

UNIVERZITA PARDUBICE

Fakulta elektrotechniky a informatiky

LQ REGULACE SYSTÉMU MOTOR GENERÁTOR

Bc. Ondřej Machek

Diplomová práce

2019

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Ondřej Machek**
Osobní číslo: **I16192**
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Řízení procesů**
Název tématu: **LQ regulace systému motor generátor**
Zadávající katedra: **Katedra řízení procesů**

Z á s a d y p r o v y p r a c o v á n í :

Cíl:

Navrhnout LQ regulátor včetně estimátoru stavu pro systém motor generátor a implementovat ho v malém řídicím systému AMiNi4DS.

Teoretická část:

- a) estimace stavu diskrétního dynamického systému
- b) LQ regulátor se sledováním žádané

Praktická část:

- a) simulační ověření návrhu diskrétního estimátoru a LQ regulátoru v prostředí MATLAB/SIMULINK
- b) implementace estimátoru a LQ regulátoru v malém řídicím systému AMiNi4DS
- c) ověření funkčnosti řešení na řízení systému motor generátor

Rozsah grafických prací:

Rozsah pracovní zprávy:

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

Seznam odborné literatury:

BALÁTĚ, Jaroslav. Automatické řízení. 2., přeprac. vyd. Praha: BEN, 2004, 663 s. ISBN 80-730-0148-9.

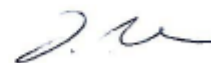
OGATA, Katsuhiko. Discrete-time control systems. 2nd ed. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice Hall, c1995, xi, 745 p. ISBN 01-303-4281-5. Amit - Home [online]. (c)2016 [cit. 2016-09-29]. Dostupné z: <https://www.amit.cz/>

Vedoucí diplomové práce: **doc. Ing. František Dušek, CSc.**
Katedra řízení procesů

Datum zadání diplomové práce: **31. října 2017**
Termín odevzdání diplomové práce: **18. května 2018**



Ing. Zdeněk Němec, Ph.D.
děkan



Ing. Daniel Honc, Ph.D.
vedoucí katedry

V Pardubicích dne 8. listopadu 2017

Prohlášení

Prohlašuji:

Tuto práci jsem vypracoval samostatně. Veškeré literární prameny a informace, které jsem v práci využil, jsou uvedeny v seznamu použité literatury.

Byl jsem seznámen s tím, že se na moji práci vztahují práva a povinnosti vyplývající ze zákona č. 121/2000 Sb., autorský zákon, zejména se skutečností, že Univerzita Pardubice má právo na uzavření licenční smlouvy o užití této práce jako školního díla podle § 60 odst. 1 autorského zákona, a s tím, že pokud dojde k užití této práce mnou nebo bude poskytnuta licence o užití jinému subjektu, je Univerzita Pardubice oprávněna ode mne požadovat přiměřený příspěvek na úhradu nákladů, které na vytvoření díla vynaložila, a to podle okolností až do jejich skutečné výše.

Beru na vědomí, že v souladu s § 47b zákona č. 111/1998 Sb., o vysokých školách a o změně a doplnění dalších zákonů (zákon o vysokých školách), ve znění pozdějších předpisů, a směrnicí Univerzity Pardubice č. 9/2012, bude práce zveřejněna v Univerzitní knihovně a prostřednictvím Digitální knihovny Univerzity Pardubice.

V Pardubicích dne

Bc. Ondřej Machek

Poděkování

Děkuji doc. Ing. Františku Duškovi, CSc. za odborné vedení, cenné rady a připomínky v průběhu zpracování diplomové práce, které přispěly k jejímu vytvoření.

V Pardubicích dne

Bc. Ondřej Machek

ANOTACE

Tato práce je věnována problematice optimálního řízení soustavy motor-generátor. Byla provedena identifikace statických a dynamických vlastností soustavy a na jejich základě byl navržen stavový estimátor a LQ regulátor. Řízení a estimace stavů byly simulovány ve výpočetním programu MATLAB a ověřeny na reálné soustavě.

KLÍČOVÁ SLOVA

optimální řízení, LQ regulátor, motor-generátor, estimátor, identifikace.

TITLE

LQ control of motor-generator system

ANNOTATION

The work is oriented to the issue of optimal control motor-generator system. System dynamic and static characteristic was identified. State estimator and LQ regulator was designed based on acquired characteristics of system. Control process and estimate state variable were simulated in MATLAB computing program and verified on real system.

KEYWORDS

Optimal Control, LQ Regulator, Motor-Generator, Estimator, Identification.

OBSAH

Seznam zkratk a značek	10
Seznam symbolů proměnných veličin a funkcí	11
Seznam ilustrací	12
Seznam tabulek	13
ÚVOD	14
1 POPIS SYSTÉMU	15
1.1 Stavový popis	15
1.1.1 Řešení diskrétních stavových rovnic	17
1.1.2 Odvození stavových rovnic z diferenční rovnice	17
1.2 Vlastnosti stavového popisu	19
1.2.1 Dosažitelnost a říditelnost systému	19
1.2.2 Pozorovatelnost a rekonstruovatelnost systému	21
1.2.3 Příčiny nesplnění kritérií pro vlastnosti stavového popisu	22
1.3 Stavový pozorovatel	23
1.4 Stavová regulace	24
1.4.1 Stavový regulátor	24
1.4.2 Stavový regulátor s estimátorem stavů	25
1.4.3 Sledování žádané hodnoty	27
1.5 Optimální řízení	28
1.5.1 LQ regulátor	28
2 IDENTIFIKACE SYSTÉMU	31
2.1 Kritérium přiléhavosti	31
2.2 Experimentální identifikace	33
2.2.1 Vstupní signál	33
3 ŘÍDICÍ SYSTÉM AMIT	35
3.1 AMini4ds	35
3.2 Vývojové prostředí detstudio	35
3.3 Komunikace ŘS s PC	36
3.4 Implementace komunikace	37
4 SOUSTAVA MOTOR-GENERÁTOR	38
4.1 Identifikace soustavy	39
5 REGULACE SOUSTAVY	44

5.1	LQ regulátor s integrací regulační odchylky	44
5.2	LQ Regulátor se sledováním žádané veličiny	47
5.3	Řízení soustavy PSD regulátorem	50
6	ZÁVĚR	53

SEZNAM ZKRATEK A ZNAČEK

AI	analogový vstup
AO	analogový výstup
EI	experimentální identifikace
IAE	integral absolute error
LD	ladder diagram
LTI	lineární časově invariantní
MNČ	metoda nejmenších čtverců
PC	osobní počítač
PID	proporcionálně integračně derivační
PNBS	pseudonáhodný binární signál
PSD	proporcionálně sumačně diferenční
ŘS	řídící systém
S	soustava
ST	strukturovaný text
TCP	transmission control protocol
VBA	visual basic for application
ZV	zpětná vazba

SEZNAM SYMBOLŮ PROMĚNNÝCH VELIČIN A FUNKCÍ

A	matice systému
B	matice buzení systému
b	vektor buzení systému
C	výstupní matice systému
D	matice převodu
e	regulační odchylka
J	kritérium
K	matice pozorovatele
L	matice regulátoru
L_w	korekční člen řízení
P	řešení Riccatiho rovnice
Q	váhová matice kritéria
Q_D	matice dosažitelnosti
Q_K	matice rekonstruovatelnosti
Q_P	maticí pozorovatelnosti
Q_R	matice říditelnosti
q	parametry PSD regulátoru
R	váhová matice kritéria
r_0	zesílení
s	suma regulačních odchylek
T_d	derivační časová konstanta, s
T_i	integrační časová konstanta, s
U	elektrické napětí, V
u	vektor vstupních veličin
w	žádaná veličina
x	vektor stavových veličin
\hat{x}	vektor odhadovaných stavových veličin
y	vektor výstupních veličin
\hat{y}	vektor odhadovaných výstupních veličin
y_M	výstupní veličina z modelu
Θ	vektor parametrů

SEZNAM ILUSTRACÍ

Obr. 1.1 – Schéma stavového popisu	15
Obr. 1.2 – Blokové schéma stavového popisu	16
Obr. 1.3 – Dosažitelnost a říditelnost	19
Obr. 1.4 – Stavový pozorovatel	24
Obr. 1.5 – Stavový regulátor.....	25
Obr. 1.6 – Řízená soustava s estimátorem.....	26
Obr. 2.1 – Verifikace modelu a vyšetřovaného systému.....	32
Obr. 2.2 – Příklad PNBS	34
Obr. 4.1 – Soustava motor generátor.....	38
Obr. 4.2 – Statická charakteristika soustavy.....	40
Obr. 4.3 – Generování PNBS.....	41
Obr. 4.4 – Vstupní signál pro identifikaci	41
Obr. 4.5 – Odezva na obdélníkový signál	42
Obr. 4.6 – Identifikace 2. řádem	43
Obr. 4.7 – Identifikace 6. řádem	43
Obr. 5.1 – Regulátor s integrací – simulace.....	46
Obr. 5.2 – Řízení regulátorem s integrací.....	46
Obr. 5.3 – Simulace sledování žádané hodnoty	49
Obr. 5.4 – Regulace se sledováním žádané hodnoty $R=0,1$	49
Obr. 5.5 – Regulace se sledováním žádané hodnoty $R=1$	50
Obr. 5.6 – Identifikace pomocí relé ve zpětné vazbě	51
Obr. 5.7 – Identifikace pomocí relé ve zpětné vazbě	52

SEZNAM TABULEK

Tab. 4.1 – Význam signálů svorkovnice motor generátor.....	39
Tab. 4.2 – Charakteristické polynomy PNBS.....	40
Tab. 4.3 – Hodnoty kritéria přiléhavosti	42
Tab. 5.1 – Kvalita regulace LQ reg. s integrací.....	47
Tab. 5.2 – Kvalita regulace LQ reg. se sledováním žádané	50
Tab. 5.3 – Kvalita regulace PSD regulátorem	52

ÚVOD

Práce je věnována návrhu LQ regulátoru pro řízení soustavy motor-generátor a implementaci regulátoru v řídicím systému AMiNiDS4. Nejdříve jsou v práci popsány teoretické znalosti týkající se řešení problému. V rámci této kapitoly je popsán diskretní stavový prostor, optimální stavové řízení a odhad stavových veličin.

Pro návrh optimálního LQ regulátoru je nutné znát matematický model řízené soustavy, proto jsou v další části probrány možnosti tvorby modelu, který popisuje chování řízené soustavy. Větší pozornost je věnována experimentální identifikaci, která je použita pro vytvoření modelu.

V následujících dvou kapitolách je čtenář seznámen s řídicím systémem a řízenou soustavou. Podrobněji je popsána komunikace řídicího systému a PC prostřednictvím komunikační knihovny Atouch. V jednom z oddílů je popsán průběh experimentální identifikace a tvorby modelu.

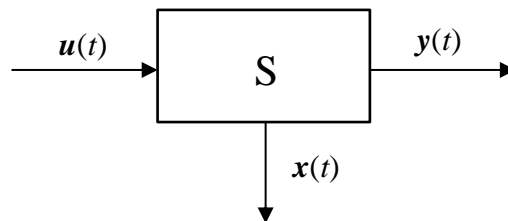
V poslední kapitole jsou ukázány výsledky řízení soustavy. Soustava je řízena celkem třemi různými regulátory LQ regulátorem s rozšířeným stavem o integraci regulační odchylky, LQ regulátorem se sledováním žádané hodnoty a PSD regulátor. Naměřené průběhy řízených veličin jsou diskutovány a porovnány pomocí vybraných veličin popisujících kvalitu řízení.

1 POPIS SYSTÉMU

K popisu chování lineárních časově invariantních systémů je možné použít dva způsoby popisu soustavy. První z nich je vstupně výstupní popis, kdy je systém popsán diferenciální rovnicí daného řádu. Druhý způsob je vnitřní popis, kdy je systém popsán soustavou diferenciálních rovnic prvního řádu.

1.1 STAVOVÝ POPIS

Je uvažován vícerozměrný systém se sloupcovým vektorem vstupních veličin $\mathbf{u}(t)$ o l prvcích, sloupcovým vektorem výstupních veličin $\mathbf{y}(t)$ o m prvcích a stavovým vektorem $\mathbf{x}(t)$ o n prvcích, jehož prvky se nazývají stavové proměnné. Schematicky je tento systém znázorněn na obr. 1.1.



Obr. 1.1 – Schéma stavového popisu

Chování takto popsaného systému je určeno soustavou diferenciálních rovnic prvního řádu. Stav systému se určují stavovou rovnicí 1.1 a výstupy systému výstupní rovnicí 1.2. Z uvedených rovnic je patrné, že dynamika systému je způsobena závislostí okamžitého stavu systému na stavech předcházejících. V reálných systémech tuto dynamiku způsobují prvky, které akumulují energii, např. setrvačné hmotnosti, kapacity, nádrže zadržující kapalinu atd. (Balátě, 2003).

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{f}[\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t), t], \quad (1.1)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{g}[\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t), t]. \quad (1.2)$$

Funkce \mathbf{f} a \mathbf{g} jsou obecně nelineární. V případě, že je popisovaný systém lineární, tak funkce \mathbf{f} a \mathbf{g} jsou lineární a je možné je popsat pomocí čtyř matic $\mathbf{A}(t)$, $\mathbf{B}(t)$, $\mathbf{C}(t)$, $\mathbf{D}(t)$. Pro časově invariantní systémy to znamená, že systém nemění své vlastnosti v čase, mají matice \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} a \mathbf{D} prvky nezávislé na čase. Stavový popis má poté následující tvar:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A} \cdot \mathbf{x}(t) + \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}(t), \quad (1.3)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C} \cdot \mathbf{x}(t) + \mathbf{D} \cdot \mathbf{u}(t), \quad (1.4)$$

kde A se nazývá matice systému ($n \times n$),
 B – matice buzení systému ($n \times l$),
 C – výstupní matice systému ($m \times n$),
 D – matice převodu ($m \times l$).

Pro lineární a časově invariantní systém rovnice 1.3 odpovídá stavové rovnici 1.1 a rovnice 1.4 odpovídá výstupní rovnici 1.2. Ryze dynamický systém, který nemá přímou vazbu mezi vstupy a výstupy, má matici $D = 0$.

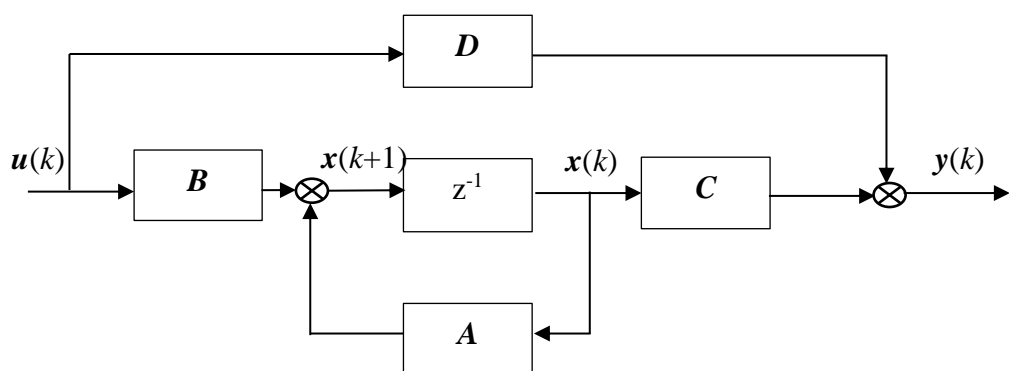
Na rozdíl od spojitého stavového popisu, kde se stavy systému, vstupní a výstupní signál mění spojitě v čase, dochází v diskretním stavovém systému ke změnám proměnných v jednotlivých časově nezávislých okamžicích. Mnoho objektů lze popsat diskretním systémem, například samočinný počítač nebo organizační postupy ve výrobě a administrativě. Diskretním popisem lze popsat i systémy, jejichž veličiny jsou spojitými funkcemi času. Toho se docílí měřením veličin v diskretních okamžicích.

Diskretní lineární časově invariantní stavový popis má tvar, který je popsán rovnicemi

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A} \cdot \mathbf{x}(k) + \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}(k), \quad (1.5)$$

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{C} \cdot \mathbf{x}(k) + \mathbf{D} \cdot \mathbf{u}(k). \quad (1.6)$$

Z rovnic je zřejmá podobnost se spojitým popisem, liší se pouze způsobem, jakým je tvořena dynamika popisu. V případě spojitého popisu dynamiku zajišťuje integrace stavů, v diskretním popisu je použito ze stejného důvodu zpoždění stavů. Schematicky je diskretní stavový popis znázorněn na obr. 1.2. Dále v textu bude uvažován diskretní popis systému.



Obr. 1.2 – Blokové schéma stavového popisu

1.1.1 Řešení diskrétních stavových rovnic

Při řešení je uvažována stavová rovnice s konstantními maticemi \mathbf{A} a \mathbf{B} , známým vektorem počátečních hodnot $\mathbf{x}(0)$ a akčních veličin $\mathbf{u}(k)$ popsaná rovnicí 1.5. Pro odvození explicitního řešení stavové rovnice bude ukázán výpočet několika prvních kroků pro $k = 0, 1, 2, \dots, n$, kde

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(1) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(0) + \mathbf{B}\mathbf{u}(0), \\ \mathbf{x}(2) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(1) + \mathbf{B}\mathbf{u}(1) = \mathbf{A}^2\mathbf{x}(0) + \mathbf{A}\mathbf{B}\mathbf{u}(0) + \mathbf{B}\mathbf{u}(1), \\ \mathbf{x}(3) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(2) + \mathbf{B}\mathbf{u}(2) = \mathbf{A}^3\mathbf{x}(0) + \mathbf{A}^2\mathbf{B}\mathbf{u}(0) + \mathbf{A}\mathbf{B}\mathbf{u}(1) + \mathbf{B}\mathbf{u}(2). \end{aligned} \quad (1.7)$$

Obecné řešení má následující tvar

$$\mathbf{x}(k) = \mathbf{A}^k\mathbf{x}(0) + \sum_{r=0}^{k-1} \mathbf{A}^{k-r-1}\mathbf{B}\mathbf{u}(r). \quad (1.8)$$

Obdobně je nalezeno i řešení výstupní rovnice 1.6, kde je za vektor $\mathbf{x}(k)$ dosazeno z rovnice 1.8

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{C}\mathbf{A}^k\mathbf{x}(0) + \sum_{r=0}^{k-1} \mathbf{C}\mathbf{A}^{k-r-1}\mathbf{B}\mathbf{u}(r) + \mathbf{D}\mathbf{u}(k). \quad (1.9)$$

Tato obecná řešení stavových rovnic budou dále využita při vyšetřování vlastností stavového popisu.

1.1.2 Odvození stavových rovnic z diferenční rovnice

Odvození stavových rovnic z diferenční rovnice lze provést několika způsoby, pro popsání způsob odvození je uvažován jednorozměrný systém s jedním vstupem a jedním výstupem. Postup je popsán v (Hutla, 1982), při kterém se vychází z diferenční rovnice, jejíž obecný tvar je popsán rovnicí.

$$\begin{aligned} a_n y(k+n) + a_{n-1} y(k+n-1) + \dots + a_1 y(k+1) + a_0 y(k) = \\ b_m u(k+m) + b_{m-1} u(k+m-1) + \dots + b_1 u(k+1) + b_0 u(k). \end{aligned} \quad (1.10)$$

Pro fyzikální realizovatelnost musí platit nerovnost $m \geq n$. Tuto diferenční rovnici lze zjednodušeně zapsat pomocí sumace

$$\sum_{i=0}^n a_i y(k+i) = \sum_{j=0}^m b_j u(k+j). \quad (1.11)$$

Je zavedena nová proměnná $x(k+i)$ pro $i = 0, 1, 2, \dots, n$, takzvaná stavová proměnná ve vztahu 1.11

$$\sum_{i=0}^n a_i x(k+i) = u(k), \quad (1.12)$$

$$\sum_{i=0}^n b_i x(k+i) = y(k). \quad (1.13)$$

Poté jsou stavové proměnné určeny rovnicemi

$$\begin{aligned} x_1(k) &= x(k), \\ x_2(k) &= x_1(k+1) = x(k+1), \\ x_3(k) &= x_2(k+1) = x(k+2), \\ &\vdots \\ x_{n-1}(k) &= x_{n-2}(k+1) = x(k+n-2), \\ x_n(k) &= x_{n-1}(k+1) = x(k+n-1), \\ x_n(k+1) &= x(k+n). \end{aligned} \quad (1.14)$$

Dosazením stavových proměnných 1.14 do rovnice 1.12 a úpravou vznikne tvar

$$x_n(k+1) = \frac{1}{a_n} [u(k) - a_{n-1}x_n(k) - a_{n-2}x_{n-1}(k) - \dots - a_0x_1(k)]. \quad (1.15)$$

Dosazením proměnných 1.14 do rovnice 1.13 a úpravou vznikne

$$y(k) = b_0x_1(k) + b_1x_2(k) + \dots + b_{n-1}x_n(k) + b_nx_n(k+1). \quad (1.16)$$

Poslední člen na pravé straně je nahrazen rovnicí 1.15 a výsledná rovnice má tvar

$$\begin{aligned} y(k) &= b_0x_1(k) + b_1x_2(k) + \dots + b_{n-1}x_n(k) + \\ & b_n \frac{1}{a_n} [u(k) - a_{n-1}x_n(k) - a_{n-2}x_{n-1}(k) - \dots - a_0x_1(k)]. \end{aligned} \quad (1.17)$$

Úpravou vznikne konečný tvar

$$\begin{aligned} y(k) &= \frac{a_n}{b_n} u(k) + \left(b_0 - a_0 \frac{b_n}{a_n}\right) x_1(k) + \left(b_1 - a_1 \frac{b_n}{a_n}\right) x_2(k) + \dots + \\ & \left(b_{n-1} - a_{n-1} \frac{b_n}{a_n}\right) x_n(k). \end{aligned} \quad (1.18)$$

Na základě vztahu mezi stavovými proměnnými uvedených v rovnicích 1.14 a vstupní veličinou v rovnici 1.15 je možné sestavit stavovou rovnici

$$\begin{bmatrix} x_1(k+1) \\ x_2(k+1) \\ \vdots \\ x_n(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -a_0 & -a_1 & -a_2 & \cdots & -a_{n-1} \\ a_n & a_n & a_n & \cdots & a_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \\ \vdots \\ x_n(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 1 \\ a_n \end{bmatrix} u(k). \quad (1.19)$$

Obdobně z rovnice 1.18 je možné získat stavovou výstupní rovnici

$$y(k) = \left[b_0 - a_0 \frac{b_n}{a_n}, b_1 - a_1 \frac{b_n}{a_n}, \dots, b_{n-1} - a_{n-1} \frac{b_n}{a_n} \right] \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \\ \vdots \\ x_n(k) \end{bmatrix} + \frac{b_n}{a_n} u(k). \quad (1.20)$$

Tyto vztahy jsou odvozeny za podmínky $m = n$, tedy pro diskrétní člen. Pro diskretizované spojité soustavy platí $b_n = 0$ a úpravou je možné docílit, aby člen $a_n = 1$, tímto se výsledné rovnice 1.19 a 1.20 zjednoduší.

1.2 VLASTNOSTI STAVOVÉHO POPISU

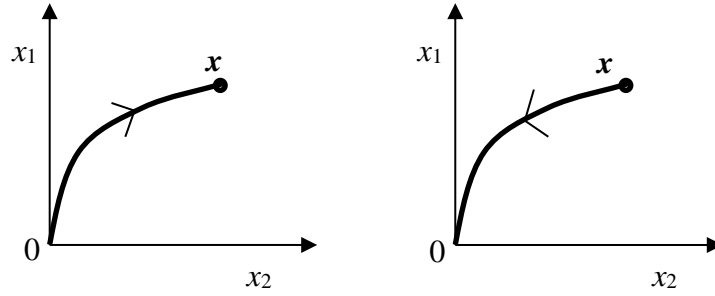
1.2.1 Dosažitelnost a říditelnost systému

Účelem řízení je dostat systém z počátečního stavu $\mathbf{x}(0)$ do nulového koncového stavu $\mathbf{x}(k)$ pomocí posloupnosti řídicí veličiny $\mathbf{u}(k)$. Nejprve je potřeba vyšetřit, zda takové řízení existuje. Pokud řízení existuje, tak koncový stav je dosažitelný, poté existuje několik možností, jak koncového stavu dosáhnout. Touto problematikou se zabývá optimální řízení.

Občas je cílem řízení měnit požadovaným způsobem pouze výstupní veličinu. Proto je možné řídit i systémy, jejichž některé stavy nelze řízením dosáhnout (Štecha, 1999).

Stav, jehož počáteční hodnota je nulová $\mathbf{x}(0) = 0$ a působením řídicí veličiny $\mathbf{u}(k)$ je v konečném čase převeden do požadovaného stavu $\mathbf{x}(k)$, se nazývá dosažitelný.

Stav, jehož počáteční hodnota je nenulová $\mathbf{x}(k)$ a působením řídicí veličiny $\mathbf{u}(k)$ je v konečném čase převeden do nulového stavu $\mathbf{x}(0) = 0$, se nazývá říditelný. Tyto definice jsou znázorněny pro systém druhého řádu na obr. 1.3 vlevo je dosažitelnost a vpravo říditelnost.



Obr. 1.3 – Dosažitelnost a říditelnost

Dosažitelnost stavů je závislá na vztahu mezi řídicí veličinou a stavem, proto výchozí rovnicí pro vyšetření kritéria rozhodujícího o dosažitelnosti systému je řešení stavové rovnice 1.8. Pro odvození je uvažován systém s jedním vstupem a jedním výstupem, potom je matice \mathbf{B} nahrazena vektorem \mathbf{b}

$$\mathbf{x}(k) = \mathbf{A}^k \mathbf{x}(0) + \sum_{r=0}^{k-1} \mathbf{A}^{k-r-1} \mathbf{b} u(r). \quad (1.21)$$

Maticově lze tuto rovnici zapsat

$$\mathbf{x}(k) = \mathbf{A}^k \mathbf{x}(0) + [\mathbf{b}, \mathbf{A}\mathbf{b}, \dots, \mathbf{A}^{k-1}\mathbf{b}][u(k-1), u(k-2), \dots, u(0)]^T, \quad (1.22)$$

kde je matice $[\mathbf{b}, \mathbf{A}\mathbf{b}, \dots, \mathbf{A}^{k-1}\mathbf{b}]$ označena \mathbf{Q}_D – matice dosažitelnosti a $\mathbf{x}(0) = 0$, tudíž první člen mizí.

Poté je každý stav $\mathbf{x}(n)$ systému dosažitelný v n krocích působením vstupních signálů $u(0), u(1), \dots, u(n-1)$, jestliže je z prostoru nad vektory $\mathbf{b}, \mathbf{A}\mathbf{b}, \dots, \mathbf{A}^{n-1}\mathbf{b}$. Matice \mathbf{Q}_D tvoří bázi stavového prostoru, aby byly všechny stavy prostoru dosažitelné musí být prvky matice dosažitelnosti lineárně nezávislé. Systém je dosažitelný, pokud hodnota matice \mathbf{Q}_D je rovna řádu systému neboli rozměru stavového prostoru n .

Říditelnost, stejně jako dosažitelnost, vychází z rovnice 1.22. Říditelnost je vlastnost převést působením řídicí veličiny $\mathbf{u}(k)$ systém ze stavu $\mathbf{x}(0) \neq 0$ do nulového stavu $\mathbf{x}(k) = \mathbf{x}(n) = 0$, poté obecně platí

$$\mathbf{A}^k \mathbf{x}(0) = -[\mathbf{b}, \mathbf{A}\mathbf{b}, \dots, \mathbf{A}^{k-1}\mathbf{b}][u(k-1), u(k-2), \dots, u(0)]^T, \quad (1.23)$$

$$\mathbf{x}(0) = -[\mathbf{A}^{-k}\mathbf{b}, \mathbf{A}^{-k+1}\mathbf{b}, \dots, \mathbf{A}^{-1}\mathbf{b}][u(k-1), u(k-2), \dots, u(0)]^T, \quad (1.24)$$

kde je matice $[\mathbf{A}^{-k}\mathbf{b}, \mathbf{A}^{-k+1}\mathbf{b}, \dots, \mathbf{A}^{-1}\mathbf{b}]$ označena \mathbf{Q}_R – matice říditelnosti.

Obdobně jako u dosažitelnosti pro stav $\mathbf{x}(n) = 0$ platí, že musí být stavem z prostoru nad vektory $\mathbf{A}^{-k}\mathbf{b}, \mathbf{A}^{-k+1}\mathbf{b}, \dots, \mathbf{A}^{-1}\mathbf{b}$, aby byl převeditelný ze stavu $\mathbf{x}(0) \neq 0$ působením řídicí veličiny. Z tohoto důvodu musí být uvedené vektory lineárně nezávislé. Systém je říditelný, pokud má matice říditelnosti \mathbf{Q}_R hodnotu shodnou s rozměrem stavového prostoru n .

Výše uvedená definice říditelnosti má smysl pouze pro regulární matici A . Tento požadavek je vždy splněn u systémů, které vznikly vzorkováním spojitého systému. U systémů diskrétních tomu tak být nemusí a podmínky říditelnosti se definují podle rovnice 1.23 (Strejc, 1978).

1.2.2 Pozorovatelnost a rekonstruovatelnost systému

Vnitřní stavy systému jsou často špatně měřitelné nebo neměřitelné. Obvykle se měří pouze vstupní a výstupní veličiny a stavové veličiny je nutné z nich určit. Pojmy pozorovatelnost a rekonstruovatelnost souvisí s tím, zda je možné stavové veličiny určit.

Tyto vlastnosti mají význam pro experimentální identifikaci, při které je snaha zjistit dynamické vlastnosti systému měřením vstupů a výstupů, protože měřením je možné zjistit pouze pozorovatelnou část systému. Pozorovatelnost a rekonstruovatelnost je podmínkou pro existenci estimátoru neboli pozorovatele stavu. (Štecha, 1999)

Pokud je možné měřením vstupu a výstupu na konečném intervalu určit počáteční stav systému, je systém pozorovatelný. Pokud počáteční stav systému není možné ze změřených hodnot určit, jsou poté některé stavy nepozorovatelné a na výstupu systému se neprojeví.

Systém je rekonstruovatelný, pokud měřením vstupu a výstupu na konečném intervalu lze určit jeho konečný stav. Deterministický systém, který je pozorovatelný, je současně i rekonstruovatelný. Jestliže je znám počáteční stav systému a průběh vstupů, lze určit koncový stav systému.

Kritéria se odvodí z řešení výstupní rovnice stavového popisu 1.9. Je-li vektor řízení $u(k)$ znám, je možné poslední dva členy odečíst od výstupu $y(k)$. Poslední členy ve zmíněné rovnici nenesou další informaci, a tedy je možné považovat řízení za nulové. Několik prvních kroků výpočtu řešení výstupní rovnice

$$\begin{aligned} y(0) &= \mathbf{C}\mathbf{x}(0), \\ y(1) &= \mathbf{C}\mathbf{A}\mathbf{x}(0), \\ y(2) &= \mathbf{C}\mathbf{A}^2\mathbf{x}(0), \end{aligned} \tag{1.26}$$

a výsledný zápis

$$y(k + n - 1) = \mathbf{C}\mathbf{A}^{n-1}\mathbf{x}(k), \tag{1.27}$$

kde je součin matic $\mathbf{C}\mathbf{A}^{n-1}$ pro $k = 0, 1, \dots, n - 1$ nahrazen maticí pozorovatelnosti \mathbf{Q}_P , která má následující tvar, a maticový zápis vypadá takto

$$\mathbf{Q}_P = \begin{bmatrix} \mathbf{C} \\ \mathbf{CA} \\ \vdots \\ \mathbf{CA}^{n-1} \end{bmatrix}, \mathbf{Q}_P \mathbf{x}(0) = \mathbf{y}(n-1). \quad (1.28)$$

System je pozorovatelný, jestliže je hodnota matice \mathbf{Q}_P rovna rozměru stavového prostoru. Jednotlivé řádky matice \mathbf{Q}_P musí být lineárně nezávislé.

Kritérium rekonstruovatelnosti opět vychází z řešení výstupní rovnice 1.9 bez posledních dvou členů, tedy za předpokladu nulového řízení. Za toho předpokladu je možné uvažovat i řešení stavové rovnice 1.8 ve tvaru

$$\mathbf{x}(k+n) = \mathbf{A}^n \mathbf{x}(k). \quad (1.29)$$

Dosazením z rovnice 1.29 do rovnice 1.27 za $\mathbf{x}(k)$ vznikne

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{Q}_P \mathbf{A}^{-n} \mathbf{x}(k+n) = \mathbf{Q}_K \mathbf{x}(k+n). \quad (1.30)$$

System je rekonstruovatelný, když matice \mathbf{Q}_K je regulární a hodnota matice je rovna rozměru stavového prostoru.

1.2.3 Příčiny nesplnění kritérií pro vlastnosti stavového popisu

V tomto pododdílu budou popsány některé příčiny, které vedou k tomu, že systém je nedosažitelný nebo nepozorovatelný. Podrobněji je toto popsáno v (Štecha, 1999)

První z příčin je nevhodná volba řídicí a výstupní veličiny. Pro příklad je uvažován stejnosměrný motor, u kterého je měřena úhlová rychlost hřídele jako výstupní veličina, poté natočení hřídele je nepozorovatelnou stavovou veličinou. Úhlová rychlost nezávisí na počátečním natočení hřídele.

Možnou příčinou je také špatná realizace systému. Neminimální realizace je taková, která nemá řád shodný s vnějším popisem, ze kterého je realizovaný stavový popis. System není dosažitelný nebo pozorovatelný, když řád přenosu není roven řádu realizovaného systému.

Vazby mezi subsystemy mohou zapříčinit, že systém nebude dosažitelný nebo pozorovatelný. Při paralelním zapojení dvou systémů s přenosy $F_1(s)$ a $F_2(s)$ systém nebude dosažitelný nebo pozorovatelný, pokud přenosy systémů budou mít stejný přenosový pól. Obdobná situace nastane v sériovém zapojení, když pól jednoho přenosu je stejný s nulou druhého přenosu.

Při diskretizaci spojitého systému je také možné ztratit dosažitelnost a pozorovatelnost nevhodnou volbou vzorkovací frekvence. To v případě, že vlastní čísla spojitého systému mají

stejnou reálnou část a imaginární část vlastních čísel se liší o násobek frekvence vzorkování. Tyto póly diskretizací splynou.

1.3 STAVOVÝ POZOROVATEL

Během zpětnovazebního stavového řízení je nutné znát hodnoty všech stavových veličin. Tohoto je praxi těžké docílit, některé stavové veličiny lze měřit jen obtížně, anebo vůbec. Nejsnazší bývá měřit výstupní veličiny systému a stavové veličiny estimovat, k tomu slouží stavový pozorovatel neboli estimátor, který hodnoty stavových veličin odhadne. Pozorovatel využívá k odhadu stavových veličin model dynamického chování systému a hodnoty vstupních a výstupních veličin. Pozorovatel, který odhaduje všechny stavové veličiny, se nazývá pozorovatel plného řádu. V případě, že jsou některé odhadované stavové veličiny neměřitelné a zbývající měřitelné, se jedná o pozorovatele redukovaného řádu.

Odvození stavového pozorovatele vychází rovnic 1.31 a 1.32 stavového popisu. Stavové veličiny \mathbf{x} jsou aproximovány hodnotami $\hat{\mathbf{x}}$,

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A} \cdot \mathbf{x}(k) + \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}(k), \quad (1.31)$$

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{C} \cdot \mathbf{x}(k), \quad (1.32)$$

kde \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} jsou matice systému,
 \mathbf{x} – vektor odhadovaných stavů,
 \mathbf{y} – vektor výstupních veličin,
 \mathbf{u} – vektor vstupních veličin.

Pro správný odhad stavů je nutné, aby model systému reprezentován maticemi \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} byl shodný jako reálný systém a vektor vstupních veličiny byl totožný u obou systémů. Poté je chybový vektor odhadu stavu definován

$$\Delta \mathbf{x}(k) = \mathbf{x}(k) - \hat{\mathbf{x}}(k) \quad (1.33)$$

a má nulovou hodnotu. Hodnota chybového vektoru se ustálí na nulové hodnotě i v případě rozdílných počátečních podmínek. Pokud model nebude odpovídat systému, vznikne trvalá chyba odhadu. Tutu trvalou chybu odhadu lze kompenzovat zavedením korekce odhadu stavu vycházející z chyby výstupu. K tomu, aby se hodnoty výstupních veličin projevíly v odhadu stavů, je potřeba rovnici 1.31 upravit

$$\hat{\mathbf{x}}(k+1) = \mathbf{A} \cdot \hat{\mathbf{x}}(k) + \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}(k) + \mathbf{K} \cdot [\mathbf{y}(k) - \mathbf{C} \cdot \hat{\mathbf{x}}(k)], \quad (1.34)$$

kde \mathbf{K} je matice pozorovatele.

Blokově je tento pozorovatel znázorněn na obr. 1.4. Matice pozorovatele je váhová matice rozdílu měřeného a estimovaného výstupu a pomocí změny \mathbf{K} lze dynamiku pozorovatele měnit. Úpravou rovnice 1.34 na tvar

$$\hat{\mathbf{x}}(k+1) = [\mathbf{A} - \mathbf{K}\mathbf{C}] \cdot \hat{\mathbf{x}}(k) + \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}(k) + \mathbf{K} \cdot \mathbf{y}(k), \quad (1.35)$$

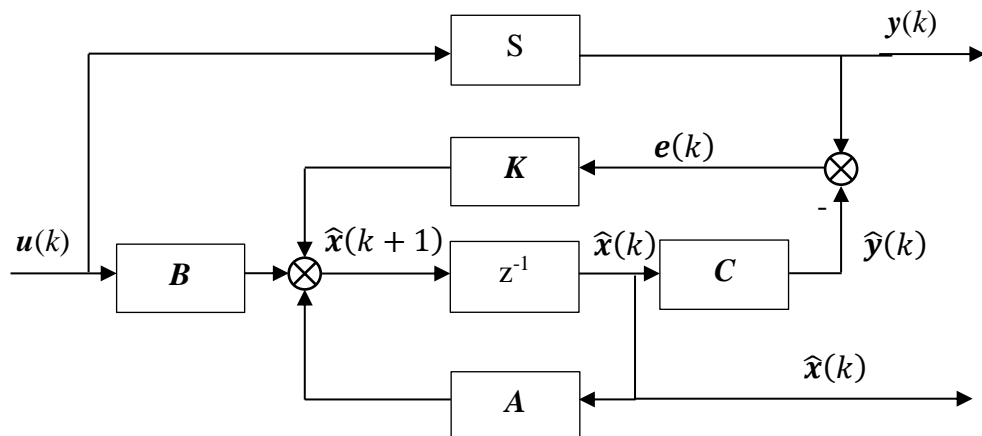
je získán člen $\mathbf{A} - \mathbf{K}\mathbf{C}$, jehož vlastní čísla se nazývají póly pozorovatele a určují dynamiku pozorovatele, jinak řečeno určují dynamiku vývoje chybového vektoru. Odečtením rovnice 1.35 od rovnice 1.31 je získána rovnice chyby odhadu

$$\mathbf{x}(k+1) - \hat{\mathbf{x}}(k+1) = [\mathbf{A} - \mathbf{K}\mathbf{C}] \cdot [\mathbf{x}(k) - \hat{\mathbf{x}}(k)]. \quad (1.36)$$

Substitucí rovnicí (1.33) má rovnice (1.36) následující tvar

$$\Delta \mathbf{x}(k+1) = [\mathbf{A} - \mathbf{K}\mathbf{C}] \cdot \Delta \mathbf{x}(k), \quad (1.37)$$

kde je patrné, že dynamika vývoje chybového vektoru je určena vlastními čísly členu $\mathbf{A} - \mathbf{K}\mathbf{C}$, a pokud jsou póly pozorovatele stabilní, tak chybový vektor $\Delta \mathbf{x}$ konverguje k nule a $\hat{\mathbf{x}}$ konverguje k \mathbf{x} .



Obr. 1.4 – Stavový pozorovatel

1.4 STAVOVÁ REGULACE

1.4.1 Stavový regulátor

Stavový regulátor využívá zpětnou vazbu od stavů na rozdíl od PID regulátoru, který využívá zpětnou vazbu od výstupní veličiny. Tím, že vnitřní stavy systému nesou více informací než samotné výstupní veličiny systému, je možné použít stavový regulátor tam, kde vstupně výstupní řízení nevykazuje dobré výsledky. Proto je při návrh stavového regulátoru potřeba znát model řízeného systému a měřit jednotlivé stavové veličiny. Jak je uvedeno

v oddíle 1.3, stavové veličiny může být obtížné měřit a lze je nahradit jejich odhadem. Podstata stavového regulátoru je ta, že mění dynamiku řízené soustavy změnou pólů soustavy. Dynamika soustavy popsána modelem

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}\mathbf{u}(k), \quad (1.38)$$

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{C}\mathbf{x}(k), \quad (1.39)$$

je dána vlastními čísly matice \mathbf{A} . Zavedením záporné zpětné vazby

$$\mathbf{u}(k) = -\mathbf{L}\mathbf{x}(k), \quad (1.40)$$

kde \mathbf{L} je matice zpětné vazby,

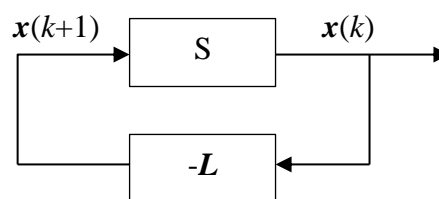
a dosazením do rovnice (1.38) vznikne rovnice systému se zpětnou vazbou

$$\mathbf{x}(k+1) = (\mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{L})\mathbf{x}(k). \quad (1.41)$$

Člen $(\mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{L})$ se nahradí maticí

$$(\mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{L}) = \mathbf{A}_L. \quad (1.42)$$

Takto definovaný stavový regulátor se zpětnou vazbou převede řízený systém z počátečního stavu do nulového, blokově je znázorněn na obr 1.5. Z rovnice 1.41 vyplývá, že změnou hodnot matice \mathbf{L} se změní vlastní čísla matice \mathbf{A}_L a dynamika řízeného systému. Póly systému lze volit libovolně za předpokladu, že je systém plně říditelný, důkaz je popsán v (Ogata, 1995). Změnou dynamiky řízené soustavy se také mění vliv šumu měření na výstupní veličinu. Volba matice \mathbf{L} je kompromisem mezi odezvou systému na poruchy a citlivostí na



Obr. 1.5 – Stavový regulátor

šum měření. Matice \mathbf{L} může být volena na základě požadovaných vlastností řízeného systému nebo na základě minimalizace zvoleného kritéria.

1.4.2 Stavový regulátor s estimátorem stavů

Není-li možné měřit veškeré stavové veličiny systému, není možné měnit jeho dynamické vlastnosti zpětnou vazbou. Je ovšem možné stavy odhadnout pomocí estimátoru a

použít zápornou ZV od odhadnutých stavů, jak je znázorněno na obr. 1.6 (Štěcha, 1992). Poté je záporná vazba popsána rovnicí

$$\mathbf{u}(k) = -\mathbf{L}\hat{\mathbf{x}}(k). \quad (1.43)$$

A přenos soustavy popisuje rovnice

$$\mathbf{x}(k + 1) = \mathbf{A}\mathbf{x}(k) - \mathbf{B}\mathbf{L}\hat{\mathbf{x}}(k). \quad (1.44)$$

Člen tvořen pozorovatelem a zpětnou vazbou je popsán rovnicí

$$\hat{\mathbf{x}}(k + 1) = [\mathbf{A} - \mathbf{K}\mathbf{C}]\hat{\mathbf{x}}(k) - \mathbf{B}\mathbf{L}\hat{\mathbf{x}}(k) + \mathbf{K}\mathbf{y}(k). \quad (1.45)$$

Pro další výpočet je stavový vektor definován jako složený vektor. První složkou je stavový vektor \mathbf{x} , druhou složkou je odchylka pozorování $\Delta\mathbf{x} = \mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}$. Rovnice mají následující tvar

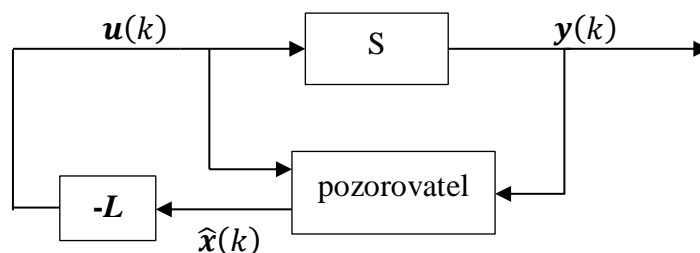
$$\mathbf{x}(k + 1) = \mathbf{A}\mathbf{x}(k) - \mathbf{B}\mathbf{L}\mathbf{x}(k), \quad (1.46)$$

$$\Delta\mathbf{x}(k + 1) = [\mathbf{A} - \mathbf{K}\mathbf{C}]\Delta\mathbf{x}. \quad (1.47)$$

Rovnice se upraví do maticového zápisu, aby bylo snazší určit vlastní čísla a dynamiku celého systému

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}(k + 1) \\ \Delta\mathbf{x}(k + 1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{L} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{A} - \mathbf{K}\mathbf{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}(k) \\ \Delta\mathbf{x}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{w}(k). \quad (1.48)$$

Vlastní čísla matice systému popsaného rovnicí 1.48 jsou rovny vlastním číslům pozorovatele matice $\mathbf{A} - \mathbf{K}\mathbf{C}$ a vlastním číslům matice systému se zpětnou vazbou $\mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{L}$. Z toho plyne, že je možné navrhnout dynamiku pozorovatele a zpětné vazby odděleně. Toto se nazývá separační princip.



Obr. 1.6 – Řízená soustava s estimátorem

K návrhu pozorovatele je možné využít takzvaný princip duality. Dualita se vztahuje k pojmům říditelnost a pozorovatelnost a jejich vzájemnému vztahu. Princip tvrdí, že pokud je systém popsaný rovnicemi 1.38 a 1.39 plně říditelný, tak transponovaný systém

$$\mathbf{x}(k + 1) = \mathbf{A}'\mathbf{x}(k) + \mathbf{C}'\mathbf{u}(k), \quad (1.49)$$

$$\mathbf{y}(k + 1) = \mathbf{B}'\mathbf{y}(k), \quad (1.50)$$

je plně pozorovatelný a obráceně. Přidáním zpětné vazby k systému popsaného rovnicí 1.49, vznikne řízený systém, jehož póly jsou určeny vlastními čísly matice $A' - C'L$. Tyto čísla jsou shodné s vlastními čísly netransponovaného systému s pozorovatelem stavů určené maticí $A - KC$, jestliže $L = K'$. (Ogata, 1995) Z principu duality lze určit dynamiku pozorovatele vlastními čísly matice $A' - C'K'$. Z tohoto plyne, že je možné navrhnout dynamiku estimátoru obdobným způsobem jako dynamiku zpětné vazby při použití transponovaných matic vyšetřovaného systému.

1.4.3 Sledování žádané hodnoty

K dosažení žádané hodnoty na výstupu systému je možné použít několik metod. Jednou z nich je asymptotické sledování žádané hodnoty, které zajistí požadovanou hodnotu výstupu řízeného systému v ustáleném stavu. Toto řešení je odvozeno v oddíle 5.2. Další možností je rozšíření stávajícího systému o stav, který integruje regulační odchylku, a tuto hodnotu promítnout do řízení systému. Regulační odchylka pro systém s jedním vstupem a výstupem se vypočítá následujícím vztahem

$$e(k) = w(k) - y(k), \quad (1.51)$$

kde e je regulační odchylka,
 w – žádaná hodnota.

Integrace regulační odchylky je popsána diferenční rovnicí

$$s(k) = s(k - 1) + e(k), \quad (1.52)$$

kde s je suma regulačních odchylek.

Přidaný stav má poté tvar

$$s(k + 1) = -Cx(k) + s(k) + w(k). \quad (1.53)$$

Doplněním přidaného stavu do modelu popsaného rovnicí 1.38 vznikne rozšířený stav

$$\bar{x}(k + 1) = \begin{bmatrix} x(k + 1) \\ s(k + 1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ -C & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(k) \\ s(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} u(k) + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} w(k). \quad (1.54)$$

Nyní je tento rozšířený stav zaveden do řízení popsaného rovnicí 1.40.

$$u(k) = -L\bar{x} = -[L_x \quad L_s] \begin{bmatrix} x(k) \\ s(k) \end{bmatrix}. \quad (1.55)$$

Rozdělením matice L je možné určit vliv sumy regulačních odchylek na výpočet hodnoty řízení u . Poté matice L_x a L_s vystupují jako váhové matice řízení.

1.5 OPTIMÁLNÍ ŘÍZENÍ

Při návrhu stavového regulátoru pomocí umístění pólů se volí póly takovým způsobem, aby řízená soustava měla požadované vlastnosti. Optimálním se nazývá takové řízení, pro které je hodnota předem definované funkce minimalizována. Tato funkce se nazývá kritérium optionality. Kritérium udává, jak se liší stávající řízení od ideálního chování systému. Cílem optimálního řízení je tedy najít vektor řízení \mathbf{u} , které kritérium minimalizuje. Matematicky jsou metody optimalizace popsány, jednou z možných metod je použití Lagrangeových multiplikátorů. Z pohledu návrhu je důležitá volba kritéria, ta určí výslednou povahu řízeného systému. V návrhu by měly být zahrnuty i další aspekty řízení, jako jsou omezující podmínky pro řízení, počáteční a koncový stav. Nalezené řešení, které je optimální pro jedno kritérium, nemusí být optimální pro jiné. Pro diskrétní systém popsán rovnicí

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{f}(\mathbf{x}(k), \mathbf{u}(k), k), \quad (1.56)$$

má kritérium obecný tvar

$$J = \Phi(\mathbf{x}(N)) + \sum_{k=0}^{N-1} L(\mathbf{x}(k), \mathbf{u}(k), k), \quad (1.57)$$

kde J je kritérium optionality,

N – horizont optimalizace.

Minimalizace kritéria použitím metody Lagrangeových multiplikátorů vede na soustavu diferenčních rovnic, jejichž řešení je, až na několik případů, obtížné. Odvození je popsáno v (Havlena, 1994).

1.5.1 LQ regulátor

Jedním ze speciálních případů je kvadratické kritérium, které je použito v tzv. LQ regulátoru. L v názvu znamená, že se jedná o lineární systémy, a Q, že použité kritérium je kvadratické. Kritérium LQ regulátoru má tvar

$$J = \frac{1}{2} \mathbf{x}^T(N) \mathbf{Q}(N) \mathbf{x}(N) + \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{N-1} \{ \mathbf{x}^T(k) \mathbf{Q}(k) \mathbf{x}(k) + \mathbf{u}^T(k) \mathbf{R}(k) \mathbf{u}(k) \}, \quad (1.58)$$

kde \mathbf{Q} je posloupnost semidefinitních matic

\mathbf{R} – posloupnost pozitivně definitních matic.

Matice \mathbf{R} a \mathbf{Q} jsou váhové matice. Člen, který obsahuje matici \mathbf{R} , minimalizuje energii potřebnou k dosažení konečného stavu $\mathbf{x}(N)$ ze stavu počátečního $\mathbf{x}(0)$. Členy obsahující matici \mathbf{Q} váží odchylky stavů od nulového stavu během řízení. Tyto dvě matice jsou volitelnými parametry, které se volí během návrhu regulátoru a určují výsledné chování řízeného systému.

Řešení minimalizace kvadratického kritéria LQ regulátoru 1.58 se nazývá Riccatiho diferenční rovnice a vektor řízení se vypočítá pomocí následujících rovnic. Rovnice vektoru řízení

$$\mathbf{u}(k) = -\mathbf{L}(k)\mathbf{x}(k), \quad (1.59)$$

kde \mathbf{L} se vypočítá dle následujícího vztahu

$$\mathbf{L}(k) = [\mathbf{R} + \mathbf{B}^T \mathbf{P}(k+1) \mathbf{B}]^{-1} \mathbf{B} \mathbf{P}(k+1) \mathbf{A}. \quad (1.60)$$

Matice \mathbf{P} se získá výpočtem Riccatiho rovnice

$$\mathbf{P}(k) = \mathbf{Q} + \mathbf{A}^T \mathbf{P}(k+1) \mathbf{A} - \mathbf{A}^T \mathbf{P}(k+1) \mathbf{B} [\mathbf{R} + \mathbf{B}^T \mathbf{P}(k+1) \mathbf{B}]^{-1} \cdot \mathbf{B}^T \mathbf{P}(k+1) \mathbf{A}. \quad (1.61)$$

Jak je vidět, rovnice se počítá zpětně pro $k = N-1, N-2, \dots, 0$, kde

$$\mathbf{P}(N) = \mathbf{Q}. \quad (1.62)$$

Toto je výpočet vektoru řízení pro konečný horizont optimalizace, kde matice zpětné vazby je časově proměnná. V případě, že je horizont optimalizace nekonečný a matice kritéria konstantní, se řešení Riccatiho rovnice ustálí a posloupnost matic $\mathbf{L}(k)$, je tak možné nahradit konstantní maticí \mathbf{L} . Kvadratické kritérium pro nekonečný horizont optimalizace má tvar

$$\mathbf{P} = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{N-1} \{\mathbf{x}^T(k) \mathbf{Q} \mathbf{x}(k) + \mathbf{u}^T(k) \mathbf{R} \mathbf{u}(k)\}. \quad (1.63)$$

V kritériu se na rozdíl od kritéria 1.58 nevyskytuje člen před sumou, protože ustálené stavové řízení vede z počátečního stavu do nulového stavu

$$\frac{1}{2} \mathbf{x}^T(\infty) \mathbf{Q} \mathbf{x}(\infty) = 0. \quad (1.64)$$

Zpětná vazba pro optimální řízení na nekonečném horizontu je dána

$$\mathbf{u}(k) = -\mathbf{L} \mathbf{x}(k), \quad (1.65)$$

a výpočet matice zpětné vazby

$$\mathbf{L} = [\mathbf{R} + \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{B}]^{-1} \mathbf{B} \mathbf{P} \mathbf{A}. \quad (1.66)$$

Pro výpočet matice P se nepoužije Riccatiho diferenční rovnice, ale Riccatiho algebraická rovnice

$$P = Q + A^T P A - A^T P B [R + B^T P B]^{-1} B^T P A. \quad (1.67)$$

2 IDENTIFIKACE SYSTÉMU

Pro stavové řízení je nutné znát model systému, ať pro návrh regulátoru nebo estimátoru v případě, že nejsou stavové veličiny měřené. Vlastnosti reálného systému lze popsat jeho modelem, který by měl co nejlépe napodobit chování reálného systému. Model je možné udělat dvěma způsoby.

Prvním způsobem je fyzikálně-matematický model. Model je tvořen na základě fyzikálních zákonů, které popisují reálný systém. Fyzikálně-matematický model se tvoří pomocí matematicko-fyzikální analýzy. Základem této analýzy jsou zákony zachování energie nebo hmoty a vytváří se tzv. bilanční rovnice.

Druhým způsobem je experimentální identifikace. Při tvorbě modelu tímto způsobem se hledá matematický předpis, který nejlépe popisuje vlastnosti zkoumaného systému ve smyslu nejlepší shody odezvou systému a odezvou modelu na stejný vstupní signál, zpravidla se jedná o diferenciální nebo diferenční rovnice. Tento model popisuje vztah mezi vstupem a výstupem systému. Během tvorby matematického modelu se určují dvě jeho části. První část je struktura modelu, tím je myšlen matematický tvar modelu. V případě spojitého dynamického modelu je to diferenciální rovnice, v případě diskrétního je to diferenční rovnice. V druhé části se určují parametry modelu, to jsou koeficienty ve zvolené rovnici. Parametry se určí na základě experimentu.

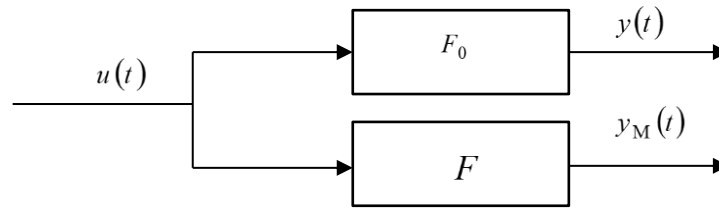
Dále v práci bude uvažován deterministický dynamický LTI model. V deterministickém modelu je vztah mezi výstupní a vstupní veličinou přesně dán předpisem. V takovém modelu nejsou uvažovány náhodné jevy působící na systém. Dynamický model popisuje dynamické vlastnosti systému – na rozdíl od statického modelu, který udává zesílení systému. Zesílení systému se využívá k sestavení tzv. statické charakteristiky, což je využívaný nástroj v teorii řízení. LTI model je zkratka pro lineární časově invariantní model.

2.1 KRITÉRIUM PŘILÉHAVOSTI

Aby bylo možné určit kvalitu přiléhavosti modelu k vyšetřovanému systému, je nutné zavést kritérium, které tuto shodu posuzuje. Pro určení kritéria je potřeba zavést operátor F_0 , který pro determinovaný vstup $u(t)$ určí výstup ze soustavy $y(t)$ a operátor F , který pro ten samý vstup určí výstup z modelu $y_M(t)$, jak znázorňuje obr. 2.1. Aby kritérium nebylo závislé na struktuře modelu, jsou ve funkci určující hodnotu kritéria použity výstupy z modelu a soustavy. Obecný tvar kritéria ve spojitě oblasti má tvar

$$J = f(y(t), y_M(t)), \quad (2.1)$$

kde J je kritérium přiléhavosti.



Obr 2.1 – Verifikace modelu a vyšetřovaného systému

Aby kritérium vypovídalo o shodě, mělo by mít několik vlastností

$$J > 0 \Leftrightarrow |y(t) - y_M(t)| > 0, \quad (2.2)$$

$$J = 0 \Leftrightarrow y(t) = y_M(t). \quad (2.3)$$

Tyto vlastnosti splňuje kvadrát odchylek mezi měřeným vstupem a výstupem z modelu. Pro diskrétní model má kritérium tvar

$$J = \sum_{k=1}^N [y(k) - y_M(k)]^2, \quad (2.4)$$

kde $y_M(k)$, $y(k)$ jsou měřené a modelové výstupy,

N – počet měření.

Cílem je toto kritérium volbou parametrů modelu minimalizovat. V případě nelineárního modelu jde o problém hledání minima funkce o více proměnných. V případě lineárního modelu jde o použití metody nejmenších čtverců. Metoda minimalizuje kvadrát, z grafického hlediska čtverec, odchylek naměřených dat od křivky, kterou se data prokládají. Tuto metodu lze použít k určení parametrů diferenciální rovnice (Dušek, 2016). Diferenciální rovnice s jedním vstupem a výstupem má tvar

$$y(k) + a_1 y(k-1) + \dots + a_{n_a} y(k-n_a) = b_1 u(k-1) + \dots + b_{n_b} u(k-n_b), \quad (2.5)$$

a vytvořený lineární regresní model

$$\mathbf{y} = \mathbf{X} \cdot \boldsymbol{\theta}, \quad (2.6)$$

kde $\boldsymbol{\theta}$ je vektor parametrů,

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} y(k-1) & \cdots & y(k-n_a) & u(k-1) & \cdots & u(k-n_b) \\ y(k-2) & \cdots & y(k-n_a-1) & u(k-2) & \cdots & u(k-n_b-1) \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ y(k-N-1) & \cdots & y(k-N-n_a) & u(k-N-1) & \cdots & u(k-N-n_b) \end{bmatrix},$$

$$\boldsymbol{\theta} = \begin{bmatrix} -a_1 \\ \vdots \\ -a_n \\ b_1 \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix}, \mathbf{y} = \begin{bmatrix} y(k) \\ y(k-1) \\ \vdots \\ y(k-N) \end{bmatrix}.$$

Pro takto definovaný regresní model je možné kritérium zapsat ve tvaru

$$J = (\mathbf{y} - \mathbf{X}\boldsymbol{\theta})(\mathbf{y} - \mathbf{X}\boldsymbol{\theta})^T, \quad (2.7)$$

Kritérium popsané rovnicí 2.7 je ekvivalentní rovnici 2.4, jedná se o sumu kvadrátu reziduí, tedy odchylek vektoru \mathbf{y} od regresní křivky. Kritérium 2.7 nabývá minimální hodnoty pro parametry získané rovnicí

$$\boldsymbol{\theta} = (\mathbf{X}^T \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^T \mathbf{y}. \quad (2.8)$$

2.2 EXPERIMENTÁLNÍ IDENTIFIKACE

Experimentální identifikace popisuje postup, jak získat model systému pomocí naměřených hodnot během experimentu. Během EI se vyhodnocují vstupní a výstupní data systému, identifikuje se tzv. černá skříňka. Takovýmto způsobem vytvořený model neobsahuje žádné informace o vnitřní struktuře modelu, ani žádné informace o vztahu mezi parametry a modelem. Jejich hodnota se určí kritériem popsáním v oddíle 2.1. Tato metoda má oproti MFA jednu výhodu. Měřením je možné zachytit i vlivy, které MFA zachytit nelze. Jedná se o šum nebo jiné náhodné veličiny, které působí na systém. Samotná identifikace probíhá tak, že se zvolí vstupní signál, a poté se pro danou strukturu určují parametry na základě výstupní veličiny ze systému. Zvolená struktura by měla dostatečně vystihovat chování systému, nicméně je vhodné nepodstatné vlastnosti neuvažovat, aby model nebyl náročný při analýze systému.

2.2.1 Vstupní signál

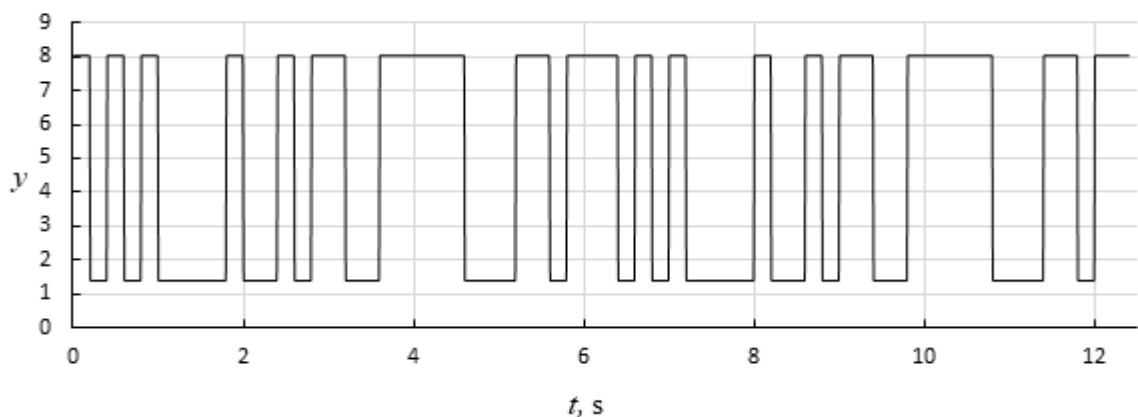
Vstupní signál vybudí vyšetřovaný systém, aby bylo možné zjistit jeho dynamické vlastnosti. Takovýto signál by měl dokázat vybudit soustavu na všech frekvencích se stejnou výkonovou spektrální hustotou. Tyto vlastnosti splňuje teoretický signál bílý šum. Identifikace systémů na vysokých frekvencích není pro jejich řízení významné. K účelu identifikace je poté

možné použít provozní signály, anebo vhodnější testovací signály. Testovací signály by měly mít následující vlastnosti: měly by být opakovaně generovatelné, matematicky popsatelné, realizovatelné a měly by dokázat daný systém vybudit. Vstupní signály lze dělit do tří skupin. Deterministické signály jsou známou funkcí času, lze je matematicky popsat a určit jejich hodnotu v každém okamžiku. Pseudonáhodné signály mají známý průběh v čase, který je dán algoritmem a periodicky se opakuje. Tyto signály mají náhodný charakter během jedné periody. Náhodné signály nemají známý průběh v čase, jsou to náhodné funkce času. Tyto signály se popisují pomocí statistických a pravděpodobnostních veličin.

Pseudonáhodným signálem je i tzv. pseudonáhodný binární signál PNBS. Statistické vlastnosti PNBS se blíží bílému šumu. Tento signál je tvořen posloupností hodnot, přičemž hodnoty nabývají pouze dvou hodnot $y = \chi$ nebo $y = -\chi$ a mohou se měnit v okamžicích, které jsou násobkem periody vzorkování PNBS T .

$$y_k = y(t), kT \leq t < (k + 1)T. \quad (2.9)$$

Signál se periodicky opakuje v čase NT , kde N je perioda opakování PNBS. Tyto dva parametry perioda opakování a vzorkování udávají frekvenční pásmo PNBS, v tomto pásmu je výkon přibližně rovnoměrně rozložený. Obr. 2.2 ukazuje příklad PNBS5 s periodou 31. Tento pseudonáhodný signál lze snadno generovat pomocí posuvných registrů se zpětnou vazbou.



Obr 2.2 – Příklad PNBS

3 ŘÍDICÍ SYSTÉM AMIT

3.1 AMINI4DS

Jedním z cílů této práce je implementovat LQ regulátor pro soustavu motor generátor v řídicím systému AMiNi4DS od firmy AMiT, spol. s r.o. Systém AMiNi4DS je univerzální volně programovatelný automat vhodný k řízení malých a středních soustav či zařízení, zejména k automatizaci budov, energetice nebo vytápění obcí a řízení technologických celků. Pro obsluhu ŘS obsahuje podsvícený LCD displej s rozlišením 122x32 bodů a 8 tlačítek.

ŘS obsahuje 8 číslicových vstupů a výstupů, které jsou galvanicky oddělené. Dále je k dispozici 8 analogových vstupů, které jsou schopny měřit napětí od 0 V do 10 V, proud od 0 mA do 20 mA, nebo je možné na ně přímo připojit teplotní čidla Ni1000 a Pt1000 a 4 analogové výstupy od 0 V do 10 V. Ke komunikaci slouží rozhraní Ethernet, pomocí kterého je možné nahrávat aplikace do ŘS, dále jsou k dispozici sériové rozhraní RS232 a RS485 (AMiT, 2017).

3.2 VÝVOJOVÉ PROSTŘEDÍ DETSTUDIO

Vývojové prostředí DetStudio slouží k psaní uživatelských aplikací a k jejich nahrání do ŘS pro systém Windows. Zároveň je možné pomocí DetStudia nahrát operační systému NOS do ŘS a aktualizovat ho. Umožňuje navrhnout a simulovat vzhled obrazovek a ladit běžící aplikaci, k tomu slouží nástroj zvaný inspektor. Inspektor průběžně vypisuje hodnoty vybraných proměnných, v okně inspektora lze jejich hodnoty upravovat, zobrazovat grafický průběh proměnné a další.

Aplikace je možné psát několika jazyky. Prvním je tzv. Instruction List, který je podobný assembleru a je strojově orientován. Druhým jazykem je Ladder Diagram, ve kterém jsou logické operace popsány podobně jako ve schématu s reléovými a kontaktními prvky. Programovat lze i pomocí jazyka logických schémat, tento jazyk je stejně jako LD grafický, kdy logické operace jsou popsány obdélníkovými značkami. Poslední možností je psát aplikaci strukturovaným textem. ST je obdobou programovacích jazyků pro PC a umožňuje názorný zápis řídicích algoritmů, z tohoto důvodu je tento jazyk použit pro implementaci LQ.

Při psaní aplikace jsou podstatná tři okna: první je pracovní okno projektu, v něm se píše kód aplikace. Další je okno projektu, které obsahuje jeho strukturu. V něm lze v záložce databáze definovat proměnné, které jsou použity v aplikaci. ŘS nabízí 3 typy datových proměnných: 16bitový Integer (značený jako I), 32bitový Long (značený jako L) a 32bitovou

proměnnou s plovoucí desetinnou čárkou Float (kterou se značí F). Všechny tři typy lze použít i k vytvoření matic o maximální velikosti 65 kB. Každá proměnná má své vlastní identifikační číslo WID. V další záložce se definují aliasy, které přiřazují jména k jednotlivým bitům celočíselných proměnných I a L.

V okně projektu se také definují procesy, to jsou části programu, které pracují nezávisle na ostatních procesech. Jednotlivé procesy se zpracovávají sekvenčně v závislosti na jejich prioritě. Nejvyšší prioritu mají procesy značené High, jejich nejkratší perioda spouštění je 1ms. Nižší prioritu mají procesy Quick, jejichž perioda začíná na 5 ms, a standardní procesy Normal, mající nejnižší periodu 100 ms. Každý proces s vyšší periodou může přerušit ten s nižší. Kromě těchto tří typů procesů existuje inicializační proces, který proběhne jen jednou při startu, a prázdný proces, který běží, když si žádný jiný nenárokuje procesorový čas.

Poslední zmíněné okno je Toolbox, v tomto okně jsou vypsány nástroje, které je možné využít při psaní aplikace. V případě implementace stavového regulátoru je výhodné použít knihovnu Matrix, která obsahuje funkce pro práci s maticemi.

3.3 KOMUNIKACE ŘS S PC

Komunikační ovladače pro ŘS Amit se obecně nazývají Atouch. Tyto ovladače zajišťují komunikaci mezi informačním systémem DB-Net a aplikacemi na PC. Proto jsou vhodným prostředkem pro přenos dat mezi ŘS a PC. Existuje několik variant Atouch v závislosti na použitém prostředí. Ovladač Atouch32 obsahuje DLL knihovny pro 32bitový systém Windows. Atouch Linux je knihovna podporující komunikaci programů běžících na operačním systému Linux. Poslední variantou ovladače je AtouchX, ten obsahuje několik ActiveX objektů, které slouží k zajištění komunikace mezi PC a ŘS Amit. ActiveX objekty je možné používat programovacími jazyky Visual Basic for Application zkráceně VBA, tento jazyk používá např. kancelářský balíček Office, a VBscript. Hlavní rozdíl mezi jazyky je v tom, že VBA dokáže pracovat s několika datovými typy, zatímco VBscript pracuje pouze s datovým typem variant.

V závislosti na vytvořené instanci objektu ActiveX je připojení direktivní nebo asynchronní. Direktivní připojení čeká na ukončení komunikace a poté je k dispozici návratová hodnota a získaná data. Během asynchronního připojení metoda, která přečte proměnnou z ŘS, okamžitě končí a komunikace probíhá na pozadí. Jakmile je komunikace dokončena, je vyvolána událost, ve které jsou k dispozici informace o komunikaci a získaná data. Tento způsob je programátorsky náročnější.

3.4 IMPLEMENTACE KOMUNIKACE

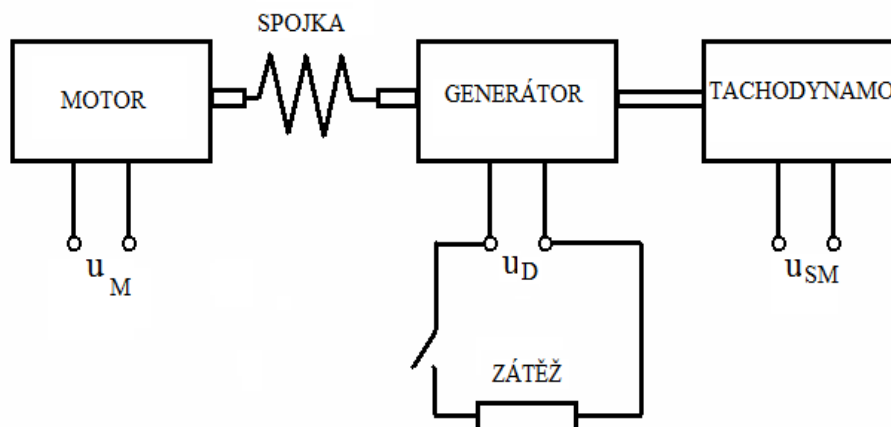
Komunikace probíhá protokolem TCP po rozhraní Ethernet. Přenos dat spočívá v připojení PC k informačnímu systému DB-Net/IP, čímž vytvořený program získá přístup k databázi proměnných v řídicím systému. Program je implementován v programu Microsoft Excel, ve kterém je možné použít programovací jazyk VBA. Dále jsou v tomto programu použita makra pro snazší obsluhu programu. Makra se spouští tlačítky v tabulkovém procesoru. Program vychází z ukázkového programu firmy Amit Parametrizace AtouchX (AMiT, 2018). Zde je popsán princip programu, celý program je součástí práce jako příloha.

Spuštěním makra inicializace je nejprve vytvořena nová instance objektu AtouchApp, který využívá asynchronní komunikaci. V případě, že vytvoření proběhlo správně, program dále inicializuje spojení se sítí DB-Net/IP funkcí InitFromFile(). Informace potřebné k inicializaci je možné vygenerovat ve vývojovém prostředí do souboru HW.ini, který je vstupním parametrem inicializační metody, a DB.ini, který je druhým vstupním parametrem a obsahuje informace o proměnných uložených v databázi ŘS. V případě neúspěšné inicializace je návratová hodnota metody číslo chyby, v opačném případě vrací hodnotu 0.

Po úspěšné inicializaci je možné číst data z databáze ŘS, to se provede spuštěním makra, které zavolá metodu NetGetData(). Vstupním parametrem této metody je WID požadované proměnné a metoda vyvolá požadavek na čtení. Když se požadavek nepodaří vložit, návratová hodnota je číslo chyby, jinak 0. Po ukončeném čtení je volána událost ATC_EndNetGetData(). Tato událost poskytuje informace o proběhlé komunikaci a po úspěšné komunikaci i vyčtená data z ŘS. Událost vypisuje data do tabulkového procesoru Excel. Nakonec je potřeba spojení řádně ukončit. Ukončovací makro volá metodu Done() a ukončí komunikaci s DB-Net/IP.

4 SOUSTAVA MOTOR-GENERÁTOR

Z názvu soustavy je zřejmé, že se skládá ze stejnosměrného motoru a stejnosměrného generátoru, které jsou spojeny pevnou spojkou. Generátor v soustavě tvoří zátěž motoru a tím pádem vytváří poruchu působící na soustavu. Generátor zvyšuje svůj brzdny moment se zvyšujícím se odběrem proudu. Vzniklá porucha vstupující do soustavy je rovna zátěži na generátoru. Na hřídel generátoru je připojeno tachodynamo, které slouží jako snímač otáček.



Obr 4.1 – Soustava motor generátor

Schéma je zobrazené na obr. 4.1. Zátěž dokáže pracovat ve třech režimech, které se mění podle zapojení svorek generátoru, a nabízí tyto režimy 100% zátěž, 50% zátěž a zátěž určenou řídicím signálem (Modrlák, 2010).

Výstupy ze soustavy jsou zapojeny do svorkovnice na boční straně panelu, ze svorkovnice vede plochý 26 pinový konektor, který slouží k připojení měřících a řídicích zařízení. Svorkovnice u zvoleného ŘS AMiNi4DS jsou typu WAGO. Z důvodu snazšího propojení ŘS a soustavy byl vytvořen mezikus. Tento převodník se skládá z 26pinového konektoru, kterým je propojen se soustavou, a 26 šroubovacími svorkovnicemi. Převodník vyvádí jednotlivé piny z 26pinového konektoru do svorkovnice, to umožňuje propojit ŘS se soustavou plochým 26pinovým kabelem a několika propojovacími dráty. Přehled svorek převodníku a jim odpovídající svorky soustavy jsou znázorněny v tab. 4.1. (Kořínek, 2017).

Napětí tachodynamu je měřeno analogovým vstupem ŘS AI0, ten je připojen na 1. pin převodníku a uzemnění na 15. pin. Řídicí napětí poskytuje výstup AO0, který je připojen na 14. pin převodníku.

Tab. 4.1 – Význam signálů svorkovnice motor-generátor

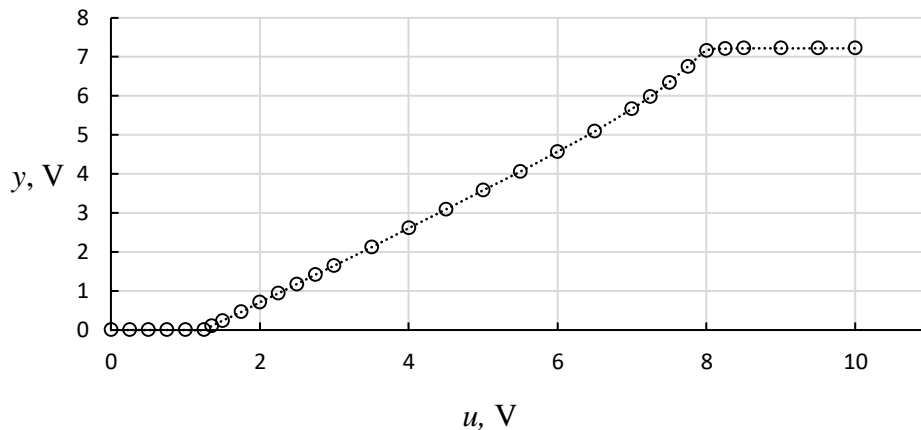
Význam svorky	Svorka převod.	svorkovnice soustavy horní řada	svorkovnice soustavy dolní řada	Svorka převod.	Význam svorky
Napětí motor (0; 10) V	1	A0	0 V	26	Nezapojeno
Nezapojeno	2	/	I3	25	Nezapojeno
Napětí zátěž, (0; 10) V	3	A1	0 V	24	
Nezapojeno	4	V+	I2	23	Nezapojeno
Nezapojeno	5	A2	0 V	22	
Signál zátěž, (0; 5) V	6	S0	I1	21	Nezapojeno
Nezapojeno	7	A3	0 V	20	
Signál zátěž, (0; 5) V	8	S1	I0	19	Nezapojeno
Nezapojeno	9	/	5 V	18	Nezapojeno
	10	S2	0 V	17	
Nezapojeno	11	VE	N1	16	Signál zátěž (0; 10) V
Nezapojeno	12	S3	0 V	15	GND
	13	0 V	N0	14	Signál motor (0; 10) V

4.1 IDENTIFIKACE SOUSTAVY

Pro návrh stavového řízení a estimátoru stavů je nutné znát dynamické vlastnosti řízené soustavy. Tyto vlastnosti budou získány během experimentální identifikace, zároveň bude vytvořen model soustavy ve tvaru diferenční rovnice. Řád modelu bude určen experimentálně v závislosti na odchylce modelu daného řádu od zkoumané soustavy. Odhady parametrů diferenční rovnice se budou počítat na základě metody nejmenších čtverců, která je popsána v oddíle 2.1. Tento vstupně výstupní model bude následně převeden na stavový model, aby ho bylo možné použít k návrhu stavového řízení.

Nejprve je vyšetřena statická charakteristika soustavy. Je měřeno zesílení soustavy pro jednotlivé vstupní hodnoty. Výsledný graf je znázorněn na obr. 4.2. Z tohoto grafu je patrné že systém není lineární v celém svém rozsahu vstupního napětí (0; 10) V. Systém je omezen spodní hranicí hodnotou $u = 1,25$ V, do této hodnoty systém není vybuzen a motor se netočí.

Horní hranicí je hodnota $u = 8$ V, po které motor již nezvyšuje své otáčky. V rozmezí těchto dvou limitních hodnot má zesílení soustavy téměř lineární průběh, proto soustava bude identifikována a regulována v odchylovém stavu od ustáleného pracovního bodu $u_0 = 5$ V a $y_0 = 3,525$ V.



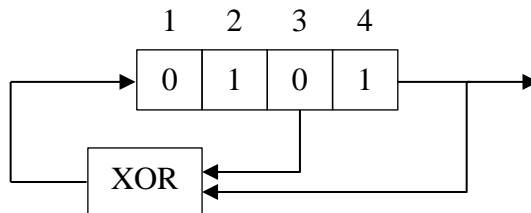
Obr. 4.2 – Statická charakteristika soustavy

K vybuzení soustavy motor-generátor je použit PNBS. Signál je generován programově. Každý PNBS obsahuje vstupní posloupnost binárních hodnot, v závislosti na délce posloupnosti se PNBS přiřazuje tzv. charakteristický polynom. Její délka také určuje, kolik vzorků obsahuje jedna perioda PNBS. Charakteristické polynomy a délky period pro několik posloupností jsou znázorněny v tab. 4.2.

Tab. 4.2 – Charakteristické polynomy PNBS

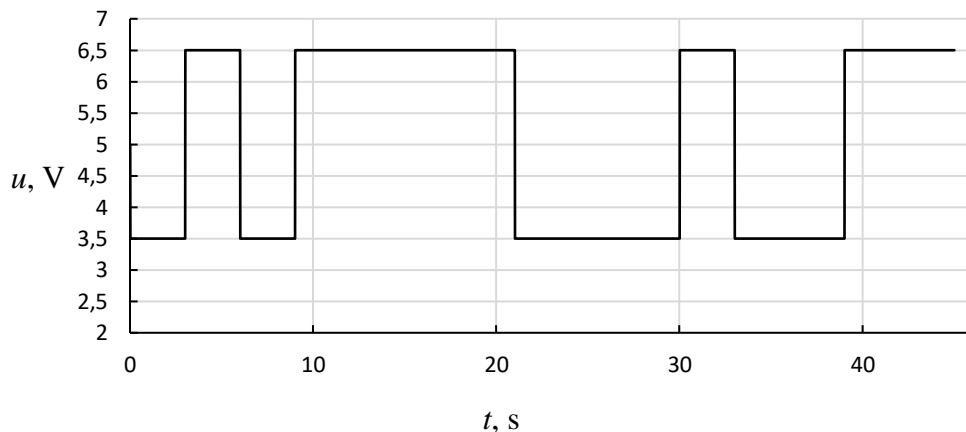
Počet bitů N	Charakteristický polynom	Perioda
2	$x^2 + x + 1$	3
3	$x^3 + x^2 + 1$	7
4	$x^4 + x^3 + 1$	15
5	$x^5 + x^3 + 1$	31
6	$x^6 + x^5 + 1$	63
7	$x^7 + x^6 + 1$	127
8	$x^8 + x^6 + x^5 + x^4 + 1$	255

Hodnota pseudonáhodného signálu odpovídá hodnotě posledního bitu v binární posloupnosti. Aby se hodnota měnila, je při každé periodě vzorkování PNBS vykonán binární posun. Na první bit posloupnosti se uloží hodnota, která vznikla logickou operací XOR mezi bity určenými charakteristickým polynomem. Pozice těchto bitů odpovídají mocninám členů polynomu, u kterých je koeficient roven jedné. Princip generování PNBS pro posloupnost 4 bitů je znázorněn na obr. 4.3.



Obr 4.3 – Generování PNBS

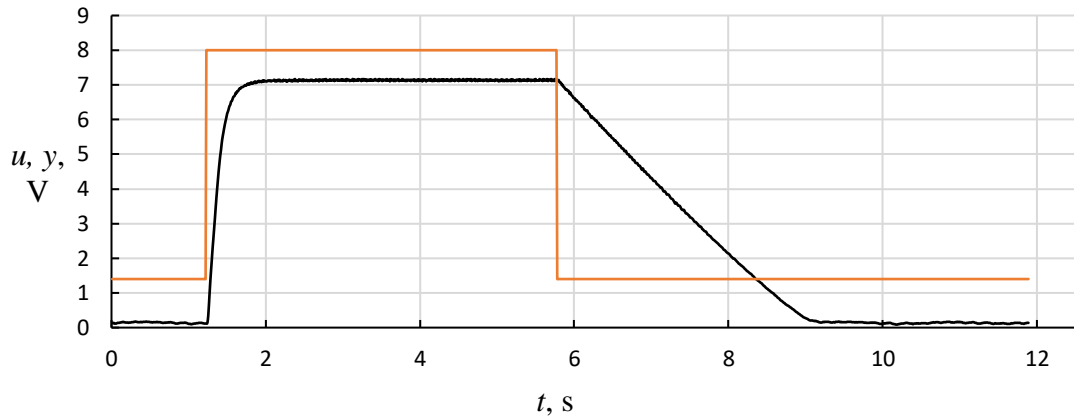
Pro experiment k identifikaci soustavy motor-generátor je PNBS upraven tak, aby dokázal vybudit soustavu, když pseudonáhodný signál generuje hodnotu 1 ad soustavy je přivedeno napětí $u = 6,5$ V. V opačném případě, když PNBS generuje hodnotu 0, je do soustavy přivedeno $u = 3,5$ V. Hodnoty jsou symetrické kolem ustáleného pracovního bodu. Vstupní posloupnost PNBS odpovídá posloupnosti na obr. 4.3. Vstupní signál do soustavy je znázorněn na obr. 4.4.



Obr 4.4 – Vstupní signál pro identifikaci

Pro identifikaci je použita perioda PNBS 3000 ms, tato perioda je výrazně větší, než je perioda vzorkování soustavy, která je vzorkována s periodou 10 ms. Tato dlouhá perioda je vybrána z důvodu nelinearity soustavy, která je ukázána v odezvě na obdélníkový signál na obr. 4.5. Oranžová křivka znázorňuje vstupní signál a černá křivka znázorňuje výstup ze soustavy. Volbou dlouhé periody PNBS se zvýší vliv statických vlastností soustavy při výpočtu

parametrů modelu na úkor dynamických vlastností. Dynamické vlastnosti nelineárního systému nelze kvalitně popsat lineárním modelem, výsledkem takové identifikace je zprůměrování vlastností z hlediska minimalizace zvoleného kritéria. Prodloužení periody vzorkování PNBS je tedy snahou o přesné identifikování zesílení soustavy.



Obr 4.5 – Odezva na obdélníkový signál

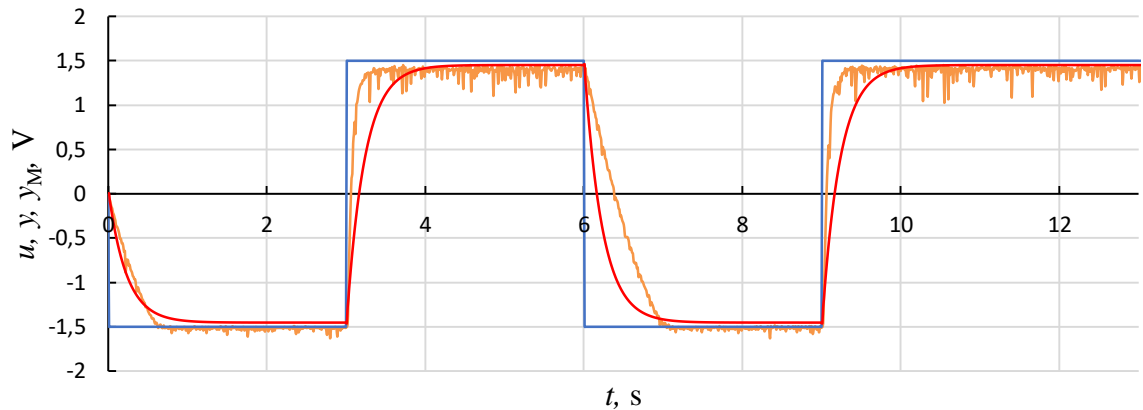
Soustava je identifikována v odchylovém stavu. Data jsou upravena tak, aby pro ustálený pracovní bod $u_0 = 5 \text{ V}$ a $y_0 = 3,525 \text{ V}$, byla hodnota $\Delta u = \Delta y = 0$. Data získaná experimentem jsou proložena diferenčními rovnicemi, které jsou popsány rovnicí 2.5, různých řádů. Koeficienty diferenčních rovnic jsou získány metodou nejmenších čtverců. Realizace MNC je provedena ve výpočetním prostředí MATLAB, kam jsou data exportována z tabulkového procesoru Excel. Pro samotný výpočet koeficientů je použito tzv. levostranné dělení. Výsledky identifikace jsou vypsány v tab. 4.3, kde jsou vypsány hodnoty kritéria přiléhavosti J popsaného rovnicí 2.4 pro jednotlivé modely získané experimentální identifikací.

Tab. 4.3 – Hodnoty kritéria přiléhavosti

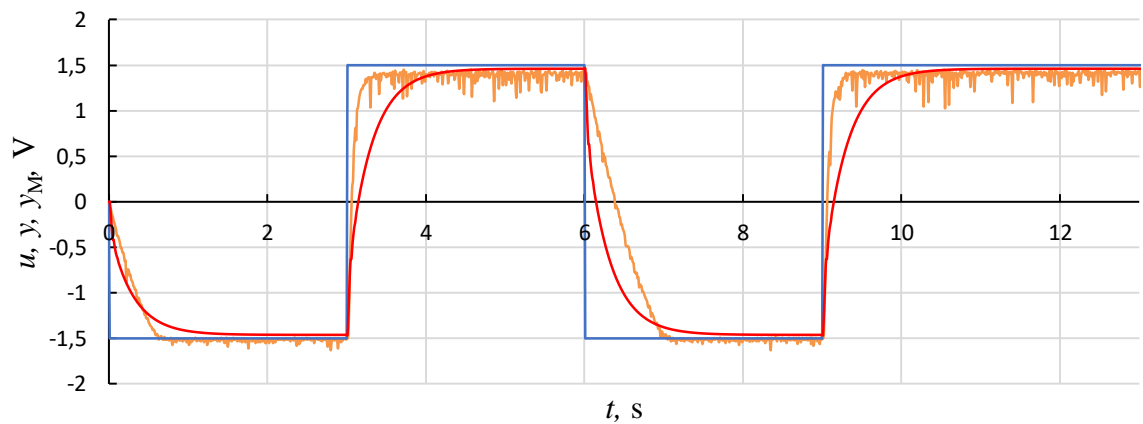
	1.řád	2.řád	3.řád	4.řád	5.řád	6.řád
J	267,4	267,62	267,56	264,92	262,02	255,44

Z tabulky lze vyčíst, že k mírnému zlepšení ve shodě modelu se soustavu dochází, když je model tvořen diferenční rovnicí 5. a vyššího řádu. Vzhledem k hodnotě kritéria toto zlepšení není výrazné. Použitím 6. řádu dojde zhruba k 4,5% zlepšení oproti modelu tvořeného 1. řádem. Na obr. 4.6 je vyneseno prvních 13 sekund průběhu experimentu v odchylovém stavu a odezva modelu 2. řádu na stejný průběh vstupní veličiny. Průběh vstupní veličiny je znázorněn modrou,

výstup ze soustavy oranžovou a výstup z modelu červenou barvou. Obdobně je znázorněna identifikace 6. řádem na obr. 4.7.



Obr. 4.6 – Identifikace 2. řádem



Obr. 4.7 – Identifikace 6. řádem

Z průběhů na obr. 4.6 a 4.7 je zřejmé, že LTI modely nejsou schopny popsat chování této soustavy. K návrhu systému bude použit model 2. řádu. Použití modelu vyššího řádu nemá smysl, jelikož model neposkytuje více informací o soustavě. Diferenční rovnice modelu má tvar

$$y(k) - 0,58y(k - 1) - 0,35y(k - 2) = -0,0037u(k - 1) + 0,061u(k - 1), \quad (4.1)$$

K převodu vstupně výstupního modelu na stavový je použita funkce, kterou poskytuje výpočetní prostředí Matlab, $[A,B,C,D]=ssdata()$. Matice systému mají tyto hodnoty

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0,58 & 0,7 \\ 0,5 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0,5 \\ 0 \end{bmatrix}, \mathbf{C} = [-0,0073 \quad 0,24].$$

5 REGULACE SOUSTAVY

Stavy soustavy nejsou měřitelné, proto bude součástí návrhu stavového regulátoru i návrh estimátoru. K návrhu estimátoru bude použita metoda umístění pólů. V této kapitole budou navrženy dva LQ regulátory, každý z nich bude sledovat žádanou hodnotu jiným způsobem. Regulační pochody budou nejdříve simulovány v prostředí Matlab a poté realizovány na reálné soustavě. Řízení bude realizováno v odchylovém tvaru a perioda vzorkování bude 10 ms. Na konci bude soustava řízena diskretním PID regulátorem.

5.1 LQ REGULÁTOR S INTEGRACÍ REGULAČNÍ ODCHYLKY

V tomto oddíle je navržen LQ regulátor s rozšířeným stavem o integraci regulační odchylky. Tento stav by měl zajistit nulovou trvalou regulační odchylku. Estimátor je navržen umístěním pólů. Pro ustálený počáteční stav platí $u_0 = 5$ V a $y_0 = 3,525$ V. V ustáleném počátečním stavu do modelu vstupuje nulová vstupní veličina a hodnota na výstupu je nulová, nulové jsou také stavy. Stavový popis systému v odchylovém tvaru je popsán rovnicí

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}[u(k) - u_0], \quad (5.1)$$

$$y(k) - y_0 = \mathbf{C}\mathbf{x}(k). \quad (5.2)$$

Estimátor v odchylovém tvaru vychází z estimátoru popsaného rovnicí 1.35 a má tvar

$$\mathbf{x}_e(k+1) = [\mathbf{A} - \mathbf{K}\mathbf{C}] \cdot \mathbf{x}_e(k) + \mathbf{B} \cdot [u(k) - u_0] + \mathbf{K} \cdot [y(k) - y_0]. \quad (5.3)$$

Stejně tak se upraví rozšířený model popsaný rovnicí 1.46, aby byl v odchylovém tvaru

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{x}}(k+1) &= \begin{bmatrix} \mathbf{x}_e(k+1) \\ s(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & 0 \\ -\mathbf{C} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_e(k) \\ s(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} [u(k) - u_0] + \\ & \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} [w(k) - y_0] = \mathbf{A}_1 \bar{\mathbf{x}}(k) + \mathbf{B}_1 \Delta u(k) + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} [w(k) - y_0]. \end{aligned} \quad (5.4)$$

Výpočet řízení v odchylovém tvaru je dán vztahem

$$\Delta u(k) = -\mathbf{L}\bar{\mathbf{x}}(k) = -[\mathbf{L}_x \quad L_s] \begin{bmatrix} \mathbf{x}_e(k) \\ s(k) \end{bmatrix}, \quad (5.5)$$

kde

$$\Delta u(k) = u(k) - u_0. \quad (5.6)$$

Absolutní hodnota řízení je dána vztahem

$$u(k) = -[\mathbf{L}_x \quad L_s] \begin{bmatrix} \mathbf{x}_e(k) \\ s(k) \end{bmatrix} + u_0. \quad (5.7)$$

a suma odchylek $s(k)$ se počítá podle následujícího vzorce

$$s(k) = s(k - 1) + e(k). \quad (5.8)$$

Matice řízení L se určí na základě optimálního řízení ve smyslu minimalizace kritéria popsaného rovnicí 1.63. K výpočtu matice L je použita funkce z prostředí Matlab `dlqr()`, tato funkce minimalizuje kritérium 1.63 a vrací zesílení matice L . Dále je nutné určit matici estimátoru K . Matice je určena metodou umístění pólů. Póly jsou voleny tak, aby dynamika estimátoru (určena vlastními čísly matice $A - KC$) byla vyšší, než je dynamika řízené soustavy. Volba vlastních čísel je určena experimentálně na základě doby ustálení odezvy na jednotkový skok estimátoru a řízené soustavy.

Pro řízení soustavy jsou volitelné parametry kritéria 1.63 zvoleny

$$Q = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, R = 10. \quad (5.9)$$

Pro tyto hodnoty parametrů vychází optimální zesílení matice zpětné vazby vypočítané funkcí `dlqr()`

$$L = [L_x \quad L_s] = [0,52 \quad 0,45 \quad -0,29]. \quad (5.10)$$

Odezva na jednotkový skok této řízené soustavy se ustálí přibližně za 0,3 sekundy. Na základě této hodnoty je volena dynamika estimátoru, a tedy vlastní čísla matice $A - KC$

$$\lambda_1 = 0,55; \lambda_2 = -0,45. \quad (5.11)$$

S využitím principu duality je k výpočtu matice estimátoru K použita funkce z prostředí Matlab `place()`, tato funkce vrátí na základě požadovaných vlastních čísel a známých matic modelu zesílení estimátoru K

$$K = \begin{bmatrix} 2,02 \\ 1,29 \end{bmatrix}. \quad (5.12)$$

Odezva estimátoru na jednotkový skok se ustálí přibližně za 0,08 sekundy. Simulovaný průběh řízení spolu s průběhem žádané hodnoty a akční veličiny je zobrazen na obr. 5.1. Skripty pro výpočet matic a simulací jsou napsány v programu Matlab a jsou součástí přílohy na CD.

Pro řízení reálné soustavy je vytvořen projekt ve vývojovém prostředí DetStudio. V tomto projektu je vytvořeno několik procesů. Proces pro manuální ovládání prostřednictvím ladicího nástroje inspektora. Tímto procesem se dosáhne ustáleného pracovního bodu a je možné spustit proces pro řízení soustavy. Proces řízení pracuje s periodou 10 ms a má vysokou

prioritu, ostatní vytvořené procesy ho nemohou přerušit. Celý proces pracuje sekvenčně a nejsou v něm volány žádné uživatelsky vytvořené funkce.

Na začátku procesu je přečtena výstupní hodnota ze soustavy. Následuje část programu, která generuje průběh žádané hodnoty, když je známá žádaná hodnota, je vypočítána regulační odchylka a aktuální akční zásah v odchylkovém tvaru. Je vypsána část procesu, která počítá akční zásah.

```

Let sum[0,0] = sum[0,0] + (w[j,0] - y)//Vypocet reg. odchylky
MtxMul pom1, Lx, xe //pom1=Lx*xe
MtxMul pom4, Ls, sum //pom4=Ls*s
MtxSub pom5, nulý, pom4 //pom5=-Ls*s
MtxSub Deltau, pom5, pom1 //du=-Ls*s-Lx*xe

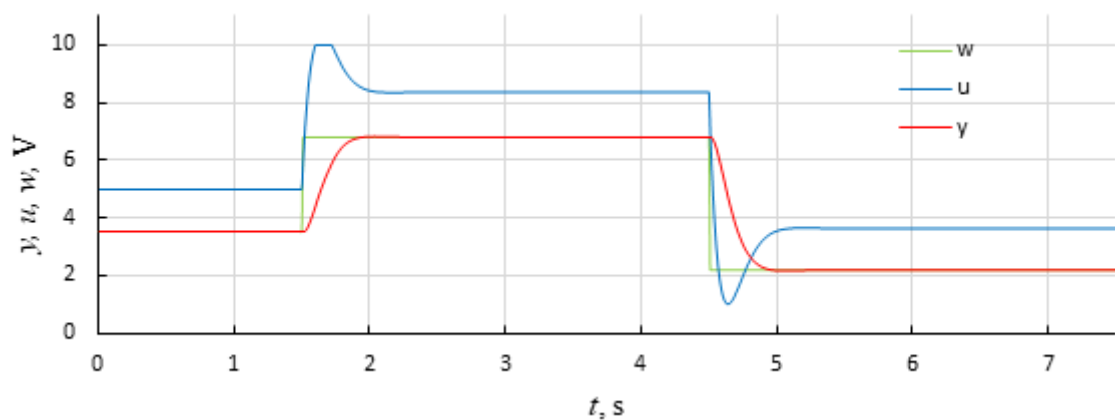
```

V další části se estimují stavy pro další krok, protože k jejich odhadu je použit aktuální akční zásah a výstup ze soustavy.

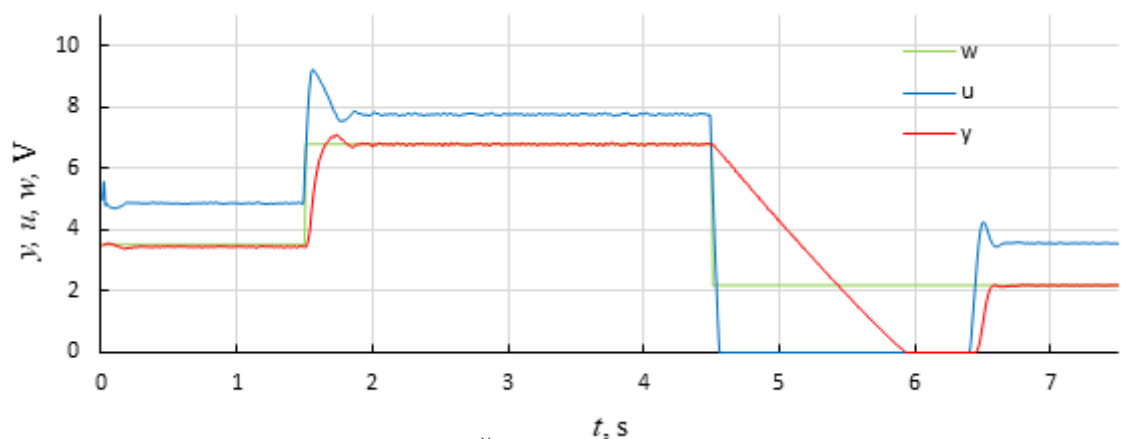
```

MtxMul ye, Cd, K //ye=Cd*K
MtxSub pom2, Ad, ye //pom2=Ad-Cd*K
MtxMul pom2, pom2, xe //pom2=(Ad-Cd*K)*xe
MtxMul pom3, Bd, Deltau //pom3=Bd*du
MtxAdd xe, pom2, pom3 //xe=(Ad-Cd*K)*xe+Bd*du
MtxMul pom2, K, Deltay //pom2=K*(y-y0)
MtxAdd xe, xe, pom2 //xe=(Ad-Cd*K)*xe+Bd*du+K*(y-y0)

```



Obr. 5.1 – Regulátor s integrací – simulace



Obr. 5.2 – Řízení regulátorem s integrací

Na konci procesu je akční veličina převedena z odchylkové hodnoty na absolutní, omezena na hodnotu (0; 10) V a poslána na výstup z řídicího systému. V poslední části jsou významné veličiny uloženy do matice, aby je bylo možné ve formě jedné proměnné číst z PC.

Průběh řízení reálné soustavy je znázorněn na obr. 5.2. Veličiny popisující kvalitu regulace jsou uvedeny v tab. 5.1. Na obr. 5.2 a 5.1 je vidět nesouhlas mezi modelem a reálnou soustavou, který je důvodem, proč simulovaný regulační pochod neodpovídá regulačnímu pochodu reálné soustavy. Takto navržený regulátor je schopný řídit soustavu v případě, že se hodnota žádané veličiny zvyšuje a soustava vykazuje lineární chování. Tato část regulačního pochodu má malý překmit a krátkou dobu ustálení. V případě silně nelineárního chování, když je hodnota žádané veličiny snižována, regulátor nasčítá velkou regulační odchylku, což vede k zastavení soustavy. K úplnému zastavení došlo i v případě, že nastavení regulátoru bylo opatrné a soustava byla přetlumená.

Tab. 5.1 – Kvalita regulace LQ reg. s integrací		
	Model	Soustava $R=1$
IAE	130,55	437
Překmit, %	0,3; -1,3	4,5; -100
Trvalá regulační odchylka, V	0; 0	0; 0
Doba ustálení, s	0,31; 0,33	0,23; 2,05

5.2 LQ REGULÁTOR SE SLEDOVÁNÍM ŽÁDANÉ VELIČINY

Další možností, jak s použitím stavového regulátoru sledovat průběh žádané veličiny, je výpočet členu řízení, který zajistí asymptotické sledování žádané hodnoty. Toto řešení není příliš robustní, protože hodnotu tohoto členu je nutné přepočítat při změně parametrů stavového regulátoru. Stavový regulátor s přidaným členem řízení má tvar

$$u = -Lx + L_w. \quad (5.13)$$

V ustáleném stavu platí

$$x(\infty) = x(k + 1) = x(k). \quad (5.14)$$

Stavovou rovnici se zápornou zpětnou vazbou pro ustálený stav lze zapsat maticově

$$x = Ax + B(-Lx + L_w) = (A - BL)x + BL_w. \quad (5.15)$$

Z rovnice 5.12 se vyjádří x

$$x = (I - A + BL)^{-1}BL_w. \quad (5.16)$$

V ustáleném stavu se výstupní hodnota rovná žádané. Výstupní rovnice pro ustálený stav má tvar

$$w = \mathbf{C}x. \quad (5.17)$$

Dosazením z rovnice 5.13 do rovnice 5.14 vznikne

$$w = \mathbf{C}(\mathbf{I} - \mathbf{A} + \mathbf{BL})^{-1}\mathbf{BL}_w. \quad (5.18)$$

Z rovnice je vyjádřen člen L_w

$$L_w = [\mathbf{C}(\mathbf{I} - \mathbf{A} + \mathbf{BL})^{-1}\mathbf{B}]^{-1}w. \quad (5.19)$$

Celý proces řízení je proveden v odchylovém tvaru, stejně jako proces v oddíle 5.2. Pro výpočet matice zpětné vazby pomocí minimalizace kritéria 1.63 byly v kritériu použity tyto matice

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, R = 0,1. \quad (5.20)$$

Matice zesílení má hodnotu

$$\mathbf{L} = [1,53 \quad 1,41]. \quad (5.21)$$

Odezva uzavřené regulační smyčky na jednotkový skok se ustálí za 0,08 sekundy, z toho důvodu jsou upraveny hodnoty pólů estimátoru. Ty mají hodnoty

$$\lambda_1 = 0,3; \lambda_2 = -0,2. \quad (5.22)$$

S těmito hodnotami pólů se odezva estimátoru ustálí za 0,04 a stále je splněno, že estimátor má vyšší dynamiku než regulátor. Hodnoty matice estimátoru získané funkcí place() a využitím duality systému

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} 2,97 \\ 1,29 \end{bmatrix}. \quad (5.23)$$

Lze si dopředu vypočítat konstantní hodnotu, kterou je žádaná hodnota násobena. Pro model soustavy a navržený regulátor má tedy člen hodnotu

$$l_w = [\mathbf{C}(\mathbf{I} - \mathbf{A} + \mathbf{BL})^{-1}\mathbf{B}]^{-1} = 12,29. \quad (5.24)$$

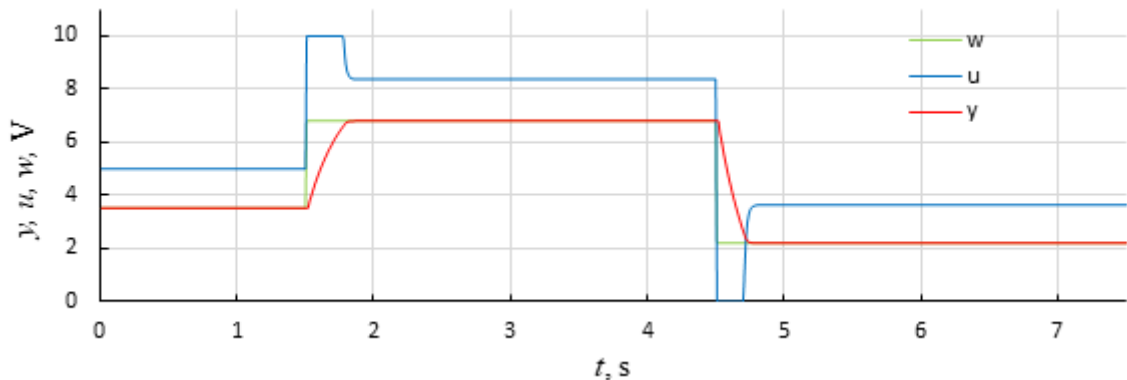
V programu řídicího systému je upravena pouze část pro výpočet akčního zásahu, tak aby odpovídala regulátoru popsaného rovnicí 5.13. V programu je od žádané hodnoty odečítána hodnota 3,525, aby regulátor pracoval v odchylných od počátečního stavu. Zbytek programu je nezměněn.

```

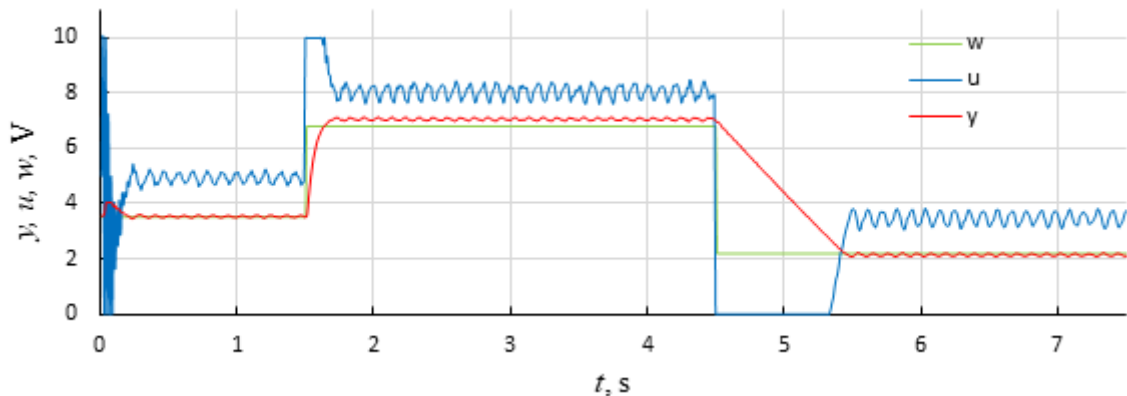
MtxMul Lu, lw, Deltaw //xu=lw*(w-3,525)
MtxMul pom4, Lx, xe //pom4=Lx*xe
MtxSub Deltau, Lu, pom4 //du=lw*(w-3,525)-Lx*xe

```

Průběh simulace regulačního pochodu je znázorněn na obr. 5.3 a průběh reálného regulačního pochodu pro $R = 0,1$ je zobrazen na obr. 5.4. Použití regulátoru se sledováním žádané hodnoty poskytuje kvalitnější řízení této soustavy, než použití regulátoru s integrací regulační odchylky. Je to patrné na průběhu výstupní veličiny i na veličinách popisujících kvalitu regulace, které jsou vyčísleny v tab. 5.2. Ovšem stále se do regulace promítá nesouhlas modelu a soustavy v podobě trvalé regulační odchylky. Z kmitavého průběhu je patrné, že zesílení regulátoru přivedlo soustavu na mez stability, na obr. 5.5 je znázorněn stabilnější průběh regulačního pochodu pro parametry kritéria $R = 1$.



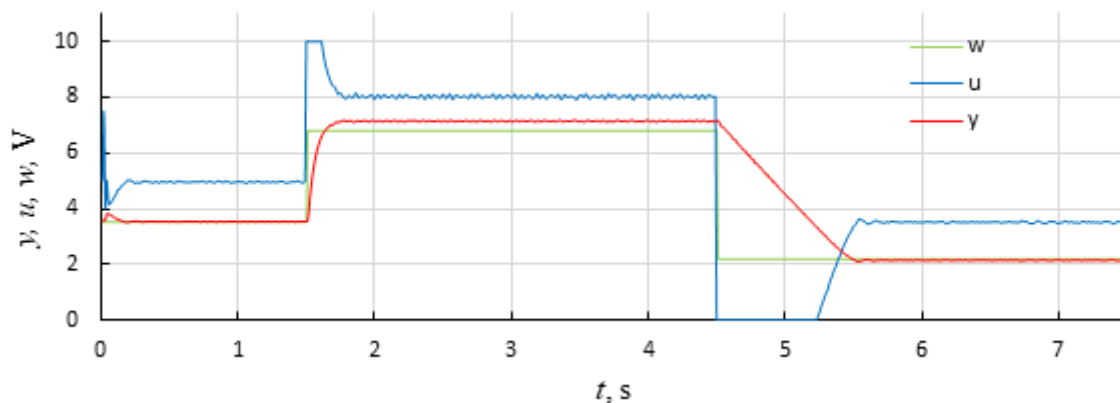
Obr. 5.3 – Simulace sledování žádané hodnoty



Obr. 5.4 – Regulace se sledováním žádané hodnoty $R=0,1$

Tab. 5.2 – Kvalita regulace LQ reg. se sledováním žádané

	Model $R=0,1$	Soustava $R=0,1$	Soustava $R=1$
IAE	91,59	344,48	369,94
Překmit, %	0; 0	4,98; -5,45	5,69; -4,11
Trvalá regulační odchylka, V	0; 0	0,26; 0,06	0,34; 0,05
Doba ustálení, s	0,27; 0,21	0,11; 0,95	0,11; 0,99



Obr. 5.5 – Regulace se sledováním žádané hodnoty $R=1$

5.3 ŘÍZENÍ SOUSTAVY PSD REGULÁTOREM

Soustava bude také regulována PSD regulátorem. Tento regulátor bude nastaven metodou Ziegler-Nichols a bude představovat klasickou metodu řízení. Za pomoci toho regulátoru bude možné zhodnotit výsledky použití optimálního regulátoru na řízení soustavy motor-generátor.

Pro určení parametrů PSD regulátoru metodou Ziegler-Nichols je nejdříve nutné znát kritickou periodu a kritické zesílení soustavy. Tyto parametry lze získat experimentálně, a to použitím relé ve zpětné vazbě. Relé reaguje na překročení ustálené hodnoty, a to takovýmto způsobem

$$y(k) < y_0 \Rightarrow u(k) = u_0 + R, \quad (5.25)$$

$$y(k) > y_0 \Rightarrow u(k) = u_0 - R. \quad (5.26)$$

Soustava se rozkmitá kolem hodnoty y_0 a odečtou se parametry kritické periody T_k a kritického zesílení r_{ok} . Hodnota $R = 2$. Experiment je proveden s periodou vzorkování 1 ms a je znázorněn na obr. 5.6. Modře je znázorněn vstup do soustavy a červeně výstup ze soustavy. Kritická perioda je odečtena přímo z grafu

$$T_k = 0,081 \text{ s}. \quad (5.27)$$

Kritické zesílení je počítáno podle vztahu

$$r_{ok} = \frac{4R}{\pi e_{max}} = \frac{4 \cdot 2}{3,14 \cdot 0,216} = 11,78, \quad (5.28)$$

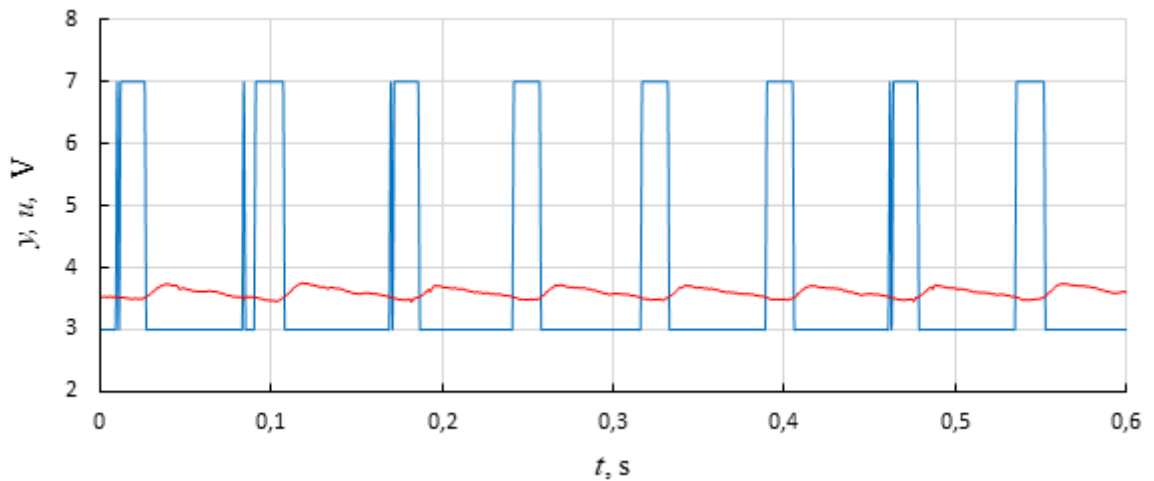
kde e_{max} je maximální regulační odchylka.

Na základě těchto parametrů se určí zesílení regulátoru, integrační a derivační časová konstanta

$$r_0 = 0,6 \cdot r_{ok} = 0,6 \cdot 11,78, \quad (5.29)$$

$$T_i = 0,5 \cdot T_k = 0,5 \cdot 0,081 = 0,04 \text{ s}, \quad (5.30)$$

$$T_d = 0,125 \cdot T_k = 0,125 \cdot 0,081 = 0,01 \text{ s}. \quad (5.31)$$



Obr. 5.6 – Identifikace pomocí relé ve zpětné vazbě

Rovnici diskrétního PSD regulátoru je možné zapsat několika způsoby. V této práci je použit modifikovaný přírůstkový tvar PSD regulátoru

$$u(k) = u(k - 1) + qw(k) - q_0y(k) - q_1y(k - 1) - q_2y(k - 2). \quad (5.32)$$

Koeficienty q , q_0 , q_1 a q_2 se vypočítají na základě parametrů spojitého PID regulátoru, a to zesílení regulátoru, integrační a derivační časové konstantě. Parametry q jsou přepočítány také, aby diskrétní PSD regulátor co nejvíce vystihoval spojité PID

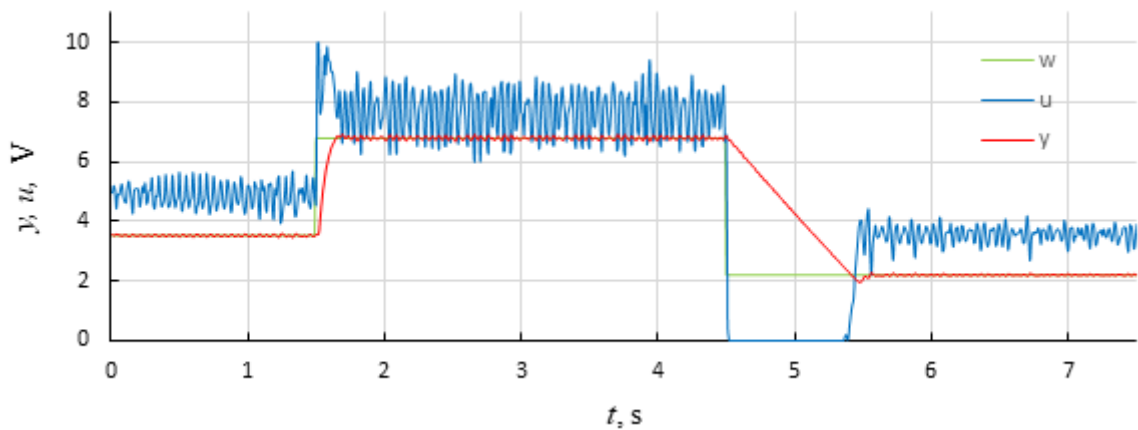
$$q_0 = r_0 \left(1 + \frac{T}{T_i} + \frac{T_d}{T} \right) = 11,78 \left(1 + \frac{0,01}{0,04} + \frac{0,01}{0,01} \right) = 78,86, \quad (5.33)$$

$$q_1 = -r_0 \left(1 + \frac{2T_d}{T} \right) = -11,78 \left(1 + \frac{2 \cdot 0,01}{0,01} \right) = -150,31, \quad (5.34)$$

$$q_2 = r_0 \frac{T_d}{T} = 11,78 \cdot \frac{0,01}{0,01} = 71,61, \quad (5.35)$$

$$q = q_0 + q_1 + q_2 = 78,86 - 150,31 + 71,61 = 0,17. \quad (5.36)$$

Průběh regulačního pochodu s takto nastavenými parametry regulátoru je znázorněn na obr. 5.7. Průběh je mírně kmitavý, ale během regulace nedochází k výrazným překmitům ani podkmitům, vzhledem k tomu, že použití metody Z-N k získání parametrů regulátoru obvykle



Obr. 5.7 – Identifikace pomocí relé ve zpětné vazbě

vede k překmitům přes žádanou hodnotu. PSD regulátor obsahuje sumační složku, pomocí které je odstraněna trvalá regulační odchylka. V tab. 5.3 jsou vyčísleny hodnoty veličin popisující kvalitu regulace. Na základě hodnot veličin lze říci, že se jedná o nejlepší metodu regulace soustavy motor-generátor z metod, které jsou popsány v této práci.

Tab. 5.3 – Kvalita regulace PSD regulátorem

	Soustava
IAE	260
Překmit, %	1,82; -10,77
Trvalá regulační odchylka, V	0; 0
Doba ustálení, s	0,13; 0,94

6 ZÁVĚR

Cílem práce bylo navrhnout LQ regulátor a implementovat ho v řídicím systému AMiNi4DS. K návrhu LQ regulátoru je nutné identifikovat vlastnosti řízené soustavy. Během identifikace se projevila nelinearita soustavy a vznikla neshoda mezi soustavou jejím lineárním modelem.

V práci jsou navrženy dva LQ regulátory. Jedním je LQ regulátor se sledováním žádané hodnoty. Regulační pochod s tímto regulátorem vykazuje trvalou regulační odchylku způsobenou neshodou modelu. Pro odstranění trvalé regulační odchylky je navrhnout LQ regulátor s rozšířeným stavem integrujícím regulační odchylku. I přes velmi opatrné nastavení regulátoru docházelo při řízení k zastavení soustavy.

LQ regulátor je k řízení této nelineární soustavy nevhodný. Návrh regulátoru vychází z modelu soustavy a výsledný regulátor je náchylný na rozdíly mezi soustavou a modelem. Tato vlastnost se projevuje nekvalitním řízením soustavy, která dostatečně neodpovídá modelu, pro který byl regulátor navrhnout.

LQ regulátor není dostatečně robustní. Pro ukázkou robustního regulátoru je na konci práce navrhnout PSD regulátor, který vykazuje nejkvalitnější řízení dané soustavy.

POUŽITÁ LITERATURA

- AMIT, SPOL. s.r.o. 20017. Kompaktní řídicí systém s rozhraním Ethernet – návod na obsluhu. [Online] AMiT. [Citace: 3. 5. 2019]. Dostupné z: <https://amitotation.cz/?file=3194>.
- AMIT, SPOL. s.r.o. 2018. Aplikační poznámka – Parametrizace AtouchX. [Online] AMiT. [Citace: 3. 5. 2019]. Dostupné z: <https://amitotation.cz/download/ap0013-parametrizace-atouchx/?wpdmdl=4347&ind=1520255202514>.
- BALÁTĚ, J. 2003. *Automatické řízení*. Praha: BEN – technická literatura. 664 s. ISBN 80-7300-020-2.
- DUŠEK, F. 2016. *Teorie automatického řízení I. Přednášky*. Fakulta elektrotechniky a informatiky. Univerzita Pardubice: Osobní sdělení.
- HAVLENA, V.; ŠTECHA, J. 1994. *Moderní teorie řízení*. Praha: Vydavatelství ČVUT, 297 s. ISBN 80-01-01076-7.
- HUTLA, V.; KOTYK, J. 1982. *Teorie řízení II. 1. část, Diskrétní stavová teorie řízení*. Pardubice: Vysoká škola chemicko-technologická. 168 s.
- KOŘÍNEK, V. 2017. *Identifikace a řízení systému motor generátor*. Pardubice. Diplomová práce. Univerzita Pardubice. Vedoucí: F. Dušek.
- MODRLÁK, O; HUBKA L. 2010. Otáčky DC motoru – “DC motor se zátěží”. [online] Liberec. [Citace: 3. 5. 2019]. Dostupné z: <http://docplayer.cz/20197045-Technicka-univerzita-v-liberci.html>.
- OGATA, K. 1995. *Discrete-time control systems*. 2nd ed. Upper Saddle River: Prentice Hall. ISBN 0-13-034281-5. 745 p.
- STREJC, V. 1978. *Stavová teorie lineárního diskrétního řízení*. Praha: Academia, 374 s
- ŠTECHA, J.; HAVLENA, V. 1999. *Teorie dynamických systémů*. Vyd. 2. Praha: Vydavatelství ČVUT. 248 s. ISBN 80-01-01971-3.

Přílohy

A - CD

Příloha k diplomové práci
LQ regulace systému motor generátor
Bc. Ondřej Machek

CD

Obsah

- 1 Text diplomové práce ve formátu PDF.
- 2 Úplný zdrojový kód simulačních skriptů v programu Matlab
- 3 Úplný zdrojový kód řídicích programů