimum kritéria $J_{VR}^N(\theta)$. Obecně ale platí, že $C_0(z) \notin \{C(z; \theta)\}$ a nemusí to vyjít ani ryzí funkce, nebo může mít za následek nestabilní uzavřenou smyčku (nebo je jeho struktura složitá). Pak, aby se mohly minima těchto dvou kritérií rovnat, potřebujeme definovat filtr jako [2]

$$|L|^2 = \frac{|M|^2 |W|^2}{|1 + PC(\theta)|^2} \frac{1}{\Phi_u}, \quad \forall \omega \in [-\pi; \pi] \quad (6)$$

kde Φ_u je výkonová spektrální hustota signálu $u(t)$. Samozřejmě, že tato volba není prakticky možná, protože máme k dispozici pouze sadu I/O dat z regulované soustavy. Navíc, v této rovnici $L(z)$ závisí na θ , který bude teprve optimalizován. Místo toho byl navržen filtr v následující podobě [2]

$$|L|^2 = |1 - M|^2 |M|^2 |W|^2 \frac{1}{\Phi_u}, \quad \forall \omega \in [-\pi; \pi] \quad (7)$$

což vede k substituci vztahu $|1 + PC(\theta)|^2$ v (6) pomocí $|1 + PC_0|^2$. Tato volba se zdá v celku rozumná, když předpokládáme, že $|1 + PC(\theta)|^2 \approx |1 + PC_0|^2$ pro $\theta = \bar{\theta}$, kde $\bar{\theta}$ je minimum kritéria $J_{MR}(\theta)$. [2]

Pokud zvolená (jednodušší) struktura regulátoru přibližně odpovídá ideálnímu regulátoru, potom jeho výsledné nastavení představuje dobrý odhad optimálního regulátoru. [2]

1.4 Některé problém metody

Návrh optimálního filtru $L(z)$ podle metodiky uvedené v předchozí sekci je užitečný tehdy, kdy uživatel může vybrat vstupní signál. Pak není obtížné spočítat výkonovou spektrální hustotu daného signálu $\Phi_u(u)$ podle vztahu (7). Nicméně, tento případ je v praxi málo běžný. Proto tedy musí být $\Phi_u(u)$ odhadnuto použitím např. vyššího řádu AR nebo ARX modelu, což se stává více komplikovanější v uzavřeném regulačním obvodu (je to kvůli vzájemnému ovlivnění mezi vstupními a výstupními signály). [2]

Další problémy mohou být způsobeny zašuměným signálem, který nepříznivě ovlivňuje otevřenou nebo uzavřenou smyčku. Šum má tedy negativní vliv na výsledný vektor parametrů regulátoru, což vede k výraznému zhoršení kvality. Doposud se objevily v literatuře dvě metody, které se blíží k řešení úlohy odstranění šumu. Obě metody využívají techniku instrumentální proměnné [Ljung, 1999], ale liší se ve způsobu jak vytvořit tento instrumentální signál. Zatímco první způsob vyžaduje ještě nějaký další experiment, který používá stejnou vstupní sekvenci, druhý způsob požaduje jen jednu

sadu vstupně-výstupních dat, ale je zde nezbytná identifikace regulované soustavy. Pak, ale tato metoda nemůže být uváděna jako úplně přímá, když identifikace je používána pouze pro generování pomocné proměnné a není přímo spojená s návrhem regulátoru. Ačkoliv obě tyto metody dávají záruky nezaujatého odhadu parametrů regulátoru, přesto také sdílí určité komplikace. [2]

Dalším možným problémem je stabilita navrženého uzavřeného (zpětnovazebního) systému – kde záleží na volbě referenčního modelu $M(z)$. Když vybereme nesprávný, může to mít za následek nestabilní regulátor. [2]

1.5 Volba struktury regulátoru

Následující čtyři rovnice vystihují postup, který souvisí s volbou struktury regulátoru. Uživatel si zde volí počet parametrů výsledného (navrženého) regulátoru. Navržený regulátor pak vypadá následovně [2]

$$C(z; \theta) = \frac{\theta_1 + \theta_2 z^{-1} + \theta_3 z^{-2} + \dots + \theta_n z^{-n}}{1 - z^{-1}} \quad (8)$$

kde v čitateli má počet parametrů regulátoru, který si volí uživatel a ve jmenovateli je integrátor. [2]

Regulátor pak můžeme zapsat jako [2]

$$C(z; \theta) = \beta^T(z) \theta \quad (9)$$

kde θ je n-dimenzionální vektor optimalizovaných parametrů a β^T je známý vektor lineárních přenosových funkcí. [2]

Vektor parametrů regulátoru θ poté můžeme zapsat jako [2]

$$\theta = [\theta_1 \quad \theta_2 \quad \theta_3 \quad \dots \quad \theta_n]^T \quad (10)$$

Známy vektor lineárních přenosových funkcí β^T je pak zapsán jako [2]

$$\beta^T(z) = \left[\frac{1}{1 - z^{-1}} \quad \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad \frac{z^{-2}}{1 - z^{-1}} \quad \dots \quad \frac{z^{-n+1}}{1 - z^{-1}} \right] \quad (11)$$

2 MATLAB

Výpočetní systém MATLAB (MATrix LABoratory) se během uplynulých let stal celosvětovým standardem v oblasti technických výpočtů a simulací a to nejen ve sféře vědy, výzkumu a průmyslu, ale zejména i v oblasti vzdělávání. Společnost The MathWorks investovala do aktualizace a vývoje programu nemalé peníze, což se jí velmi vyplatilo a v současné době se objevila na trhu s Matlabem 7, který nabízí uživateli nespočet nových možností, kterých může při své práci využít. Matlab patří bezesporu mezi špičkové integrované prostředí, které slouží např. pro různé výpočty, modelování, návrhy algoritmů, simulace, analýzu a prezentaci dat, měření a zpracování signálů, atd. Matlab poskytuje svým uživatelům nejen velmi užitečné grafické a výpočetní nástroje, ale dokonce i nabízí rozsáhlé knihovny funkcí spolu s výkonným programovacím jazykem čtvrté generace. Dá se s určitostí říci, že knihovny jsou svým rozsahem využitelné prakticky ve všech oblastech lidské činnosti. Díky své architektuře je Matlab určen zejména těm, kteří potřebují řešit početně náročnější úlohy. Velká většina uživatelů po celém světě využívá možnosti jazyka Matlabu, který je jednodušší než například jazyk C. Za nejsilnější stránku Matlabu je považováno mimořádně rychlé výpočetní jádro s optimálními algoritmy.

2.1 Grafické uživatelské rozhraní

Jak již bylo řečeno tak Matlab má velmi silnou grafiku nejen co se týká zobrazování jakýchkoliv funkčních průběhů, ale navíc umožňuje tvorbu grafického uživatelského rozhraní (GUI). GUI v podstatě představuje nějaký panel, kterým je aplikace překryta, takže uživatel nemusí o Matlabu vědět vůbec nic a GUI může používat. Při tvorbě grafického uživatelského rozhraní je třeba brát v potaz, že GUI slouží v podstatě jako ulehčení ovládaní aplikace uživatelem. To zejména vyžaduje, abychom splnili během celého běhu programu základní požadavky:

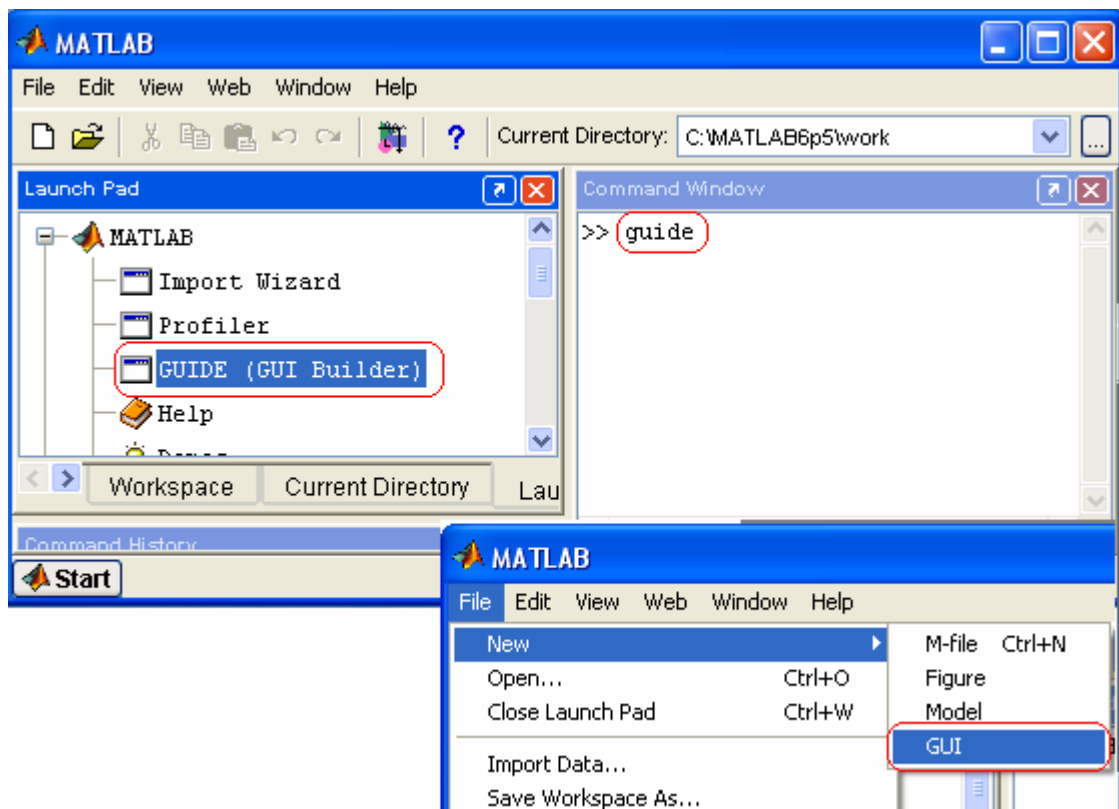
- jednoduchost - což znamená, že pohyb v aplikaci by měl být jednoduchý a rychlý.
- provázanost - vždy musí být zajištěn návrat.
- kompletnost - zahrnuje řadu otázek, jako je např. Může se uživatel vrátit na začátek, nebo musí program ukončit a spustit znova?

GUI lze v Matlabu vytvořit dvěma způsoby:

1. přímým naprogramováním - tento způsob je daleko obtížnější. Programátor se už musí dostatečně orientovat a umět pracovat s grafikou v Matlabu na poměrně vysoké úrovni.
2. pomocí vestavěného nástroje – oproti prvnímu způsobu je tento daleko jednodušší.

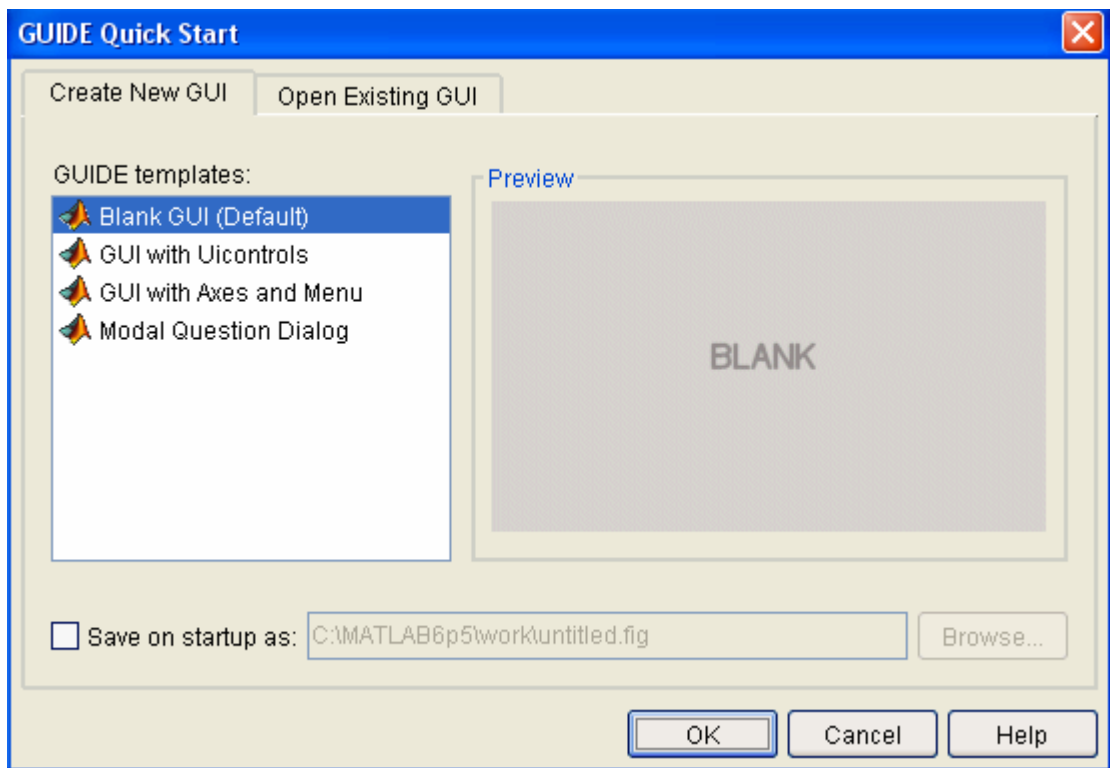
2.1.1 Tvorba pomocí nástroje GUIDE

Jedním ze způsobů jak vytvořit dialog v Matlabu je možnost použití jeho nástroje GUIDE. Při použití GUIDE jde o tzv. použití průvodce tvorbou grafického uživatelského rozhraní, který obsahuje všechny grafické objekty typu *uicontrol*, kterými je možno ovládat celý běh aplikace. Sám si automaticky generuje zdrojový kód pro ovládání. Vzhled vytvořeného GUI ukládá GUIDE do souboru s příponou *.fig a jeho zdrojový kód do souboru s příponou *.m. Existují celkem tři varianty (viz. Obr.2) spuštění nástroje GUIDE. Jednou z možností je spuštění dvojklikem pomocí levého tlačítka myši z okna *Launch Pad*, nebo zápisem a potvrzením příkazu *guide* v hlavním prostředí Matlabu (*Command Window*). Poslední možností je využít základní menu *File/New/GUI*.



Obr. 2. Tři možné varianty spuštění nástroje GUIDE

Po spuštění nástroje GUIDE se nám nejprve objeví následující dialog GUIDE Quick Start (viz. Obr.3).



Obr. 3. GUIDE Quick Start Dialog

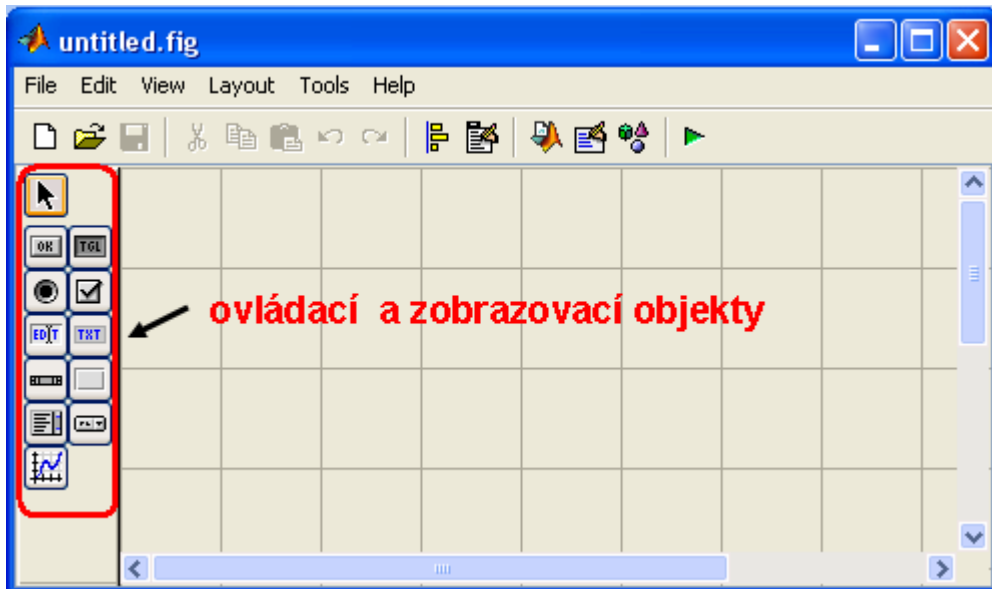
Dialog GUIDE Quick Start, nám nabízí 2 možnosti výběru:

1. Create New GUI – pomocí které můžeme vytvořit nový dialog.
2. Open Existing GUI – pomocí které můžeme otevřít již existující GUI vytvořené pomocí nástroje GUIDE.

Při vytvoření nového GUI nám možnost Create New GUI nabízí výběr ze 4 existujících šablon. V případě vytváření GUI jsou následující šablony velmi užitečné, neboť uživateli nabízí určité ulehčení práce:

- Blank GUI – jde o výchozí šablonu, která pouze vytváří okno bez jakýchkoliv prvků. Tato šablona je velmi užitečná v případě, že chceme, aby nám generátor generoval co nejméně automatického kódu, protože chceme dialog doplnit o co nejvíce vlastních položek (viz. Obr.4).
- GUI with Uicontrols – vytvoří dialog se 2 rámy vedle sebe, tlačítky, radiobuttony, editačními okny a textem.

- GUI with Axes and Menu – jak již název zahrnuje, tak zde bude dialog obsahovat osy, tlačítka a pop-up menu.
- Modal Question Dialog – vytváří modální dialog ve formě otázky, obsahuje statický text, 2 tlačítka a ikonu, což jsou osy na kterých je obrázek.



Obr. 4. GUIDE Quick Start Dialog

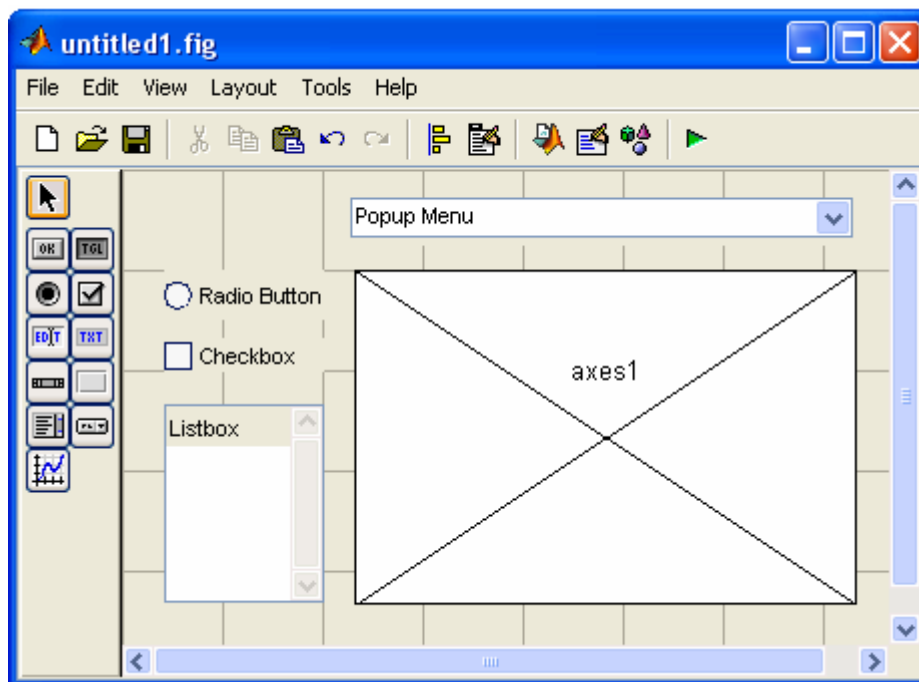
Při použití šablony Blank GUI se nám otevře plocha (viz. Obr.4) budoucího rozhraní se čtvercovou sítí. Na levé straně můžeme vidět všechny ovládací a zobrazovací objekty (tlačítka, posuvníky, rozbalovací nabídky, zaškrťávací políčka, radiobuttony, zobrazovací plochy s osami,...), pomocí kterých budeme vytvářet vzhled dané aplikace.

Potřebné prvky pak jen pomocí myši „nataháme“ na plochu (viz. Obr.6) budoucího rozhraní a potom je pomocí dalších funkcí upravíme (např. si určíme barvu textu, jeho velikost atd.). Potřebné informace o daném prvku, možnostech zarovnání atd. najdeme na listě okna GUIDE (viz. Obr.5).

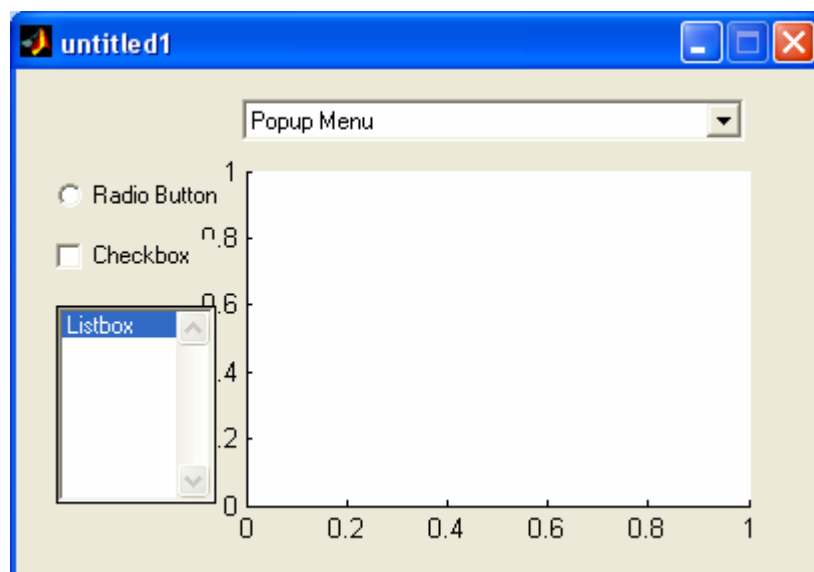


Obr. 5. Lišta nástroje GUIDE

Poté až budeme spokojeni se vzhledem budoucího rozhraní, necháme si pomocí Matlabu automaticky vygenerovat patřičný zdrojový program a konečný vzhled námi vytvořené aplikace (viz Obr.7). Do něj pak už jen dopíšeme několik potřebných řádků - nezbytné zpětné vazby mezi jednotlivými prvky a rozhraní může začít fungovat.



Obr. 6. Vytvořená ukázka budoucího rozhraní



Obr. 7. Finální ukázka vytvořené aplikace

2.1.2 Tvorba pomocí naprogramování

Tato druhá metoda vytváření GUI je postavena úplně na opačném principu než metoda předchozí. Princip spočívá v tom, že si nejdříve sami vytvoříme zdrojový kód, který pak po spuštění vytvoří dialogové okno. Tento způsob vytváření je, ale oproti tomu prvnímu složitější.

Určitě každý z nás si položí otázku: Proč by to měl dělat složitě, když to jde mnohem jednodušeji? Jedním z důvodů může být fakt, že soubory s příponou FIG jsou závislé na verzi Matlabu, ve které byly vytvořeny, zatímco dialog, jehož zdrojový kód je uložen pouze v M-souboru, je úplně přenositelný nebo po malých úpravách funguje i u starších verzích Matlabu.

Ve své práci, která je zaměřena na návrh a ladění regulátoru z experimentálních dat pomocí metody VRFT budu vytvářet GUI pomocí posledně zmíněné metody.

3 TESTOVACÍ MODELY URČENÉ PRO AUTOMATICKÉ ŘÍZENÍ

V rámci své diplomové práce vytvářím GUI, které je zaměřeno na návrh a ladění regulátoru z experimentálních dat pomocí metody VRFT. Cílem práce je důkladné otestování metody VRFT pomocí standardních testovacích modelů, které jsou určeny pro automatické řízení.

Při testování metody se zaměřím především na:

- vliv optimálního filtru dat,
- stabilitu výsledného regulačního obvodu,
- a vliv šumu.

Všechny vyvíjené regulátory je žádoucí před tím než je začneme využívat v praxi důkladně otestovat v simulačním prostředí počítačového programu. K testování se velmi hodí testovací modely, které v podstatě představují ucelenou sadu různě simulačně obtížných modelů. Za dobu rozvoje automatického řízení se podařilo shromáždit nespočet simulačních modelů, které byly vhodné pro testování regulátorů. Testovací modely v podstatě zastupují různě obtížné průmyslové procesy. Pokud testovaný regulátor nebo metoda nastavení jeho parametrů pracuje spolehlivě a robustně pro všechny modely testovací sady, dá se z velkou pravděpodobností říct, že tak bude pracovat i v praxi. [4]

Při své práci budu používat sadu zlepšených testovacích modelů, která vychází ze sady testovacích modelů, která je znázorněna níže v Tab. 1. [4]

Tab. 1: První sada testovacích modelů [4]

Přenos	Volitelný parametr
$G_1(s) = \frac{e^{-s}}{(1+sT)^2}$	T = 0,1; 0,2; 0,4; 1; 2; 4; 10 s
$G_2(s) = \frac{1}{(s+1)^n}$	n = 3, 4, 8
$G_3(s) = \frac{1}{(1+s)(1+\alpha s)(1+\alpha^2 s)(1+\alpha^3 s)}$	$\alpha = 0,2; 0,5; 0,7$
$G_4(s) = \frac{1-\beta s}{(1+s)^3}$	$\beta = 0,1; 0,2; 0,5; 1,2$

Jde o modely, které svojí obtížností napodobují průmyslové procesy. U každého modelu se dá měnit jeden parametr, který přímo ovlivňuje obtížnost daného modelu z pohledu jeho řízení. Volitelným parametrem může být buď časová konstanta, dopravní zpoždění, řád nebo velikost neminimální fáze. Přestože byla sada navržena pro PID regulátoru, lze ji použít i pro testování jiných regulátorů. [4]

Charakteristika obtížnosti procesů z hlediska jejich zařízení

Dynamiku procesů s přechodovou charakteristikou typu „S” (*self-regulating processes*) vyjadřují dva parametry přechodové charakteristiky: [4]

- statické zesílení procesu,
- a průměrná doba ustálení (*average residence time*).

Oba parametry můžeme obdržet na základě experimentu v otevřené regulační smyčce, pokud zaznameneáme přechodovou charakteristiku. Přechodová charakteristika je označena jako y a skoková změna vstupu jako u . Zesílení a průměrnou dobu ustálení získáme použitím následujících dvou vztahů: [4]

$$K_p = \frac{y(\infty)}{u(\infty)} \quad (12)$$

$$T_{ar} = \frac{1}{y(\infty)} \int_0^{\infty} [y(\infty) - y(t)] dt \quad (13)$$

kde symbol ∞ označuje ustálené hodnoty. Předpokládáme nulové počáteční podmínky $y(0)=0$ a $u(0)=0$, tj., že naměřené hodnoty přepočítáme tak, že počátek měření ztotožníme s počátkem souřadnicového systému. Pak integrál (13) [4]

$$\int_0^{\infty} [y(\infty) - u(\infty)] dt \quad (14)$$

je plocha nad přechodovou charakteristikou ohraničena shora hodnotou $y(\infty)$, což představuje hodnotu přechodové charakteristiky po ustálení. To znamená, že čím bude přechodová charakteristika pomalejší, tím bude mít integrál vyšší hodnotu a tím také bude průměrná doba ustálení větší. [4]

Pokud pracujeme s lineárními procesy, dává vztah (13) vždy stejnou hodnotu T_{ar} bez ohledu na velikost skoku $u(\infty)$. V praxi tak můžeme realizovat takovou skokovou změnu, která je v dané situaci přípustná. Pro model procesu, který má v Laplaceově

transformaci přenos $G(s)$ platí, že $K_p = G(0)$. Standardními výpočty s uvážením základních vlastností Laplaceovy transformace pro průměrnou dobu ustálení, dostaneme

$$T_{ar} = \left[\frac{G(0) - G(s)}{sG(0)} \right]_{s=0} = -\frac{G'(0)}{G(0)} \quad (15)$$

kde čárka v exponentu označuje derivaci přenosu $G(s)$ podle komplexně proměnné s . Pokud bude modelem procesu přenosová funkce ve tvaru [4]

$$T_{ar} = K_p \frac{1 + n_1s + n_2s^2 + \dots}{1 + d_1s + d_2s^2 + \dots} e^{-T_Ds} \quad (16)$$

dostaneme pro průměrnou dobu ustálení následující vztah [4]

$$T_{ar} = T_D + d_1 - n_1 \quad (17)$$

3.1 Sada zlepšených testovacích modelů

Při návrhu sady testovacích modelů s konstantní průměrnou dobou ustálením $T_{ar} = konst.$ se využívá vztahu (17). Vychází se z modelů, které jsou znázorněny v Tab. 1 a hodnota T_{ar} je pak podle vztahu (17) určena explicitně. Potom vztah (17) je řešen jako rovnice $T_{ar} = konst.$, kde je nutné na pravou stranu této rovnice přidat nějaký volný parametr. Jako nejvhodnější se jevílo přidat navíc ke každému modelu z první sady testovacích modelů (viz. Tab.1) dopravní zpoždění, nebo časovou konstantu. Tím tak vznikla zlepšená sada testovacích modelů, která je uvedena v Tab. 3. Považujeme-li T_{ar} jako předem známou konstantu, použitím vztahu (17) dostaneme explicitní vztahy (viz. Tab. 2) pro parametry jednotlivých modelů (viz. Tab. 3). [4]

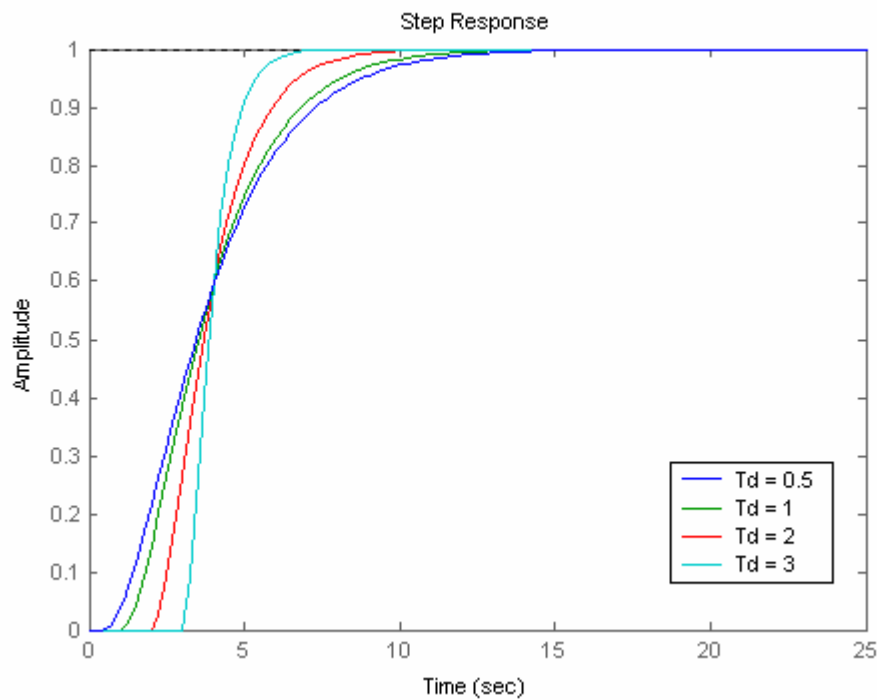
Tab. 2. Výpočet T pro jednotlivé přenosy [4]

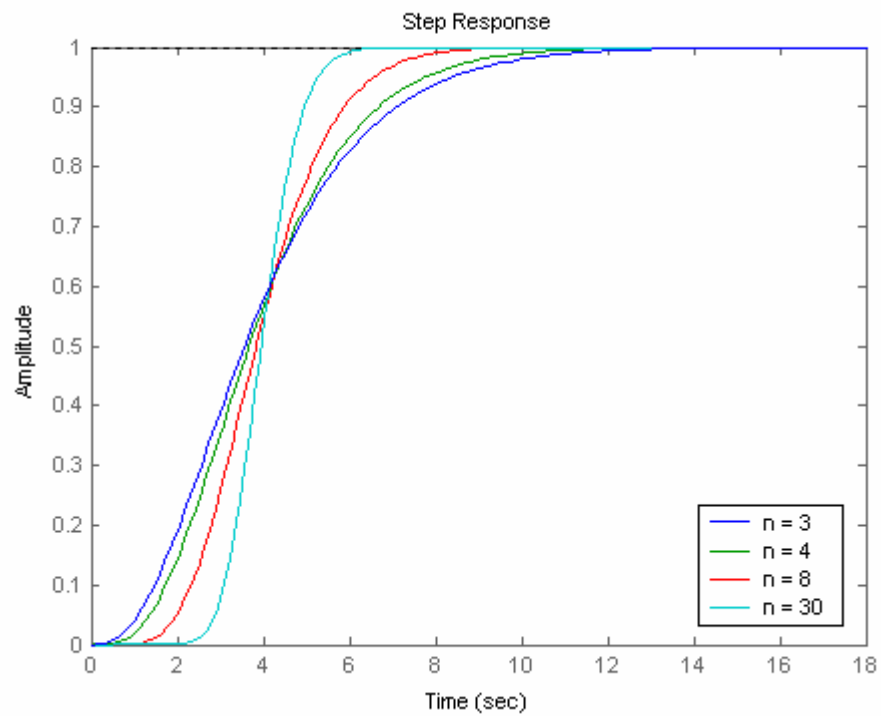
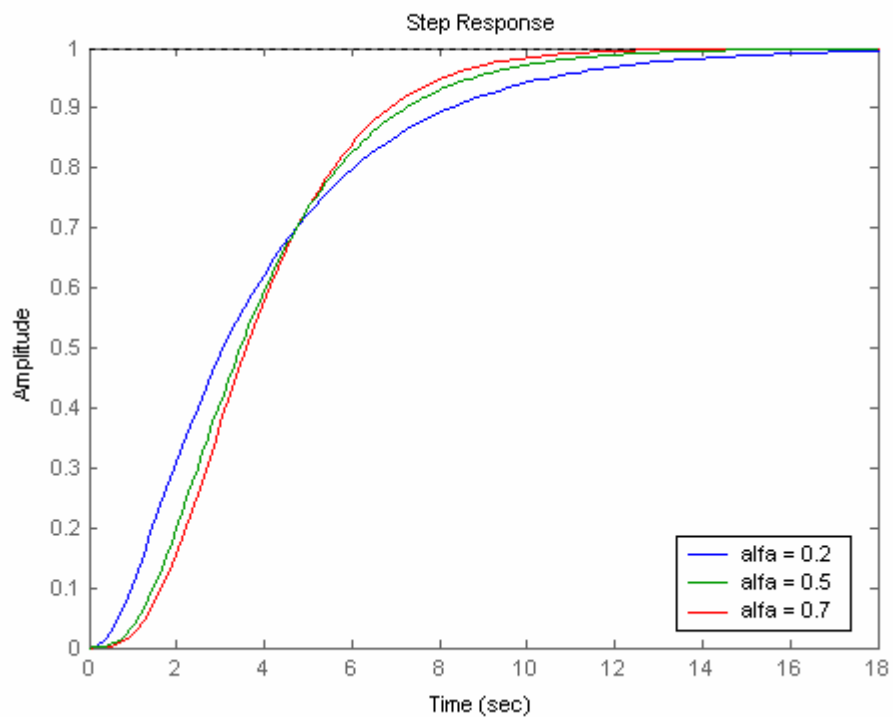
Výpočet časové konstanty T	Daný přenos
$T = \frac{T_{ar} - T_D}{2}$	pro $G_1(s)$
$T = \frac{T_{ar}}{n}$	pro $G_2(s)$
$T = \frac{T_{ar}}{1 + \alpha + \alpha^2 + \alpha^3} = \frac{T_{ar}}{1 + \alpha(1 + \alpha(1 + \alpha))}$	pro $G_3(s)$
$T = \frac{T_{ar} - \beta}{3}$	pro $G_4(s)$

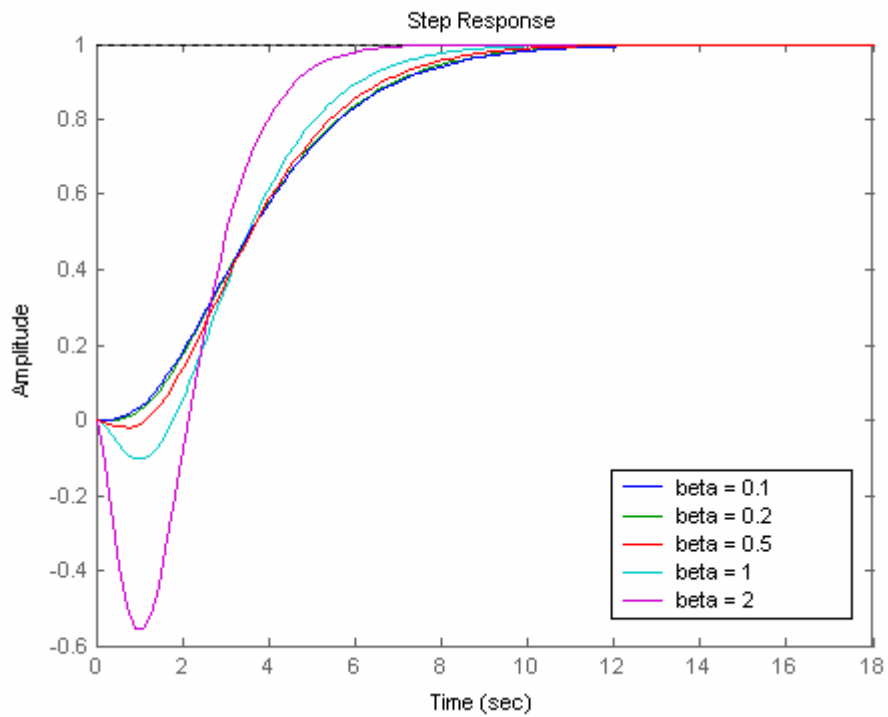
Tab. 3. Sada zlepšených testovacích modelů [4]

Přenos	Volitelný parametr
$G_1 = \frac{e^{-T_D s}}{(1+sT)^2}$	$T_D = 0,5; 1; 2; 3 \text{ s}$
$G_2 = \frac{1}{(Ts+1)^n}$	$n = 3, 4, 8$
$G_3(s) = \frac{1}{(1+Ts)(1+\alpha Ts)(1+\alpha^2 Ts)(1+\alpha^3 Ts)}$	$\alpha = 0,2; 0,5; 0,7$
$G_4(s) = \frac{1-\beta s}{(Ts+1)^3}$	$\beta = 0,1; 0,2; 0,5; 1; 2$

Na následujících grafech jsou znázorněny přechodové charakteristiky jednotlivých modelů, které patří do sady zlepšených testovacích modelů.

Obr. 8. Přechodové charakteristiky pro přenos $G_1(s)$

Obr. 9. Přechodové charakteristiky pro přenos $G_2(s)$ Obr. 10. Přechodové charakteristiky pro přenos $G_3(s)$

Obr. 11. Přechodové charakteristiky pro přenos $G_4(s)$

4 PERIODA VZORKOVÁNÍ

Výpočetní doba se u číslicových regulátorů pohybuje od setin sekundy do sekundy. Protože perioda vzorkování bývá jedním z parametrů regulátoru, velmi často se užívá co nekratší a pak lze tyto číslicové regulátory v podstatě považovat za spojité regulátory. Velmi důležité je si uvědomit vliv periody vzorkování T_0 na regulaci a rozdílnost oproti spojitému regulátoru. [6], [7]

Zkracováním periody vzorkování T_0 se obecně zlepšuje kvalita regulace, schopnost reagovat na poruchy, a pak se diskretní číslicový regulátor přibližuje spojitému regulátoru. Je zde důležité poznamenat, že zkracováním periody vzorkování vzrůstá namáhání regulátoru (s periodou T_0 se generují i skokové změny akční veličiny) a tím i obvykle vzrůstá energie dodávaná do soustavy. [6], [7]

Zkracováním periody vzorkování však může dojít i ke zhoršení regulace až k nestabilitě, a to i pro malé zesílení regulátoru. To je způsobeno tím, že diskretizací můžeme přejít z tzv. minimálně fázové soustavy na soustavu s neminimální fází, která má nestabilní nuly (tzn. kořeny čitatele diskretního přenosu regulované soustavy jsou vně jednotkové kružnice v komplexní rovině). [6], [7]

Volbu periody vzorkování ovlivňuje především: [6], [7]

1. Požadovaná kvalita regulace, která je daná požadavky na průběh regulované veličiny, pásmo regulačních odchylek, průběh a změny akční veličiny.
2. Dynamika regulované soustavy, která je např. charakterizovaná velikostí aproximační časové konstanty a dopravního zpoždění.
3. Frekvenční spektrum poruch.
4. Výpočetní nároky a možnosti dané počítačem, počtem regulovaných obvodů atd.
5. Operátorské hledisko, vyžadující provedení zásahu do určité doby (omezuje periodu vzorkování shora).
6. Vlastnosti akčního orgánu – u pohonu necitlivost a doba přestavení, dovolený počet zapnutí za hodinu v případě číslicových výstupů (omezuje periodu vzorkování T_0 zdola).

Souhrn pravidel, které slouží k určování periody vzorkování jsou uvedeny v Tab. 4. [6], [7]

Tab. 4. Volba periody vzorkování [6], [7]

Perioda vzorkování	Určující vztah	Poznámka
	$T_0 = \left(\frac{1}{8} \div \frac{1}{16} \right) \frac{1}{f}$ $T_0 = \left(\frac{1}{4} \div \frac{1}{8} \right) \tau_d$	Soustava s dominantním dopravním zpožděním
o 15% delší doba ustálení než u spojitého RO s PID	$T_0 = (0,35 \div 1,2) T_u$	$0,1 \leq \frac{T_u}{T_0} \leq 1,0$
vyregulování poruchy do ω_{\max} jako u spojitě verze PID	$T_0 = \frac{\pi}{\omega_{\max}}$	$ G_p(j\omega_{\max}) = 0,01 \div 0,1$
výsledky simulace	$T_0 = \left(\frac{1}{6} \div \frac{1}{15} \right) T_{95}$	

Vysvětlivky:

f - vlastní frekvence uzavřené smyčky v Hz

τ_d - dopravní zpoždění

T_u - doba průtahu přechodové charakteristiky

T_{95} - doba dosažení 95% ustálené přechodové charakteristiky

G_p - přenos soustavy

S ohledem na rychlost dnešních mikroprocesorů je patrně asi nejvýznamnějším omezením bod 6, ale je důležité poznamenat, že pomalejší vzorkování může být z hlediska usnadnění akční a regulované veličiny leckdy výhodnější než husté vzorkování.

Volba periody vzorkování ovlivňuje i přesnost použitých A/D a D/A převodníků a velikost časových konstant regulátoru T_I a T_D . Pokud je poměr T_D/T_0 příliš velký, pak regulátor reaguje více na šum a způsobuje rázy (skokové veličiny) a tím i kmity regulované veličiny.

II. PRAKTICKÁ ČÁST

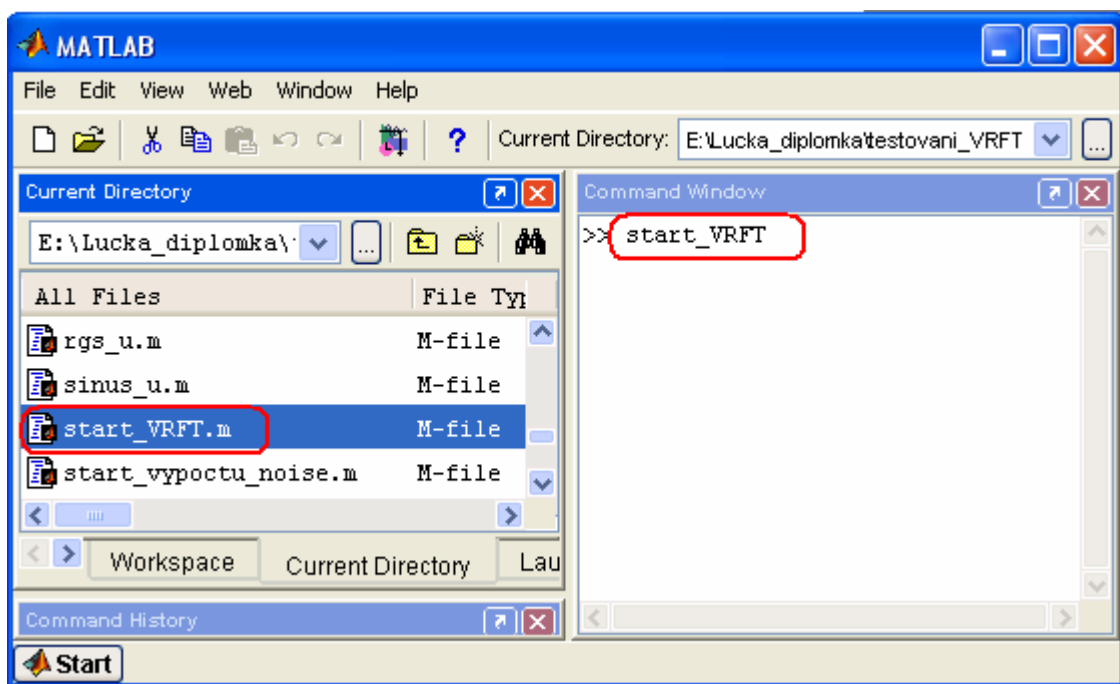
5 VYTVOŘENÉ GUI

Grafické uživatelské rozhraní (GUI) bylo vytvořeno v programovém prostředí Matlab/Simulink 6.5 Release 13. Matlab nabízí dvě možnosti vytváření GUI a to pomocí nástroje GUIDE nebo pomocí přímého naprogramování. Při vytváření GUI jsem použila druhou metodu, jejíž princip je následující:

- v první fázi byl vytvořen zdrojový kód hlavního okna, který po spuštění vytváří navrženou aplikaci. Tato metoda je výhodná z toho důvodu, že zdrojový kód je vytvářen uživatelem, nikoliv Matlabem a tudíž není náchylný na verzi Matlabu ve kterém byl vytvořen.
- poté byly vytvořeny další m-fily, které rozšiřovaly možnosti hlavního okna.
- nakonec byly vytvořeny zpětné vazby mezi jednotlivými *uicontroly*, které jsou potřebné k tomu, aby vytvořené GUI mohly plně fungovat.

Vytvořené GUI je umístěno na příložené CD.

Aby se mohlo vytvořené GUI spustit stačí zapsat a potvrdit příkaz `start_VRFT` v hlavním prostředí Matlabu (Command Window) nebo si otevřít m-file `start_VRFT` a poté ho spustit (viz. Obr. 12).

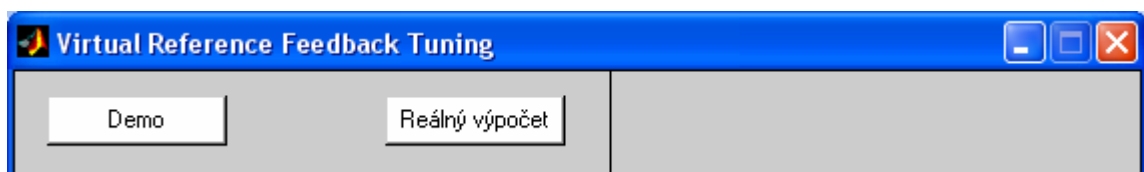


Obr. 12. Spuštění vytvořené aplikace

Na následujících obrázcích budou popsány jednotlivé *uicontroly*, které jsou v aplikaci použity.

5.1 Rozdělení vytvořeného GUI

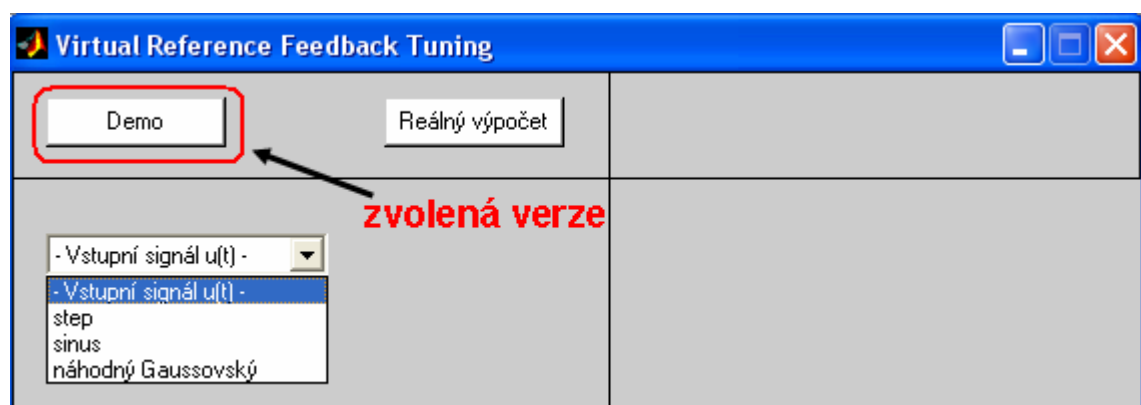
Vytvořené GUI je rozděleno na verzi DEMO a REAL (viz. Obr. 13). Verze DEMO nabízí uživateli možnost volby vstupního, výstupního signálu a přenosu řízeného systému. Naopak verze REAL dává uživateli možnost využít naměřená vstupní a výstupní data (které získal např. z měření na reálném modelu v laboratoři) k přímému návrhu regulátoru.



Obr. 13. Nabídka volby DEMO nebo REAL

5.2 Popis GUI pro verzi DEMO

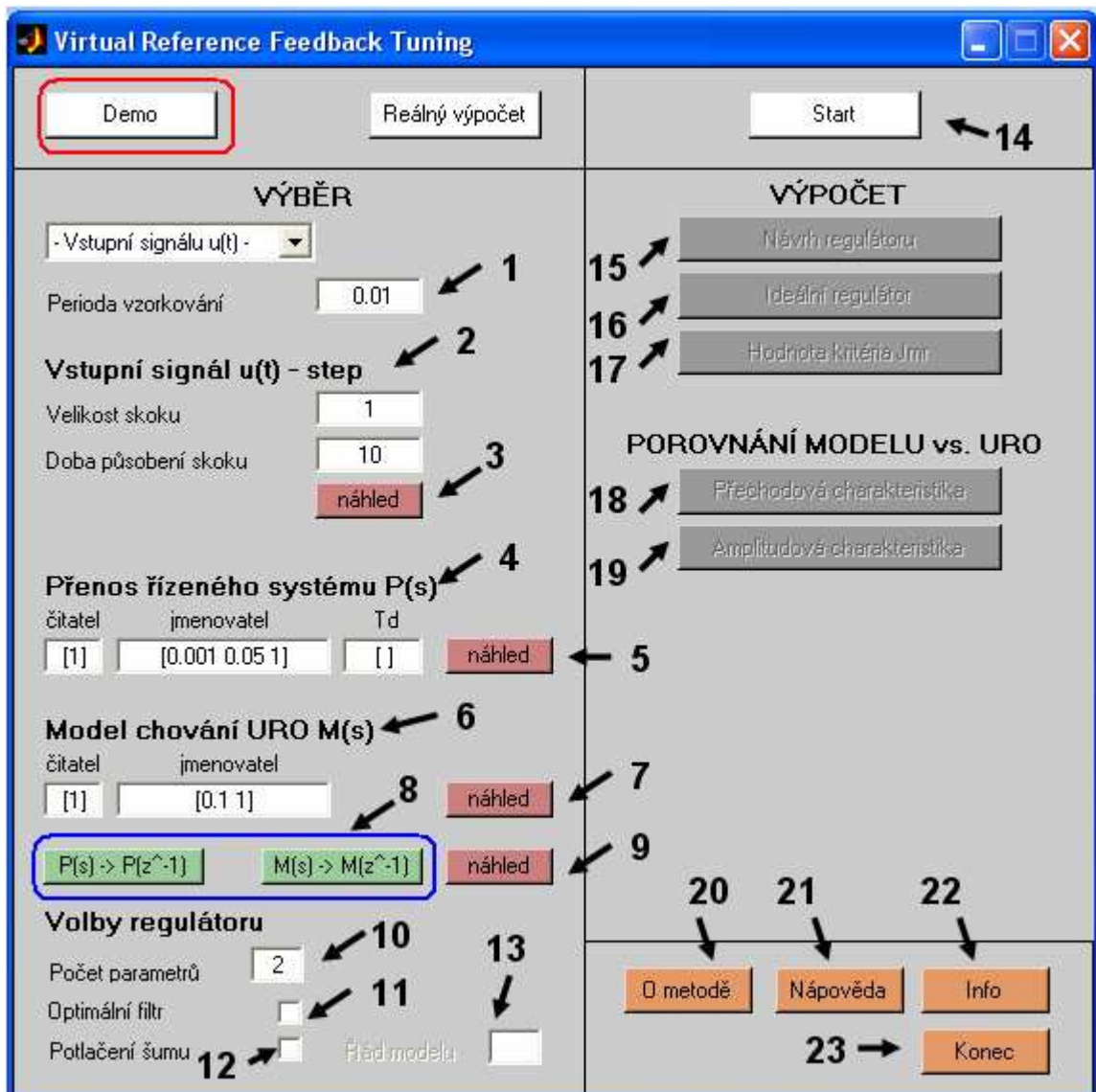
V případě, že si uživatel zvolí verzi DEMO (viz. Obr. 14), nabídka mu ihned dá možnosti výběru vstupního signálu. Po výběru vstupního signálu, se spustí aplikace, která je přizpůsobená podle vstupního signálu, který si vybral uživatel.



Obr. 14. Zvolená verze DEMO

5.2.1 Popis aplikace určené pro vstupní signál “step“

Na následujícím Obr. 15 můžeme vidět podrobný popis vytvořené aplikace, určené pro zvolený vstupní signál “step“. Verze DEMO nabízí možnosti výběru ze 3 druhů vstupního signálu (gauss, step, sinus). Jelikož všechny 3 aplikace jsou téměř stejné a liší se pouze ve výběru vstupního signálu, popíšeme celou aplikaci pro DEMO verzi na následující aplikaci určené pro vstupní signál “step“.



Obr. 15. Popis aplikace pro zvolený vstupní signál “step“

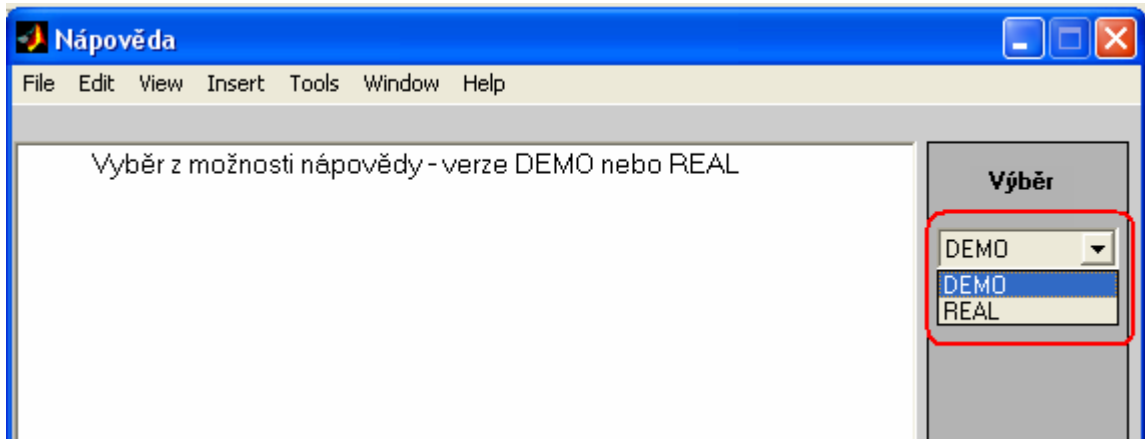
Celá aplikace je rozdělena celkem na 5 rámců:

- V prvním rámcu nabízí aplikace uživateli množnost výběru verze DEMO nebo REAL.
- V druhém rámcu uživatel zadává hodnoty, které jsou potřebné k výpočtu. Zde se taky nabízí možnost využití optimálního filtru nebo volby potlačení šumu, které podstatným způsobem zlepšují kvalitu navrženého regulátoru.
- Třetí rámeček obsahuje pouze tlačítko "START", které spouští výpočet pomocí metody VRFT.
- Čtvrtý rámeček obsahuje celkem 5 tlačítek. První tři tlačítka po stisknutí vypíší výsledek výpočtu. V našem případě se jedná o návrh regulátoru, výpočet ideálního regulátoru a hodnoty kritéria Jmr. Zbývající dvě tlačítka slouží ke grafickému znázornění porovnání modelu s navrženým URO. Při grafickém znázornění bylo použito příkazu *step* a *bodemag*.
- Poslední rámeček obsahuje tlačítka "Nápověda", "Info", "O metodě" a "Konec".

Vysvětlení výše znázorněné aplikace (viz. Obr. 15):

1. Do editačního okna se napíše hodnota periody vzorkování se kterou chceme pracovat. Perioda vzorkování je potřebná, zejména při diskretizaci řízeného systému a modelu požadovaného chování URO.
2. Zde si může určit jak chceme, aby vstupní signál "step" vypadal. Volíme zde velikost skoku a dobu působení skoku.
3. Pomocí tlačítka "náhled" můžeme vidět grafické znázornění námi vybraného vstupního signálu.
4. Zadává se zde přenos řízeného systému $P(s)$. Uživatel zadává jmenovatele a čitatele přenosu zvlášť. Dále se zde nabízí možnost doplnit dopravního zpoždění v přenosu. Přenos řízeného systému $P(s)$ se potom využije k určení odezvy na zvolený vstupní signál.
5. Pomocí tlačítka "náhled" můžeme vidět přechodovou charakteristiku systému $P(s)$.
6. Model požadovaného chování URO $M(s)$ představuje tzv. model chování, který si volí uživatel sám. Jde o model, který ukazuje, jak by se měl chovat navržený URO. Uživatel zadává jmenovatele a čitatele přenosu zvlášť.
7. Pomocí tlačítka "náhled" můžeme opět vidět grafické znázornění přechodové charakteristiky námi zadaného požadovaného chování URO $M(s)$.

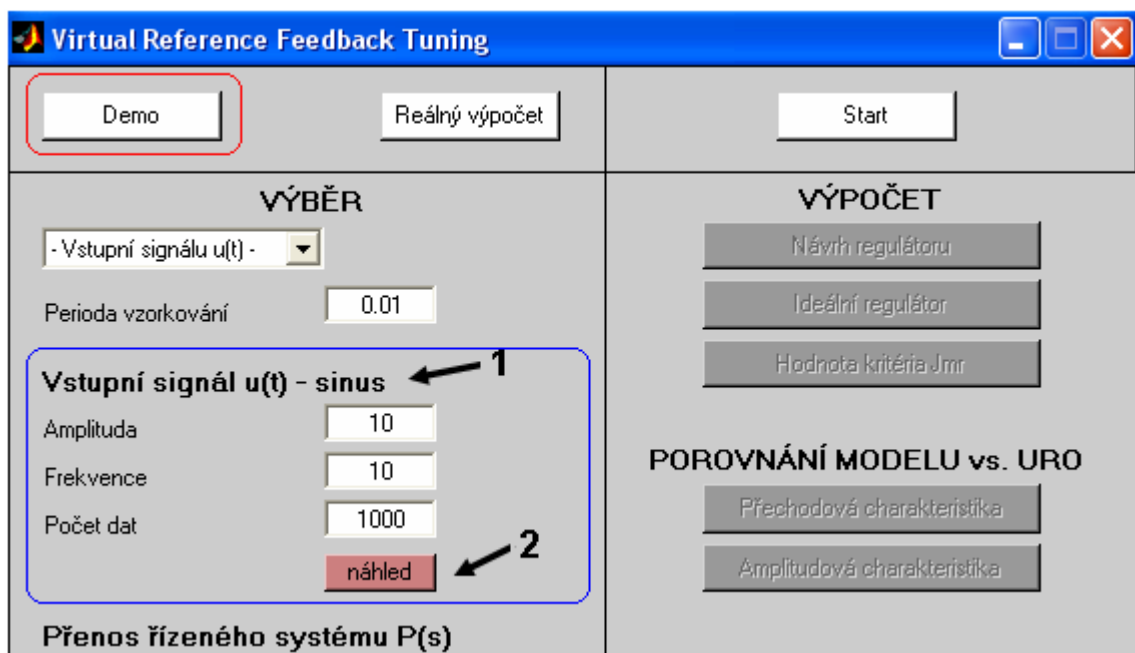
8. Zeleně zbarvená tlačítka slouží ke diskretizaci řízeného systému $P(s)$ a zadaného požadovaného chování URO $M(s)$.
9. Pomocí tlačítka “náhled“ můžeme vidět grafické porovnání řízeného systému a zadaného požadovaného chování URO. Porovnávají se spojitě i diskrétně.
10. Zde zadáváme počet optimalizovaných parametrů navrženého regulátoru. Počet parametrů se volí v intervalu $\langle 1 \div 10 \rangle$.
11. Pomocí objektu *checkbox* si můžeme zvolit zda při výpočtu budeme používat optimální filtr nebo nikoli. V případě, že políčko zaškrtneme, optimální filtr dle rovnice (7) bude použit.
12. Pomocí dalšího objektu *checkbox* si můžeme zvolit zda při výpočtu využijeme vliv potlačení šumu pomocí metody instrumentální proměnné.
13. V případě, že chceme potlačit šum a políčko zaškrtneme, zviditelní se nám editační okno, kde zadáváme řád modelu ARX. V tomto případě, jde o využití metody instrumentální proměnné - Instrumental Variable (IV).
14. Tlačítko “START“ spustí výpočet pomocí metody VRFT a zpřístupní se tlačítka zobrazující výsledky, např. tlačítko “Návrh regulátoru“ atd..
15. Pomocí tlačítka “Návrh regulátoru“ zobrazíme navržený regulátor.
16. Pomocí tlačítka “Ideální regulátoru“ zobrazíme vypočítaný ideální regulátor.
17. Pomocí tlačítka “Hodnota kritéria J_{mr} “ zobrazíme vypočítanou hodnotu kritéria J_{mr} (což vyjadřuje rozdíl mezi požadovaným a navrženým chováním URO)
18. Tlačítko “Přechodová charakteristika“ slouží k porovnání modelu s navrženým URO s využitím příkazu *step*.
19. Tlačítko “Amplitudová charakteristika“ slouží k porovnání modelu s navrženým URO s využitím příkazu *bodemag*.
20. Po stisknutí tlačítka “O metodě“ se nám zobrazí krátký popis metody VRFT.
21. Po stisknutí tlačítka “Info“ se nám zobrazí informace týkající se GUI.
22. Po stisknutí tlačítka “Nápověda“ se zobrazí nápověda k vytvořené aplikaci. Zde si uživatel může v pravém horním rohu vybrat ze dvou nápověd. První nápověda je určena verzi DEMO a druhá pro verzi REAL (viz. Obr. 16).
23. Po stisknutí tlačítka “Konec“ se ukončí vytvořená aplikace.



Obr. 16. Volba nápovědy

5.2.2 Popis aplikace určené pro vstupní signál “sinus“

Aplikace, která je určená pro vstupní signál “sinus“ je stejná jako aplikace předchozí. Liší se pouze ve výběru vstupního signálu. Z tohoto důvodu nebudu aplikaci popisovat celou znova, ale zaměřím se pouze na vybraný vstupní signál. Na následujícím Obr. 17 je modře znázorněn rozdíl v aplikaci.



Obr. 17. Popis aplikace pro zvolený vstupní signál “sinus“

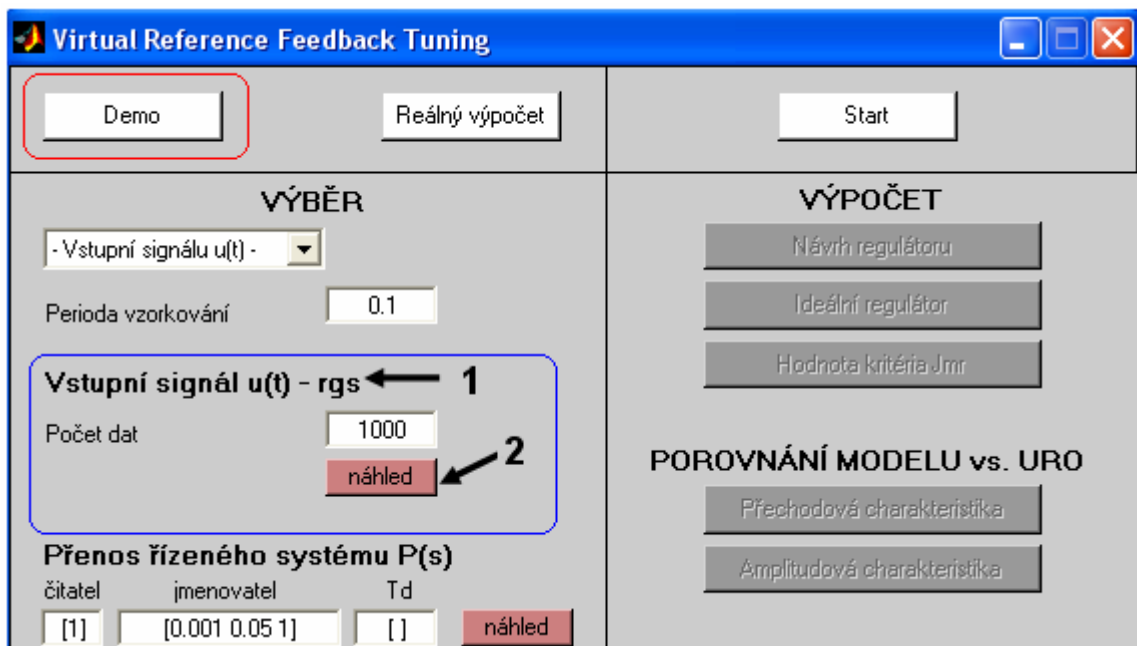
Vysvětlení výše znázorněné aplikace (viz. Obr. 17):

1. Zde si může určit jak chceme, aby vstupní signál “sinus“ vypadal. Volíme velikost amplitudy, frekvenci a počet dat.

2. Pomocí tlačítka “náhled“ můžeme vidět grafické znázornění námi vybraného vstupního signálu.

5.2.3 Popis aplikace určené pro vstupní náhodný Gaussovský signál

I tahle aplikace, která je určená pro vstupní náhodný Gaussovský signál “rgs“ je stejná jako aplikace předchozí. Liší se pouze ve výběru vstupního signálu. Z toho důvodu nebudu opět popisovat celou aplikaci. Na následujícím Obr. 18 je modře znázorněn rozdíl v aplikaci.



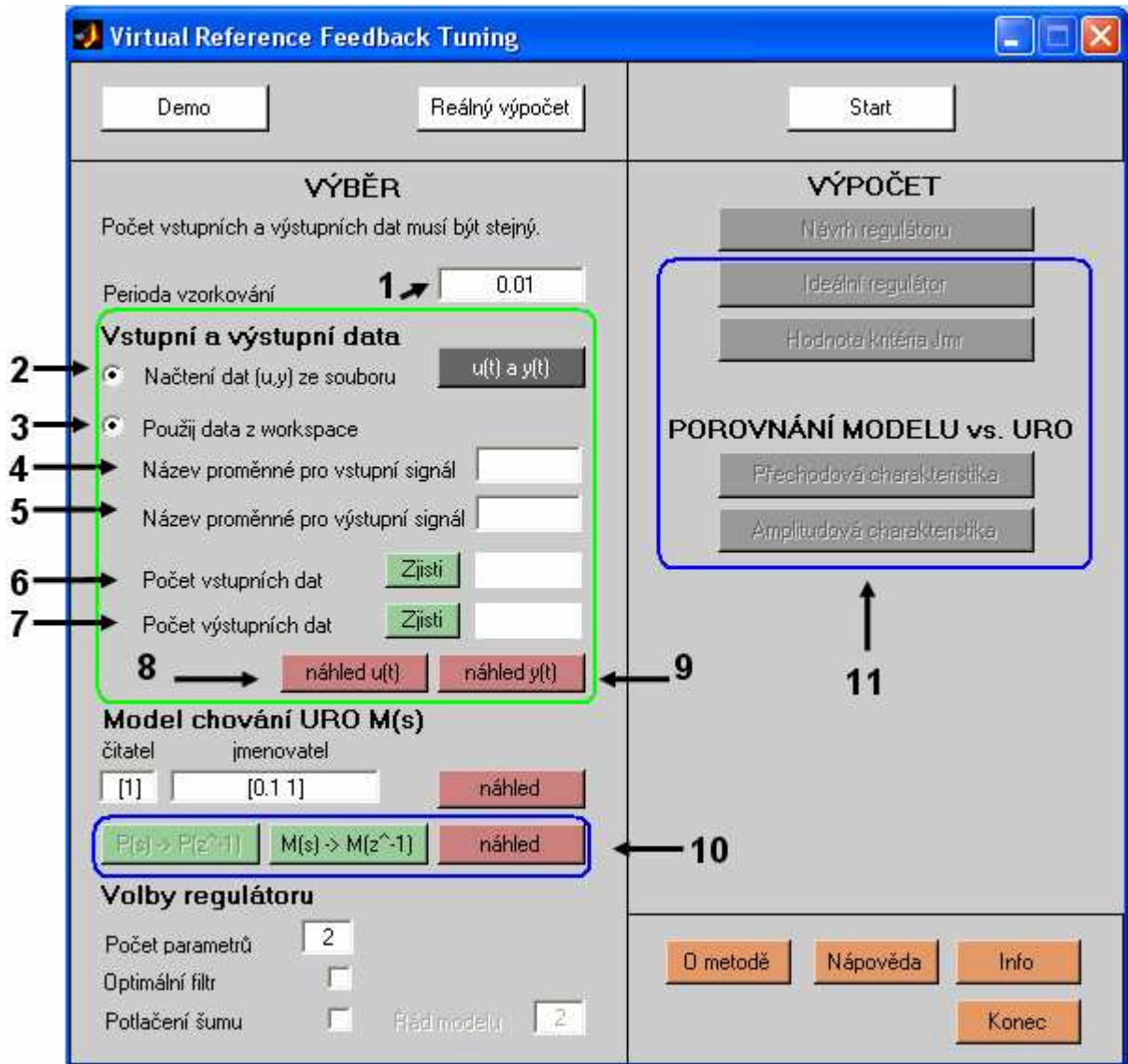
Obr. 18. Popis aplikace pro zvolený vstupní signál “rgs“

Vysvětlení výše znázorněné aplikace (viz. Obr. 18):

1. Zde si může určit jak chceme, aby vstupní signál “rgs“ vypadal. Určujeme zde počet dat.
2. Pomocí tlačítka “náhled“ můžeme vidět grafické znázornění námi vybraného vstupního signálu.

5.3 Popis GUI pro verzi REAL

V případě, že si uživatel zvolí verzi REAL, nabídka mu ihned zobrazí požadovanou aplikaci, která se vztahuje k této verzi (viz. Obr. 19).



Obr. 19. Popis aplikace určené pro verzi REAL

Vysvětlení výše znázorněné aplikace (viz. Obr. 19):

1. Do editačního okna se napíše hodnota periody vzorkování se kterou chceme pracovat. Perioda vzorkování je potřebná, zejména při diskretizaci modelu požadovaného chování URO.
2. Pomocí této volby může načíst vstupní a výstupní data z *.mat souboru. Data musí být pojmenována následovně:
 - vstupní data jako u

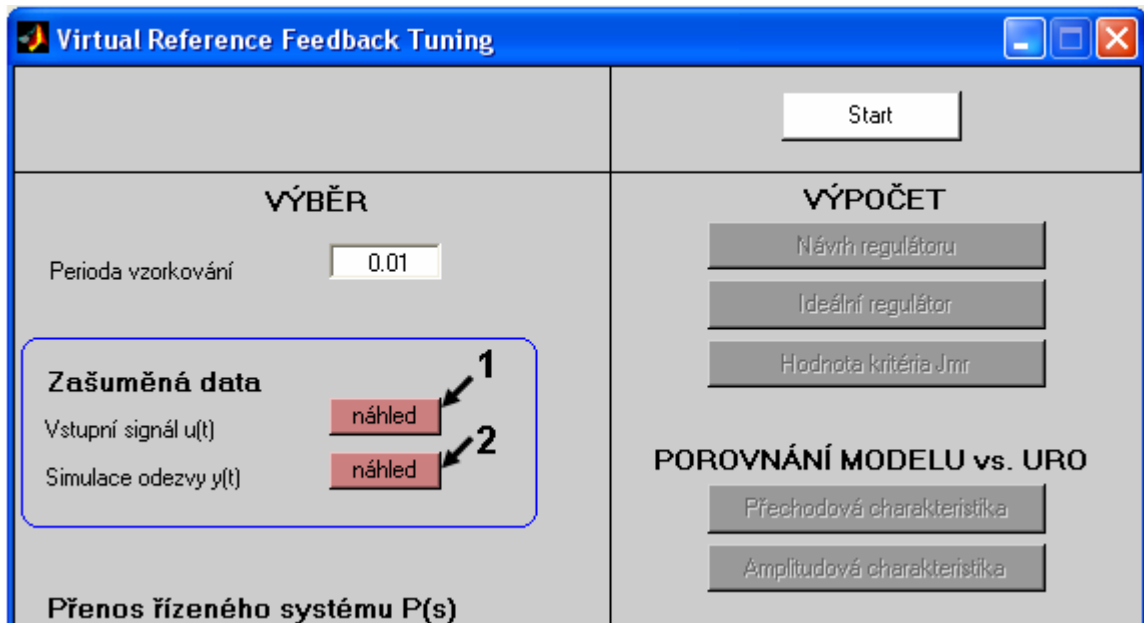
- výstupní data jako y
3. Pokud data nemáme označené jako u a y a máme je nahrané ve *worskpace*, zvolíme tuto volbu nahráním dat.
 4. Zde napíšeme jak máme pojmenované vstupní data.
 5. Zde napíšeme jak máme pojmenované výstupní data.
 6. Počet vstupních a výstupních dat musí být stejný. Proto pomocí tlačítka “zjistí” můžeme určit počet vstupních dat.
 7. Pomocí tlačítka “zjistí” můžeme určit počet výstupních dat.
 8. Po stisknutí tlačítka “náhled $u(t)$ ” se nám zobrazí grafické znázornění $u(t)$.
 9. Po stisknutí tlačítka “náhled $y(t)$ ” se nám zobrazí grafické znázornění $y(t)$.
 10. Ve verzi REAL se nezadáva přenos řízeného systému $P(s)$. Z toho důvodu je tlačítko, které slouží k diskretizaci řízeného systému $P(s) \rightarrow P(z)$ neaktivní.
 11. Pomocí modrého rámečku jsou znázorněny tlačítka, které jsou ve verzi REAL neaktivní. Je to způsobeno tím, že neznáme přenos řízeného systému $P(s)$ a tím nemůžeme vypočítat ideální regulátor, hodnotu kritéria J_{mr} a nemůžeme ani zobrazit grafické porovnání modelu s navrženým URO.

Pozn:

Počet parametrů regulátoru, který zadává uživatel se volí z intervalu $\langle 1 \div 10 \rangle$. V případě, že uživatel zadá špatný počet, zobrazí se mu varování, které mu sděluje, že počet parametrů regulátoru se volí z intervalu $\langle 1 \div 10 \rangle$. Toto varování platí jak pro verzi DEMO tak pro verzi REAL.

5.4 Popis GUI určené na zašuměné data

Následující vytvořená aplikace slouží k testování metody VRFT, kde signál $y(t)$ je ovlivněn šumem. V našem případě $y(t)$ představuje simulaci odezvy soustavy na vygenerovaný vstupní signál. Aby se mohlo vytvořené GUI spustit stačí zapsat a potvrdit příkaz `noise_z` v hlavním prostředí Matlabu (Command Window) nebo si otevřít m-file `noise_z` a poté ho spustit.



Obr. 20. Popis aplikace určené pro zašuměná data

Vysvětlení výše znázorněné aplikace (viz. Obr. 20):

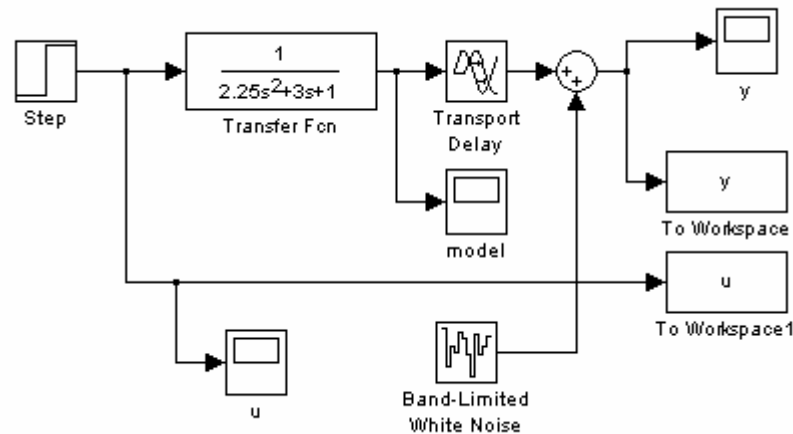
1. Po stisknutí tlačítka “náhled“ se nám zobrazí grafické znázornění vstupního signálu.
2. Po stisknutí tlačítka “náhled“ se nám zobrazí grafické znázornění představující simulaci odezvy soustavy na vygenerovaný vstupní signál.

Pozn.:

Předpokladem je, že data $u(t)$ a $y(t)$, která chceme použít máme nahrané ve workspace.

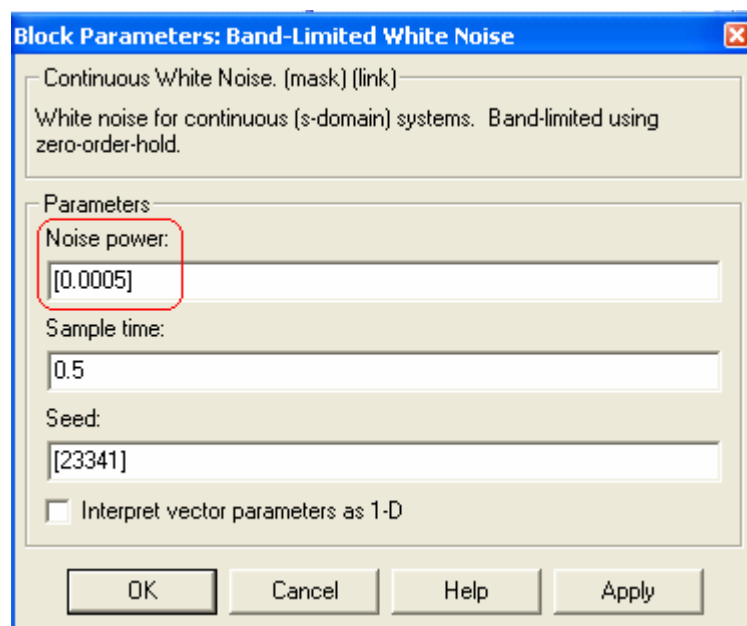
5.4.1 Způsob získání zašuměných dat

Zašuměná data, které byly použity při testování metody VRFT, byli získány pomocí schématu vytvořeného v programu Matlab/Simulink 6.5 Release 13 (viz. Obr. 21).



Obr. 21. Vytvořené schéma, které vygenerovalo zašuměná data

Při generování zašuměných dat, byl použit jako vstupní signál “step”. Pro přenos řízeného systému byl použit model č.1 z testovací sady a volitelný parametr $T_D = 1$. Průměrná doba ustálení T_{ar} byla zvolena 4 [s]. Abych docílila zašumění dat vložila jsem do schématu blok bílého šumu. Celkem jsem naměřila 2 sady zašuměných dat, které se lišily v parametru, který určuje výkon šumu (viz. Obr. 22).



Obr. 22. Volitelný parametr u bílého šumu

6 PŘÍKLADY TESTOVÁNÍ METODY VRFT

6.1 Verze DEMO

Metoda VRFT byla testována pomocí sady testovacích modelů, které jsou určeny pro automatické řízení. Následující příklad slouží jako názorná ukázka, která zachycuje průběh testování. Počet optimalizovaných parametrů regulátoru byl v tomto případě zvolen 2. Nejprve byl vybrán přenos systému řízení $P(s)$. V tomto případě se jednalo o testovací model č.3 (viz. Tab. 3) a volitelný parametr $\alpha = 0,5$. Hodnota průměrné doby ustálení T_{ar} byla zvolena 4 [s]. Poté se spočítala časová konstanta podle následujícího vztahu

$$T = \frac{T_{ar}}{1 + \alpha + \alpha^2 + \alpha^3} = \frac{T_{ar}}{1 + \alpha(1 + \alpha(1 + \alpha))} \quad (18)$$

Podle vztahu (18) vyšla hodnota časové konstanty $T = 2,133$ [s]. Tato hodnota byla poté dosazena do následujícího přenosu

$$P_3(s) = \frac{1}{(1 + Ts)(1 + \alpha Ts)(1 + \alpha^2 Ts)(1 + \alpha^3 Ts)} \quad (19)$$

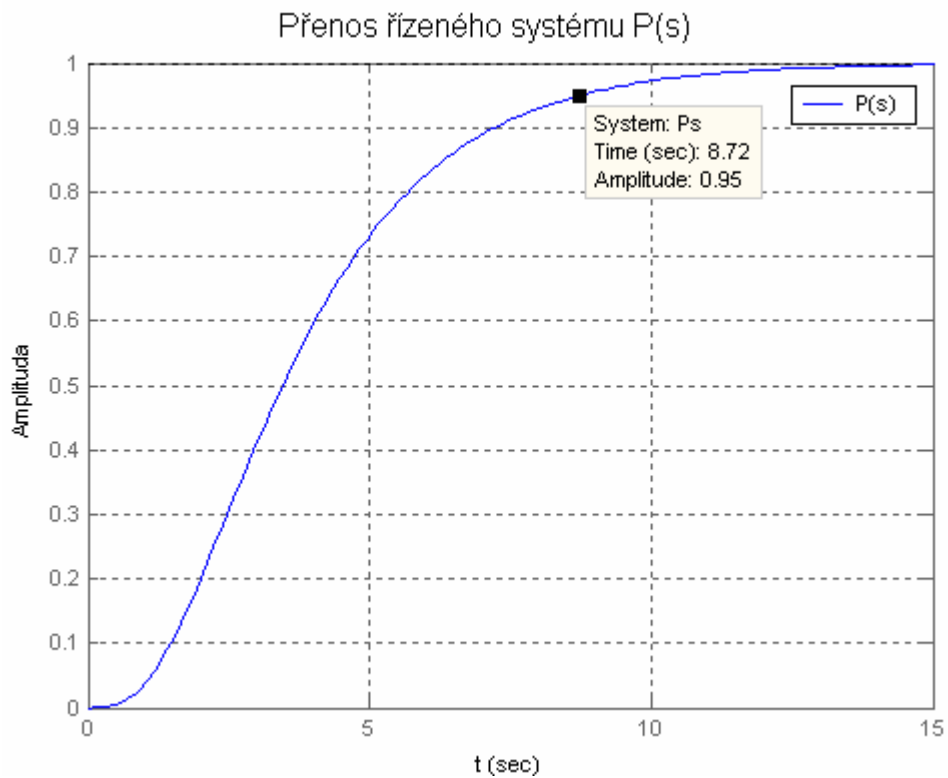
výsledná podoba přenosu je

$$P_3(s) = \frac{1}{0.3236s^4 + 2.276s^3 + 4.978s^2 + 4s + 1} \quad (20)$$

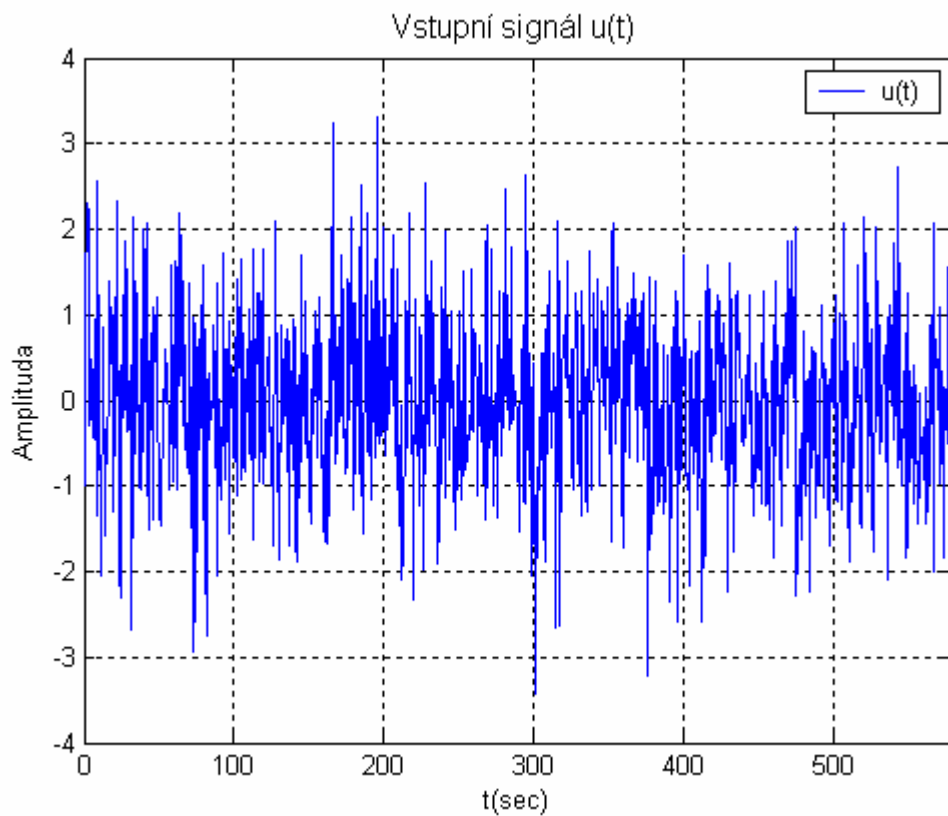
Přechodová charakteristika vypočítaného přenosu $P_3(s)$ je znázorněna na Obr. 23. Z této přechodové charakteristiky byla určena perioda vzorkování T_0 . Při určování T_0 jsem se řídila pravidly, podle kterých se určuje T_0 (viz. Tab. 4). Počet vzorků na přechodový děj jsem zvolila 15. Podle následujícího vztahu byla určena T_0

$$T_0 = \left(\frac{1}{6} \div \frac{1}{15} \right) T_{95} \quad (21)$$

kde T_{95} - je doba dosažení 95% ustálené přechodové charakteristiky. Hodnota T_{95} se určovala podle přechodové charakteristiky $P_3(s)$ (viz. Obr. 23). Byla určena hodnota $T_{95} = 8,72$ [s]. Tato hodnota byla dosazena do vztahu (21) a z něho pak byla určena perioda vzorkování, která vyšla $T_0 = 0,58$ [s]. Jako vstupní signál byl zvolen náhodný Gaussovský signál (viz. Obr. 24) s počtem dat $N=1000$.



Obr. 23. Přechodová charakteristika přenosu $P_3(s)$



Obr. 24. Zvolený náhodný Gaussovský signál

V dalším kroku si zvolíme požadovaný model chování URO $M(s)$. Jde o tzv. model požadovaného budoucího chování navrženého URO. Zvolený přenos $M(s)$ vypadá následovně

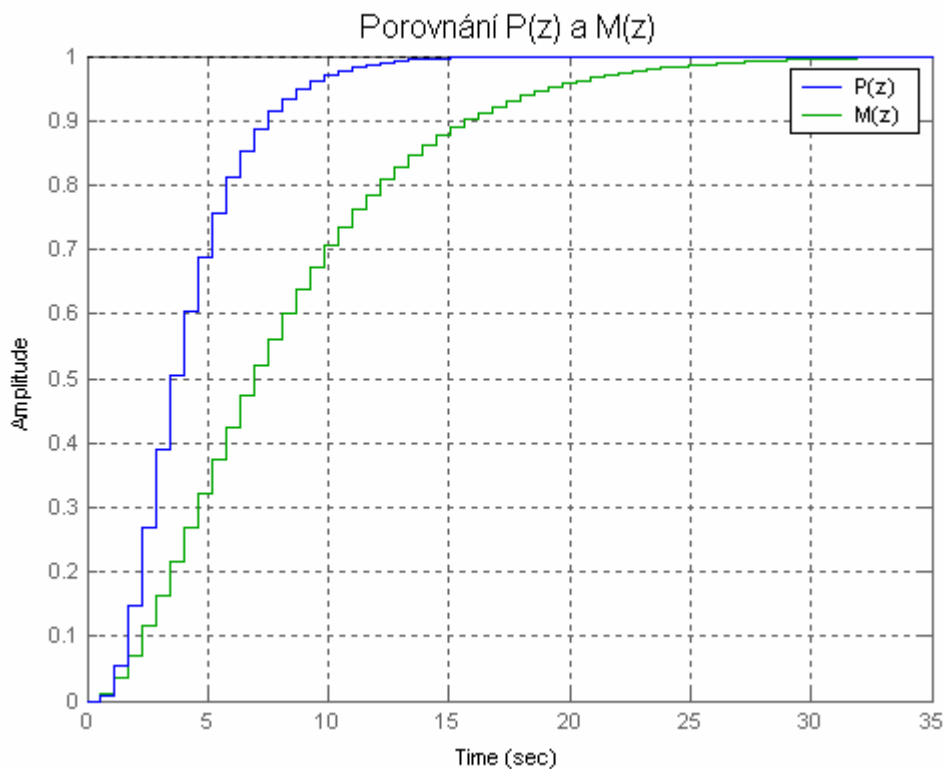
$$M(s) = \frac{1}{16s^2 + 8s + 1} \quad (22)$$

Poté se provede diskterizace přenosů $P(s)$ a $M(s)$. Porovnání spojitých charakteristik přenosů $P(s)$ a $M(s)$ můžete vidět na Obr.26 a porovnání diskretních charakteristik přenosů $P(z)$ a $M(z)$ můžete vidět na Obr.25.

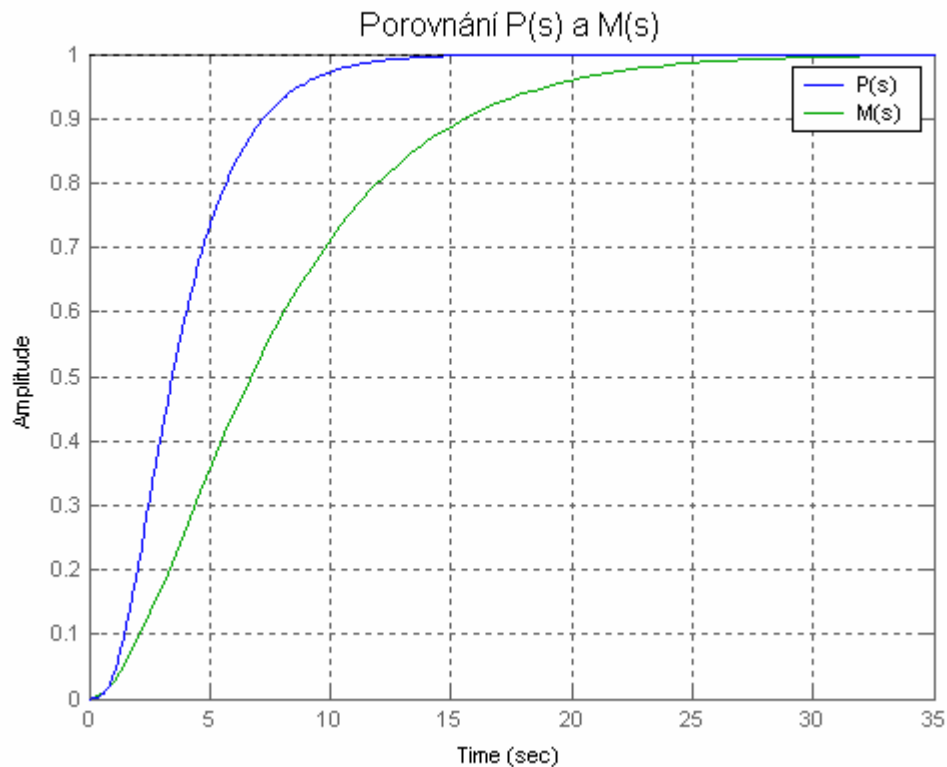
Popis grafů:

CL(z) – přenos uzavřené smyčky

OF – optimální filtr



Obr. 25. Porovnání diskretních přechodových charakteristik přenosů $P(z)$ a $M(z)$



Obr. 26. Porovnání spojitých přechodových charakteristik přenosů P(s) a M(s)

Diskrétní přenos systému řízení P(s) je následující

$$P(z) = \frac{0.006751z^3 + 0.03549z^2 + 0.01584z + 0.0005873}{z^4 - 1.793z^3 + 1.086z^2 - 0.2508z + 0.01692} \quad (23)$$

$$P(z^{-1}) = \frac{0.006751z^{-1} + 0.03549z^{-2} + 0.01584z^{-3} + 0.0005873z^{-4}}{1 - 1.793z^{-1} + 1.086z^{-2} - 0.2508z^{-3} + 0.01692z^{-4}} \quad (24)$$

Diskrétní přenos požadovaného modelu chování URO M(s) je následující

$$M(z) = \frac{0.009549z + 0.00867}{z^2 - 1.73z + 0.7483} \quad (25)$$

$$M(z^{-1}) = \frac{0.009549z^{-1} + 0.00867z^{-2}}{1 - 1.73z^{-1} + 0.7483z^{-2}} \quad (26)$$

Navržený regulátor pomocí metody VRFT bez použití optimálního filtru vyšel

$$C(z^{-1}) = \frac{0.05263 - 0.03664z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (27)$$

Navržený regulátor pomocí metody VRFT s použitím optimálního filtru vyšel

$$C(z^{-1}) = \frac{0.2754 - 0.2102z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (28)$$

Dále se počítal ideální regulátor minimalizován kritériem (1) podle následujícího odvozeného vztahu

$$C_I = \frac{M}{P(1-M)} \quad (29)$$

Vypočítaný ideální regulátor vyšel následovně

$$C_I(z^{-1}) = \frac{1.414 - 1.253z^{-1} - 0.767z^{-2} + 1.04z^{-3} - 0.2981z^{-4} + 0.02173z^{-5}}{1 + 3.517z^{-1} - 6.059z^{-2} - 0.1058z^{-3} + 1.583z^{-4} + 0.06434z^{-5}} \quad (30)$$

Je vidět, že se jedná o poměrně dosti komplikovaný regulátor. V Tab. 5 jsou znázorněny hodnoty optimalizovaného kritéria J_{mr} , pro oba dva navržené regulátory, kde n – je zvolený počet optimalizovaných parametrů regulátoru.

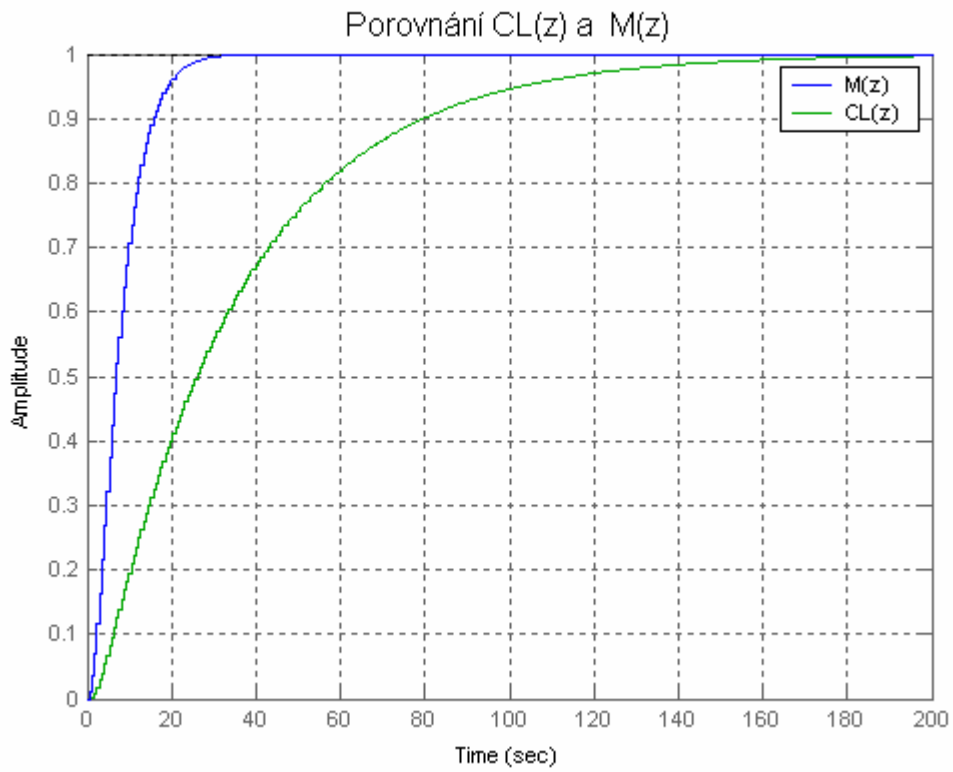
Tab. 5. Vypočítané hodnoty kritéria J_{mr}

n	bez filtru	s filtrem
2	0,0198	3,0968e-004

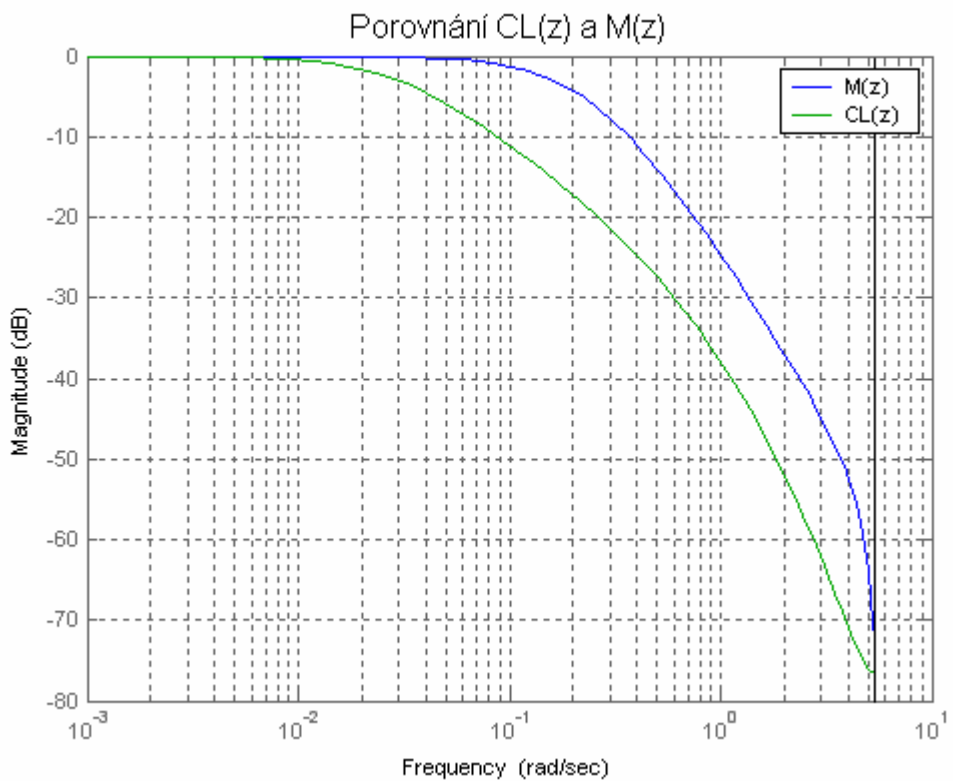
Výsledky testování metody VRFT jsou znázorněny na následujících obrázcích. Jde o porovnání modelu s navrženým URO pomocí příkazu *step* a *bodemag*. Příklad názorně ukazuje pozitivní vliv optimálního filtru při výpočtu.

Znázornění pomocí amplitudové charakteristiky je zde použito zejména z toho důvodu, že lépe vystihuje porovnání referenčního modelu s navrženým URO. Testování bylo provedeno jak bez použití optimálního filtru (viz. Obr. 27), (viz. Obr. 28), tak s použitím optimálního filtru (Obr. 29), (Obr. 30).

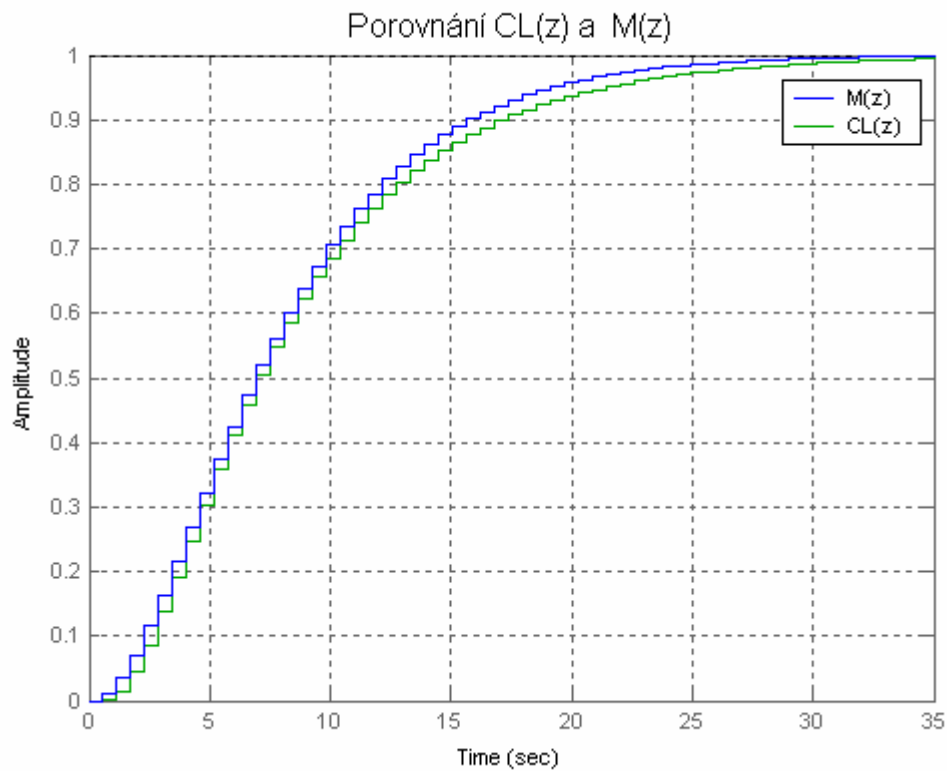
Z výsledných charakteristik (viz. Obr. 27), (viz. Obr. 28) je zřejmé metoda VRFT bez použití optimálního filtru není schopná navrhnout úplně optimální regulátor. Naopak z výsledných charakteristik (viz. Obr. 29), (viz. Obr. 30) vyplývá, že při použití optimálního filtru byla metoda VRFT schopna navrhnout téměř optimální regulátor. Ve výše uvedené Tab. 5 můžeme vidět hodnoty kritéria J_{mr} , které představují rozdíl mezi požadovaným a navrženým chováním URO.



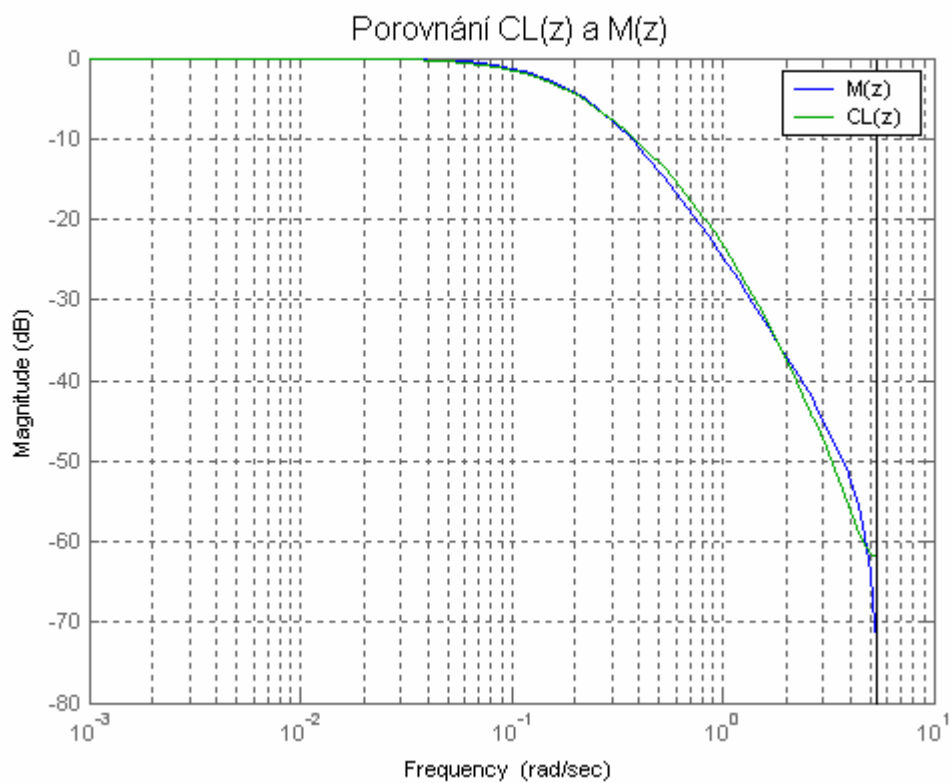
Obr. 27. Porovnání referenčního modelu s navrženým URO – bez použití OF



Obr. 28. Porovnání referenčního modelu s navrženým URO pomocí příkazu *bodemag* - bez použití OF



Obr. 29. Porovnání referenčního modelu s navrženým URO – s použitím OF



Obr. 30. Porovnání referenčního modelu s navrženým URO pomocí příkazu *bodemag* – s použitím OF

6.2 Příklad použití GUI určeného pro zašuměná data

Jak již bylo zmíněno výše metoda VRFT byla testována pomocí sady testovacích modelů, které jsou určeny pro automatické řízení. Následující příklad slouží jako názorná ukázka, která zachycuje průběh testování kde jsou použity data ovlivněná šumem. V programu Matlab/Simulink 6.5 Release 13 bylo vytvořeno schéma (viz. Obr. 21), které mělo za úkol generovat zašuměná data. Tyto zašuměná data jsem poté použila k testování metody VRFT. Počet parametrů regulátoru byl i v tomto případě zvolen 2.

Při testování jsem postupovala podle následujících kroků. Nejprve bylo vytvořeno simulinkové schéma (viz. Obr. 21), které mělo za úkol generovat data ovlivněná šumem. Ve schématu byl použit přenos modelu č.1 z testovací sady určené pro automatické řízení (viz. Tab. 3) s volitelným parametrem $T_D = 1$.

Abych docílila zašumění dat, byl do schématu vložen blok bílého šumu. Průměrná doba ustálení byla $T_{ar} = 4$ [s]. Časová konstanta $T = 1,5$ [s] byl určena podle daného vztahu (viz. Tab. 2). Tato hodnota byla poté dosazena do následujícího přenosu

$$G_1 = \frac{e^{-T_D s}}{(1 + sT)^2} \quad (31)$$

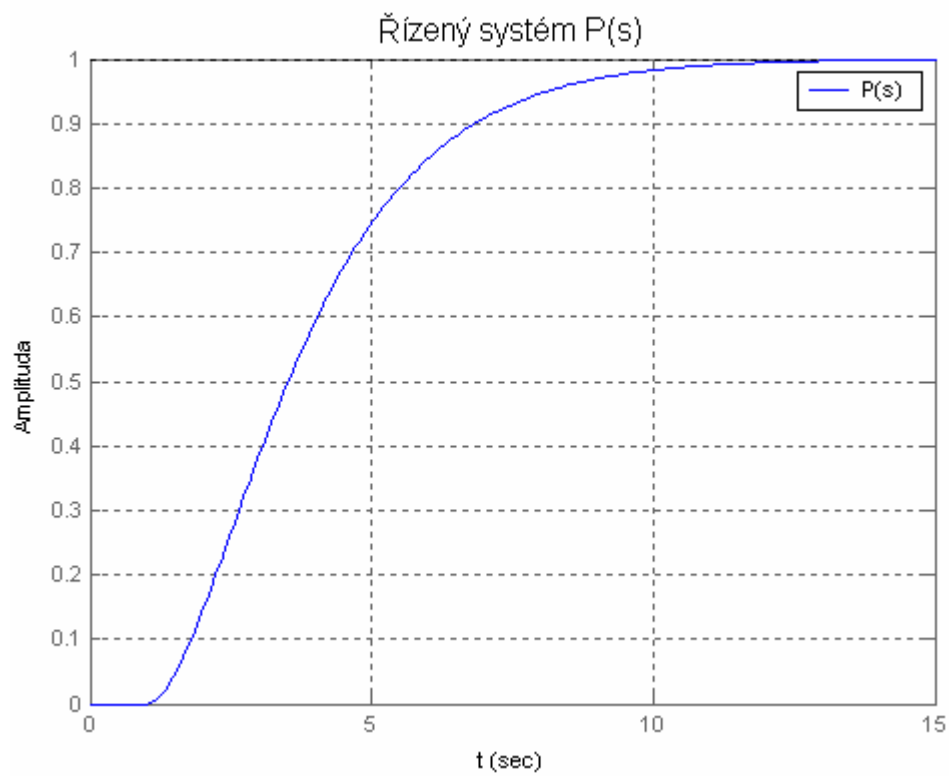
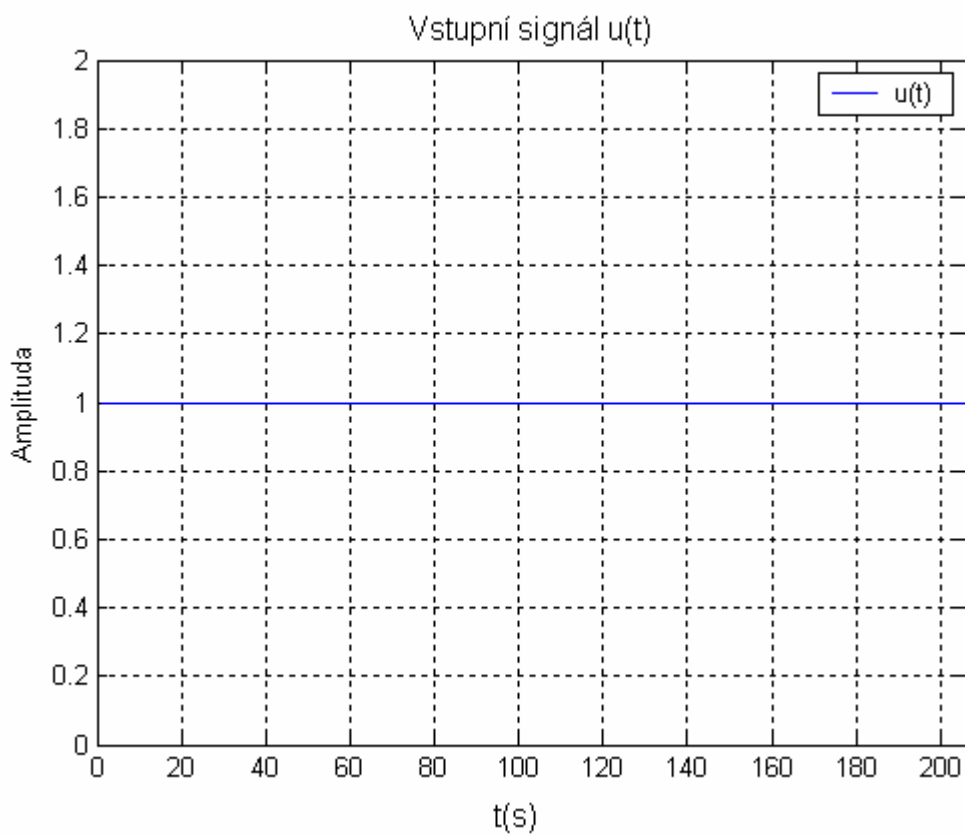
výsledná podoba přenosu je

$$G_1 = \frac{1}{2.25s^2 + 3s + 1} e^{-s} \quad (32)$$

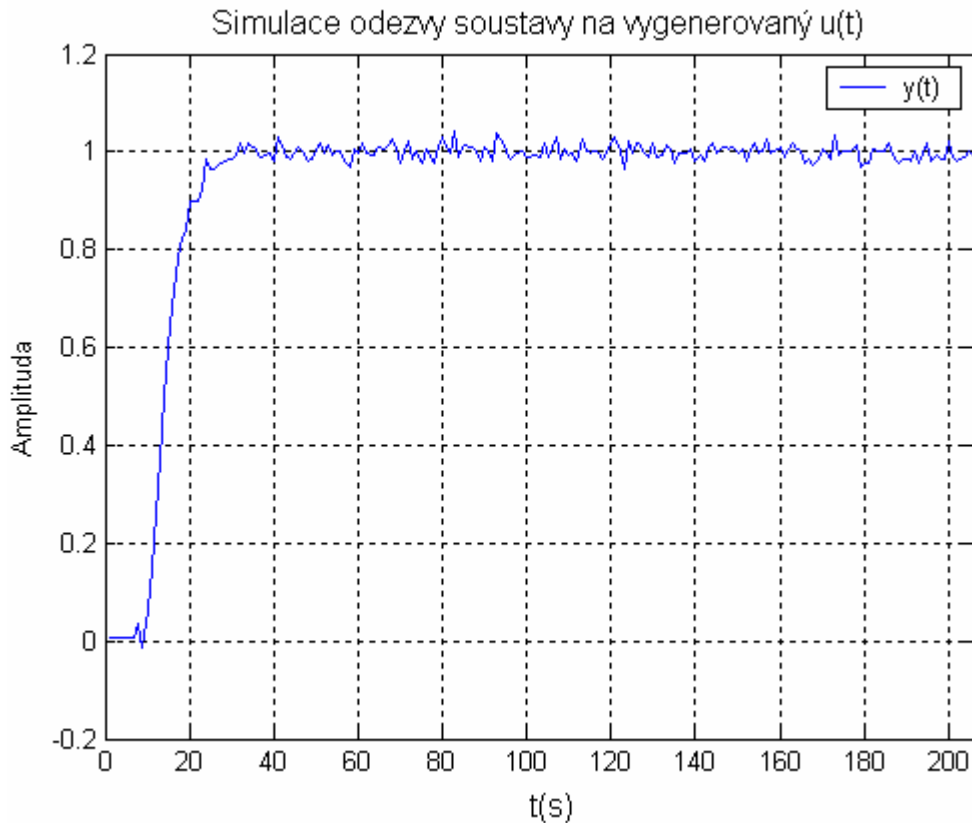
Přechodová charakteristika vypočítaného přenosu $P_1(s)$ je znázorněna na Obr. 31. Pomocí této přechodové charakteristiky byla určena perioda vzorkování T_0 . Při určování T_0 jsem se řídila pravidly, podle kterých se určuje T_0 (viz Tab. 4). Počet prvků na přechodový děj jsem zvolila 15. Podle následujícího vztahu byla určena T_0

$$T_0 = \left(\frac{1}{6} \div \frac{1}{15} \right) T_{95} \quad (33)$$

kde T_{95} - je doba dosažení 95% ustálené přechodové charakteristiky. Perioda vzorkování určená podle vztahu (29) vyšla $T_0 = 0,5$ [s]. Jako vstupní signál byl zvolen "step" (viz. Obr. 32). Simulace odezvy soustavy na vygenerovaný vstupní signál je znázorněna na Obr. 33.

Obr. 31. Přejchodová charakteristika přenosu $P_1(s)$ 

Obr. 32. Použitý vstupní signál "step"



Obr. 33. Simulace odezvy soustavy na vygenerovaný vstupní signál

K tomu, aby bylo docíleno zašumění dat byl použit bílý šum, jehož výkon byl nastaven na hodnotu 0,0001.

V dalším kroku si zvolíme požadovaný model chování URO $M(s)$. Jde o tzv. model požadovaného (budoucího) chování navrženého URO. Zvolený přenos $M(s)$ vypadá následovně

$$M(s) = \frac{1}{16s^2 + 8s + 1} \quad (34)$$

Poté se provedla diskretizace přenosů $P(s)$ a $M(s)$. Porovnání spojitéch přechodových charakteristik přenosů $P(s)$ a $M(s)$ můžete vidět na Obr.35 a porovnání diskretních charakteristik přenosů $P(z)$ a $M(z)$ můžete vidět na Obr.34.

Diskretní přenos systému řízení $P(z)$ je následující

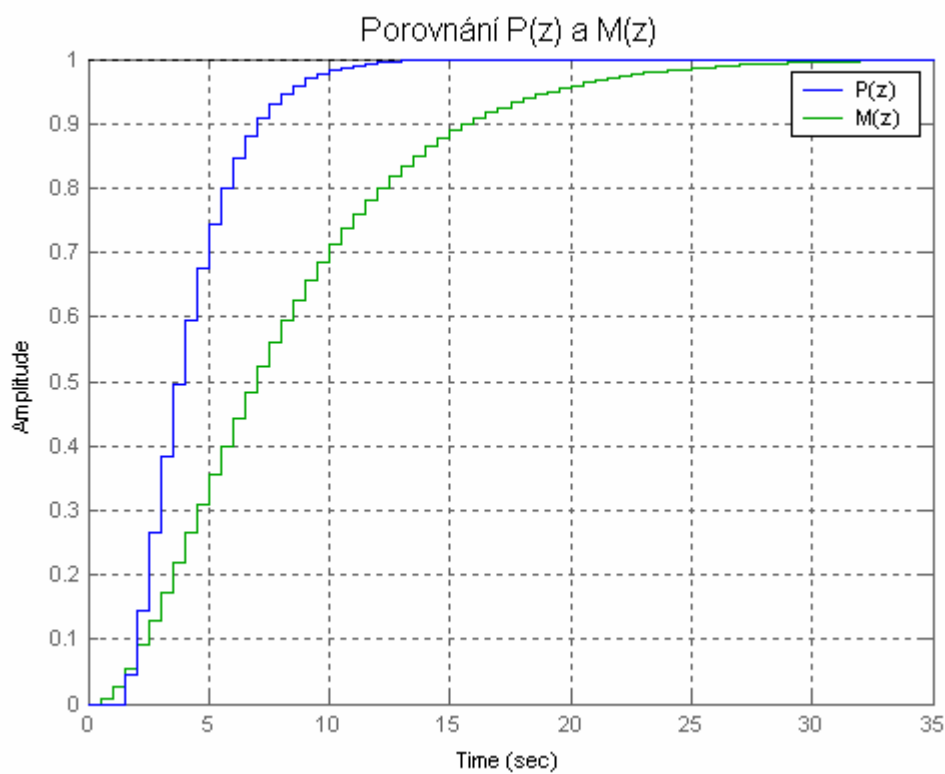
$$P(z) = z^{-2} \frac{0.04462z + 0.03573}{z^2 - 1.433z + 0.513} \quad (35)$$

$$P(z^{-1}) = z^{-2} \frac{0.04462z^{-1} + 0.03573z^{-2}}{1 - 1.433z^{-1} + 0.513z^{-2}} \quad (36)$$

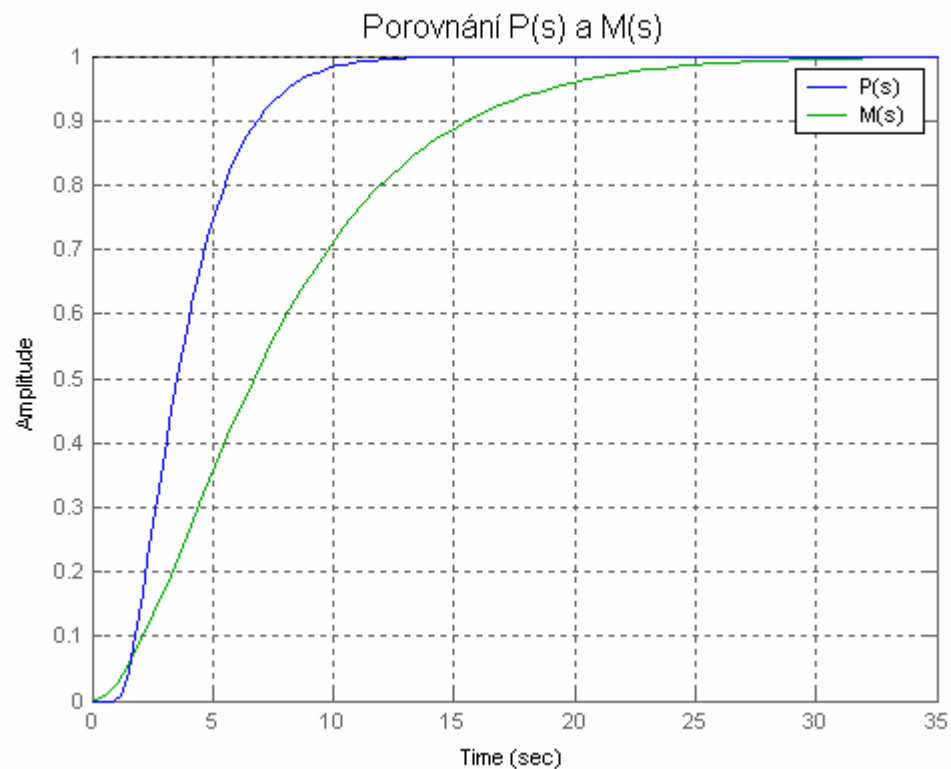
Diskretizace přenosu požadovaného modelu chování URO $M(s)$ je následující

$$M(z) = \frac{0.007191z + 0.006616}{z^2 - 1.765z + 0.7788} \quad (37)$$

$$M(z^{-1}) = \frac{0.007191z^{-1} + 0.006616z^{-2}}{1 - 1.765z^{-1} + 0.7788z^{-2}} \quad (38)$$



Obr. 34. Porovnání diskretních charakteristik přenosů $P(z)$ a $M(z)$



Obr. 35. Porovnání spojitých charakteristik přenosů P(s) a M(s)

Navržený regulátor pomocí metody VRFT bez použití optimálního filtru vyšel

$$C(z^{-1}) = \frac{0.0317 - 0.0317z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (39)$$

Navržený regulátor pomocí metody VRFT s použitím optimálního filtru vyšel

$$C(z^{-1}) = \frac{0.1506 - 0.1288z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (40)$$

Navržený regulátor pomocí metody VRFT bez použití optimálního filtru a s potlačením šumu (zvolený 5. řád ARX modelu) vyšel

$$C(z^{-1}) = \frac{0.2157 - 0.1514z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (41)$$

Navržený regulátor pomocí metody VRFT s použitím optimálního filtru a s potlačením šumu (5. řád ARX modelu) vyšel

$$C(z^{-1}) = \frac{0.6021 - 0.5798z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (42)$$

Dále se počítal ideální regulátor minimalizován kritériem (1) podle nesledujícího odvozeného vztahu

$$C_I = \frac{M}{P(1-M)} \quad (43)$$

Vypočítaný ideální regulátor, který byl určen podle vztahu (43) vyšel následovně

$$C_I(z^{-1}) = \frac{0.1611 - 0.0827z^{-1} - 0.1297z^{-2} + 0.0712z^{-3}}{z^{-2} - 0.9715z^{-3} - 0.6467z^{-4} + 0.6183z^{-5}} \quad (44)$$

Opět je vidět, že má ideální regulátor komplikovanější strukturu než navržený regulátor. V Tab. 6 jsou znázorněny hodnoty optimalizovaného kritéria J_{mr} , kde n – je zvolený počet optimalizovaných parametrů regulátoru.

Tab. 6. Vypočítané hodnoty kritéria J_{mr}

n	Varianty				Řád modelu ARX
	A	B	C	D	
2	0,0082	0,0087	0,0018	0,0158	5

Popis jednotlivých variant:

A – testování bez použití optimálního filtru a bez použití potlačení šumu

B – testování s použitím optimálního filtru a bez použití potlačení šumu

C – testování bez použití optimálního filtru a s použitím potlačení šumu

D – testování s použitím optimálního filtru a s použitím potlačení šumu

Výsledky testování metody VRFT jsou znázorněny na následujících obrázcích. Jde o porovnání referenčního modelu s navrženým URO pomocí příkazu *step* a *bodemag*. Příklad názorně ukazuje vliv optimálního filtru při výpočtu a vliv potlačení šumu.

Testování bylo prováděno pro 4 různé varianty:

- Varianta A – testování bez použití optimálního filtru a bez použití potlačení šumu (viz. Obr. 36), (viz. Obr. 37).
- Varianta B – testování s použitím optimálního filtru a bez použití potlačení šumu (viz. Obr. 38), (viz. Obr. 39).
- Varianta C – testování bez použití optimálního filtru a s použitím potlačení šumu (viz. Obr. 40), (viz. Obr. 41).
- Varianta D – testování s použitím optimálního filtru a s použitím potlačení šumu (viz. Obr. 42), (viz. Obr. 43).

Při testování bylo nejlepších parametrů regulátoru dosaženo pomocí varianty C (testování bez použití optimálního filtru a s použitím potlačení šumu). Grafické znázornění této varianty je vidět na Obr. 40, Obr. 41. Její princip spočíval ve využití metody instrumentální proměnné. Volil se zde řád použitého modelu ARX. V mém případě šlo o 1., 2., 3., 4., 5. řád modelu. Nejlepších výsledků bylo dosaženo při použití modelu ARX 5. řádu. Na návrh optimálních parametrů regulátoru má také vliv volba požadovaného chování URO, počet parametrů regulátoru a volba periody vzorkování.

Naopak nejhorších výsledků bylo dosaženo u varianty D (testování s použitím optimálního filtru a s použitím potlačení šumu), což vyplývá i z vypočítané hodnoty kritéria J_{mr} (viz. Tab. 6).

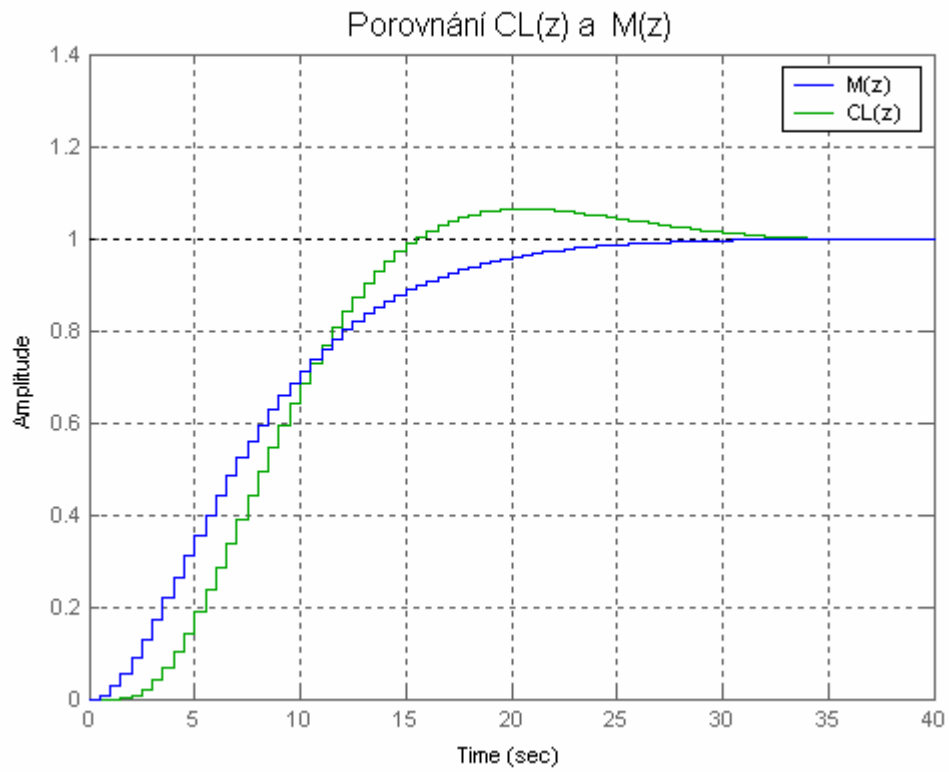
V Tab. 6 můžeme vidět hodnoty kritéria J_{mr} , což představuje rozdíl mezi požadovaným a navrženým chováním URO.

Popis grafů:

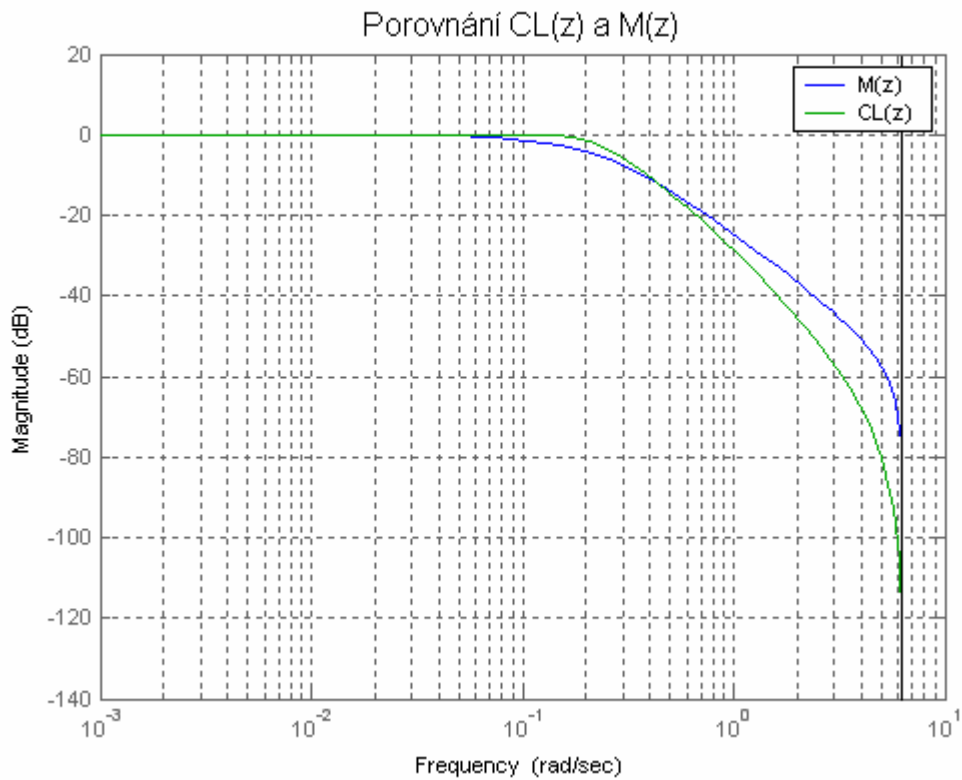
CL(z) – přenos uzavřené smyčky

OF – optimální filtr

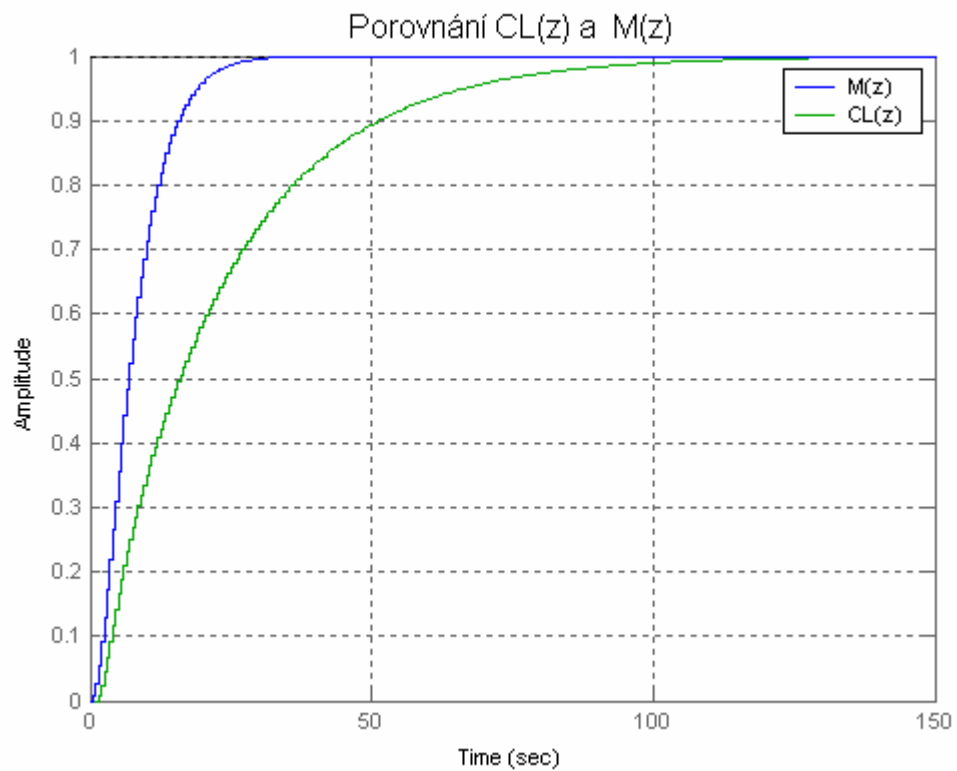
PŠ – potlačení šumu



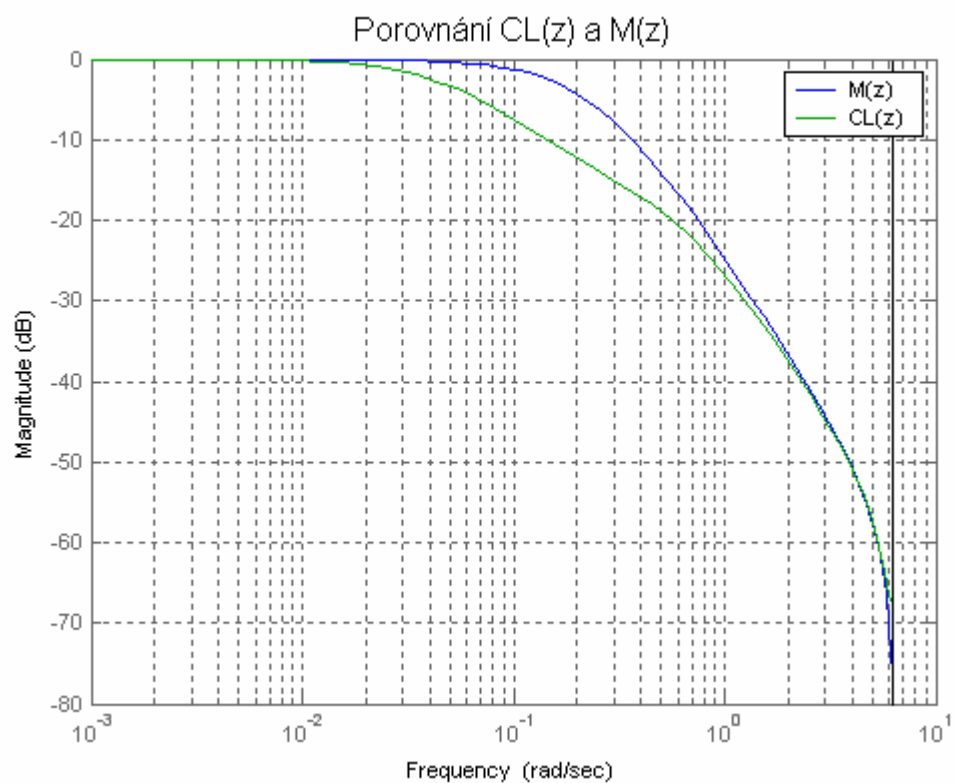
Obr. 36. Porovnání referenčního modelu s navrženým URO – bez použití OF



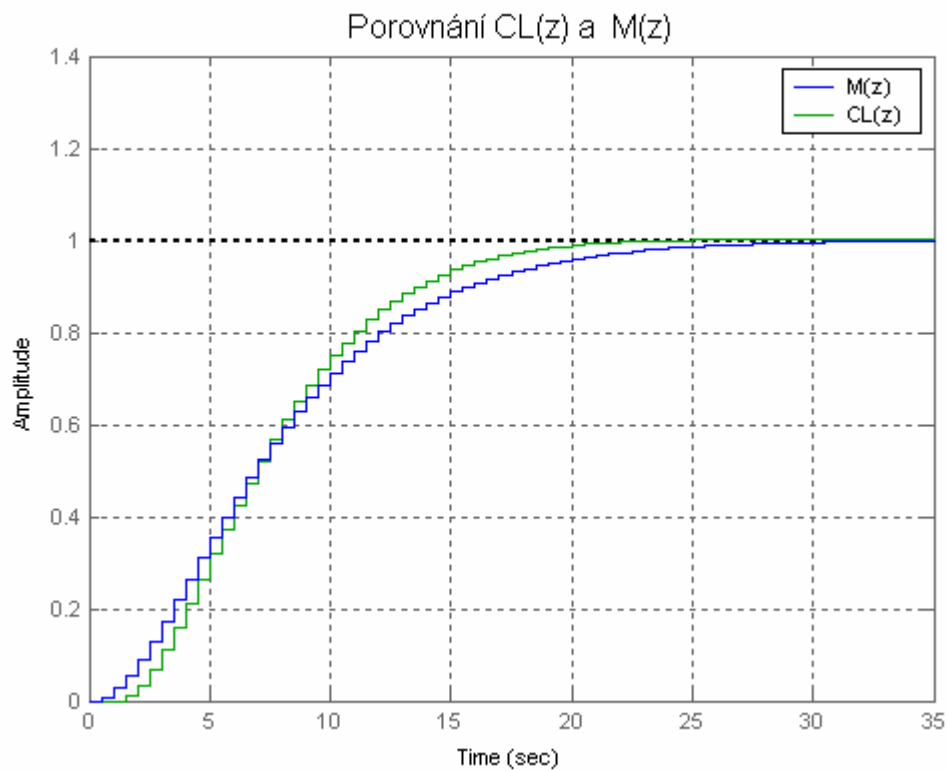
Obr. 37. Porovnání referenčního modelu s navrženým URO pomocí příkazu *bodemag* – bez použití OF



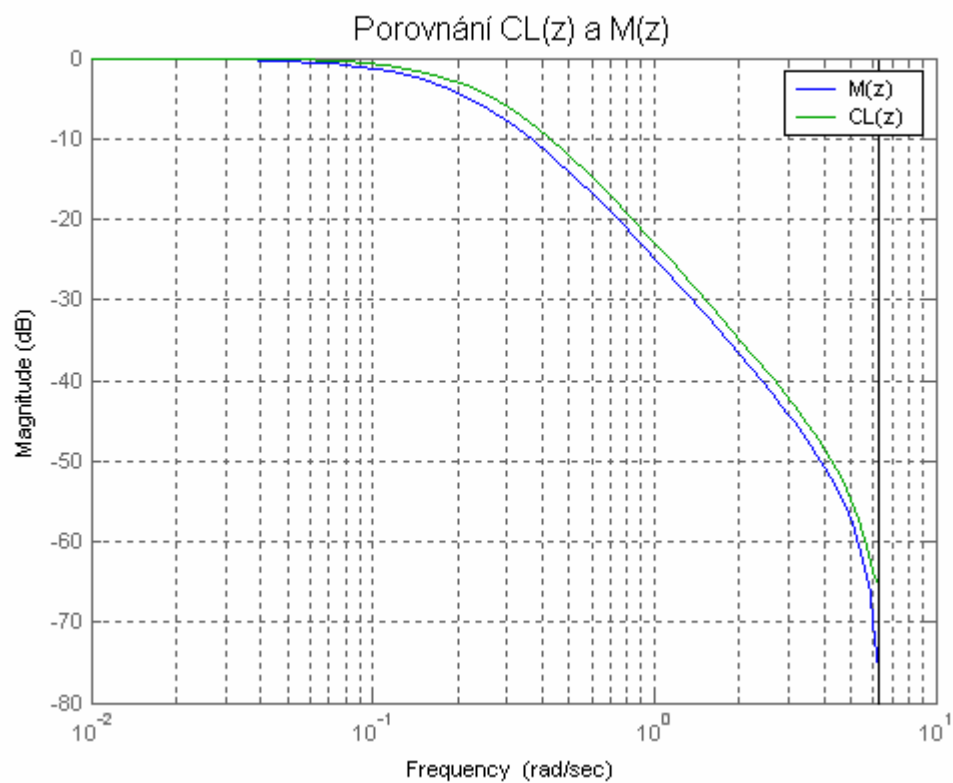
Obr. 38. Porovnání referenčního modelu s navrženým URO – s použitím OF



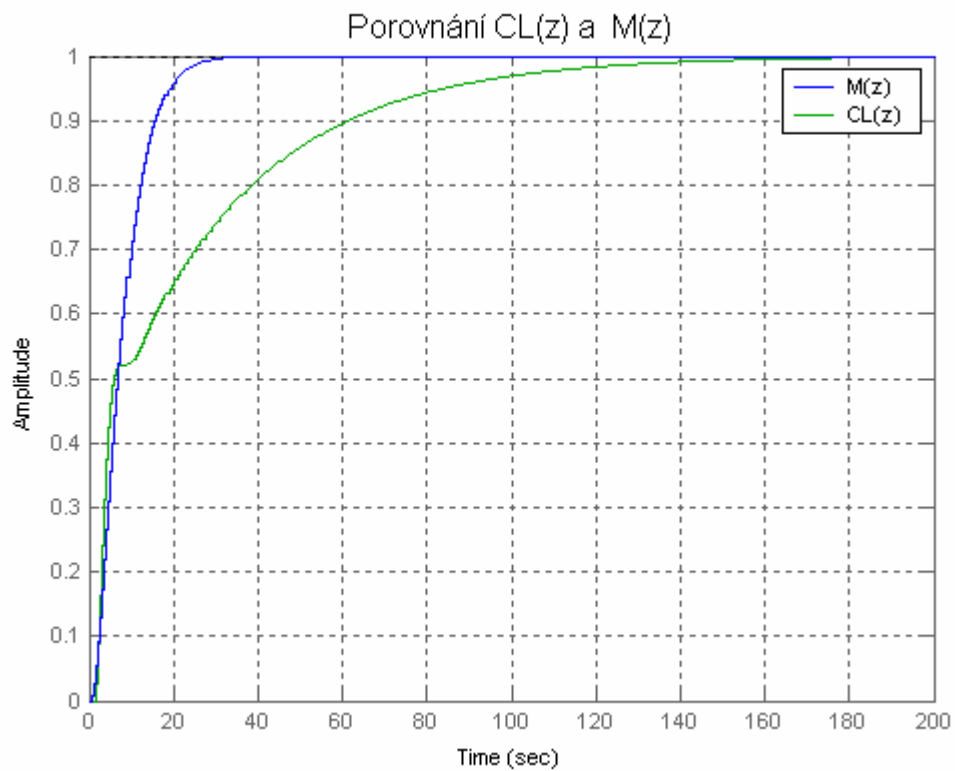
Obr. 39. Porovnání referenčního modelu s navrženým URO pomocí příkazu *bodemag* – s použitím OF



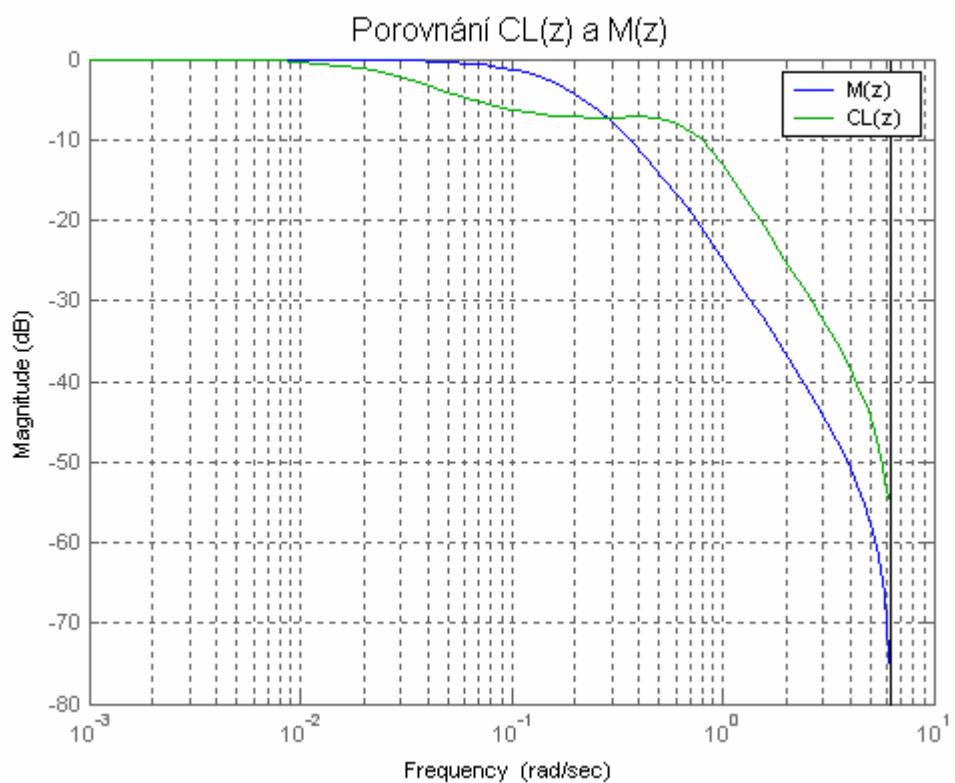
Obr. 40. Porovnání ref. modelu s navrženým URO – bez použití OF a s použitím PŠ



Obr. 41. Porovnání ref. modelu s navrženým URO – bez použití OF a s použitím PŠ



Obr. 42. Porovnání ref. modelu s navrženým URO – s použitím OF a s použitím PŠ



Obr. 43. Porovnání ref. modelu s navrženým URO – s použitím OF a s použitím PŠ

7 TESTOVÁNÍ METODY VRFT

Následující testování bylo zaměřeno na stabilitu systému a vliv použití optimálního filtru.

7.1 Využití náhodného Gaussovského signálu jako vstupního

Metodu VRFT s vybraným vstupním signálem jsem testovala pomocí všech modelů testovací sady (viz. Tab. 3). Metoda byla testována pro tři varianty periody vzorkování. Počet vzorků na přechodový děj jsem zvolila 10, 6, 15. Cílem bylo zjistit, jaký má vliv volba periody vzorkování na stabilitu systému a zda s pomocí optimálního filtru dosáhne lepších výsledků. Počet parametrů regulátoru jsem volila 2, 3, 4, 5, 8.

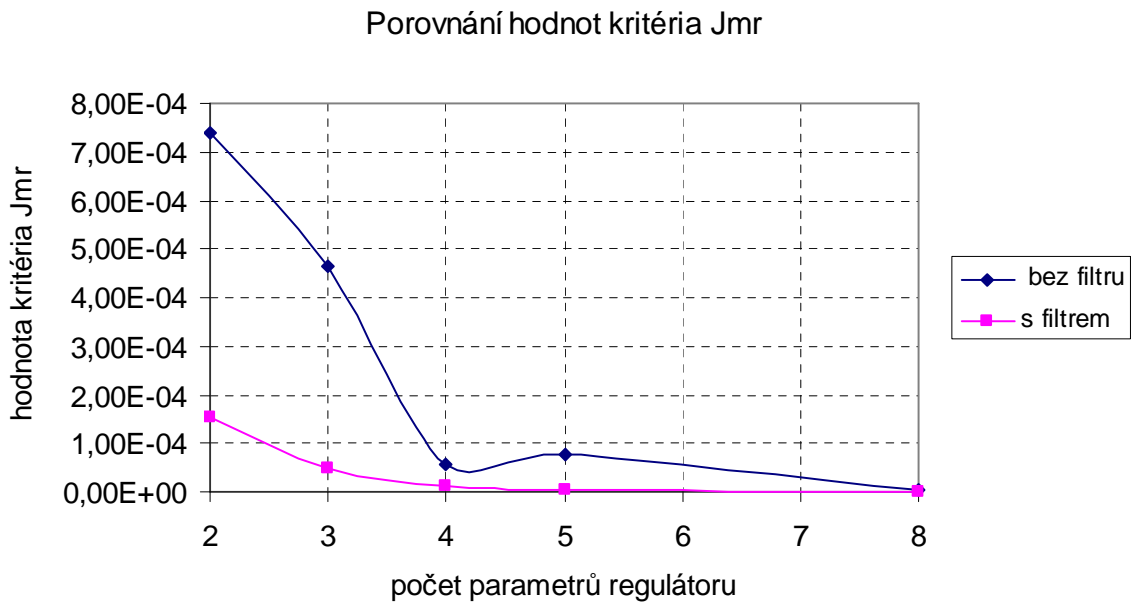
Při testování dosáhla nejlepších výsledků varianta periody vzorkování, která měla počet vzorků na přechodový děj 6 (čím menší zvolíme periodu vzorkování tím více působí rušivé vlivy a šum).

Z důvodů velkého množství dat budou v praktické části uvedeny výsledky modelu 3 (viz. Tab. 3) a to pro tři varianty počtu prvků na přechodový děj. Zbylá část výsledků bude uvedena v příloze a na přiloženém CD-ROM. V následujících tabulkách jsou znázorněny hodnoty vypočítaných kritérií optimality J_{mr} (1), kde n – je zvolený počet optimalizovaných parametrů regulátoru.

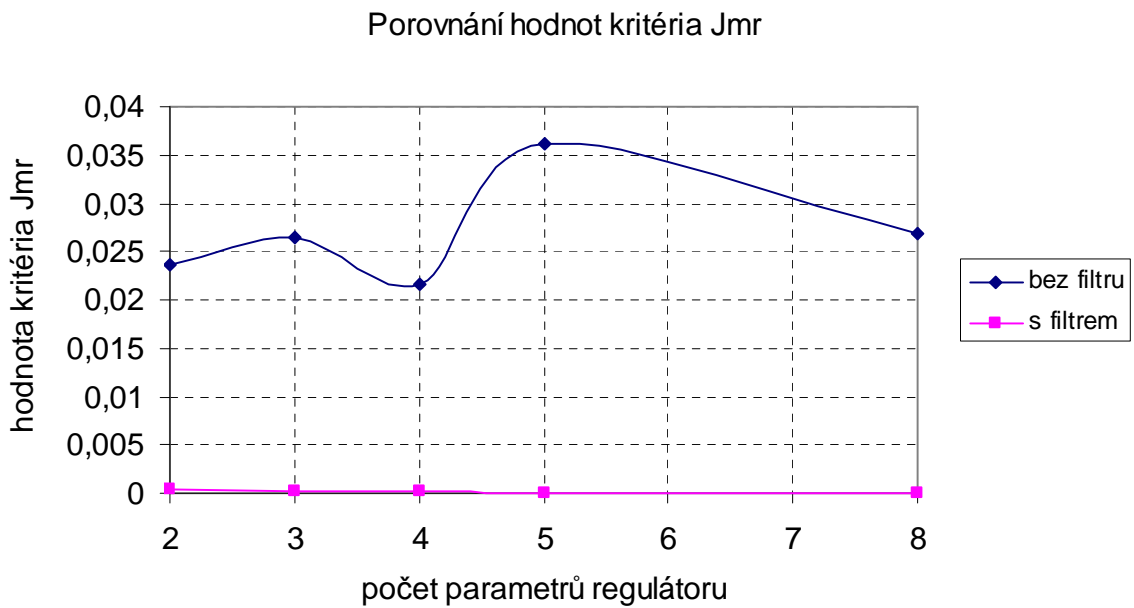
Tab. 7. Vypočítané hodnoty kritéria J_{mr} – počet vzorků na přechodový děj 10

n	$\alpha = 0,2$		$\alpha = 0,5$		$\alpha = 0,7$	
	Bez filtru	S filtrem	Bez filtru	S filtrem	Bez filtru	S filtrem
2	7,40E-04	1,55E-04	0,0237	4,26E-04	0,0296	9,40E-04
3	4,64E-04	4,94E-05	0,0265	1,48E-04	0,0331	2,48E-04
4	5,63E-05	1,36E-05	0,0217	1,03E-04	0,0339	1,38E-04
5	7,71E-05	4,79E-06	0,0361	9,88E-05	0,0296	1,15E-04
8	5,01E-06	1,33E-07	0,0269	9,76E-05	0,0315	1,08E-04

Grafické porovnání hodnot kritéria J_{mr} pro počet vzorků na přechodový děj 10 je vidět na výsledných grafech.



Obr. 44. Grafické porovnání pro volitelný parametr $\alpha = 0,2$

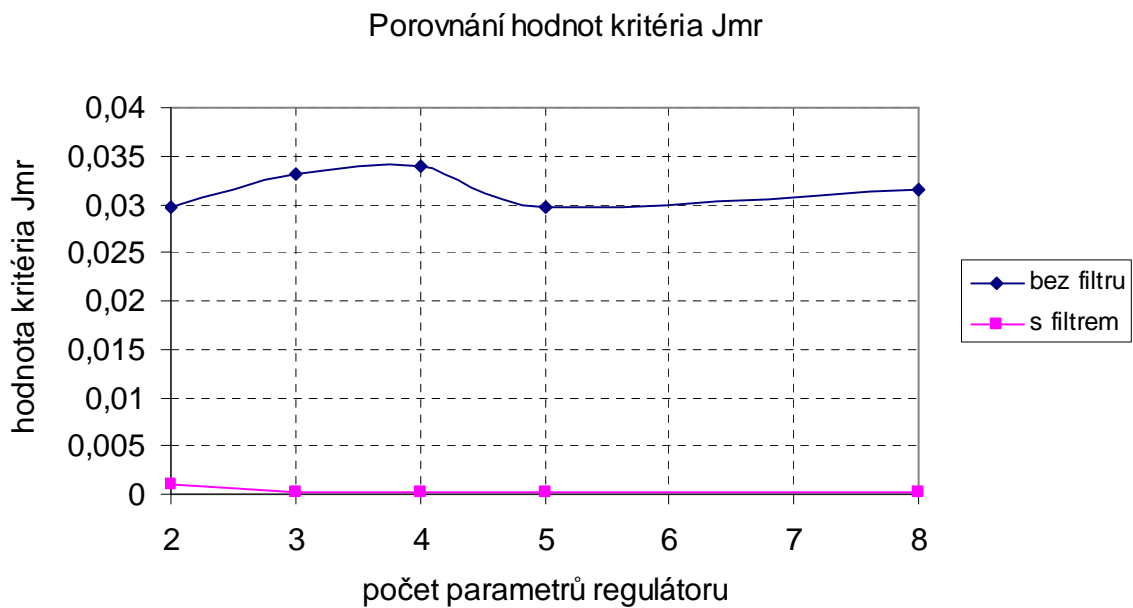


Obr. 45. Grafické porovnání pro volitelný parametr $\alpha = 0,5$

Popis grafů:

CL(z) – přenos uzavřené smyčky

OF – optimální filtr



Obr. 46. Grafické porovnání pro volitelný parametr $\alpha = 0,7$

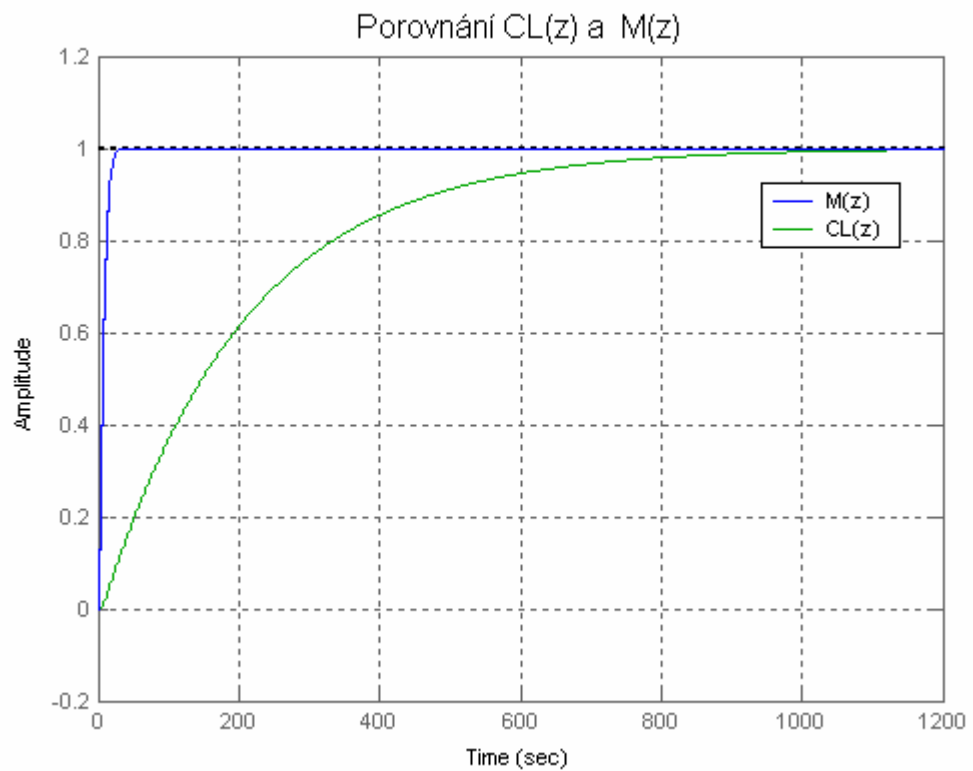
V Tab. 7 jsou znázorněny výsledky testování modelu 3. Počet vzorků na přechodový děj byl zvolen 10. Z výsledných hodnot kritérií Jmr (viz. Tab. 7, Obr. 44, 45, 46) je zřejmé, že nejlepších výsledků bylo dosaženo kdy volitelný parametr testovaného modelu měl hodnotu $\alpha = 0,2$. Z toho vyplývá, že zvyšováním hodnoty tohoto parametru dochází ke zvyšování obtížnosti daného přenosu z pohledu řízení.

Porovnáme-li výsledné hodnoty kritéria Jmr (viz. Tab. 7) dojdeme k závěru, že využití optimálního filtru je velmi užitečné, zejména v těch případech kdy je přenos obtížněji říditelný.

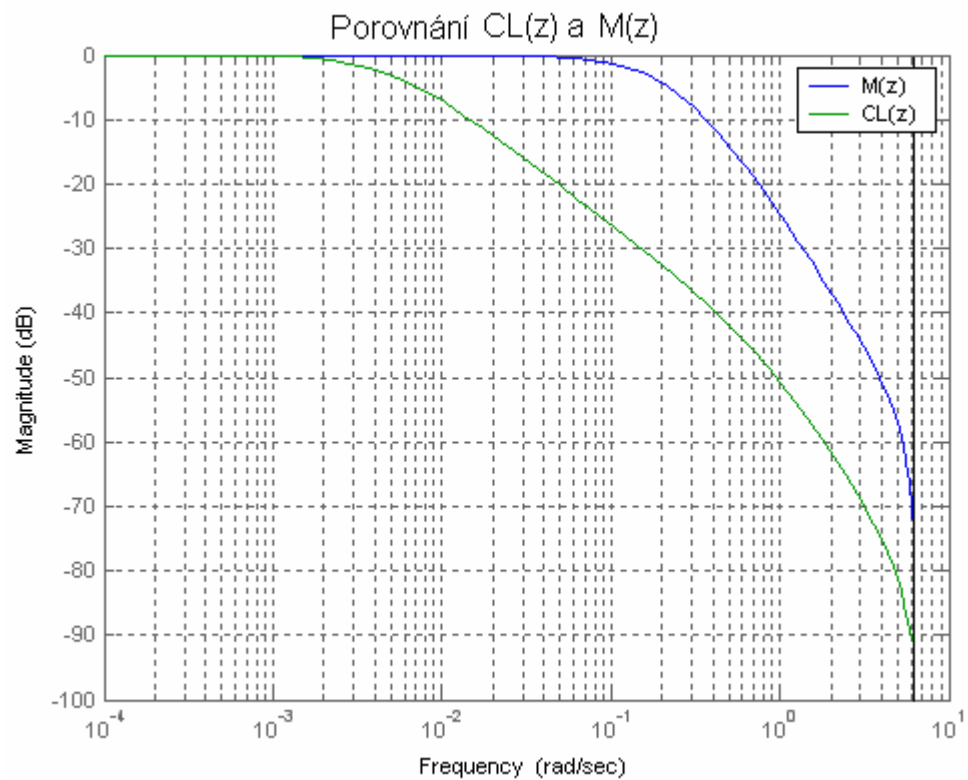
Na následujících grafem jsou znázorněny výsledky testování, které byly provedeny v programu Maltba/Simulink. Výsledky se vztahují k vybranému modelu 3, zvolený volitelný parametr $\alpha = 0,2$ a zvolený počet parametrů regulátoru 2.

Porovnání vypočítaných hodnot kritérií Jmr je graficky znázorněno na Obr. 44, Obr. 45. a Obr. 46. Zde jde pěkně vidět vliv použití optimálního filtru při výpočtu.

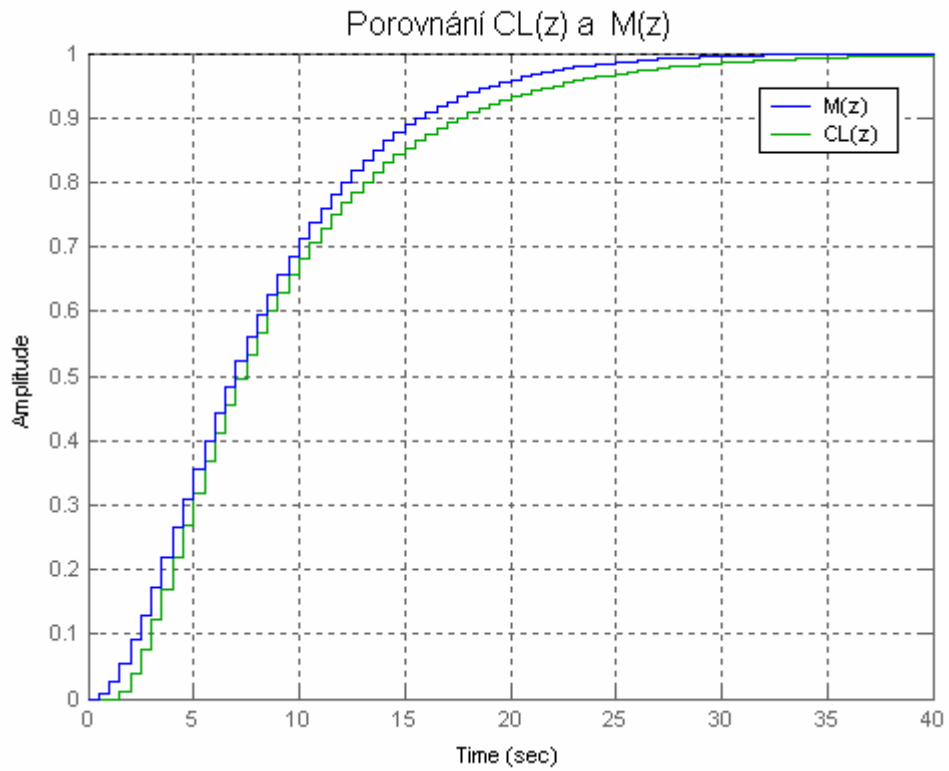
Výsledné grafické porovnání referenčního modelu s navrženým URO je jak pomocí přechodové charaktericky tak i pomocí amplitudové charaktericky. Výsledky testování bez použití optimálního filtru jsou znázorněny na Obr. 47 a Obr. 48. Výsledky testování s použitím optimálního filtru jsou znázorněny na Obr. 49 a Obr. 50. Při testování jsem si ověřila vliv použití optimálního filtru, díky němuž bylo dosaženo daleko lepších výsledků.



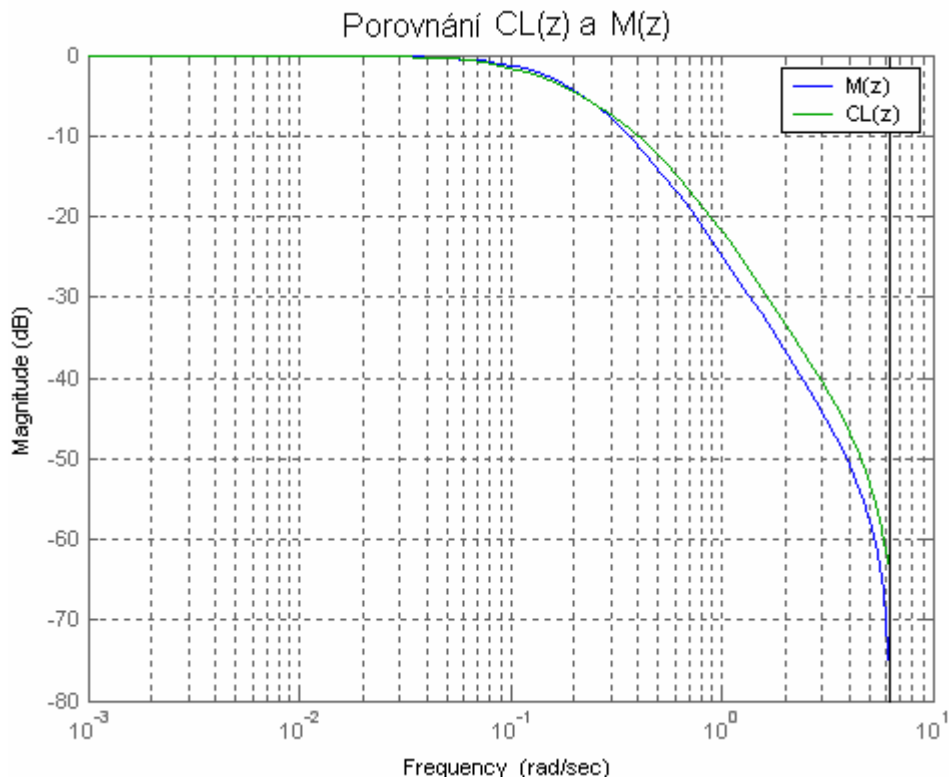
Obr. 47. Porovnání referenčního modelu s navrženým URO – bez použití OF



Obr. 48. Porovnání referenčního modelu s navrženým URO – bez použití OF



Obr. 49. Porovnání referenčního modelu s navrženým URO– s použitím OF



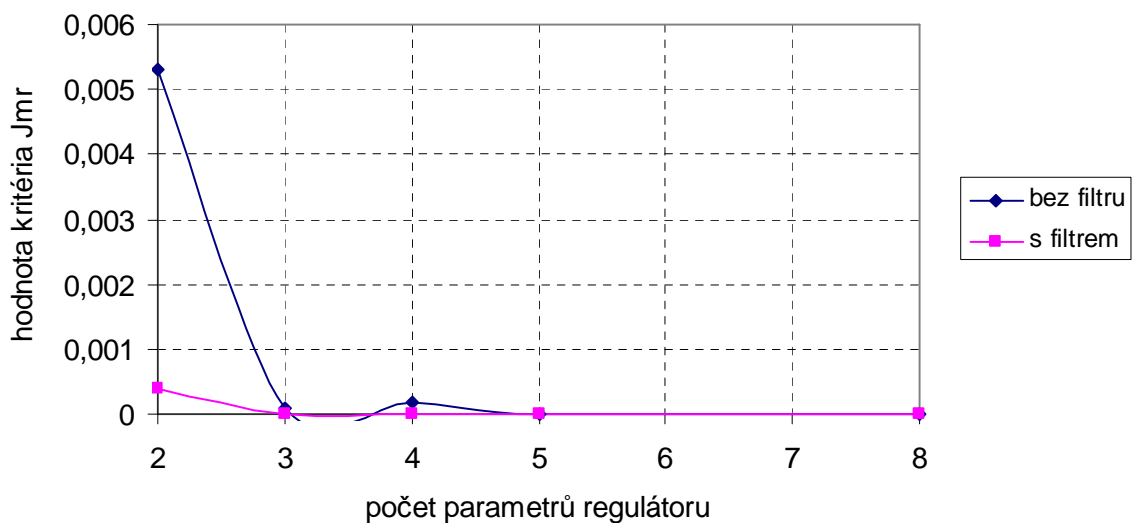
Obr. 50. Porovnání referenčního modelu s navrženým URO– s použitím OF

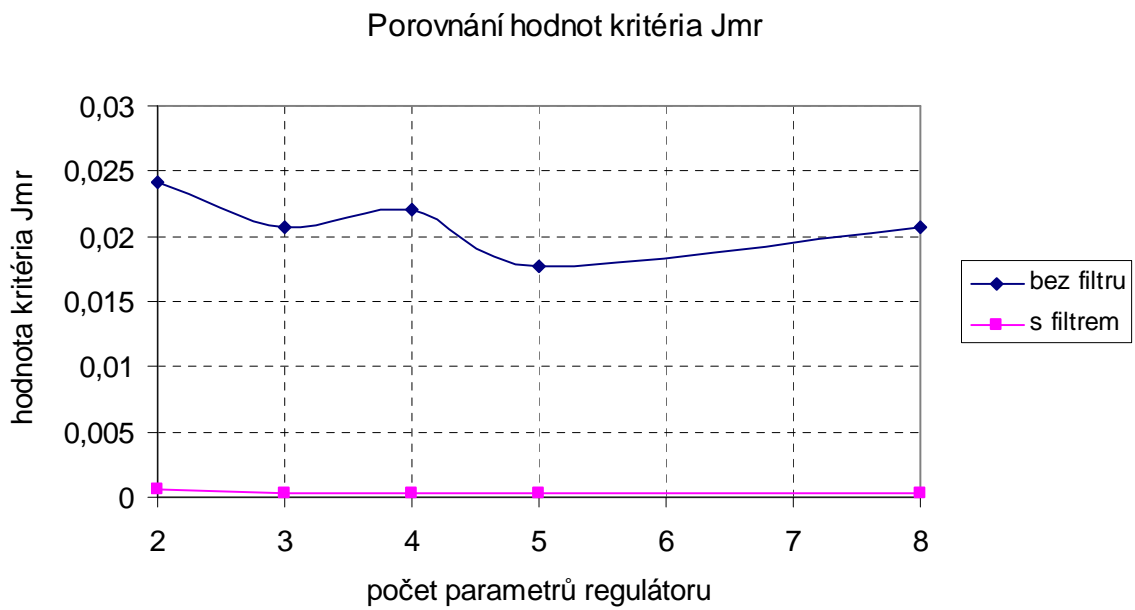
Tab. 8. Vypočítané hodnoty kritéria optimality J_{mr} s počtem vzorků na přechodový děj 6

n	$\alpha = 0,2$		$\alpha = 0,5$		$\alpha = 0,7$	
	Bez filtru	S filtrem	Bez filtru	S filtrem	Bez filtru	S filtrem
2	0,0053	4,07E-04	0,0241	5,34E-04	0,0366	0,0013
3	8,17E-05	1,49E-05	0,0207	3,09E-04	0,0513	5,66E-04
4	1,93E-04	9,21E-06	0,0221	2,54E-04	0,0394	4,44E-04
5	8,20E-06	3,09E-07	0,0177	2,49E-04	0,0398	4,28E-04
8	4,80E-07	1,32E-08	0,0207	2,46E-04	0,0358	4,24E-04

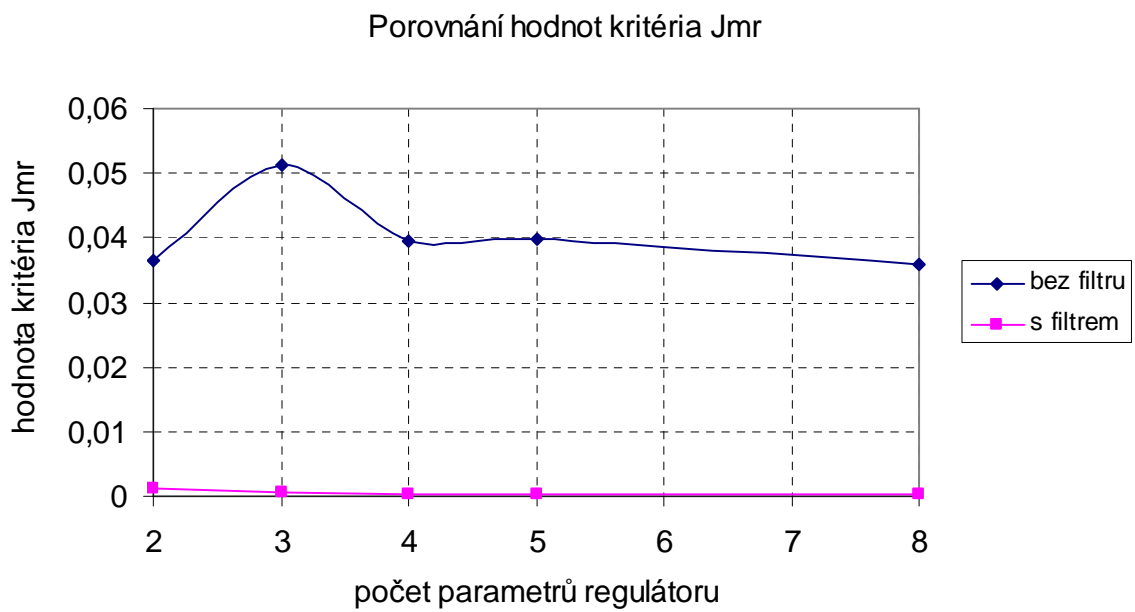
V Tab. 8 jsou znázorněny výsledky testování modelu č. 3. Počet vzorků na přechodový děj byl 6. I v tomto případě bylo dosaženo nejlepších výsledků kdy volitelný parametr měl hodnotu $\alpha = 0,2$. Na následujících grafech jsou znázorněny výsledky testování, které byly provedeny v programu Matlab/Simulink. Výsledky se vztahují k vybranému modelu 3, volitelnému parametru $\alpha = 0,2$ a zvolenému počet parametrů regulátoru 2. Porovnání vypočítaných hodnot kritérií J_{mr} je graficky znázorněno na Obr. 51, Obr. 52. a Obr. 53. Zde jde pěkně vidět vliv použití optimálního filtru při výpočtu. Z porovnání výsledných hodnot kritérií J_{mr} (viz. Tab. 8) je zřejmé, že díky použití optimálního filtru je metoda VRFT schopna dosáhnout lepších výsledků.

Grafické porovnání hodnot kritéria J_{mr} pro počet vzorků na přechodový děj 6 je vidět na výsledných grafech.

Porovnání hodnot kritéria J_{mr} Obr. 51. Grafické porovnání pro volitelný parametr $\alpha = 0,2$



Obr. 52. Grafické porovnání pro volitelný parametr $\alpha = 0,5$



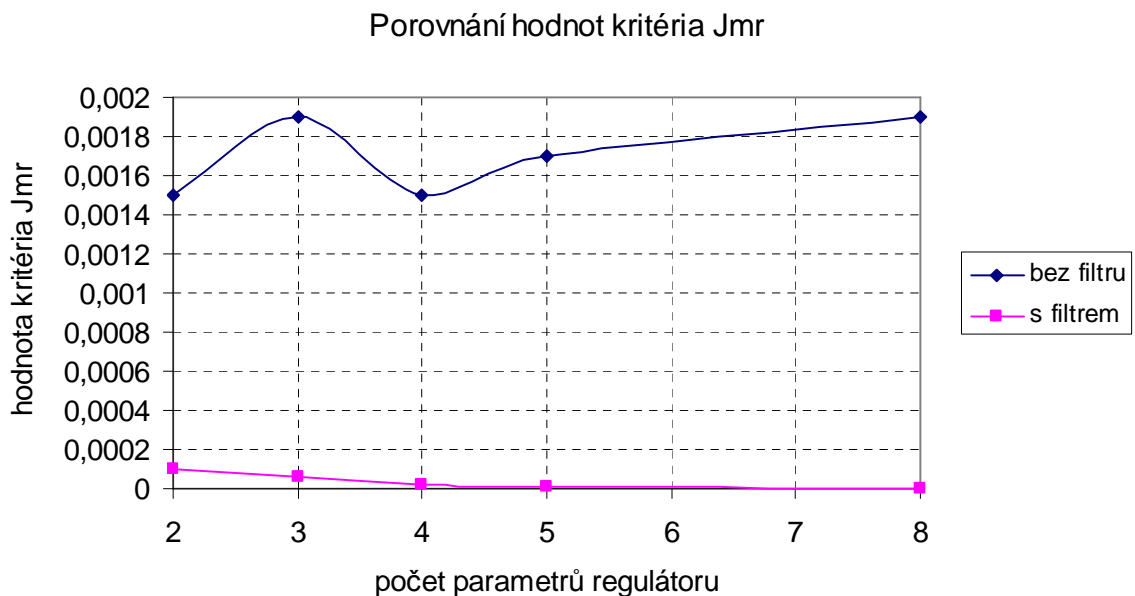
Obr. 53. Grafické porovnání pro volitelný parametr $\alpha = 0,7$

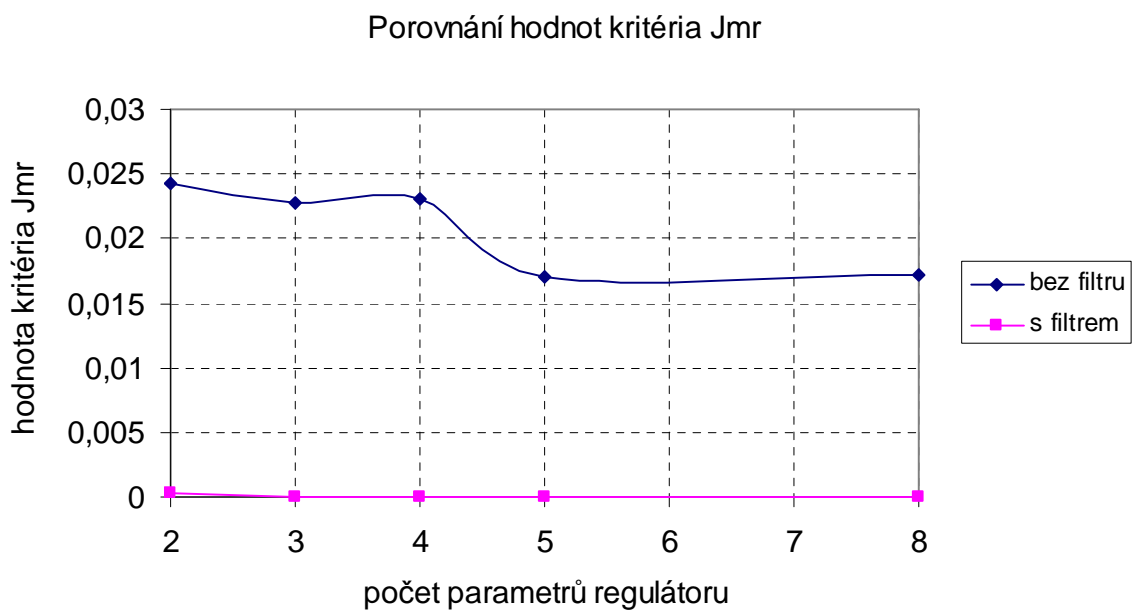
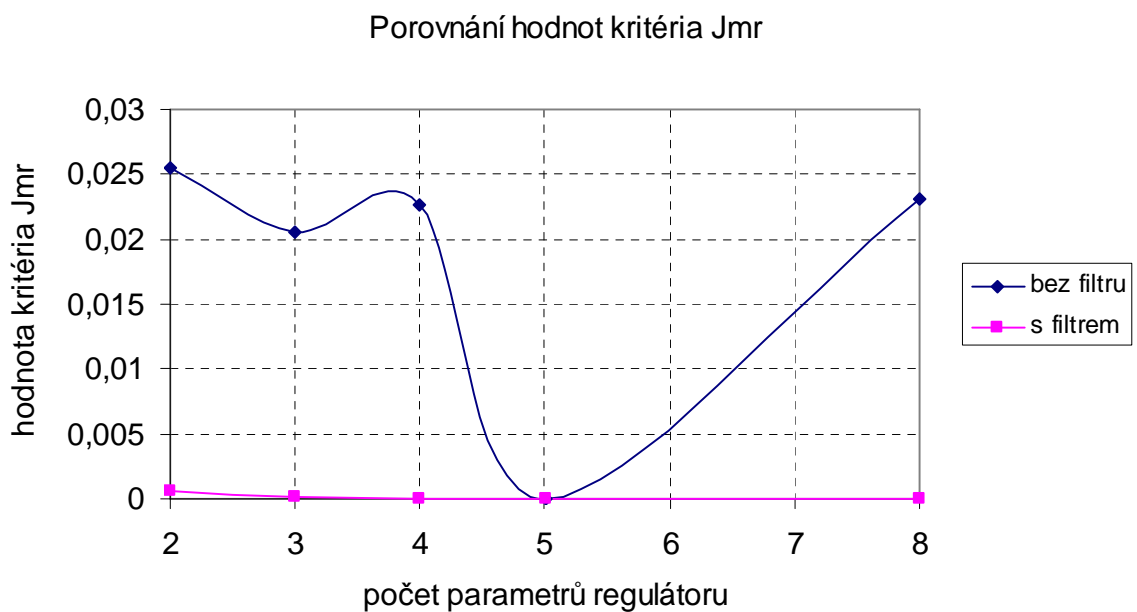
Tab. 9. Vypočítané hodnoty kritéria optimality Jmr s počtem vzorků na přechodový děj 15

n	$\alpha = 0.2$		$\alpha = 0.5$		$\alpha = 0.7$	
	Bez filtru	S filtrem	Bez filtru	S filtrem	Bez filtru	S filtrem
2	0,0015	9,84E-05	0,0243	3,11E-04	0,0255	6,72E-04
3	0,0019	5,67E-05	0,0227	7,26E-05	0,0205	1,21E-04
4	0,0015	2,16E-05	0,023	3,61E-05	0,0226	4,84E-05
5	0,0017	1,28E-05	0,017	3,18E-05	nestabilní	3,27E-05
8	0,0019	2,11E-06	0,0172	2,99E-05	0,0231	2,73E-05

V Tab. 9 jsou znázorněny výsledky testování modelu č. 3. Počet vzorků na přechodový děj byl zvolen 15. I v tomto případě bylo dosaženo nejlepších výsledků když volitelný parametr měl hodnotu $\alpha = 0,2$. Zde si můžeme povšimnout, že se nám v Tab. 9 objevil jeden nestabilní systém. Je to způsobeno volbou periody vzorkování. Počet vzorků na přechodový děj byl zvolen 15, čímž, se nám snížila hodnota periody vzorkování, což má za následek, že se začnou projevovat negativní vlivy, které mohou způsobit i nestabilitu systému. Porovnání vypočítaných hodnot kritérií Jmr je graficky znázorněno na Obr. 54, Obr. 55. a Obr. 56. V tab. 9 je opět pěkně vidět vliv použití optimálního filtru při výpočtu, který dokáže z destabilizujícího regulátoru udělat stabilizující.

Grafické porovnání hodnot kritéria Jmr pro počet vzorků na přechodový děj 15 je vidět na výsledných grafech.

Obr. 54. Grafické porovnání pro volitelný parametr $\alpha = 0,2$

Obr. 55. Grafické porovnání pro volitelný parametr $\alpha = 0,5$ Obr. 56. Grafické porovnání pro volitelný parametr $\alpha = 0,7$

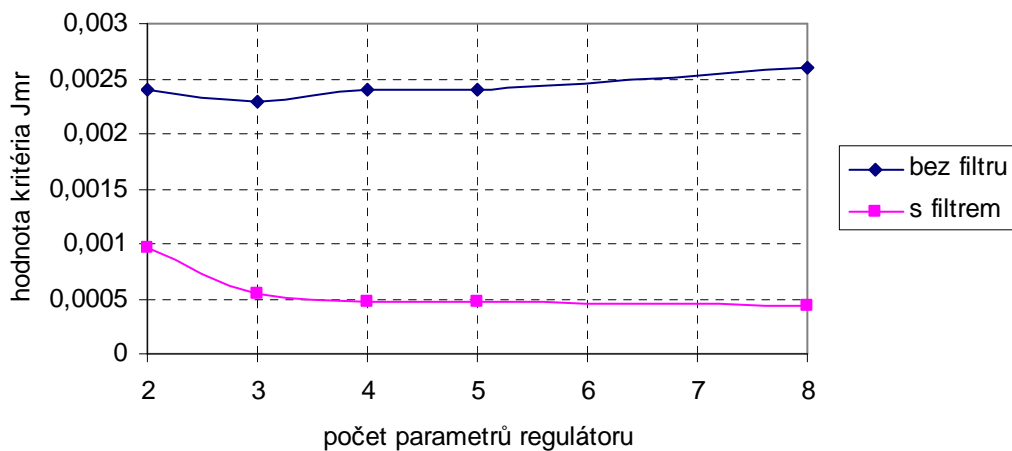
7.2 Vstupní signál “step“

Vstupní signál “step“ nebyl podroben takovému testování jako tomu bylo u náhodného Gaussovského signálu. Při testování byl použit model 1 z testovací sady a volitelný parametr $T_D = 1$. Na základě předchozího testování byl počet vzorků na přechodový děj zvolen 15. Výsledné hodnoty kritérií J_{mr} jsou v Tab. 10, kde n – je počet parametrů regulátoru. I v tomto případě bylo při použití optimálního filtru dosaženo lepších výsledků. Grafické porovnání, které více ukazuje vliv optimálního filtru při výpočtu parametrů regulátoru je znázorněno na Obr.57. U vstupního signálu byla zvolena velikost skoku 1 a doba působení skoku 15 [s]. I v tomto případě jsem volila počet parametrů regulátoru 2, 3, 4, 5 a 8.

Tab. 10. Hodnoty kritéria J_{mr}

n	Td = 1	
	Bez filtru	S filtrem
2	0,0024	9,72E-04
3	0,0023	5,37E-04
4	0,0024	4,75E-04
5	0,0024	4,65E-04
8	0,0026	4,44E-04

Porovnání hodnot kritéria J_{mr}



Obr. 57. Grafické porovnání pro volitelný parametr $T_D = 1$

7.3 Vstupní signál “sinus“

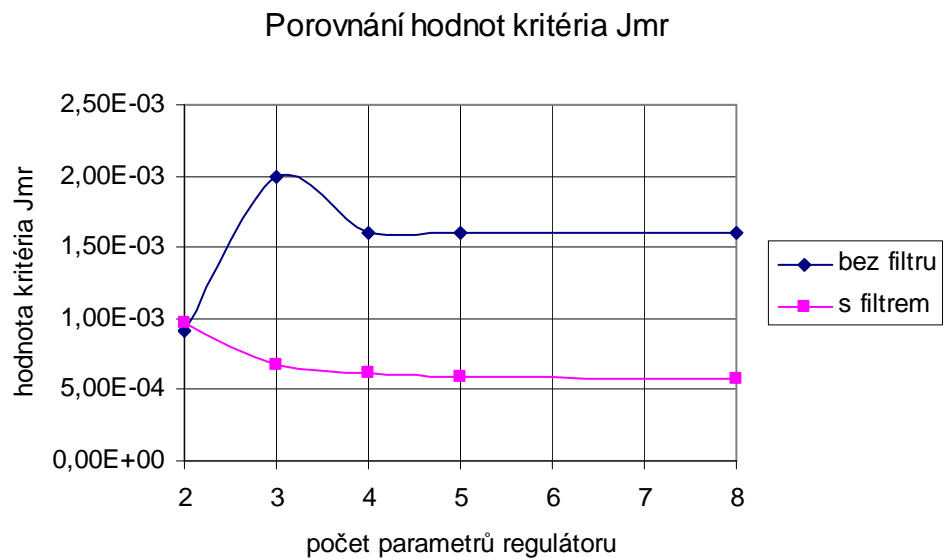
Vstupní signál “sinus“ nebyl stejně tak jako v předchozím případě podroben takovému testování jak tomu bylo u náhodného Gaussovského signálu. Při testování byl použit model 1 z testovací sady a volitelný parametr $T_D = 1$. I zde byl na základě předchozího testování zvolen počet prvků na přechodový děj zvolen 15. Výsledné hodnoty kritérií Jmr jsou v Tab. 11. I v tomto případě bylo při použití optimálního filtru dosaženo lepších výsledků.

Výsledné hodnoty kritérií Jmr jsou vidět na Obr. 58. Při testování byl použit vstupní signál s frekvencí 0,3 Hz, 0,4 Hz a 0,5 Hz. Jako nejvhodnější se jevil vstupní signál s následující parametry kde amplituda = 1, frekvence = 0,3 Hz a počet dat byl 100. Z testování bylo zřejmé, že při zvyšování frekvence, vstupní signál více zatěžuje systém a tím dochází ke zhoršení výsledků. Počet parametrů regulátoru jsem volila 2, 3, 4, 5 a 8.

Tab. 11. Hodnoty kritéria Jmr

n	Td = 1	
	Bez filtru	S filtrem
2	9,09E-04	9,67E-04
3	0,002	6,70E-04
4	0,0016	6,22E-04
5	0,0016	5,89E-04
8	0,0016	5,74E-04

Z Obr. 58 můžeme vyčíst, jaký má vliv počet parametrů regulátor, který volíme. V případě jednodušší volby struktury regulátoru dochází ke stejným výsledům jak bez použití filtru tak i s jeho použitím. Naopak při zvyšování počtu parametrů regulátoru je nezbytné abychom optimální filtr při výpočtu použili, neboť bez něho nedosáhneme tak dobrých výsledků. Výsledky kritéria Jmr nám v podstatě ukazují rozdíl mezi požadovaným a navrženým chováním URO.

Obr. 58. Grafické porovnání pro volitelný parametr $T_D = 1$

7.4 Vliv periody vzorkování

Při testování metody VRFT jsem si ověřila jaký má vliv volba periody vzorkování při výpočtu. Počet vzorků na přechodový děj byl 6, 10 a 15. V Tab. 12 jsou znázorněny vypočítané hodnoty kritéria Jmr.

Při dosažení výsledků v Tab. 12 byl použit:

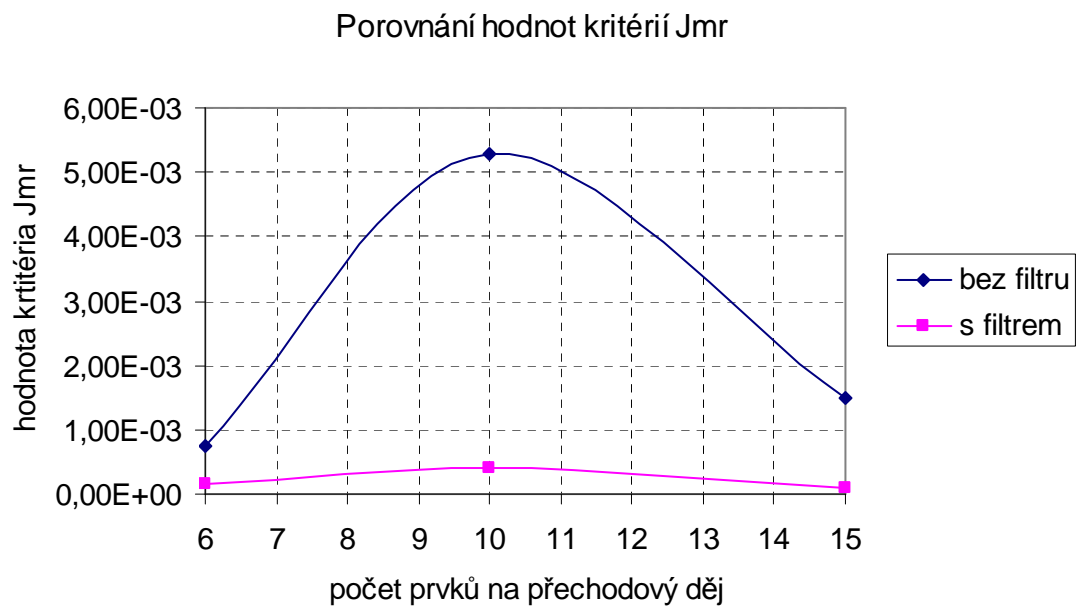
- $u(t)$ náhodný Gaussovský signál s počtem dat 1000
- $P(s)$ model 3 z testovací sady (Tab. 3) s volitelným parametrem $\alpha = 0,2$
- počet parametrů regulátoru byl zvolen 2
- p počet vzorků na přechodový děj byl volen 6, 10, 15

Tab. 12. Hodnoty kritéria Jmr

p	$\alpha = 0,2$	
	Bez filtru	S filtrem
6	7,40E-04	1,55E-04
10	0,0053	4,07E-04
15	0,0015	9,84E-05

Jak v Tab. 12 tak i na Obr. 59 můžeme vidět jak se mění hodnoty kritérií v závislost na volbě periody vzorkování. Jednoznačně nejlepších hodnot bylo dosaženo v prvním případě, kdy počet vzorků na přechodový děj byl 6.

Tento názorný příklad ukazuje jak velký vliv má volba periody vzorkování na návrh optimálních parametrů regulátoru.



Obr. 59. Grafické porovnání pro volitelný parametr $\alpha = 0,2$

8 TESTOVÁNÍ METODY VRFT – ZAŠUMĚNÁ DATA

Následující testování bylo zaměřeno zejména na vliv potlačení šumu, dále na stabilitu výsledného URO a vliv použití optimálního filtru. Při potlačení šumu se volí řád modelu ARX. Jde o využití metody instrumentální proměnné. Pomocí ní by měla metoda VRFT lépe navrhnout optimální parametry regulátoru. Zašuměná data většinou získáme při reálném experimentu a je žádoucí, abychom daný šum odstranili.

Níže budou uvedeny výsledky testování. Při testování byly použity zašuměná data, které jsem získala pomocí vytvořeného simulinkového schématu (viz. Obr. 21). Aby bylo docíleno zašumění dat byl do schématu vložen blok bílé šum. Přenos řízeného systému byl zvolen model č. 3 testovací sady s volitelným parametrem $T_d = 1$ a počtem vzorků na přechodový děj 15. Byly naměřeny 2 sady zašuměných dat s různým výkonem šumu. Počet parametrů regulátoru byl volen 2, 3, 4, 5 a 8. Jako vstupní signál byl zvolen “step”.

Popis jednotlivých variant:

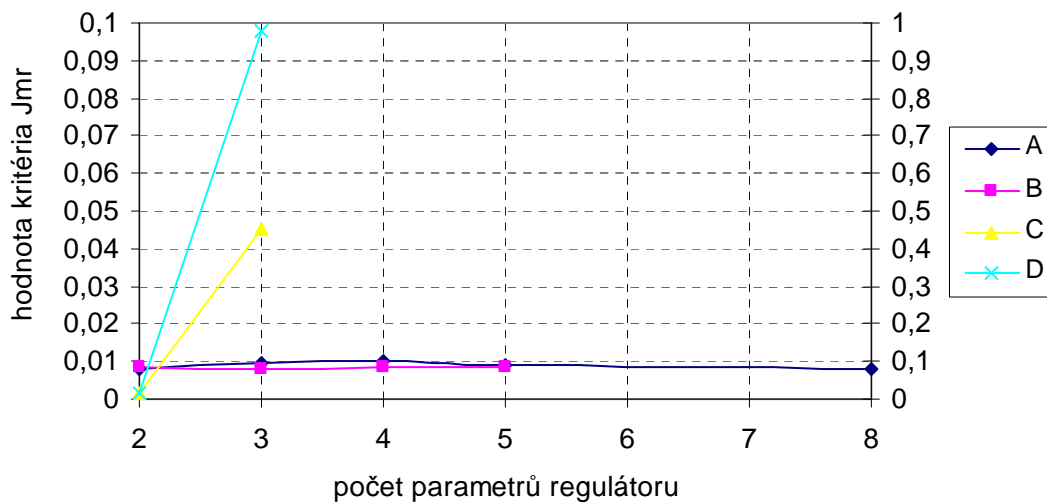
- A – testování bez použití optimálního filtru a bez použití potlačení
- B – testování s použitím optimálního filtru a bez použití potlačení šumu
- C – testování bez použití optimálního filtru a s použitím potlačení šumu
- D – testování s použitím optimálního filtru a s použitím potlačení šumu

Tab. 13. Hodnoty kritéria J_{mr} - výkon šumu 0,0001

n	Pro volitelný parametr $T_d = 1$				Řád modelu ARX
	Varianta				
	A	B	C	D	
2	0,0082	0,0087	0,0018	0,0158	5
3	0,0098	0,0082	0,0452	0,9803	5
4	0,0102	0,0084	nestabilní	nestabilní	5
5	0,0091	0,0084	nestabilní	nestabilní	5
8	0,0081	nestabilní	nestabilní	nestabilní	5

V Tab. 13 jsou znázorněny výsledné hodnoty kritéria J_{mr} . Grafické porovnání hodnot je vidět na Obr. 60. Při testování jsem volila řád modelu ARX - 1., 2., 3., 4. a 5. Při testování bylo dosaženo nejlepších výsledků použitím 5. řádu modelu ARX.

Z Tab. 13 i z Obr. 60 vyplývá, že při zvyšování počtu parametrů regulátoru (což představuje složitější volbu struktury regulátoru) začíná být systém nestabilní. Při porovnání hodnot v Tab. 13 je zřejmé, že nejlepší hodnoty kritéria J_{mr} bylo dosaženo u varianty C s počtem parametrů regulátoru 2. Naopak použijeme-li při výpočtu zároveň vliv optimálního filtru a vliv potlačení šumu, z výsledných hodnot (viz. Tab.13) se dá vyčíst, že spojením těchto dvou metod dochází k negativnímu působení, které má vliv na optimální návrh regulátoru.

Porovnání hodnot kritéria J_{mr} Obr. 60. Grafické porovnání pro volitelný parametr $T_d = 1$

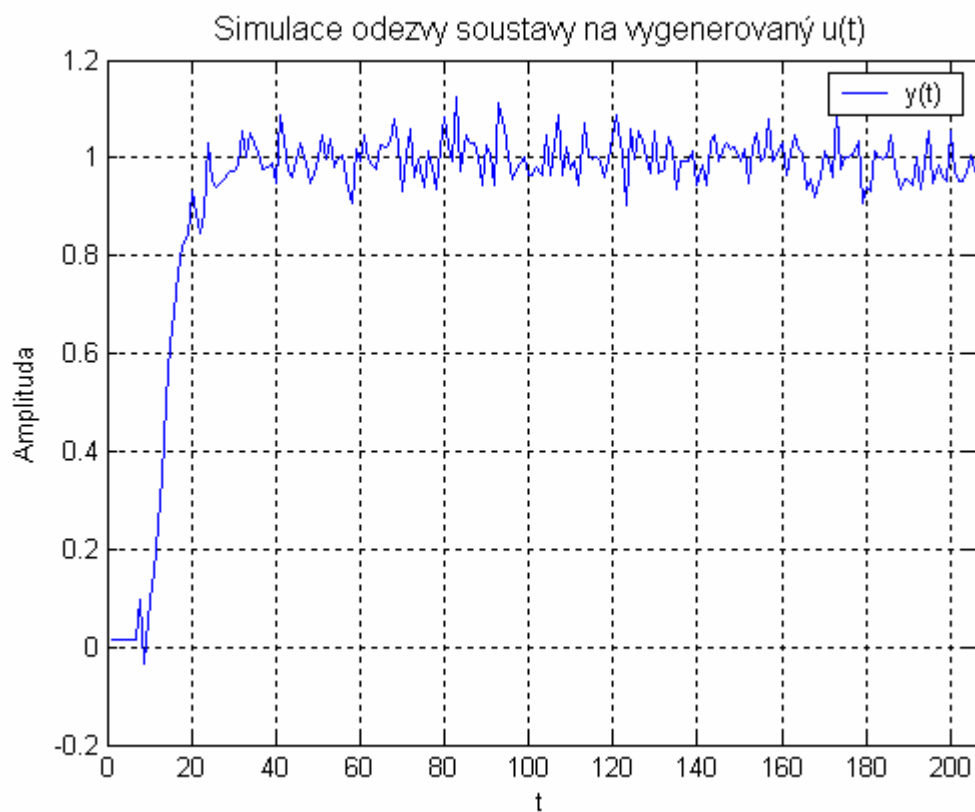
V Tab. 14 jsou znázorněny výsledky kritéria J_{mr} , kde zašumovaná data mají výkon šumu 0,0008 (viz. Obr. 61).

Tab. 14. Hodnoty kritéria J_{mr} - výkon šumu 0,0008

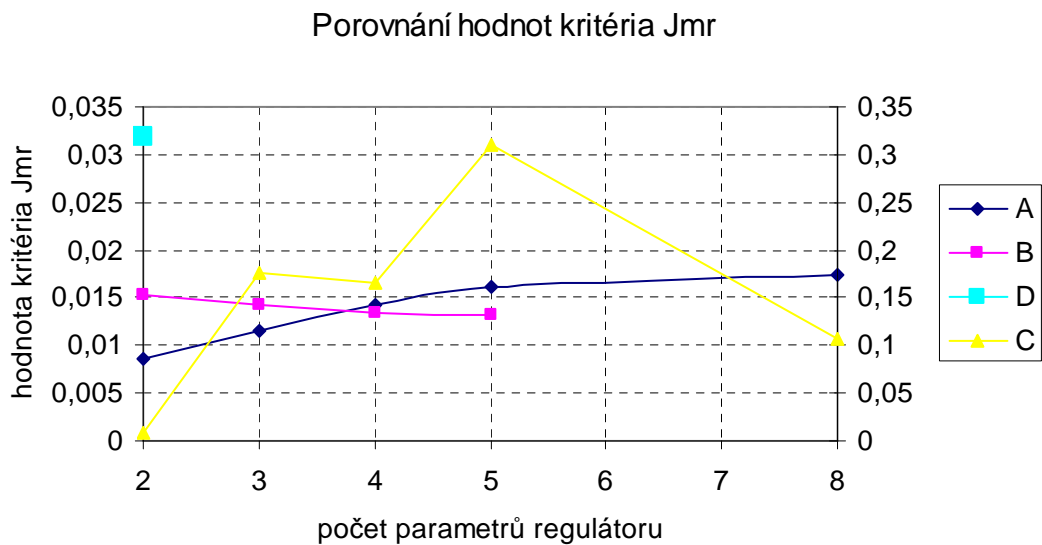
Pro volitelný parametr $T_d = 1$					
n	Varianta				Řád modelu ARX
	A	B	C	D	
2	0,0085	0,0153	0,0082	0,0318	5
3	0,0116	0,0142	0,1758	nestabilní	5
4	0,0142	0,0134	0,1654	nestabilní	5
5	0,0161	0,0133	0,31	nestabilní	5
8	0,0175	nestabilní	0,1059	nestabilní	5

Popis jednotlivých variant:

- A – testování bez použití optimálního filtru a bez použití potlačení šumu (viz. Obr. 63, 64).
- B – testování s použitím optimálního filtru a bez použití potlačení šumu (viz. Obr. 65, 66).
- C – testování bez použití optimálního filtru a s použitím potlačení šumu (viz. Obr. 67, 68).
- D – testování s použitím optimálního filtru a s použitím potlačení šumu (viz. Obr. 69, 70).



Obr. 61. Simulace odezvy soustavy na vygenerovaný vstupní signál

Obr. 62. Grafické porovnání pro volitelný parametr $T_d = 1$

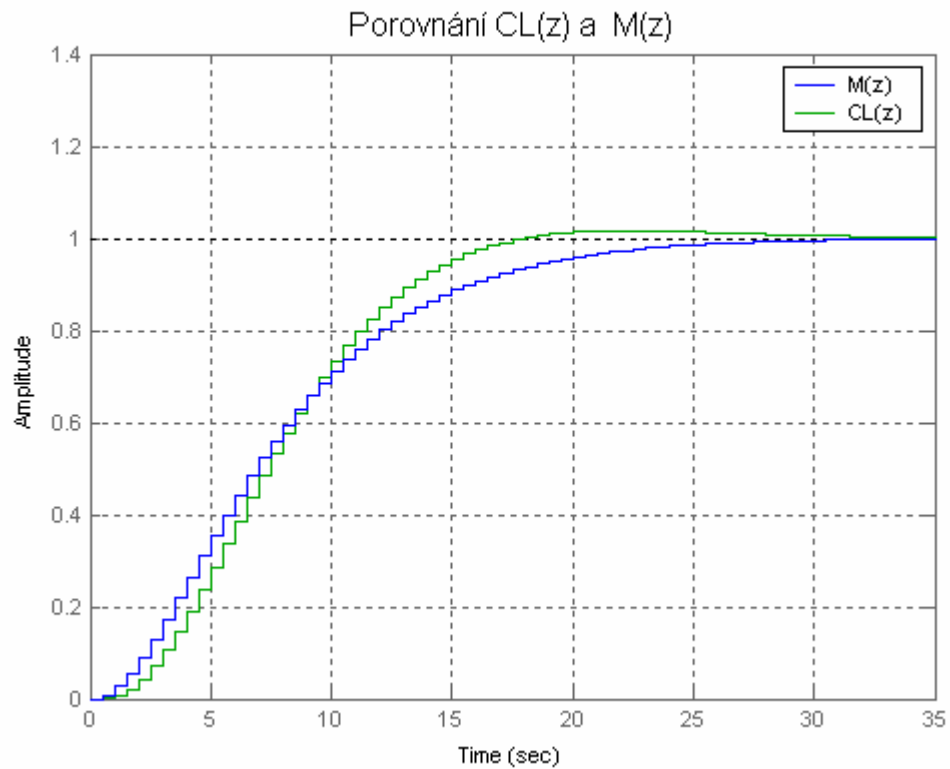
Na následujících grafech jsou znázorněny průběhy testování metody VRFT. Počet parametrů regulátoru byl zvolen 2 a $T_0 = 0,5$ [s]. Při porovnání výsledných grafů je zřejmé, že nejlepších výsledků bylo dosaženo u varianty A a varianty C. Abychom, ale věděli která varianta je nejlepší, k tomu slouží vypočítaná hodnota kritéria Jmr (viz. Tab. 14), která nám ukazuje rozdíl mezi požadovaným a navrženým chováním URO. Porovnáme-li hodnoty v Tab. 14, dojdeme k závěru, že nejlepšího výsledku bylo dosaženo u varianty C (viz. Obr. 67, 68). Z toho důvodu je výpočet hodnoty kritéria Jmr výhodný, neboť nám přesně ukazuje rozdíl v chování URO. Porovnáme-li výsledné grafy, nejsme schopni rozpoznat drobné rozdíly v chování URO.

Popis grafů:

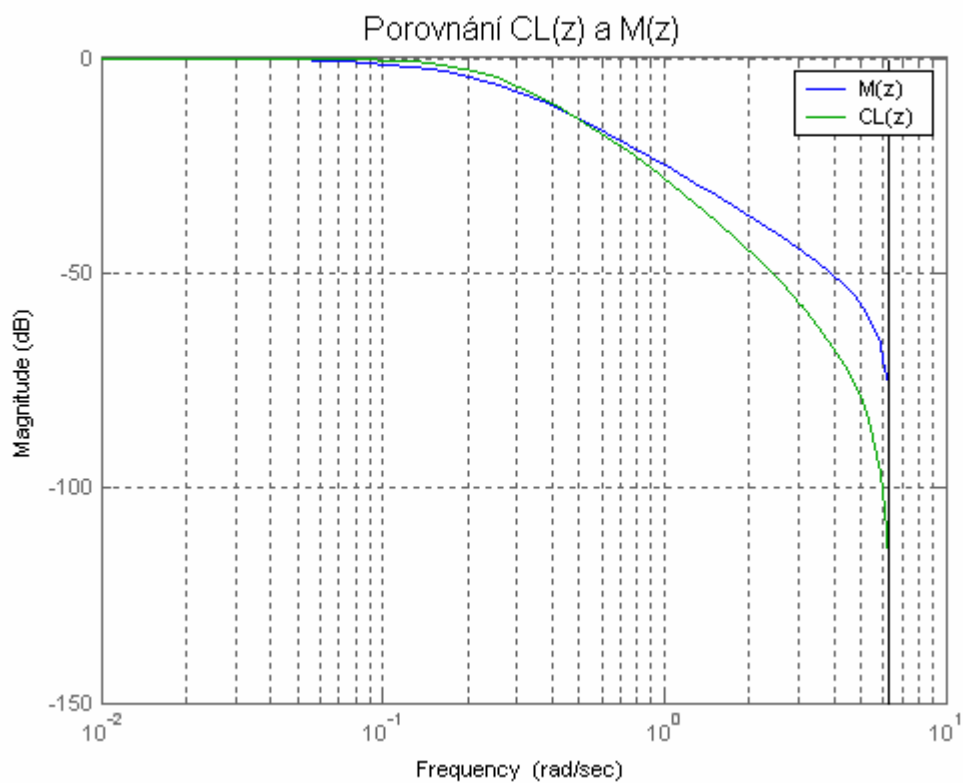
CL(z) – přenos uzavřené smyčky

OF – optimální filtr

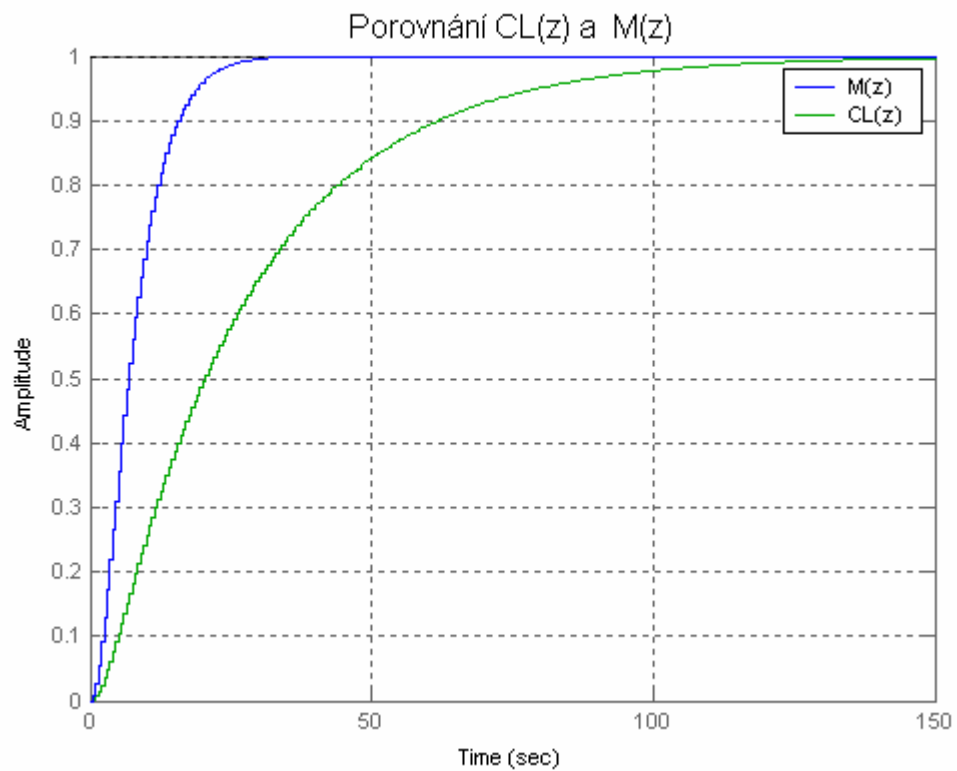
PŠ – potlačení šumu



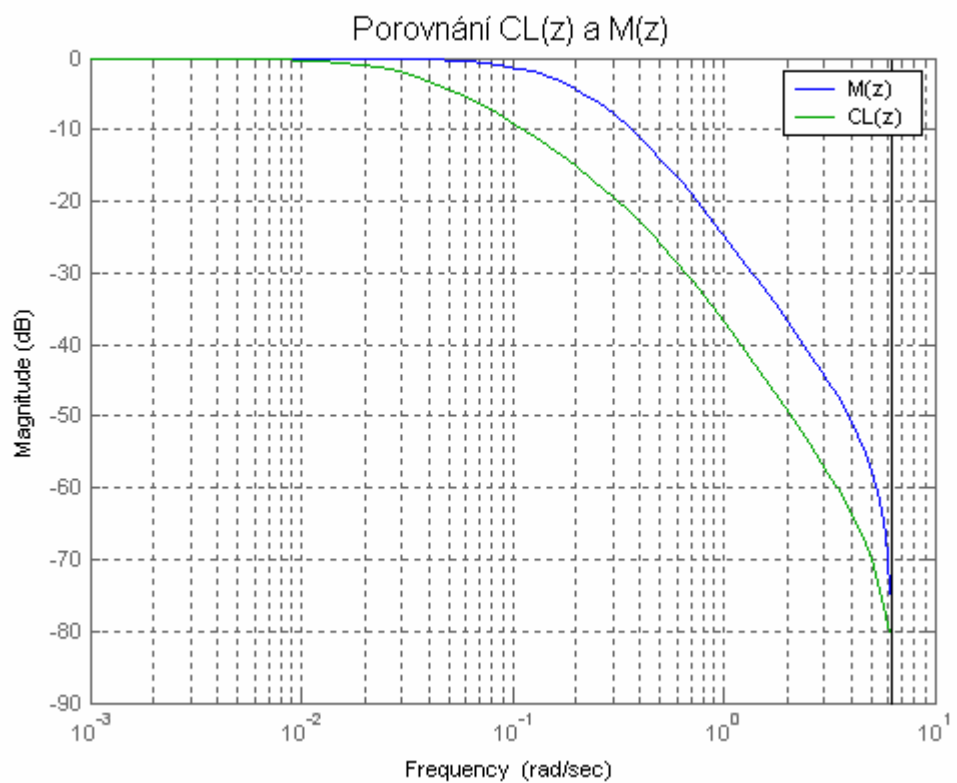
Obr. 63. Porovnání referenčního modelu s navrženým URO – bez použití OF



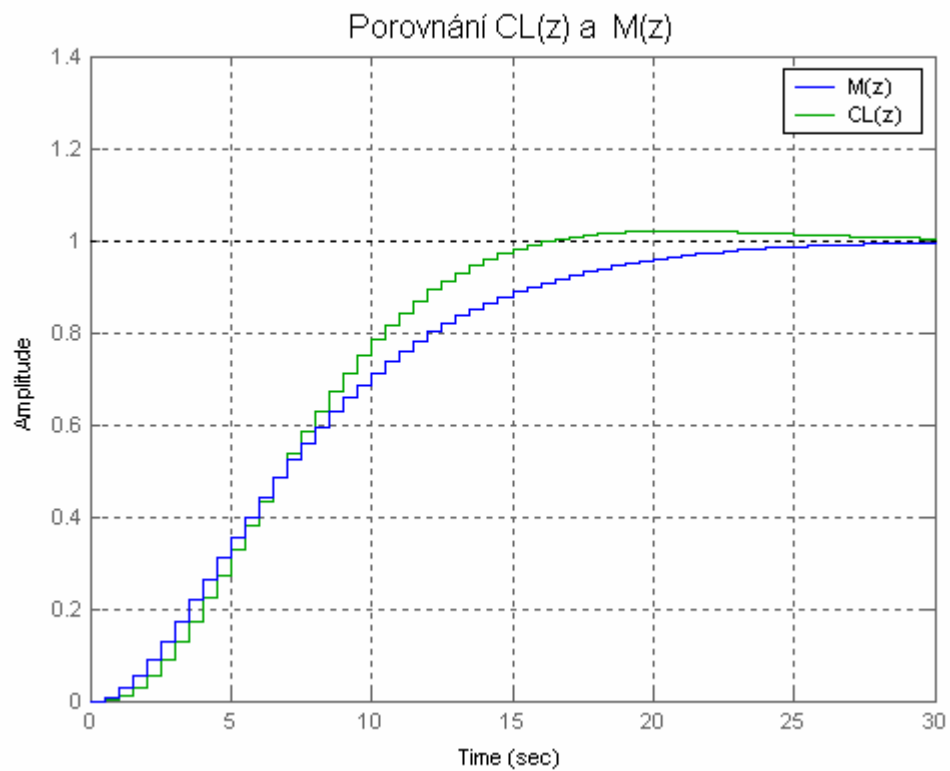
Obr. 64. Porovnání referenčního modelu s navrženým URO– bez použití OF



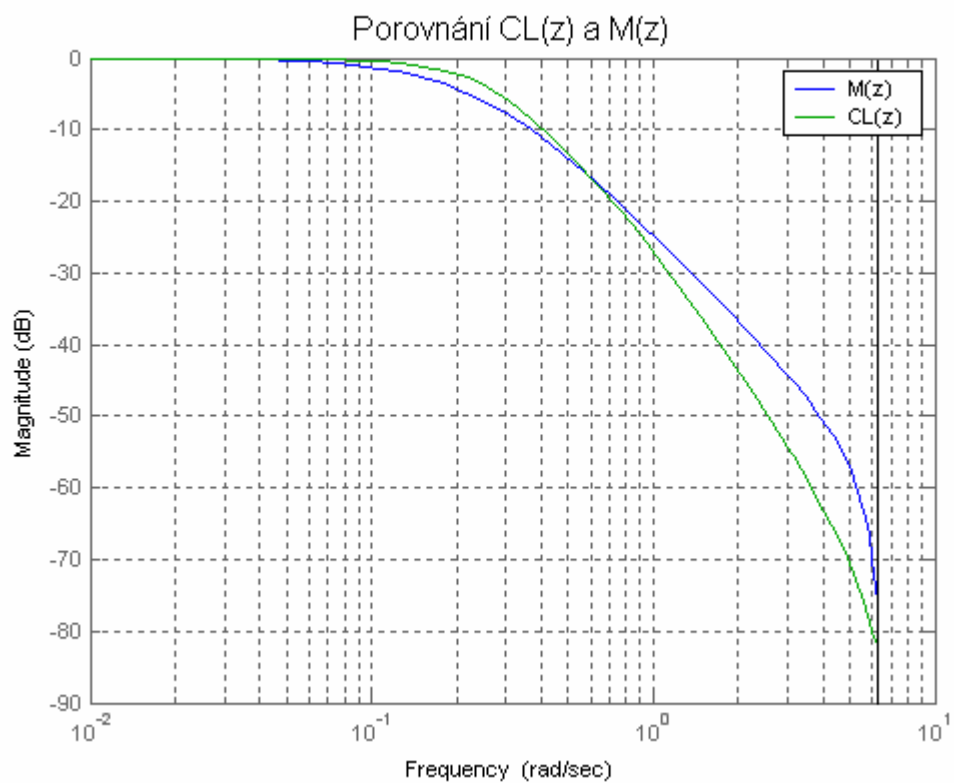
Obr. 65. Porovnání referenčního modelu s navrženým URO– s použitím OF



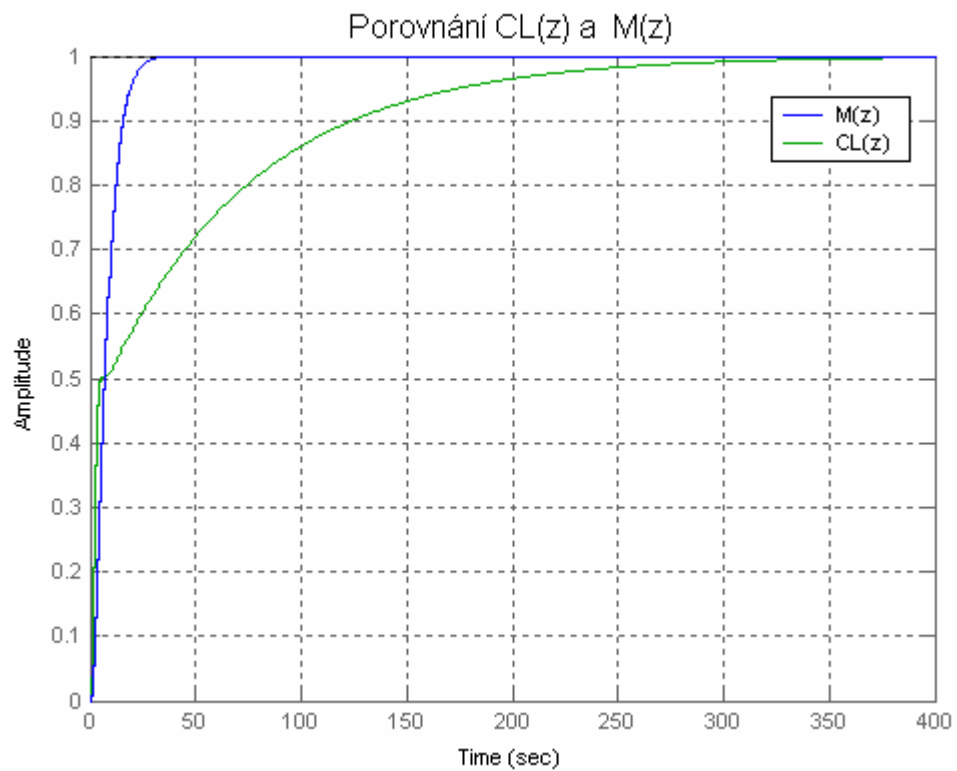
Obr. 66. Porovnání referenčního modelu s navrženým URO – s použitím OF



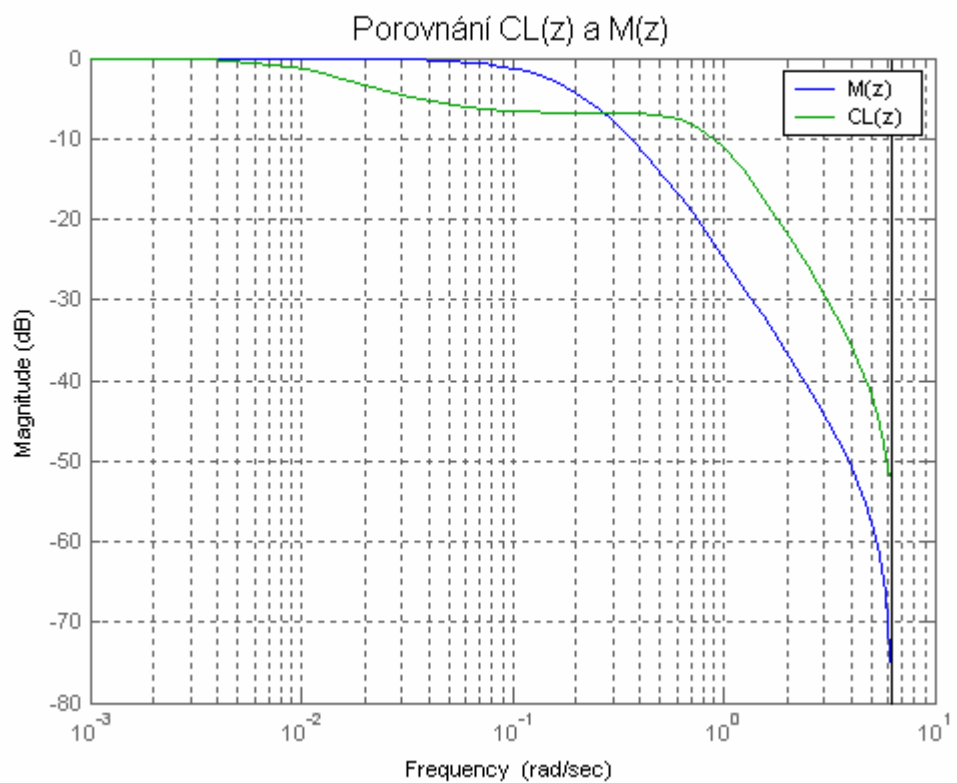
Obr. 67. Porovnání referenčního modelu s navrženým URO – s použitím vlivu PŠ



Obr. 68. Porovnání referenčního modelu s navrženým URO – s použitím vlivu PŠ



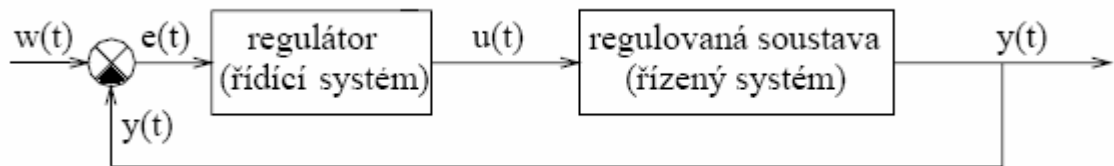
Obr. 69. Porovnání ref. modelu s navrženým URO – s použitím vlivu OF a PŠ



Obr. 70. Porovnání ref. modelu s navrženým URO – s použitím vlivu OF a PŠ

9 ZHODNOCENÍ TESTOVÁNÍ

Regulace je udržování určité fyzikální veličiny na konstantní hodnotě nebo podle určitého pravidla se měnící hodnotě. Na Obr. 71 je znázorněno základní regulační schéma.



Obr. 71. Základní regulační schéma

Základním principem každé regulace je zpětná vazba, která zprostředkuje regulátoru zpětnou informaci o velikosti regulované veličiny $y(t)$. Zpětná vazba může být realizována jakkoliv, např. pomocí obsluhy (ruční regulace) nebo automaticky pomocí vhodného čidla (automatická regulace). Regulátor pak získává zpětnou informaci o skutečné velikosti regulované veličiny, tuto hodnotu porovnává s požadovanou hodnotou $w(t)$ (rozdílem těchto hodnot je tzv. regulační odchylka $e(t)$) a pomocí tzv. akčního členu (akční veličiny) $u(t)$ se pak snaží docílit požadované hodnoty regulované veličiny, tedy velikost regulační odchylky minimalizovat.

Metoda VRFT byla důkladně otestována pomocí sady zlepšených testovacích modelů (viz. Tab. 3), která obsahuje přenosy nejčastěji se vyskytujícími procesů odstupňovaných dle obtížnosti jejich řízení. Při testování byla použita verze DEMO vytvořeného GUI, která nabízí 3 varianty vstupního signálu (gauss, step a sinus). Důkladnému otestování byl podroben náhodný Gaussovský signál, který byl testován pomocí všech modelů testovací sady (viz. Tab. 3) a pro 3 varianty počtu vzorků na přechodový děj (v mém případě šlo o počet 6, 10 a 15). Počet parametrů regulátoru, který jsem volila u každého testování byl 2, 3, 4, 5 a 8.

V průběhu testování byly použity celkem 4 modely přenosů, kde u každého se navíc měnil jeden parametr, který určoval jeho obtížnost z pohledu řízení. Každý přenos tedy jinak reagoval na zvolenou periodu vzorkování. Např. model č.1, který obsahoval dopravní zpoždění, dosahoval nejlepších výsledků v případě, kdy byla zvolena perioda vzorkování jejichž počet prvků na přechodový děj byl 6. Ve většině případů bylo při

testování nejlepších výsledků dosaženo při použití periody vzorkování kde počet vzorků na přechodový děj byl 6.

První fáze testování byla zaměřena na stabilitu výsledného (navrženého) URO a vliv optimálního filtru. S využitím optimálního filtru při výpočtu bylo dosaženo lepších parametrů regulátoru. Použití optimálního filtru velmi souvisí i se stabilitou systému. Při testování bez použití filtru kdy byla zvolena složitější struktura regulátoru se v několika případech stalo, že vyšel nestabilní URO. Naopak díky použití optimálního filtru vyšel systém stabilní.

Za povšimnutí stojí fakt, že během testování se ani jednou nestalo, že by s použitím optimálního filtru vyšel nestabilní výsledný URO.

Stabilitu systému jsem určovala vždy podle výsledné přechodové charakteristiky URO. Systém byl stabilní, pokud se výstupní veličina ustálila na konečné hodnotě.[10]

Další fází testování bylo použít zašuměná data a ověřit si, zda i zde je metoda VRFT schopna navrhnout optimální parametry regulátoru. Při měření na reálném modelu většinou naměříme data, která obsahují šum. U metody VRFT se pro potlačení šumu používá technika instrumentální proměnné - Instrumental Variable (IV), kde se volí řád modelu ARX (AutoRegressive, eXogenous input). Při testování bylo nejhorších výsledků dosaženo když jsem spojila využití optimálního filtru s potlačením šumu. Tyto dva vlivy jako by se navzájem rušily a metoda VRFT pak nebyl schopna navrhnout optimální parametry regulátor.

Při testování měla velký vliv na návrh optimálních parametrů regulátoru volba:

- periody vzorkování,
- přenosu požadovaného chování URO $M(s)$,
- počtu parametrů regulátoru,
- optimálního filtru,
- potlačení šumu, která využívá metody IV,
- způsobu generování vstupně-výstupních dat.

ZÁVĚR

Přímé metody, které slouží k návrhu regulátoru využívají pouze naměřená vstupně-výstupní data řízeného systému k přímému návrhu regulátoru nebo k doladění jeho parametrů, a to i bez nutnosti, že by musela být provedena identifikace daného systému. Použitím přímých metod se tedy vyhneme jednak modelování tak i identifikaci, což jsou dvě oblasti, které mohou být zdrojem nepřesností a chyb.

Tato práce se zabývala v poslední době se vyvíjející metodou, která slouží k návrhu a ladění regulátoru. Jednalo se o přímou metodu – Virtual Reference Feedback Tuning (VRFT). Je to jednorázová technika, která nevyžaduje žádné další iterace ani zvláštní experimenty. Diplomové práce byla zaměřena pouze na metodu VRFT, která pro návrh regulátoru se zvolenou strukturou využívá virtuálního signálu žádané hodnoty a vyžaduje pouze data z jednoho experimentu.

Po prostudování principů přímé metody VRFT jsme vytvořila v programovém prostředí Matlab/Simulink vhodnou aplikaci, která poté sloužila k účelům testování. K tomu, aby vytvořená aplikace mohla plně fungovat je potřeba VRFT toolbox prof. Campiho a prof. Saveresioho. Tento je ke stažení na internetové adrese <http://www.ing.unibs.it/~campi/VRFTwebsite/>.

Cílem diplomové práce bylo důkladné otestování metody VRFT. Metodu VRFT jsem testovala pomocí sady zlepšených testovacích modelů, které jsou určeny pro automatické řízení. Testovací modely v podstatě zastupují z pohledu řízení různě obtížné průmyslové procesy. Pokud testovaný regulátor nebo metoda nastavení jeho parametrů pracuje spolehlivě a robustně pro všechny modely testovací sady, dá se z velkou pravděpodobností říct, že tak bude pracovat i v praxi.

Při testování jsem věnovala největší pozornost využití navrhovaného optimálního filtru, stabilitě URO a vlivu potlačení šumu (s využitím metody instrumentální proměnné). Při použití optimálního filtru metoda VRFT dokázala navrhnout daleko lepší parametry regulátoru (měřen kritériem vyjadřující rozdíl mezi požadovaným a skutečným chováním URO). Nejlepších výsledků bylo dosaženo, když perioda vzorkování byla zvolena tak, že počet vzorků na přechodový děj byl 6. Naopak při použití dat, které byly ovlivněny šumem, zde velkou úlohu hrála metoda instrumentální proměnné (IV). Zde se volil řád modelu ARX pro identifikaci regulované soustavy (ta se provádí pouze pro výpočet IV nikoliv za účelem návrhu regulátoru). Nejlepších výsledků bylo dosaženo když byl zvolen 5. řád modelu ARX.

Pro vytvoření GUI i pro účely testování metody VRFT bylo využito programového prostředí Matlab/Simulink 6.5 Release 13.

Součástí této práce je i přiložené CD, obsahující diplomovou práci v elektronické podobě a vytvořené grafické uživatelské rozhraní (GUI).

ZÁVĚR V ANGLIČTINĚ

Direct methods, which are used for the design of controllers, exploit only measured input – output data of the controlled system for the direct design of a controller or fine-tuning of its parameters without the necessity to identify the given system. By using the direct method we will avoid modelling and identification – a possible source of inaccuracy and mistakes.

This thesis dealt with the method developed in the decade which is used for design and tuning of controllers. It is a direct method – Virtual Reference Feedback Tuning (VRFT). It is one-shot technique the without need for iterations nor special experiments. The thesis focused only on the method VRFT which exploits a virtual signal of the reference and requires only data from one experiment for the controller design with selected structure.

I created a suitable application in the environment Matlab/Simulink after perusing the principle of the direct method VRFT. The VRFT toolbox from prof. Campi and prof. Severesi is needed for the developed application. You can download it from the following website for: <http://www.ing.unibs.it/~campi/VRFTwebsite/>.

The aim of this thesis was testing of the VRFT method. I tested the method with the help of set of improved testing models which are intended for automatic control. The testing models represents differently difficult industrial processes (with regard to the control purposes). If the tested controller or the tuning method of its parameters works reliably and robustly for all models of the testing set, it is very probable that I will work in practice as well.

During my testing I paid attention especially to the proposed optimal filter and its application, to the stability of the resultant closed-loop and to the impact of noise suppression (the instrumental variable method was used). When I used the optimal filter, the VRFT method provided better controller parameters. The best results were achieved when the sampling period was set in a way that a number of samples per setting-time was 6. On the order hand when the data influenced by noise were used, the main role played Instrumental Variable (IV) method – where of ARX model for plant identification was chosen. The best results were achieved for the 5. order of the ARX model.

For creating the GUI and testing purposes the VRFT method environment Matlab/Simulink (6.5 Release 13) was used.

The enclosed CD contains the thesis in the electronic form and the designed GUI.

SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY

- [1] Campi, M. C., Lecchini, A., Savaresi, S.: Virtual reference feedback tuning: a direct method for design of feedback controllers. *Automatica*, 2002, vol. 38, no. 8, pp. 1337-1346.
- [2] Gazdoš, F., Dostál, P. : Virtual reference feedback tuning – a case study. In: CD-ROM proceeding of 7th International scientific – technical conference Process Control 2006, Kouty nad Desnou, Czech Republic.
- [3] Gazdoš, F.: Přímé metody návrhu a ladění regulátorů. Grantová přihláška postdoktorského projektu GAČR-101/07/P148, část PC, 2006.
- [4] Klán, P., Gorez, R.: Testovací modely pro automatické řízení, *Automatizace*, 2002, vol. 45, no. 4, pp. 258-261.
- [5] Doraň, B., Zaplátílek, K.: MATLAB – Tvorba uživatelských aplikací. BEN – technická literatura, ISBN 80-7300-133-0, 2004.
- [6] Bobál, V., a kol.: Praktické aspekty samočinně se nastavujících regulátorů: algoritmy z implementace, VUT v Brně, Virtuín, 1999.
- [7] Bobál, V., Vašek, V.: Teorie automatického řízení I, skripta, VUT v Brně, 1989.
- [8] Vašek, V.: Teorie automatického řízení II, skripta, VUT v Brně, 1990.
- [9] Perůtka, K.: MATLAB – Základy pro studenty automatizace a informačních technologií, skripta, UTB ve Zlíně, 2005.
- [10] Balátě, J.: Automatické řízení, BEN – technická literatura, Praha, 2003.
- [11] Dušek, F.: Matlab a Simulink – úvod do používání, skripta, Univerzita Pardubice, 2000.
- [12] Ziegler, J. G. & Nichols, N. B. (1942). Optimum settings for automatic controllers. *Transactions of the ASME*, 64, 759-768.
- [13] Hjalmarsson, H. (2002). Iterative feedback tuning - an overview. *Int. journal of adaptive control and signal processing*, special issue: new ideas in recursive estimation and stochastic adaptive control. 16(5), 373-395.
- [14] Popis metody Virtual Reference Feedback Tuning [online]. [cit. 08/02/2005].
Dostupné na WWW: < <http://www.ing.unibs.it/~campi/VRFTwebsite/> > .

[15] Portál věnovaný automatizaci [online].

Dostupné na WWW: < <http://www.e-automatizace.cz/> > .

SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK

URO	uzavřený regulační obvod
GUI	grafické uživatelské rozhraní
IFT	Iterative Feedback Tuning (iterační ladění zpětné vazby)
VRFT	Virtual Reference Feedback Tuning (ladění zpětné vazby pomocí virtuálního signálu žádané veličiny)
FRIT	Fictitious Reference Iterative Tuning (iterační ladění pomocí fiktivního referenčního signálu)
θ	vektor neznámých parametrů regulátoru
L	filtr
W	váhová funkce
P	řízený systém
M	model požadovaného chování URO
$J_{MR}(\theta)$	kritérium založené na referenčním modelu
$J_{VR}^N(\theta)$	kritérium využívající virtuálně žádanou hodnotu
IV	Instrumental Variable (instrumentální proměnná)
I/O	vstupní/výstupní data
$\bar{r}(t)$	virtuální žádaná hodnota
$r(t)$	referenční signál
$u(t)$	vstup
$y(t)$	výstup
$e(t)$	regulační odchylka
Φ	výkonová spektrální hustota
$C_0(z)$	ideální regulátor
T_{ar}	průměrná doba ustálení

T_0	perioda vzorkování
f	vlastní frekvence uzavřené smyčky v Hz
t_d	dopravní zpoždění
T_u	doba průtahu přechodové charakteristiky
T_{95}	doba dosažení 95% ustálené přechodové charakteristiky
G_p	přenos soustavy
N	počet dat
OF	optimální filtr
PŠ	potlačení šumu
CL(z)	přenos uzavřené smyčky
rgs	náhodný Gaussovský signál
n	počet parametrů regulátoru
p	počet vzorků na přechodový děj

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1. Regulační obvod	14
Obr. 2. Tři možné varianty spuštění nástroje GUIDE	20
Obr. 3. GUIDE Quick Start Dialog.....	21
Obr. 4. GUIDE Quick Start Dialog.....	22
Obr. 5. Lišta nástroje GUIDE	22
Obr. 6. Vytvořená ukázka budoucího rozhraní.....	23
Obr. 7. Finální ukázka vytvořené aplikace	23
Obr. 8. Přechodová charakteristika pro přenos $G_1(s)$	28
Obr. 9. Přechodová charakteristika pro přenos $G_2(s)$	29
Obr. 10. Přechodová charakteristika pro přenos $G_3(s)$	29
Obr. 11. Přechodová charakteristika pro přenos $G_4(s)$	30
Obr. 12. Spuštění vytvořené aplikace	34
Obr. 13. Nabídka volby DEMO nebo REAL.....	35
Obr. 14. Zvolená verze DEMO.....	35
Obr. 15. Popis aplikace pro zvolený vstupní signál “step“.....	36
Obr. 16. Volba nápovědy	39
Obr. 17. Popis aplikace pro zvolený vstupní signál “sinus“.....	39
Obr. 18. Popis aplikace pro zvolený vstupní signál “rgs“	40
Obr. 19. Popis aplikace určené pro verzi REAL	41
Obr. 20. Popis aplikace určené pro zašuměná data	43
Obr. 21. Vytvořené schéma, které vygenerovalo zašuměná data	44
Obr. 22. Volitelný parametr u bílého šumu	44
Obr. 23. Přechodová charakteristika přenosu $P_3(s)$	46
Obr. 24. Zvolený náhodný Gaussovský signál	46
Obr. 25. Porovnání diskrétních přechodových charakteristik přenosů $P(z)$ a $M(z)$	47
Obr. 26. Porovnání spojitých přechodových charakteristik přenosů $P(s)$ a $M(s)$	48
Obr. 27. Porovnání referenčního modelu s navrženým URO – bez použití OF.....	50
Obr. 28. Porovnání referenčního modelu s navrženým URO.....	50
Obr. 29. Porovnání referenčního modelu s navrženým URO – s použitím OF.....	51
Obr. 30. Porovnání referenčního modelu s navrženým URO.....	51
Obr. 31. Přechodová charakteristika přenosu $P_1(s)$	53

Obr. 32. Použitý vstupní signál "step"	53
Obr. 33. Simulace odezvy soustavy na vygenerovaný vstupní signál	54
Obr. 34. Porovnání diskrétních charakteristik přenosů $P(z)$ a $M(z)$	55
Obr. 35. Porovnání spojitých charakteristik přenosů $P(s)$ a $M(s)$	56
Obr. 36. Porovnání referenčního modelu s navrženým URO – bez použití OF	59
Obr. 37. Porovnání referenčního modelu s navrženým URO	59
Obr. 38. Porovnání referenčního modelu s navrženým URO – s použitím OF	60
Obr. 39. Porovnání referenčního modelu s navrženým URO	60
Obr. 40. Porovnání ref. modelu s navrženým URO – bez použití OF a s použitím PŠ	61
Obr. 41. Porovnání ref. modelu s navrženým URO – bez použití OF a s použitím PŠ	61
Obr. 42. Porovnání ref. modelu s navrženým URO – s použitím OF a s použitím PŠ	62
Obr. 43. Porovnání ref. modelu s navrženým URO – s použitím OF a s použitím PŠ	62
Obr. 44. Grafické porovnání pro volitelný parametr $\alpha = 0,2$	64
Obr. 45. Grafické porovnání pro volitelný parametr $\alpha = 0,5$	64
Obr. 46. Grafické porovnání pro volitelný parametr $\alpha = 0,7$	65
Obr. 47. Porovnání referenčního modelu s navrženým URO – bez použití OF	66
Obr. 48. Porovnání referenčního modelu s navrženým URO – bez použití OF	66
Obr. 49. Porovnání referenčního modelu s navrženým URO – s použitím OF	67
Obr. 50. Porovnání referenčního modelu s navrženým URO – s použitím OF	67
Obr. 51. Grafické porovnání pro volitelný parametr $\alpha = 0,2$	68
Obr. 52. Grafické porovnání pro volitelný parametr $\alpha = 0,5$	69
Obr. 53. Grafické porovnání pro volitelný parametr $\alpha = 0,7$	69
Obr. 54. Grafické porovnání pro volitelný parametr $\alpha = 0,2$	70
Obr. 55. Grafické porovnání pro volitelný parametr $\alpha = 0,5$	71
Obr. 56. Grafické porovnání pro volitelný parametr $\alpha = 0,7$	71
Obr. 57. Grafické porovnání pro volitelný parametr $T_D = 1$	72
Obr. 58. Grafické porovnání pro volitelný parametr $T_D = 1$	74
Obr. 59. Grafické porovnání pro volitelný parametr $\alpha = 0,2$	75
Obr. 60. Grafické porovnání pro volitelný parametr $T_D = 1$	77
Obr. 61. Simulace odezvy soustavy na vygenerovaný vstupní signál	78
Obr. 62. Grafické porovnání pro volitelný parametr $T_D = 1$	79
Obr. 63. Porovnání referenčního modelu s navrženým URO – bez použití OF	80

Obr. 64. Porovnání referenčního modelu s navrženým URO– bez použití OF	80
Obr. 65. Porovnání referenčního modelu s navrženým URO– s použitím OF	81
Obr. 66. Porovnání referenčního modelu s navrženým URO – s použitím OF	81
Obr. 67. Porovnání referenčního modelu s navrženým URO – s použitím vlivu PŠ	82
Obr. 68. Porovnání referenčního modelu s navrženým URO – s použitím vlivu PŠ	82
Obr. 69. Porovnání ref. modelu s navrženým URO – s použitím vlivu OF a PŠ	83
Obr. 70. Porovnání ref. modelu s navrženým URO – s použitím vlivu OF a PŠ	83
Obr. 71. Základní regulační schéma	84

SEZNAM TABULEK

Tab. 1: První sada testovacích modelů [4].....	25
Tab. 2. Výpočet T pro jednotlivé přenosy [4].....	27
Tab. 3. Sada zlepšených testovacích modelů [4].....	28
Tab. 4. Volba periody vzorkování [6], [7].....	32
Tab. 5. Vypočítané hodnoty kritéria Jmr.....	49
Tab. 6. Vypočítané hodnoty kritéria Jmr.....	57
Tab. 7. Vypočítané hodnoty kritéria Jmr – počet vzorků na přechodový děj 10.....	63
Tab. 8. Vypočítané hodnoty kritéria optimality Jmr s počtem vzorků na přechodový děj 6.....	68
Tab. 9. Vypočítané hodnoty kritéria optimality Jmr s počtem vzorků na přechodový děj 15.....	70
Tab. 10. Hodnoty kritéria Jmr.....	72
Tab. 11. Hodnoty kritéria Jmr.....	73
Tab. 12. Hodnoty kritéria Jmr.....	74
Tab. 13. Hodnoty kritéria Jmr - výkon šumu 0,0001.....	76
Tab. 14. Hodnoty kritéria Jmr - výkon šumu 0,0008.....	77
Tab. 15. Hodnoty kritéria Jmr – model 1.....	98
Tab. 16. Hodnoty kritéria Jmr – model 2.....	98
Tab. 17. Hodnoty kritéria Jmr – model 3.....	98
Tab. 18. Hodnoty kritéria Jmr – model 4.....	99
Tab. 19. Hodnoty kritéria Jmr – model 1.....	99
Tab. 20. Hodnoty kritéria Jmr – model 2.....	100
Tab. 21. Hodnoty kritéria Jmr – model 3.....	100
Tab. 22. Hodnoty kritéria Jmr – model 4.....	100
Tab. 23. Hodnoty kritéria Jmr – model 1.....	101
Tab. 24. Hodnoty kritéria Jmr – model 2.....	101
Tab. 25. Hodnoty kritéria Jmr – model 3.....	101
Tab. 26. Hodnoty kritéria Jmr – model 4.....	102

SEZNAM PŘÍLOH

P I Výsledné hodnoty kritéria Jmr

PŘÍLOHA I: VÝSLEDNÉ HODNOTY KRITÉRIA JMR

Počet vzorků na přechodový děj 10 – u(t) “rgs“

Tab. 15. Hodnoty kritéria Jmr – model 1

n	Td = 1		Td = 1		Td = 1	
	Bez filtru	S filtrem	Bez filtru	S filtrem	Bez filtru	S filtrem
2	0,0382	3,41E-04	0,0484	0,0013	0,0417	0,0044
3	0,036	1,96E-04	nestabilní	7,87E-04	0,0379	0,0036
4	0,034	1,86E-04	nestabilní	7,01E-04	nestabilní	0,0036
5	0,0384	1,87E-04	0,0401	6,88E-04	nestabilní	0,0036
8	0,0332	1,87E-04	nestabilní	6,82E-04	nestabilní	0,0036

Td = 1	
Bez filtru	S filtrem
0,0323	0,0075
nestabilní	0,0071
nestabilní	0,0072
0,0295	0,007
0,0325	0,007

Tab. 16. Hodnoty kritéria Jmr – model 2

n	n = 3		n = 4		n = 8	
	Bez filtru	S filtrem	Bez filtru	S filtrem	Bez filtru	S filtrem
2	0,018	4,69E-04	0,0421	0,0013	0,0399	0,0035
3	0,0161	6,35E-05	0,0346	3,14E-04	0,0393	0,0019
4	0,0136	4,12E-05	0,0302	1,57E-04	nestabilní	0,0013
5	0,0152	3,75E-05	0,0267	1,21E-04	0,0371	0,0011
8	0,019	3,68E-05	0,03	1,10E-04	0,0362	7,71E-04

Tab. 17. Hodnoty kritéria Jmr – model 3

n	$\alpha = 0,2$		$\alpha = 0,5$		$\alpha = 0,7$	
	Bez filtru	S filtrem	Bez filtru	S filtrem	Bez filtru	S filtrem
2	7,40E-04	1,55E-04	0,0237	4,26E-04	0,0296	9,40E-04
3	4,64E-04	4,94E-05	0,0265	1,48E-04	0,0331	2,48E-04
4	5,63E-05	1,36E-05	0,0217	1,03E-04	0,0339	1,38E-04
5	7,71E-05	4,79E-06	0,0361	9,88E-05	0,0296	1,15E-04
8	5,01E-06	1,33E-07	0,0269	9,76E-05	0,0315	1,08E-04

Tab. 18. Hodnoty kritéria Jmr – model 4

n	beta = 0,1		beta = 0,2		beta = 0,5	
	Bez filtru	S filtrem	Bez filtru	S filtrem	Bez filtru	S filtrem
2	0,0279	6,14E-04	0,0396	7,78E-04	nestabilní	0,0015
3	0,0234	1,23E-04	0,0353	2,18E-04	nestabilní	7,81E-04
4	0,0249	8,82E-05	0,0353	1,71E-04	nestabilní	7,10E-04
5	0,0221	8,40E-05	0,0304	1,66E-04	nestabilní	7,10E-04
8	0,023	8,35E-05	0,0329	1,66E-04	nestabilní	7,07E-04

beta = 1		beta = 2	
Bez filtru	S filtrem	Bez filtru	S filtrem
nestabilní	0,0034	nestabilní	0,0092
nestabilní	0,0027	nestabilní	0,0079
nestabilní	0,0026	nestabilní	0,0081
nestabilní	0,0026	nestabilní	0,0075
nestabilní	0,0026	nestabilní	0,0075

Počet vzorků na přechodový děj 6 – u(t) “rgs“

Tab. 19. Hodnoty kritéria Jmr – model 1

n	Td = 1		Td = 1		Td = 1	
	Bez filtru	S filtrem	Bez filtru	S filtrem	Bez filtru	S filtrem
2	0,0193	3,80E-04	0,0776	0,0018	0,0658	0,0067
3	0,0152	2,33E-04	0,0797	0,0014	0,0628	0,0062
4	0,0177	2,03E-04	0,0725	0,0014	0,0662	0,0062
5	0,0163	1,98E-04	0,0605	0,0014	nestabilní	0,0061
8	0,0209	1,95E-04	0,07	0,0014	0,0681	0,0062

Td = 1	
Bez filtru	S filtrem
0,0541	0,0102
nestabilní	0,01
0,0555	0,0097
nestabilní	0,0099
nestabilní	0,0095

Tab. 20. Hodnoty kritéria Jmr – model 2

n	n = 3		n = 4		n = 8	
	Bez filtru	S filtrem	Bez filtru	S filtrem	Bez filtru	S filtrem
2	0,0172	6,32E-04	0,0421	0,0018	0,0573	0,0053
3	0,0148	1,83E-04	0,0441	7,65E-04	0,059	0,0035
4	0,0132	1,36E-04	0,046	5,48E-04	0,0595	0,0028
5	0,0143	1,27E-04	0,0337	5,19E-04	0,0634	0,0026
8	0,0126	1,22E-04	0,0382	5,07E-04	nestabilni	0,0024

Tab. 21. Hodnoty kritéria Jmr – model 3

n	$\alpha = 0,2$		$\alpha = 0,5$		$\alpha = 0,7$	
	Bez filtru	S filtrem	Bez filtru	S filtrem	Bez filtru	S filtrem
2	0,0053	4,07E-04	0,0241	5,34E-04	0,0366	0,0013
3	8,17E-05	1,49E-05	0,0207	3,09E-04	0,0513	5,66E-04
4	1,93E-04	9,21E-06	0,0221	2,54E-04	0,0394	4,44E-04
5	8,20E-06	3,09E-07	0,0177	2,49E-04	0,0398	4,28E-04
8	4,80E-07	1,32E-08	0,0207	2,46E-04	0,0358	4,24E-04

Tab. 22. Hodnoty kritéria Jmr – model 4

n	beta = 0,1		beta = 0,2		beta = 0,3	
	Bez filtru	S filtrem	Bez filtru	S filtrem	Bez filtru	S filtrem
2	0,0243	8,44E-04	0,0354	0,0011	0,0631	0,0022
3	0,0208	3,17E-04	0,0365	4,94E-04	0,0766	0,0015
4	0,0222	2,55E-04	0,029	4,24E-04	0,0697	0,0014
5	0,0253	2,47E-04	0,0315	4,19E-04	nestabilni	0,0014
8	0,0233	2,44E-04	0,0315	4,15E-04	0,0725	0,0014

beta = 1		beta = 2	
Bez filtru	S filtrem	Bez filtru	S filtrem
nestabilni	0,005	nestabilni	0,0122
nestabilni	0,0045	nestabilni	0,0123
nestabilni	0,0046	nestabilni	0,0123
nestabilni	0,0045	nestabilni	0,0124
nestabilni	0,0045	nestabilni	0,0122

Počet vzorků na přechodový děj 15 – u(t) “rgs“

Tab. 23. Hodnoty kritéria Jmr – model 1

n	Td = 1		Td = 1		Td = 1	
	Bez filtru	S filtrem	Bez filtru	S filtrem	Bez filtru	S filtrem
2	nestabilní	2,49E-04	0,0296	9,01E-04	nestabilní	0,003
3	nestabilní	1,07E-04	0,0284	5,23E-04	nestabilní	0,0026
4	0,0376	9,38E-05	nestabilní	4,75E-04	0,0262	0,0025
5	0,0345	9,22E-05	nestabilní	4,55E-04	nestabilní	0,0025
8	nestabilní	9,20E-05	0,0277	4,50E-04	nestabilní	0,0025

Td = 1	
Bez filtru	S filtrem
nestabilní	0,0049
0,0207	0,0047
nestabilní	0,0048
0,0202	0,0049
nestabilní	0,0047

Tab. 24. Hodnoty kritéria Jmr – model 2

n	n = 3		n = 4		n = 8	
	Bez filtru	S filtrem	Bez filtru	S filtrem	Bez filtru	S filtrem
2	0,0179	3,36E-04	0,0259	8,92E-04	nestabilní	0,0024
3	0,0146	2,26E-05	0,0212	1,57E-04	nestabilní	0,0012
4	0,0132	1,21E-05	0,0203	5,69E-05	0,0257	7,04E-04
5	0,012	1,04E-05	0,0282	3,46E-05	nestabilní	4,57E-04
8	0,0163	1,03E-05	0,0163	2,74E-05	nestabilní	2,70E-04

Tab. 25. Hodnoty kritéria Jmr – model 3

n	$\alpha = 0,2$		$\alpha = 0,5$		$\alpha = 0,7$	
	Bez filtru	S filtrem	Bez filtru	S filtrem	Bez filtru	S filtrem
2	0,0015	9,84E-05	0,0243	3,11E-04	0,0255	6,72E-04
3	0,0019	5,67E-05	0,0227	7,26E-05	0,0205	1,21E-04
4	0,0015	2,16E-05	0,023	3,61E-05	0,0226	4,84E-05
5	0,0017	1,28E-05	0,017	3,18E-05	nestabilní	3,27E-05
8	0,0019	2,11E-06	0,0172	2,99E-05	0,0231	2,73E-05

Tab. 26. Hodnoty kritéria Jmr – model 4

n	beta = 0,1		beta = 0,2		beta = 0,3	
	Bez filtru	S filtrem	Bez filtru	S filtrem	Bez filtru	S filtrem
2	0,0187	4,32E-04	0,032	5,48E-04	nestabilni	0,0011
3	nestabilni	5,27E-05	0,0302	1,05E-04	nestabilni	4,67E-04
4	0,0239	3,23E-05	nestabilni	7,38E-05	nestabilni	4,12E-04
5	0,0225	2,96E-05	0,03	7,05E-05	nestabilni	4,10E-04
8	0,0179	2,97E-05	0,0318	7,03E-05	nestabilni	4,05E-04

beta = 1		beta = 2	
Bez filtru	S filtrem	Bez filtru	S filtrem
nestabilni	0,0023	nestabilni	0,0056
nestabilni	0,0018	nestabilni	0,005
nestabilni	0,0019	nestabilni	0,0049
nestabilni	0,0017	nestabilni	0,0049
nestabilni	0,0016	nestabilni	0,005

