

**Západočeská univerzita v Plzni
Fakulta aplikovaných věd**

Nové metody pro monitorování a ohodnocování kvality regulace

Ing. Radek Škarda

**disertační práce
k získání akademického titulu
Doktor
v oboru Kybernetika**

Školitel: Prof. Ing. Miloš Schlegel, CSc.

Katedra: Katedra Kybernetiky

Plzeň 2016

**University of West Bohemia
Faculty of applied sciences**

New methods for control loop performance monitoring and assessment

Ing. Radek Škarda

**A dissertation submitted in partial fulfillment
of the requirements for the degree of
Doctor of Philosophy
(Cybernetics)**

**Supervised by: Prof. Ing. Miloš Schlegel, CSc.
Department of Cybernetics**

Pilsen 2016

Abstrakt

Tato disertační práce se zabývá problematikou monitorování a ohodnocování kvality řízení v jednoduchých regulačních smyčkách s PID regulátory. Cílem bylo vyvinout spolehlivé a efektivní algoritmy, které komplexně pokrývají tuto problematiku především v oblasti řízení průmyslových procesů a jsou schopné praktického nasazení. Dosažené teoretické výsledky jsou popsány ve třech kapitolách, které se věnují metodám automatického ladění PID regulátorů, ohodnocování regulačních smyček a identifikace řízeného systému v uzavřené smyčce. Představené metody byly otestovány jak v simulačním prostředí, tak na reálných laboratorních modelech.

Abstract

This thesis deals with assessment and monitoring of simple PID loop control quality. The goal was to develop reliable and effective algorithms for complex solution of selected problem in process control industry. Achieved theoretical results are described in three chapters dedicated to automatic PID tuning, control loop performance assessment and closed-loop system identification methods. The introduced methods were extensively tested both in simulation and real hardware environment.

Poděkování

Na tomto místě bych chtěl poděkovat svému školiteli prof. Ing. Miloši Schlegelovi, CSc. za odborné vedení této práce, cenné rady a připomínky a velkou dávku trpělivosti, se kterou mě zasvěcoval do tajů automatického řízení. Dále bych rád poděkoval mé rodině za to, že mě podporovala i ve chvílích, kdy se dokončení této práce zdálo být v nedohlednu. Můj dík patří také všem kolegům, že mohu být součástí tak skvělého kolektivu, kde je radost pracovat.

Obsah

Seznam obrázků	xi
Seznam tabulek	xv
Seznam zkratk	xvii
1 Úvod	1
1.1 Obecný úvod do problematiky	1
1.1.1 Úlohy regulační smyčky	2
1.1.2 Řízení průmyslových procesů	3
1.1.3 Motivační příklad	4
1.1.4 Klasifikace kvality řízení	5
1.1.5 Zhoršování kvality řízení	5
1.2 Kvalita regulace v praxi	5
1.2.1 Řídicí algoritmy	7
1.3 Členění práce	8
2 Přípravná kapitola	9
2.1 Základy zpracování signálů a statistiky	9
2.1.1 Střední hodnota a rozptyl	9
2.1.2 Korelace a kovariance	9
2.2 Modelování a identifikace systémů	10
2.2.1 Polynomiální modely	10
2.3 Diskretizace spojitého systému s dopravním zpožděním	11
2.4 Řízení s minimální variancí	12
2.5 Bodeho věta	15
3 Současný stav problematiky	19
3.1 Požadavky na metody pro oceňování kvality řízení	19
3.2 Oceňování kvality řízení v odborné literatuře	19
3.3 Přehled metod	20
3.4 Harrisův index	21
3.4.1 Harrisův index – oceňování kvality řízení na základě MVC	22
3.4.2 Odhad Harrisova indexu metodou nejmenších čtverců	24
3.4.3 Online odhad Harrisova indexu	25
3.4.4 Odhad Harrisova indexu pomocí FCOR	25
3.5 Index s prodlouženým horizontem	27

3.6	Další metody založené na řízení s min. variancí	27
3.6.1	Index kvality založený na min. varianci pro PID regulátory	28
3.6.2	RVI index	28
3.6.3	IMV index	29
3.6.4	Modifikovaný index (s volitelným umístěním pólu)	29
3.6.5	Odhad dopravního zpoždění	30
3.6.6	Index Performance watchdog	30
3.7	Zobecněné řízení s minimální variancí jako kritérium pro oceňování	30
3.8	Index kvality založený na LQG řízení	31
3.9	Oceňování kvality založené na analýze v časové a frekvenční oblasti	34
3.9.1	Kritéria založená na odezvě systému v časové oblasti	34
3.9.2	Integrovaná kritéria	35
3.9.3	„Praktická“ kritéria	35
3.9.4	Normalizovaná kritéria T_{reg} a IAE	35
3.9.5	Idle index	37
3.9.6	Area index	38
3.9.7	Oceňování kvality řízení pomocí reléového experimentu	38
3.10	Metody oceňování kvality řízení pro PID regulátory	40
3.10.1	Oceňování kvality řízení PID při změně požadované hodnoty	41
3.11	Statistické řízení procesu	41
3.11.1	Další statistické metody	43
3.12	Detekce oscilací	43
3.12.1	Detekce oscilací využívající výkonové spektrální hustoty	44
3.12.2	Detekce oscilací využívající IAE	44
3.12.3	Detekce oscilací využívající IAE pro nesymetrické oscilace	45
3.12.4	Detekce oscilací pomocí činitele útlumu autokorelační funkce	47
3.12.5	Detekce oscilací pomocí pravidelnosti průchodů nulou autokorelační funkce	48
3.12.6	Detekce oscilací v rozsáhlých systémech	49
3.12.7	Další metody pro detekci a diagnostiku oscilací	50
3.13	Další metody	50
3.13.1	Detekce nelinearity	51
3.14	Stručný úvod do problematiky regulačních ventilů	51
3.14.1	Oscilace způsobené vadnými ventily	52
3.14.2	Detekce tření pomocí analýzy tvaru OP-MV, OP-PV diagramů	53
3.14.3	Další metody pro detekci tření ve ventilech	55
3.14.4	Kompenzace tření ve ventilech	56
3.15	Oceňování kvality regulace v praxi	56
3.15.1	Aplikace metod pro monitorování a ohodnocování kvality regulace	57
4	Formulace problému, cíle disertační práce	59
5	Robustní metoda automatického nastavování regulátorů	61
5.1	Efektivní šířka pásma	61
5.1.1	Identifikace efektivní šířky pásma	64
5.2	Robustní metoda automatického nastavování regulátorů	65
5.3	Apriorně přípustné systémy	66

5.4	Charakteristická čísla procesu	67
5.5	Identifikace procesu	68
5.6	Množinový model	69
5.7	Návrh PID regulátoru pomocí robustních regionů	72
5.7.1	Návrhový požadavek 1 (M-úloha)	73
5.7.2	Návrhový požadavek 2 (ε -úloha)	75
5.7.3	Výběr nejlepšího regulátoru	76
5.7.4	Návrh robustního regulátoru	77
5.8	Robustní metoda automatického nastavování regulátorů – zhodnocení	80
6	Index kvality řízení	81
6.1	Definice indexu kvality řízení	81
6.1.1	Ideální tvar citlivostní funkce	81
6.1.2	Odvození indexu kvality	82
6.2	Odhad indexu kvality	85
6.3	Výpočet maximálních hodnot indexu pro přípustné systémy a PI/PID regulátor	87
6.3.1	Výpočet referenčního indexu kvality	92
6.4	Použití indexu kvality pro detekci špatně naladěných smyček	93
6.4.1	Standardní index kvality	93
6.4.2	Relativní index kvality	93
6.5	Měření absolutní hodnoty bodu citlivostní funkce	97
6.5.1	Běžící diskretní Fourierova transformace	98
6.5.2	Implementace algoritmu RDFFT	99
6.6	Index kvality řízení – zhodnocení	100
7	Identifikace řízeného systému v uzavřené smyčce	101
7.1	Formulace úlohy frekvenční identifikace v uzavřené smyčce	101
7.2	Odvození rekurzivních vztahů běžící diskretní Fourierovy transformace	102
7.2.1	Filtrace vstupních signálů	103
7.3	Výpočet chyby odhadu	104
7.3.1	Apriorní informace o systému	105
7.3.2	Odvození rovnice pro výpočet chyby odhadu	105
7.4	Výpočet modelu systému ze dvou bodů frekvenční charakteristiky	109
7.4.1	Analytické řešení pro známý řád procesu n	112
7.4.2	Výpočet parametrů D a K pomocí metody nejmenších čtverců	113
7.4.3	Výpočet charakteristických čísel procesu	114
7.5	Implementace algoritmu RFI	115
7.6	Identifikace řízeného systému v uzavřené smyčce – zhodnocení	116
8	Nové metody pro oceňování kvality regulace v praxi	119
8.1	Implementace do řídicího systému	119
8.1.1	Stručný popis řídicího systému REX	120
8.1.2	Průběh testování nových algoritmů	121
8.2	Testovací model	121
8.3	Identifikace efektivní šířky pásma Ω_a	123
8.4	Testování robustního PID autotuneru	124
8.5	Testování identifikace systému v uzavřené smyčce	125

OBSAH

8.6	Testování odhadu indexu kvality řízení	128
8.7	Zhodnocení testování nových algoritmů na laboratorním modelu TERMOBOX	130
8.8	Použití vyvinutých algoritmů v dalších řídicích systémech	130
8.9	Další možnosti využití algoritmů pro monitorování kvality řízení	133
9	Diskuse a závěr	135
A	Návrh PID regulátoru pomocí robustních regionů	139
B	Tření v reg. ventilech	145
B.1	Fyzikální model tření	146
B.2	Parametrické modely tření	147
C	Přehled komerčních systémů pro monitorování regulačních smyček	149
C.1	Nástroje pro monitorování a analýzu řídicích smyček jako součást řídicího systému	149
C.1.1	Rockwell Automation - RSLoop Optimizer	149
C.1.2	ABB – Loop Performance Manager	149
C.1.3	Yokogawa – InsightSuiteAE	149
C.1.4	Honeywell – Loop Scout	150
C.2	Specializované systémy pro monitorování a analýzu řídicích smyček	150
C.2.1	Expertune – Plant Triage	150
C.2.2	Aspentech – AspenONE (PID Watch)	150
C.2.3	Honeywell – Control Performance monitor	151
C.2.4	Control Station – PlantESP	151
C.2.5	RoviSys – rCAAM	151
C.2.6	PAS (Plant Automation Services) - PlantState Suite	153
C.2.7	Lambda Controls – Control Loop Assistant	153
C.2.8	ACT – TOPAS	153
C.2.9	ControlSoft – INTUNE+	154
C.2.10	Emmerson Process management – DeltaV InSight,DeltaV Inspect	154
C.2.11	PiControl Solutions – Apromon	154
C.2.12	Process IT Development – ProLoop Control Loop Monitor	154
C.2.13	Control Arts – ControlMonitor, Model ID and PID Tuning	154
D		159
E	Uživatelský popis vyvinutých funkčních bloků	161
E.1	RDFT – Vlečná diskretní Fourierova transformace	161
E.2	MINMAX – maximum a minimum	162
E.3	EVAR – střední hodnota a směrodatná odchylka	163
E.4	LPI – control Loop Performance Index	163
E.4.1	Efektivní šířka pásma Ω_a	164
E.4.2	Frekvence ω_d měřeného bodu citlivostní funkce $ S(j\omega_d) $	165
E.5	RFI – Running frequency identification	165
E.6	CLD – Control loop diagnostics	167
Literatura		169

Seznam obrázků

1.1	Schéma jednoduché regulační smyčky	2
1.2	Poruchy působící na systém	3
1.3	Struktura řízení průmyslového procesu	3
1.4	Vliv variance na efektivitu systému	4
1.5	Degradace kvality řízení v čase	6
1.6	Kvalita regulace na základě rozsáhlých studií Desborough & Miller (2002) a Paulonis & Cox (2003)	7
2.1	Polynomiální modely	10
2.2	Schéma řízení s minimální variancí	16
2.3	Schéma řízení – ARMAX model s obecným regulátorem	16
2.4	Interpretace Bodeho integrální věty	16
3.1	Dosažitelná variance výstupní veličiny pro různé strategie řízení	21
3.2	Signál rozdělený na komponenty	23
3.3	Výkonové frekvenční spektrum signálu	23
3.4	Schéma řízení se zobecněnou minimální variancí	30
3.5	Optimální křivka řízení a jednotlivé optimální regulátory	32
3.6	Optimální křivka řízení, výpočet indexu kvality	32
3.7	Kritéria založená na přechodové charakteristice	34
3.8	Porovnání správně naladěného $I_i = -0,72$ a pomalého regulátoru $I_i = 0,71$	37
3.9	Area index	38
3.10	Odezvy uzavřeného systému na reléové experimenty pro různé poměry τ_i/τ	39
3.11	Příklady Stewhartova a EWMA regulačního diagramu (vygenerováno v Matlabu)	43
3.12	Diagnostika oscilací	44
3.13	Detekce oscilací podle Forsman & Stattin (1999)	46
3.14	Detekce oscilací IAE	47
3.15	Detekce oscilací podle Miao & Seborg (1999)	47
3.16	Příklad 3.3 – Testování detekce oscilací pomocí útlumu ACF na reálných datech	48
3.17	Detekce oscilací pomocí pravidelnosti průchodů nulou autokorelační funkce	49
3.18	Ukázka metody PSCMAP na reálných datech	50
3.19	Pneumatický ventil a jeho schéma	52
3.20	Schéma jednoduché reg. smyčky s ventilem.	52
3.21	Typické chování ventilu nadměrně zatíženého třením	53
3.22	Detekce tření pomocí kvalitativní analýzy OP-MV grafu	54
3.23	Příklad 3.6 – Testování metod pro detekci tření	56

SEZNAM OBRÁZKŮ

5.1	Příklad 5.1 – Citlivostní funkce a Nyquistův diagram pro $L(j\omega)$	61
5.2	Interpretace pojmu efektivní šířka pásma	62
5.3	Interpretace efektivní šířky pásma z hlediska robustního řízení	63
5.4	Schéma algoritmu pro identifikaci Ω_a	64
5.5	Struktura algoritmu pro automatické ladění regulátoru	66
5.6	Příklad 5.5 – Ilustrace vlivu parametru σ^2 na přechodovou charakteristiku systému	68
5.7	Pulsní identifikační experiment	68
5.8	Příklad 5.6 – Parametrizace množinového modelu $\mathcal{S}^{\infty,m}(1, 1, \bar{\sigma}^2)$, $\bar{\sigma}^2 = 0,45$	72
5.9	Příklad 5.7 – Parametrizace množinového modelu $\mathcal{S}^{\infty,m}(1, 1, \bar{\sigma}^2)$, $\bar{\sigma}^2 = 0,75$	72
5.10	Návrhové požadavky pro výpočet PID regulátoru	73
5.11	Příklad 5.8 – Návrh PID regulátoru a výběr vhodného robustního regionu; detaily grafu jsou popsány vlastními měřítky	77
5.12	Příklad 5.9 – Robustní návrh PID regulátoru	78
5.13	Hodnota proporcionálního zesílení K_p robustního PID regulátoru v závislosti na parametrech $\bar{\sigma}^2$ a Ω_a	80
5.14	Hodnota integračního zesílení K_i robustního PID regulátoru v závislosti na parametrech $\bar{\sigma}^2$ a Ω_a	80
6.1	Referenční a reálné tvary citlivostních funkcí	81
6.2	Princip indexu kvality řízení	83
6.3	Příklad 6.1 – Použití I_p pro detekci změny kvality řízení	85
6.4	Příklad 6.2 – Hodnota indexu I_p v závislosti na frekvenci ω_d	85
6.5	Schéma algoritmu pro odhad kvality regulace	87
6.6	Příklad 6.3 – Systémy vhodné pro výpočet minimálního a maximálního indexu kvality	88
6.7	Schéma práce s normalizovanými parametry	89
6.8	Příklad 6.4 – Návrh PID regulátoru s nejvyšší kvalitou regulace pro vrcholový systém V_1 , $\bar{\sigma}^2 = 0,35$	90
6.9	Příklad 6.4 – Návrh PID regulátoru s nejvyšší kvalitou regulace pro vrcholový systém V_1 , $\bar{\sigma}^2 = 0,85$	90
6.10	Příklad 6.5 – Návrh PID regulátoru s nejvyšší kvalitou regulace pro vrcholový systém V_2 , $\bar{\sigma}^2 = 0,35$	91
6.11	Příklad 6.5 – Návrh PID regulátoru s nejvyšší kvalitou regulace pro vrcholový systém V_2 , $\bar{\sigma}^2 = 0,85$	91
6.12	Příklad 6.4 – Citlivostní funkce pro optimální PID regulátor a vrcholový systém V_1 , $\Omega_a = 10\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$ v závislosti na parametru $\bar{\sigma}^2$	91
6.13	Příklad 6.5 – Citlivostní funkce pro optimální PID regulátor a vrcholový systém V_2 , $\Omega_a = 10\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$ v závislosti na parametru $\bar{\sigma}^2$	91
6.14	Hodnoty indexu kvality I_{pRef}	92
6.15	Hodnoty indexu kvality I_{pmax}	92
6.16	Schéma algoritmu pro měření relativního indexu kvality I_{pR}	95
6.17	Příklad 6.6 – Výpočet indexu kvality řízení	96
6.18	Příklad 6.7 – Výpočet indexu kvality řízení	97
6.19	Schéma implementace algoritmu RDFFT	99
6.20	Schéma práce s bufferem	100

7.1	Struktura odhadu modelu systému na základě běžící Fourierovy transformace	102
7.2	Apriorní informace o řízeném procesu nutná k výpočtu chyby odhadu: časová konstanta τ , maximální zpoždění T_d , meze statického zesílení K_L , K_H	105
7.3	Příklad 7.1 – Průběh identifikačního experimentu	108
7.4	Příklad 7.1 – Výsledky identifikace	109
7.5	Příklad 7.2 – Identifikace bodů frekvenční charakteristiky v uzavřené smyčce za různých podmínek	110
7.6	Výpočet přenosu ze dvou bodů frekvenční charakteristiky	111
7.7	Příklad 7.3 – Výsledky identifikace	115
7.8	Schéma implementace algoritmu RFI	116
7.9	Schéma algoritmu pro odhad chyby	117
8.1	Funkční bloky pro monitorování kvality regulace vytvořené v rámci této práce	119
8.2	Schéma systému REX, převzato z www.rexcontrols.cz	120
8.3	Schéma zapojení laboratorního modelu TERMOBOX	122
8.4	Fotografie laboratorního modelu TERMOBOX	122
8.5	Schéma pro měření efektivní šířky pásma	123
8.6	Identifikace Ω_a pomocí reléového experimentu	124
8.7	Schéma konfigurace řídicího systému s PID regulátorem	125
8.8	Testování robustního PID autotuneru s omezenou šířkou pásma	125
8.9	Schéma pro identifikaci systému v uzavřené smyčce	126
8.10	Identifikace různých konfigurací modelu TERMOBOX v uzavřené smyčce	127
8.11	Průběh identifikace reálných a imaginárních části vybraných bodů frekvenční charakteristiky na reálném modelu za různých podmínek (a, b, c)	127
8.12	Schéma pro odhad indexu kvality regulace	128
8.13	Proces ohodnocování kvality regulace – výstup systému pv s přidávanými perturbacemi, amplituda těchto perturbací a naměřená hodnota indexu kvality I_p	128
8.14	Naměřené body citlivostní funkce $S(j\omega_d)$ a jejich porovnání s citlivostními funkcemi $S(j\omega)$ pro identifikované modely různých modifikací TERMOBOXu	129
8.15	Nové algoritmy v systému ZAT Plant Suite	131
8.16	Příklad zapojení bloků LPI a RFI v systému ZAT Plant Suite	132
8.17	Příklad zapojení diagnostického bloku CLD v systému ZAT Plant Suite	132
8.18	Schéma systému pro monitorování včelstev	133
B.1	Nelinearity vyskytující se u reg. ventilů	145
B.2	Závislost polohy ventilu na požadované poloze u ventilu zatíženého třením	146
B.3	Obecně používané modely tření	146
B.4	Kanův model tření	147
B.5	Testování Kanova modelu tření pro různé parametry S a J	148
C.1	Systém InsightSuiteAE	150
C.2	Příklad obrazovky systému Plant Triage	151
C.3	Příklad obrazovky systému monitorování kvality řízení - Honeywell (Matrikon) Control Performance Monitor	152
C.4	PlantESP, frekvenční analýza signálů	152
C.5	PlantState Suite, přehledová obrazovka systému	153
C.6	INTUNE+, příklad diagnostiky ventilů	154

SEZNAM OBRÁZKŮ

D.1 Schéma hvozdu, Plzeňský Prazdroj	159
--	-----

Seznam tabulek

1.1	Kvalita řízení	5
1.2	Souhrn ze studií zabývajících se kvalitou řízení	7
3.1	Doporučené řády modelů	25
3.2	Harrisův index – používané tvary	27
3.3	Kritéria založená na přechodové charakteristice	34
3.4	Nejčastěji používaná integrální kritéria	35
3.5	Ocenění kvality reg. smyčky na základě T_{reg}^*	36
3.6	Změny nastavení PI regulátoru na základě indexů A_i a I_i	39
5.1	Typické faktory ovlivňující efektivní šířku pásma Ω_a v rozdílných prostředích.	63
6.1	Parametry PID regulátorů, hodnoty indexu kvality	96
6.2	Příklad 6.7 – přehled parametrů a vypočtené indexy kvality	97
8.1	Identifikace Ω_a	124
8.2	Identifikovaná charakteristická čísla systému; a), b), c) označují použitou konfiguraci systému	126
8.3	Identifikované parametry modelu (7.36)	127
8.4	Přehled parametrů modelů, identifikované a vypočtené indexy kvality	129
C.1	Komerční systémy pro oceňování a monitorování kvality regulace, tabulka 1	156
C.2	Komerční systémy pro oceňování a monitorování kvality regulace, tabulka 2	157

SEZNAM ZKRATEK

Seznam zkratek

▲	Označuje konec příkladu	FCOR	(Filtering and COReletion analysis), metoda filtrace a korelační analýzy
□	Označuje konec důkazu	FFT	(Fast Fourier Transform), rychlá Fourierova transformace, algoritmus pro výpočetně efektivní výpočet diskretní Fourierovy transformace
△	Označuje konec poznámky	FO	(Fractional Order), systém neceločíselného řádu
ACF	(AutoCorrelation Function), autokorelační funkce	FOPDT	(First-Order Plus Deadtime), (model prvního řádu s dopravním zpožděním
AR	(AutoRegressive), autoregresní model	GMV	(Generalised Minimum Variance), řízení se zobecněnou minimální variancí
ARMA	(AutoRegressive Moving-Average), autoregresní model klouzavých průměrů	H₂	2-norma lineárního systému
ARMAX	(AutoRegressive Moving-Average eXternal input), autoregresní model klouzavých průměrů s externím vstupem	H_∞	Nekonečno norma lineárního systému
ARX	(AutoRegressive eXternal input), autoregresní model s externím vstupem	HIL	(Hardware In the Loop), prostředí pro modelování a návrh řídicích systémů
BPF	(Band-Pass Filter), filtr typu pásmová propust	HPF	(High-Pass Filter), filtr typu horní propust
CCF	(Cross-Correlation Function), funkce vzájemné korelace	IAE	(Integral Absolute Error), integrální kritérium, počítá se jako integrál z absolutní regulační odchylky
CL	(Closed Loop), řízení v uzavřené smyčce	IFT	(Iterative Feedback Tuning), gradientní optimalizační metoda pro ladění regulátorů
CLPA	(Control Loop Performance Assessment), oceňování kvality regulačních smyček	IMC	(Internal Model Control), (řízení s interním modelem
CSF	(Complementary Sensitivity Function), komplementární citlivostní funkce systému	IO	(Integer Order), systém celočíselného řádu
CUMSUM	(Cumulative Sum), diagram s kumulativním součtem	IPC	(Industrial PC), průmyslový řídicí počítač
DFT	(Discrete Fourier Transform), diskretní Fourierova transformace	ISE	(Integral Square Error), integrální kritérium, počítá se jako integrál z druhé mocniny regulační odchylky
EHPI	(Extended Horizont Performance Index), Harrisův index s prodlouženým horizontem	ITAE	(Integral Time Absolute Error), integrální kritérium, počítá se jako integrál z absolutní regulační odchylky násobené časem
EWMA	(Exponentially-Weighted Moving Average), exponenciálně vážený diagram s klouzavým průměrem	LPF	(Low-Pass Filter), filtr typu dolní propust
FCH	Frekvenční charakteristika	LQG	(Linear Quadratic Gaussian control)
		LQR	(Linear Quadratic Regulator)
		MA	(Moving-Average), model klouzavých průměrů
		MAE	(Mean Absolute Error), střední absolutní chyba
		MIL	(Model In the Loop), prostředí pro modelování a návrh řídicích systémů

SEZNAM ZKRATEK

MIMO	(Multiple Input, Multiple Output), systém s více vstupy a více výstupy	QE	(Quadratic error), kvadratické kritérium, standardně se používá pro optimální řízení (LQ)
MPC	(Model Predictive Control), prediktivní řízení	RDFFT	(Running Discrete Fourier Transform), vlečná diskretní Fourierova transformace
MSE	(Mean Square Error), střední kvadratická chyba	RDI	(Relative Damping Index), index relativního tlumení
MVC	(Minimum Variance Control), řízení s minimální variancí	RLS	(Recursive Least Squares), rekurzivní metoda nejmenších čtverců
OL	(Open Loop), řízení v otevřené smyčce	RPI	(Relative Performance Index), Metoda indexu relativní kvality
PCF	(Partial Correlation function), funkce částečné korelace	SF	(Sensitivity Function), citlivostní funkce systému
PI	(Proportional-Integral controller), regulátor s proporcionální a integrační složkou	SIL	(Software In the Loop), prostředí pro modelování a návrh řídicích systémů
PID	(Proportional-Integral-Derivative controller), regulátor s proporcionální, integrační a derivační složkou	SISO	(Single Input, Single Output), systém s jedním vstupem a jedním výstupem
PIL	(Processor In the Loop), prostředí pro modelování a návrh řídicích systémů	SOPDT	(Second-Order Plus Deadtime), (model druhého řádu s dopravním zpožděním)
PLC	(Programmable Logic Controller), programovatelný logický automat	SPC	(Statistical Process Control), (statistické řízení procesu)
PSCI	(Power Spectral Correlation Index), index korelace výkonových spekter	ZOH	(Zero-Order Hold), tvarovač nultého řádu
PSCMAP	(Power Spectral Correlation MAP), mapa korelace výkonových spekter	ŘS	Řídicí Systém
PWM	(Pulse Width Modulation), pulsně-šířková modulace		

1

Úvod

Současné řídicí systémy v oblasti řízení průmyslových procesů¹ obsahují řádově stovky až tisíce regulačních smyček. Většina z nich (až 97% Desborough & Miller (2002)) je řízena pomocí proporcionálně-integračně-derivačních (PID) regulátorů. Bohužel, podstatná část těchto regulačních smyček dosahuje špatné kvality řízení. Důvodů může být několik. Velmi často je příčinou nevhodně zvolený nebo špatně nastavený regulátor, vadná nebo špatně dimenzovaná čidla a akční členy atd. I v případě, že regulační smyčka funguje dobře, dá se očekávat, že se její kvalita řízení časem zhorší, ať z důvodu změny parametrů řízeného systému (například použití jiných surovin, změna parametrů výrobku atd) nebo kvůli opotřebení či poruše akčních členů nebo čidel.

Kvalita řízení přitom rozhodujícím způsobem ovlivňuje užité vlastnosti, jakost výstupních výrobků a celkovou ekonomickou efektivitu daného provozu. Pokud nepracuje základní procesní vrstva řídicího systému kvalitně, není možné dosáhnout zlepšení ani instalací pokročilých vysokoúrovňových algoritmů (prediktivní řízení, optimalizační metody).

Pro operátory, kteří se starají o řídicí systém, je vzhledem k obrovskému množství regulačních smyček prakticky nemožné kontrolovat jejich kvalitu. Také „manuální“ odhalování zdroje problémů (například oscilací způsobených vadným ventilem) je velice obtížné a zdlouhavé. Proto je logické, že roste poptávka po systémech umožňujících automatické monitorování regulačních smyček a oceňování jejich kvality. Zároveň je žádoucí, aby takový systém byl nejen schopen odhalit špatně fungující smyčky, ale také identifikovat příčinu problému, tento stav nahlásit obsluze a v ideálním případě i navrhnout řešení.

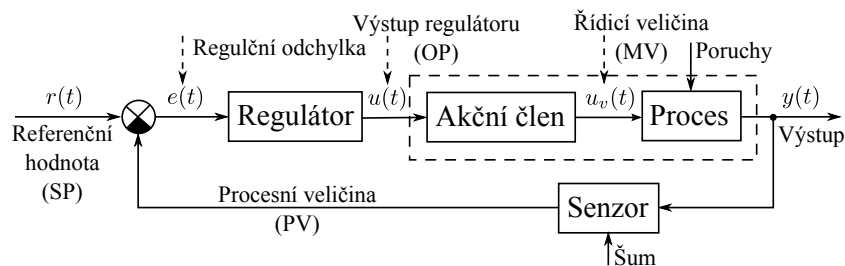
Problematika oceňování kvality regulace je v současné době poměrně populární i v akademické sféře. Od roku 1989, kdy byl publikován článek Harris (1989) (byla zde popsána první prakticky použitelná metoda umožňující ocenit kvalitu řízení na základě porovnání s regulátorem s minimální variací), bylo publikováno několik set prací popisujících mnoho různých metod vhodných pro monitorování a diagnostiku regulačních smyček.

1.1 Obecný úvod do problematiky

Standardní jednoduchá regulační smyčka (obr. 1.1) je základním prvkem celého řídicího systému. Obsahuje proces, jehož výstupní veličina má být řízena na požadovanou (referenční)

¹Process control; Oblast průmyslu, kde je nutné řídit spojitě procesy - především teplotu, tlak, průtok, koncentraci atd. Je zde zastoupen převážně chemický průmysl a rafinérie, papírenský, keramický a potravinářský průmysl, částečně i energetika

1. ÚVOD



Obrázek 1.1: Schéma jednoduché regulační smyčky

hodnotu (SP) zpětnovazebním regulátorem. Zpětnou vazbu zajišťuje senzor, který měří hodnotu výstupní veličiny; měření bývá často zatíženo šumem. Akční člen je zařízení, které převádí výstup regulátoru (OP) ve formě analogového nebo digitálního signálu na reálný akční zásah (MV; např. servoventil \rightarrow změna průtoku). Dynamika akčního členu a senzoru bývá často započítána do modelu řízeného systému.

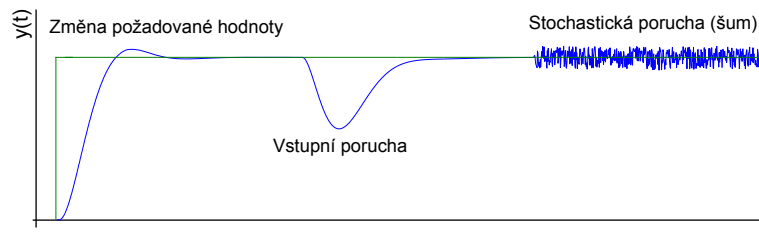
Poznámka 1.1. V této práci bude kromě standardního značení veličin v regulační smyčce popsaného v předchozím odstavci používáno i značení běžně využívané v průmyslu (na obr. 1.1 v závorkách). Je to především z toho důvodu, že nové metody pro monitorování řídicích smyček popsané v této práci jsou implementovány jako funkční bloky v průmyslovém řídicím systému REX a jejich vstupy a výstupy jsou pojmenovány v souladu s tímto průmyslovým názvoslovím. V průmyslových řídicích systémech je zavedené následující značení: referenční hodnota \rightarrow SP (setpoint), požadovaná hodnota; výstup regulátoru \rightarrow OP (controller output); řídicí veličina \rightarrow MV (manipulating variable); výstupní veličina \rightarrow PV (process variable). Veličiny OP a MV se používají samostatně především v oblasti řízení regulačních ventilů. V ostatních oblastech se obě veličiny splývají výstup regulátoru se tedy označuje jako MV (manipulating variable). Δ

Aby řídicí smyčka fungovala optimálně, musí být splněno několik podmínek. Akční člen i senzor musí být správně nadimenzovány a bez poruch. Pro daný řízený systém musí být zvolen a správně nastaven vhodný typ regulátoru. Podstatný vliv hraje samozřejmě i samotný řízený systém. Pokud by byl špatně navržený, není možné dosáhnout kvalitní regulace se sebelepším regulátorem. Je proto nutné, aby byla věnována velká pozornost všem prvkům regulační smyčky nejen ve fázi návrhu a realizace, ale i nadále v běžném provozu. Tam s časem roste pravděpodobnost poruchy nebo opotřebení jednotlivých komponent systému a tím i zhoršení kvality regulace následované snížením kvality výstupních výrobků, zvýšením spotřeby energie apod. Automatická detekce těchto problémů však není triviální ani u jedné regulační smyčky, natož v případě rozsáhlého řídicího systému s tisíci smyček.

1.1.1 Úlohy regulační smyčky

Na regulační smyčku jsou kladeny rozličné požadavky, které je nutné zohlednit i při způsobu určování kvality regulace.

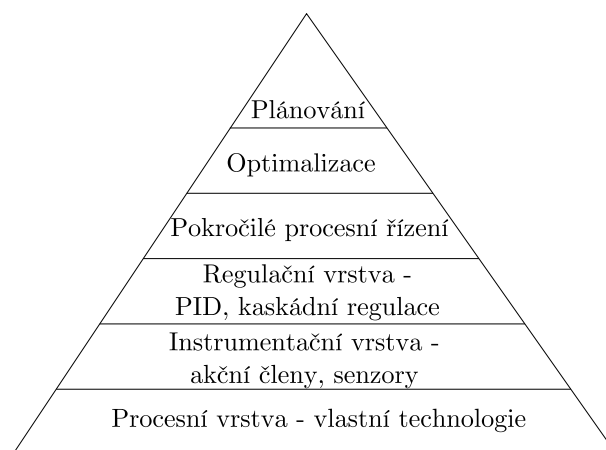
Řízení na konstantní hodnotu. Úlohou regulátoru je udržet výstup systému $y(t)$ na referenční hodnotě $r(t)$. Předpokládá se, že referenční hodnota se nemění příliš často. Hlavní úlohou regulátoru je reagovat na poruchy působící na systém (jak deterministického, tak stochastického rázu), zároveň nesmí být citlivý na menší změny systému a šum. Regulace na konstantní hodnotu je typická především pro oblast řízení průmyslových procesů (process control), viz obr. 1.2.



Obrázek 1.2: Poruchy působící na systém

Sledování požadované hodnoty. Cílem řídicího systému je zajistit, aby výstup $y(t)$ sledoval požadovanou trajektorii $r(t)$. Tento problém je typický jak pro robotiku a řízení pohybu, tak i pro řízení průmyslových procesů (vlečná a poměrová regulace). Při ladění regulátoru je tedy potřebné zohlednit určení regulační smyčky, na základě toho rozhodnout, zda je důležitější rychlost odezvy nebo robustnost regulátoru. Stejně tak je nutné zvolit vhodné metody (či jejich kombinaci) pro oceňování kvality regulace.

1.1.2 Řízení průmyslových procesů



Obrázek 1.3: Struktura řízení průmyslového procesu

Řízení procesů (process control) je oblast teorie řízení, kde je aplikováno automatické řízení na spojité procesy. Většinou se jedná o rozsáhlé průmyslové provozy, kde probíhá zpracovávání surovin na finální produkty. Typickými zástupci jsou například chemický průmysl a rafinérie, papírenský, keramický, potravinářský a farmaceutický průmysl, částečně i energetika. Řízenými veličinami jsou nejčastěji teplota, tlak, průtok, pH, vlhkost, hladina, koncentrace, viskozita, vodivost a další. Řídicí systémy těchto provozů jsou většinou strukturovány do více vrstev, viz obr. 1.3. Nejnižší vrstvu tvoří vlastní technologie, která je přes instrumentační vrstvu (senzory, akční členy) propojena s vrstvou regulační, která se stará o řízení jednotlivých procesních veličin. Regulační vrstva bývá velmi rozsáhlá, nachází se zde typicky několik set až několik tisíc regulačních smyček (v drtivé většině s PID regulátory). Právě z tohoto důvodu je regulační vrstva v oblasti řízení průmyslových procesů nevhodnější pro nasazení systémů pro automatické monitorování/ocení kvality. Je pochopitelné, že lidská obsluha nedokáže takové množství smyček efektivně monitorovat a zároveň řešit další problémy spojené s provozem daného zařízení. Zlepšení kvality řízení byt jen o 1% (a její udržení)

1. ÚVOD

bude mít velký pozitivní ekonomický dopad – ať díky úsporám surovin a energií nebo zlepšení kvality výstupů (například u průmyslu v USA by úspory na energiích dosahovaly řádově stovek miliónů USD ročně (Desborough & Miller (2002), [ww.eia.gov](http://www.eia.gov))). Bylo by samozřejmě vhodné automaticky monitorovat i vyšší vrstvy řídicích systémů (pokročilé procesní řízení, optimalizační metody), ale vzhledem k jejich nízkému zastoupení mohou být monitorovány operátory řídicích systémů. Důležitá je také skutečnost, že pokud nižší vrstvy řízení nefungují správně, nemohou dobře fungovat ani nadřazené vrstvy s pokročilými metodami řízení.

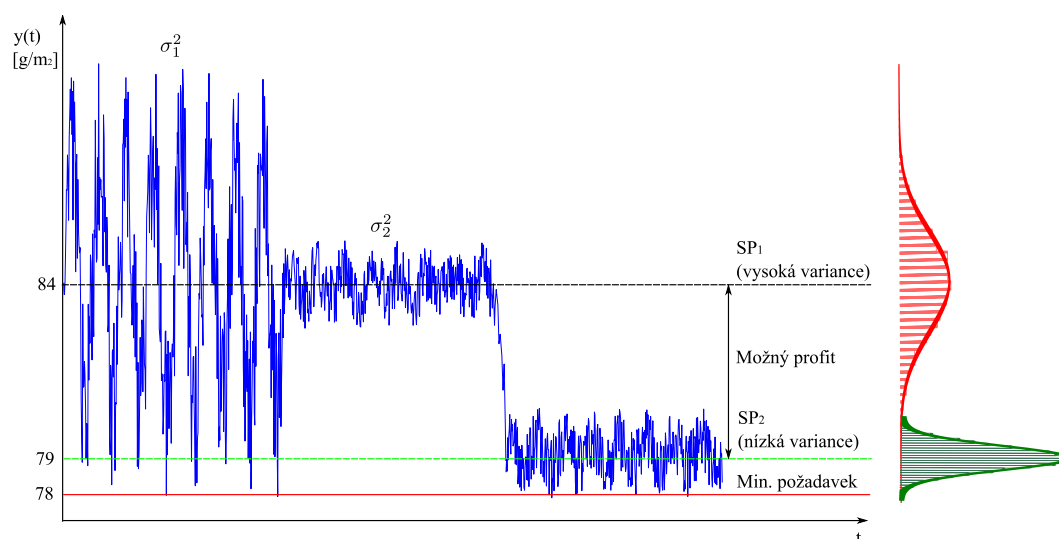
Kvalita řízení závisí na několika faktorech:

Optimálně naladěný regulátor. Ladění regulátorů při jejich uvádění do provozu se často nevěnuje dostatečná pozornost. Parametry bývají zvoleny příliš konzervativně, díky čemuž je odezva regulační smyčky příliš pomalá, výjimkou nebývá dokonce ani ponechání parametrů regulátoru na výchozích hodnotách. I při vhodném počátečním naladění dochází časem ke změnám dynamiky řídicího systému (změna vlastností vstupních surovin, změna technologického postupu, degradace akčních členů, případně čidel...). Špatně nastavený regulátor se nejčastěji projevuje dvěma způsoby: 1) pomalou odezvou, což má za následek pomalé reakce systému na změny požadované veličiny a s tím spojené ekonomické ztráty nebo 2) přílišnou agresivitou, kdy jsou zásahy regulátoru příliš velké a dochází ke kmitání akční a následně i řízené veličiny. Tím se zhoršuje kvalita výsledného produktu a zároveň roste spotřeba energie a dochází k nadměrnému opotřebením akčního členu.

Opotřebený akční člen. Opotřebením a následná špatná funkce akčního členu je další faktor podstatně ovlivňující kvalitu regulace. V praxi nejběžnější jsou problémy s ventily. V důsledku opotřebením vzniká u ventilů stále větší tření, které způsobuje nelineární chování ventilu. Tím jsou zapříčiněny oscilace řízené veličiny.

1.1.3 Motivační příklad

Variance výstupní veličiny je jeden z nejpoužívanějších indikátorů kvality regulační smyčky. Proto je jedním z důležitých požadavků na regulátor, aby varianci výstupu udržoval na nízké hodnotě. Význam zlepšení kvality řízení je ilustrován na hypotetickém příkladu (obr. 1.4).



Obrázek 1.4: Vliv variance na efektivitu systému

Papírenský stroj je nastaven, aby vyráběl papír o gramáži $80g/m^2$, minimální gramáž stanovená odběratelem je $78g/m^2$. Řízení papírenského stroje nefunguje příliš dobře, výstupní veličina má poměrně vysokou varianci (σ_1^2). Aby bylo zaručeno splnění min. požadavků na kvalitu výstupu, musí být požadovaná gramáž nastavena až na $84g/m^2$, což je velmi neefektivní. Po identifikaci problémů a jejich odstranění (například výměna vadného čidla, přeladění regulátoru) se podstatně snížila výstupní variance (σ_2^2). Požadovaná hodnota tak může být snížena na $79g/m^2$, čímž dojde k velké úspoře vstupních surovin i energie při zachování požadavků na kvalitu.

1.1.4 Klasifikace kvality řízení

Kvalita	Popis
Výborná	Kvalita regulace je po všech stránkách vysoká. Řízená veličina sleduje požadovanou hodnotu, její variance je nízká,...
Dobrá	Kvalita řízení je na dobré úrovni, v některých aspektech ale není ideální. Potenciální přínos vzhledem k nákladům na zásah je malý -> nevyplatí se zasahovat.
Dostatečná	Kvalita řízení není špatná, ale systém zdaleka nedosahuje svých možností. Doporučuje se údržba těchto smyček.
Špatná	Kvalita řízení je špatná, vyskytují se vážné problémy (např. oscilace, trvalá reg. odchylka atd.), které mají vliv na celý systém. Údržba těchto smyček je nutná!

Tabulka 1.1: Kvalita řízení

Kvalitu řízení lze hodnotit různými metodami podle mnoha kritérií. Často je i vhodné použít více metod najednou. Aby mělo toto hodnocení praktický význam, musí být informace o stavu regulační smyčky prezentována obsluze řídicího systému v jasné a přehledné formě. V předních komerčních systémech pro monitorování kvality regulace je použito několika barev pro rychlé rozpoznání kvality smyčky, viz tabulka 1.1. Ke každé smyčce jsou shromážděna všechna dostupná data a na jejich základě je vypočítán „celkový index kvality“ reprezentovaný příslušnou barvou. Obsluha pak snadno rozpozná kritická místa a může pružněji reagovat na problémy.

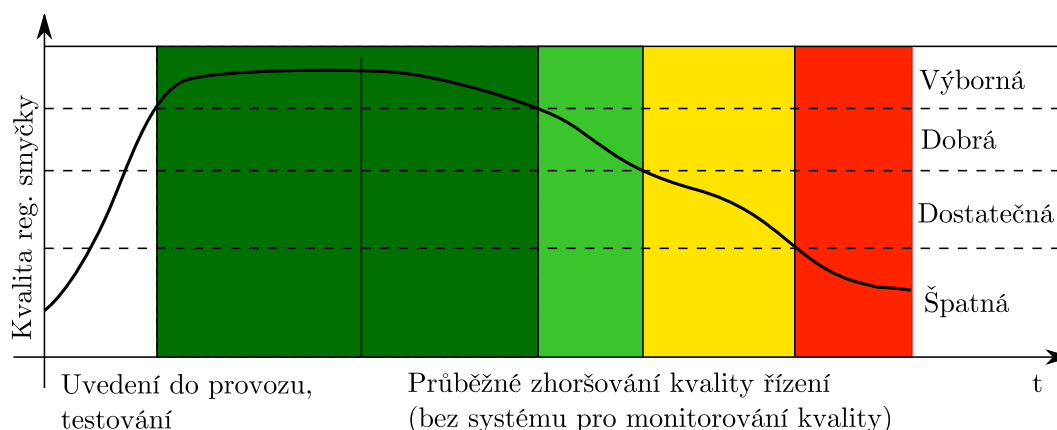
1.1.5 Zhoršování kvality řízení

I v případě, že byly při uvedení do provozu všechny regulační smyčky naladěny správně, dochází v průběhu času ke zhoršování kvality regulace, viz obr. 1.5. Důvodů je několik: opotřebení a poruchy akčních členů a senzorů, změny řízeného procesu (změny technologie, parametrů výsledného produktu, kvality surovin). Pokud je kvalita regulace kontinuálně monitorována, je možné na každé její zhoršení okamžitě reagovat - například výměnou vadné komponenty nebo přeladěním regulátoru.

1.2 Kvalita regulace v praxi

Na počátku 90. let, tedy ve stejnou dobu, kdy se ve vědecké komunitě zvýšil zájem o metody oceňování kvality řízení, se objevily i studie mapující skutečný stav kvality regulace v praxi.

1. ÚVOD



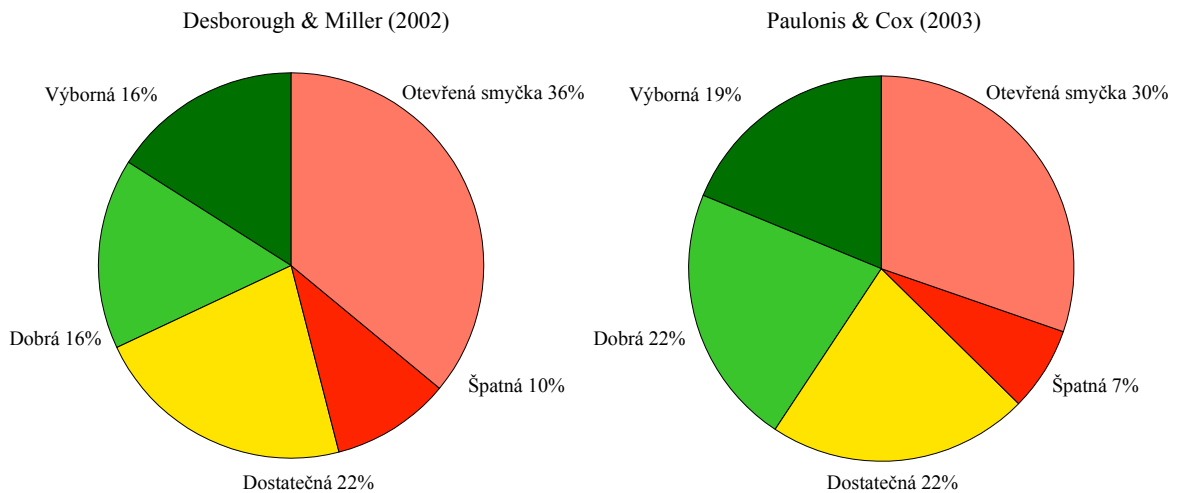
Obrázek 1.5: Degradace kvality řízení v čase

Výsledky byly pro mnoho odborníků šokující. Jedna z prvních studií (Ender (1993)) odhalila například tyto skutečnosti: více než 30% regulačních smyček pracuje v otevřené smyčce (regulátor je v manuálním režimu), více než 30% jich zhoršuje varianci výstupní veličiny oproti otevřené smyčce. Asi 25% regulátorů pracuje s výchozími (továrně přednastavenými) parametry, 30% smyček má problémy s instrumentací (špatně navržené, případně opotřebované ventily, problémy s měřením...). Další část studie se věnuje podrobněji regulačním ventilům, které jsou velmi častou příčinou špatné kvality řízení. Až 35% ventilů má špatně nastavený rozsah pohybu, 35% trpí nadměrným třením, 35% špatným nastavením motoru (neplynulý pojezd), 38% pneumatických ventilů má špatně nastavené ovládací tlaky a 71% má špatně zkalibrovanou polohu. Studie vychází z dat získaných na přelomu 80. a 90. let ve více než 2000 provezech v 16 zemích.

Další publikace, které se zabývají kvalitou řízení v průmyslových provezech, se objevily přibližně o 10 let později. Desborough et al. (2001) a především Desborough & Miller (2002) mapují situaci v průmyslu po roce 2000. Jedná se o rozsáhlou studii vytvořenou na základě analýzy cca 26000 regulačních smyček v oblasti řízení průmyslových procesů (kde jako dodavatel řídicích systémů byla firma Honeywell). Autoři měli vypracovanou metodiku pro měření kvality řízení, proto je možné oproti jiným publikacím přesněji zhodnotit reálný stav. Bylo zjištěno, že pouze 32% smyček je hodnoceno jako dobré nebo přijatelné, 32% je špatných, 36% pracuje v otevřené smyčce. Tyto údaje jsou přehledně zobrazeny na obr. 1.6.

Další velmi rozsáhlá studie zabývající se kvalitou řízení je uvedena v Paulonis & Cox (2003). Autoři zde popisují systém pro automatické monitorování a oceňování kvality regulačních smyček určený pro Eastman Chemical company. Díky tomuto systému bylo možné poměrně přesně určit stávající kvalitu řízení. Studie kvality se týká čtyřiceti chemických provozů a více než 14000 PID smyček. Bylo zjištěno, že přes 40% smyček má velmi špatnou kvalitu regulace (většinou kvůli problémům s instrumentací). Údaje o kvalitě jsou přehledně zobrazeny na obr. 1.6.

Stavem kvality řízení se zabývají i další publikace, problematika je ale zpracována obecněji a závěry nejsou podpořeny tak rozsáhlým objemem dat jako u předchozích studií. Ruel (2003) se věnuje především ekonomické stránce problému – tedy monitorování, údržbou, nákladům vynaloženým na tyto činnosti a možnostem úspor). Podle této publikace jen 25% smyček funguje v automatickém režimu lépe než v manuálním, 85% regulátorů je špatně nastaveno a 30% smyček je v manuálním režimu. Dále poukazuje na skutečnost, že více než



Obrázek 1.6: Kvalita regulace na základě rozsáhlých studií Desborough & Miller (2002) a Paulonis & Cox (2003)

Problém	Ender(1993)	Ruel(2003)	Torres(2006)	Rice(2012)
Regulátor v man. režimu	30%	30%	16%	30%
Regulátor je špatně nastavený		85%	16%	65%
Regulátor má výchozí param.	25%			
Regulátor zvyšuje varianci	30%	75%		
Regulátor je v saturaci			24%	
Řízená veličina kmitá			41%	
Problémy s instrumentací	30%	30%	29%	

Tabulka 1.2: Souhrn ze studií zabývajících se kvalitou řízení

30% regulačních ventilů je ve špatném stavu.

Studie založená na měření kvality 700 regulačních smyček v Brazílských chemických, petrochemických, papírenských a ocelářských provozech je uvedena v Torres et al. (2006). Bylo zjištěno, že 41% smyček trvale osciluje (z různých příčin), 24% regulátorů je v saturaci, 16% smyček pracuje v manuálním režimu, 16% regulátorů je špatně nastaveno, 15% ventilů má problémy se třením a hysterezi, 14% ventilů je nadměrně opotřebovaných.

Nejaktuálnější informace o kvalitě řízení v praxi vycházející z dat společnosti Rockwell Automation jsou uvedeny v přednášce Rice (2012). V automatickém režimu pracuje pouze 70% regulátorů, 85% z nich přitom funguje neefektivně, 65% regulátorů je naladěno špatně a 20% řídicích systémů nesplňuje požadované cíle. Nejdůležitější údaje o kvalitě řízení z výše uvedených publikací jsou uvedeny v tabulce 1.2.

1.2.1 Řídicí algoritmy

Zajímavou a pro proces oceňování a monitorování kvality řízení velmi důležitou informací je zastoupení typu řídicích algoritmů v jednotlivých regulačních smyčkách průmyslových provozů. Podle Desborough & Miller (2002) je přibližně 97% regulátorů typu PID (často pouze jako PI regulátor), 2% jsou jiné zpětnovazební algoritmy a 1% algoritmy přímovazební. Důležitou část z těchto řídicích algoritmů tvoří pokročilé metody řízení, které se používají

1. ÚVOD

převážně jako nadřazené regulátory pro základní vrstvy využívající PID. Z pokročilých metod jsou nejčastěji používány (Bauer & Craig (2008), Kano & Ogawa (2010)): prediktivní řízení (model predictive control, MPC), lineární programování (linear programming, LP) a řízení s rozdělenou akční veličinou (split-range control). Podle Desborough & Miller (2002) je ale více než 30% MPC regulátorů prakticky nefunkčních kvůli zásahům operátorů řídicího systému do řízení a většina MPC funguje pouze jako algoritmus, který generuje optimální referenční hodnoty pro nižší úrovně řízení. Také použití MPC pro MIMO systémy je v průmyslu poměrně řídkým jevem, stále jsou častěji využívány PID s dynamickým rozvazbovacím regulátorem. Z těchto údajů vyplývá, že vzhledem k masivnímu rozšíření PID regulace je velmi důležité mít jednoduchý a spolehlivý algoritmus pro oceňování těchto smyček.

1.3 Členění práce

Úvodní kapitola práce obsahuje obecný úvod do problematiky automatického řízení a monitorování jeho kvality, dále stručný motivační příklad a přehled kvality řízení v praxi.

Přípravná kapitola. Z důvodu ucelenosti práce jsou v této kapitole uvedeny nezbytné teoretické základy potřebné pro pochopení předkládané problematiky bez nutnosti studovat další literaturu.

Současný stav. Třetí kapitola uvádí podrobný přehled problematiky monitorování, oceňování a diagnostiky řízení. Je zde shrnut aktuální stav jak v teoretické oblasti (přehled všech důležitých metod pro oceňování), tak i v průmyslové praxi.

Cíle disertační práce. Ve čtvrté kapitole jsou formulovány cíle, kterých se tato práce snaží dosáhnout.

PID autotuner. V páté kapitole je popsána metoda automatického naladění PID regulátoru s omezenou šířkou pásma.

Index kvality řízení. V šesté kapitole je představena nová metoda ohodnocování kvality řízení pro PID regulátory.

Identifikace systému v uzavřené smyčce. V sedmé kapitole je popsána nová metoda identifikace systému použitelná za běžného provozu.

Nové metody pro oceňování kvality regulace v praxi. Osmá kapitola popisuje praktické testování představených metod v praxi.

Diskuse a závěr. V této kapitole jsou shrnuty výsledky dosažené v této práci.

2

Přípravná kapitola

2.1 Základy zpracování signálů a statistiky

2.1.1 Střední hodnota a rozptyl

Střední hodnota náhodné veličiny může být odhadnuta pomocí aritmetického průměru:

$$E\{x(k)\} \approx \bar{x}(k) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N x(k). \quad (2.1)$$

Rozptyl (variance) náhodné veličiny je definován jako střední hodnota kvadrátů odchylek od střední hodnoty:

$$\sigma_x^2 = E\{[x(k) - \bar{x}]^2\} = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N [x(k) - \bar{x}]^2. \quad (2.2)$$

Poznámka 2.1. Přestože se v češtině (především v matematické odborné literatuře) používá převážně označení rozptyl, v této práci bude užíváno označení variance. Toto pojmenování bude používáno především z důvodu konzistentnosti s dalším značením (například regulátor s minimální variancí, kovariance,...). \triangle

2.1.2 Korelace a kovariance

Korelační funkce popisuje vzájemnou závislost mezi dvěma náhodnými procesy nebo veličinami. Pro monitorování kvality řízení je v některých metodách využívána autokorelační nebo autokovarianční funkce, které popisují závislost proměnné na její časově posunuté verzi. Autokorelační funkce je definována jako

$$\Phi_{xx}(\tau) = E\{x(k)x(k+\tau)\} = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N x(k)x(k+\tau). \quad (2.3)$$

Autokovarianční funkce:

$$C_{xx}(\tau) = E\{(x(k) - \bar{x})(x(k+\tau) - \bar{x})\} = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (x(k) - \bar{x})(x(k+\tau) - \bar{x}). \quad (2.4)$$

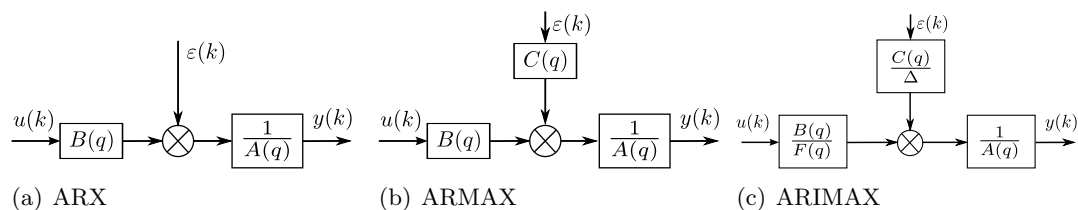
Pokud je střední hodnota dané veličiny rovna nule, hodnoty korelační i kovarianční funkce jsou stejné.

2. PŘÍPRAVNÁ KAPITOLA

2.2 Modelování a identifikace systémů

2.2.1 Polynomiální modely

Mnoho metod pro oceňování regulačních smyček využívá diskrétní polynomiální modely systému. Nejčastěji používané modely jsou uvedeny v následujícím textu.



Obrázek 2.1: Polynomiální modely

AR – Autoregresní model

$$A(q)y(k) = \varepsilon(k). \quad (2.5)$$

ARX – Autoregresní model s externím vstupem

$$A(q)y(k) = q^{-\tau}B(q)u(k) + \varepsilon(k). \quad (2.6)$$

ARMA – Autoregresní model klouzavých průměrů (ARMA = AutoRegressive Moving-Average).

$$A(q)y(k) = C(q)\varepsilon(k). \quad (2.7)$$

ARMAX – Autoregresní model klouzavých průměrů s externím vstupem (ARMAX = AutoRegressive Moving-Average eXternal input)

$$A(q)y(k) = q^{-\tau}B(q)u(k) + C(q)\varepsilon(k). \quad (2.8)$$

ARIMAX – Autoregresní model integrovaných klouzavých průměrů s externím vstupem (ARIMAX = AutoRegressive Integrated Moving-Average eXternal input)

$$A(q)y(k) = q^{-\tau}B(q)u(k) + \frac{C(q)}{\Delta}\varepsilon(k), \quad (2.9)$$

kde $q^{-1}f(k) = f(k-1)$ je operátor zpětného posuvu (o jeden krok), τ je dynamické zpoždění systému (τ vzorků) a $\varepsilon(k)$ je bílý šum s nulovou střední hodnotou a variancí σ_ε^2 , $\Delta = 1 - q^{-1}$ je diskrétní integrátor. $A(q)$, $B(q)$ a $C(q)$ jsou polynomy řádu n , m , p :

$$\begin{aligned} A(q) &= 1 + a_1q^{-1} + a_2q^{-2} + \dots + a_nq^{-n}, \\ B(q) &= b_0 + b_1q^{-1} + b_2q^{-2} + \dots + b_mq^{-m}, \\ C(q) &= 1 + c_1q^{-1} + c_2q^{-2} + \dots + c_pq^{-p}. \end{aligned} \quad (2.10)$$

Poznámka 2.2. Značení bylo převzato z knihy Ljung (1999). Jako argument polynomů je používáno q přestože je u polynomů (2.10) vidět, že ve skutečnosti závisí na q^{-1} . Tento způsob značení se používá z důvodu konzistence se Z-transformací. Δ

2.3 Diskretizace spojitého systému s dopravním zpožděním

Je uvažován spojitý systém s dopravním zpožděním D , které nemusí být násobkem vzorkovací periody T diskretizovaného systému:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A x(t) + B u(t - D), & D &= (d - 1)T + h, \quad d \in \mathbb{N}, d \geq 1 \\ y(t) &= C x(t) & h &\in (0, T) \end{aligned} \quad (2.11)$$

Diskrétní stavový model systému pro periodu vzorkování T má tvar:

$$\begin{aligned} x(k + 1) &= F x(k) + G u(k - d) + H u(k - d + 1) \\ y(k) &= C x(k), \end{aligned} \quad (2.12)$$

kde

$$\begin{aligned} F &= \Phi(T) = e^{AT} \\ G &= \Phi(T - h)\Gamma(h) = e^{A(T-h)}A^{-1}(e^{Ah} - I) \\ H &= \Gamma(T - h) = A^{-1}(e^{A(T-h)} - I) \end{aligned}$$

a

$$\Phi(t) = e^{At}, \quad \Gamma(t) = \int_0^t e^{As} B ds.$$

Poznámka 2.3. V případě diskretizace systému bez dopravního zpoždění mají koeficienty diskrétního modelu (2.12) tvar

$$F = e^{AT}, \quad G = A^{-1}(F - I)B, \quad H = 0.$$

△

Příklad 2.1. V tomto příkladu bude ukázána diskretizace systému prvního řádu s dopravním zpožděním:

$$F(s) = K_F \frac{e^{-Ds}}{\tau s + 1} \quad (2.13)$$

Spojitý systém (2.13) ve stavové reprezentaci:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= \left[-\frac{1}{\tau} \right] x(t) + \left[\frac{K_F}{\tau} \right] u(t - D) \\ y(t) &= x(t) \end{aligned}$$

Na základě rovnice (2.12) lze vypočítat koeficient diskrétní stavové reprezentace:

$$\begin{aligned} F &= e^{AT} = e^{-\frac{T}{\tau}} \\ \Gamma(t) &= \int_0^t e^{As} B ds = \int_0^t e^{-\frac{s}{\tau}} B ds = -\tau(e^{-\frac{t}{\tau}} - 1)B = \tau(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \frac{K_F}{\tau} = \\ &= K_F(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \\ \Phi(t - h) &= e^{-\frac{T-h}{\tau}} \\ \Gamma(h) &= K_F(1 - e^{-\frac{h}{\tau}}) \\ G &= K_F(e^{-\frac{T-h}{\tau}} - e^{-\frac{T}{\tau}}) \\ H &= K_F(1 - e^{-\frac{T-h}{\tau}}) \end{aligned}$$

2. PŘÍPRAVNÁ KAPITOLA

Diskrétní stavová reprezentace pro systém (2.13) má tvar

$$\begin{aligned} x(k+1) &= \left[e^{-\frac{T}{\tau}} \right] x(k) + \left[K_F \left(e^{-\frac{T-h}{\tau}} - e^{-\frac{T}{\tau}} \right) \right] u(k-d) + \left[K_F \left(1 - e^{-\frac{T-h}{\tau}} \right) \right] u(k-d+1) \\ y(k) &= x(k). \end{aligned}$$

▲

Příklad 2.2. V tomto příkladu bude ukázán převod modelu reprezentovaného přenosem (typické pro obor řízení průmyslových procesů) na ARMAX model (využívaný pro návrh diskrétních algoritmů řízení – například regulátor s minimální variancí). Předpokládáme, že Laplaceův obraz výstupu je definovaný jako

$$Y = P_u(s)U + P_\varepsilon(s)\mathcal{E}, \quad (2.14)$$

kde

$$P_u(s) = K_F \frac{e^{-Ds}}{\tau s + 1}, \quad P_\varepsilon(s) = \frac{K_\varepsilon}{\tau s + 1} + 1$$

Systém je nutné zdiskretizovat (viz sekce 2.3, dále poznámka 2.3 a příklad 2.1), pro jednoduchost budeme předpokládat, že dopravní zpoždění D je násobek vzorkovací periody T (tedy, že $h = T$):

$$\begin{aligned} x(k+1) &= \left[e^{-\frac{T}{\tau}} \right] x(k) + \begin{bmatrix} K_F(1 - e^{-\frac{T}{\tau}}) & K_\varepsilon(1 - e^{-\frac{T}{\tau}}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u(k-d) \\ \varepsilon(k) \end{bmatrix} \\ y(k) &= x(k) + \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u(k-d) \\ \varepsilon(k) \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Nyní je možné popsat systém pomocí ARMAX modelu:

$$y(k+1) = \underbrace{e^{-\frac{T}{\tau}}}_a y(k) + q^{-d} \underbrace{K_F(1 - e^{-\frac{T}{\tau}})}_b u(k) + \varepsilon(k+1) + \underbrace{K_\varepsilon(1 - e^{-\frac{T}{\tau}})}_c \varepsilon(k) \quad (2.15)$$

▲

2.4 Řízení s minimální variancí

Řízení s minimální variancí (MVC, minimum variance control) je využíváno jako kritérium u jedné z nejnámějších a nejpoužívanějších metod pro oceňování kvality řízení – Harrisova indexu. V této sekci je uvedeno jeho odvození. Řízení s minimální variancí bylo původně navrženo pro regulaci diskrétních stochastických systémů s dopravním zpožděním (v praxi především pro papírenský průmysl). Metoda byla poprvé představena v publikaci Åström (1970) a Peterka (1972), dále například v Hetthéssy & Keviczky (1977) nebo Ordys et al. (2007) a Jelali (2013). Jako řízený systém je uvažován ARMAX model (2.8). Cílem je navrhnout takové řízení, které minimalizuje varianci výstupní veličiny.

Příklad 2.3. Výpočet regulátoru s minimální variancí bude nejprve ilustrován na jednoduchém modelu 1. řádu

$$y(k+1) + ay(k) = bu(k) + \varepsilon(k+1) + c\varepsilon(k), \quad (2.16)$$

kde a, b, c jsou parametry ARMAX modelu a $\varepsilon(k)$ je bílý šum, pro který platí $E\{\varepsilon(k)\} = 0$ a $\text{var}\{\varepsilon(k)\} = \sigma^2$. Z rovnice systému 2.16 lze vyjádřit vztah pro šum $\varepsilon(k)$

$$(q + a)y(k) = bu(k) + (q + c)\varepsilon(k)$$

$$\varepsilon(k) = \frac{q + a}{q + c}y(k) - \frac{b}{q + c}u(k). \quad (2.17)$$

Vztah pro $\varepsilon(k)$ (2.17) je dosazen do (2.16)

$$y(k + 1) = -ay(k) + bu(k) + \varepsilon(k + 1) + c \left[\frac{q + a}{q + c}y(k) - \frac{b}{q + c}u(k) \right]$$

$$= \underbrace{\frac{q(c - a)}{q + c}y(k) + \frac{bq}{q + c}u(k)}_{\stackrel{!}{=} 0} + \varepsilon(k + 1). \quad (2.18)$$

Hodnoty budoucího šumu $\varepsilon(k + 1)$ jsou nezávislé na současném výstupu $y(k)$ a řízení $u(k)$, tedy $\text{var}\{y(k + 1)\} \geq \text{var}\{\varepsilon(k + 1)\} = \sigma^2$. S použitím měření do času k je možné položením označeného výrazu v rovnici (2.18) rovno nule odvodit řízení

$$\frac{bq}{q + c}u(k) = \frac{-q(c - a)}{q + c}y(k)$$

$$u(k) = \frac{a - c}{b}y(k). \quad (2.19)$$

Dosazením řízení (2.19) do rovnice systému (2.16) je možné odvodit rovnici výstupu uzavřeného systému:

$$(q + a)y(k) = b \left[\frac{a - c}{b}y(k) \right] + (q + c)\varepsilon(k)$$

$$(q + a + c - a)y(k) = (q + c)\varepsilon(k). \quad (2.20)$$

Výstup uzavřeného systému s ARMAX modelem 1. řádu a regulátorem s minimální variancí má tvar

$$y_{MV}(k) = \varepsilon(k), \quad (2.21)$$

je tedy roven šumu působícímu na systém. Variances výstupu potom musí být rovna varianci šumu:

$$\sigma_{MV}^2 = \sigma_\varepsilon^2. \quad (2.22)$$

▲

Odvození řízení s minimální variancí pro obecný ARMAX model vychází ze stejných principů, které jsou ilustrovány v příkladu 2.3. Vychází se z ARMAX modelu ve tvaru (viz sekce 2.2.1). Musí být splněno, že $\varepsilon(k)$ je náhodná proměnná s nulovou střední hodnotou a variancí σ_ε^2 (bílý šum) a polynomy $B(q)$, $C(q)$ jsou stabilní.

$$y(k) = q^{-\tau} \frac{B(q)}{A(q)}u(k) + \frac{C(q)}{A(q)}\varepsilon(k). \quad (2.23)$$

Pokud systém obsahuje dopravní zpoždění τ , vstup v čase k ovlivní výstup až v okamžiku $k + \tau$. Model lze upravit do tvaru:

$$y(k + \tau) = \frac{B(q)}{A(q)}u(k) + \frac{C(q)}{A(q)}\varepsilon(k + \tau), \quad (2.24)$$

2. PŘÍPRAVNÁ KAPITOLA

kde $\tau = 1 + \left\lfloor \frac{T_d}{T_s} \right\rfloor$ je diskrétní dopravní zpoždění systému v celočíselných násobcích vzorkovací periody T_s , T_d je skutečné dopravní zpoždění (spojitého systému). Bez ztráty obecnosti je předpokládána regulace na nulovou hodnotu; při řízení na požadovanou ref. hodnotu by byla minimalizována regulační odchylka. Dělením polynomů

$$\frac{C(q)}{A(q)} = F(q) + q^{-\tau} \frac{G(q)}{A(q)}, \quad (2.25)$$

kde polynom $\frac{G(q)}{A(q)}$ je striktně ryzí a polynomy $F(q)$, $G(q)$ mají tvar

$$\begin{aligned} F(q) &= 1 + f_0 + f_1 q^{-1} + f_2 q^{-2} + \dots + f_{\tau-1} q^{-(\tau-1)}, \\ G(q) &= g_0 + g_1 q^{-1} + g_2 q^{-2} + \dots + g_{n-1} q^{-(n-1)}. \end{aligned} \quad (2.26)$$

Vztah (2.25) může být interpretován jako Diofantická rovnice

$$C(q) = A(q)F(q) + q^{-\tau}G(q). \quad (2.27)$$

Po dosazení (2.25) do (2.24) a jednoduché úpravě

$$y(k + \tau) = \frac{B(q)}{A(q)}u(k) + \frac{G(q)}{A(q)}\varepsilon(k) + F(q)\varepsilon(k + \tau). \quad (2.28)$$

Z rovnice 2.23 lze snadno odvodit vztah pro $\varepsilon(k)$

$$\varepsilon(k) = \frac{A(q)}{C(q)}y(k) - q^{-\tau} \frac{B(q)}{C(q)}u(k), \quad (2.29)$$

což je vlastně rovnice pozorovatele, který umožňuje na základě vstupu $u(k)$ a výstupu $y(k)$ vypočítat posloupnost šumu $\varepsilon(k)$. Po dosazení (2.29) do (2.28) a následných úpravách:

$$y(k + \tau) = \frac{G(q)}{C(q)}y(k) + \frac{B(q)}{C(q)} \frac{C(q) - q^{-\tau}G(q)}{A(q)}u(k) + F(q)\varepsilon(k + \tau). \quad (2.30)$$

Do 2.30 lze dosadit $F(q)$ vyjádřené z 2.25

$$y(k + \tau) = \frac{G(q)}{C(q)}y(k) + \frac{B(q)F(q)}{C(q)}u(k) + F(q)\varepsilon(k + \tau). \quad (2.31)$$

Optimální prediktor má tedy tvar

$$y(k + \tau|k) = \frac{G(q)}{C(q)}y(k) + \frac{B(q)F(q)}{C(q)}u(k). \quad (2.32)$$

Chceme navrhnout takové řízení, které minimalizuje varianci výstupu τ kroků dopředu, tedy

$$\min_{u(k)} \{J(k)\} = \min_{u(k)} \mathbb{E} \{y^2(k + \tau)\}.^1 \quad (2.33)$$

¹platí samozřejmě, že $\text{var}\{y(k)\} = \mathbb{E}\{[y(k) - \mathbb{E}(y(k))]^2\}$, ovšem při regulaci na nulovou hodnotu bude $\mathbb{E}(y(k)) = 0$.

Předpokládáme, že řízení $u(k)$ je funkcí pouze informací dostupných v čase k . Dále předpokládáme, že $\varepsilon(k)$ má charakter bílého šumu, proto první dva členy pravé strany rovnice (2.31) nejsou korelované s třetím. Variance výstupu má tvar

$$\sigma_y^2 = E \{y^2(k + \tau)\} = E \left\{ \underbrace{\left[\frac{G(q)}{C(q)}y(k) + \frac{B(q)F(q)}{C(q)}u(k) \right]^2}_{J_0} \right\} + E \left\{ \underbrace{[F(q)\varepsilon(k + \tau)]^2}_{J_{min}} \right\}, \quad (2.34)$$

kde J_{min} je variance nezávislá na řízení, J_0 pak variance závislá na řízení $u(k)$. Variance výstupu bude minimální, pokud

$$\frac{G(q)}{C(q)}y(k) + \frac{B(q)F(q)}{C(q)}u(k) = 0. \quad (2.35)$$

Z rovnice (2.35) lze snadno odvodit zákon řízení s minimální variancí

$$u(k) = -\frac{G(q)}{F(q)B(q)}y(k). \quad (2.36)$$

Výstup uzavřeného systému lze snadno vyjádřit dosazením řízení (2.36) do rovnice systému (2.23) a použitím diofantické rovnice (2.27):

$$\begin{aligned} A(q)y(k) &= -q^{-\tau} \frac{B(q)G(q)}{F(q)B(q)}y(k) \\ B(q) (A(q)F(q) + q^{-\tau}G(q)) y(k) &= B(q)C(q)F(q)\varepsilon(k) \\ B(q)C(q)y(k) &= B(q)C(q)F(q)\varepsilon(k). \end{aligned} \quad (2.37)$$

Výstup uzavřeného systému s regulátorem s minimální variancí $y_{MV}(k)$ má tvar

$$y_{MV}(k) = F(q)\varepsilon(k) = \varepsilon(k) + f_1\varepsilon(k-1) + \dots + f_{\tau-1}\varepsilon(k-\tau+1) \quad (2.38)$$

a varianci

$$\sigma_{MV}^2 = (1 + f_1^2 + \dots + f_{\tau-1}^2) \sigma_\varepsilon^2. \quad (2.39)$$

Z rovnic (2.37) a (2.38) vyplývá, že při řízení s min. variancí dochází ke krácení nul a pólu systému a tím i k vyrušení dynamiky systému. Praktické použití této metody je problematické pro její vysokou citlivost na přesnost modelu řízeného systému a velké řídicí zásahy. Schéma regulačního obvodu využívajícího řízení s minimální variancí pro ARMAX model je na obr. 2.2.

2.5 Bodeho věta

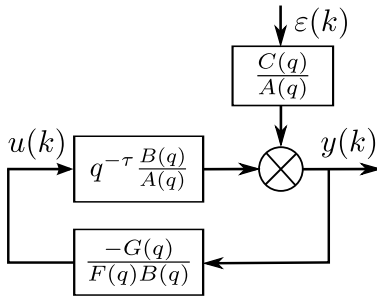
Citlivostní funkce systému je definována jako přenos od vnější poruchy na výstup systému, tedy

$$S(s) = \frac{1}{1 + L(s)}, \quad L(s) = P(s)C(s), \quad (2.40)$$

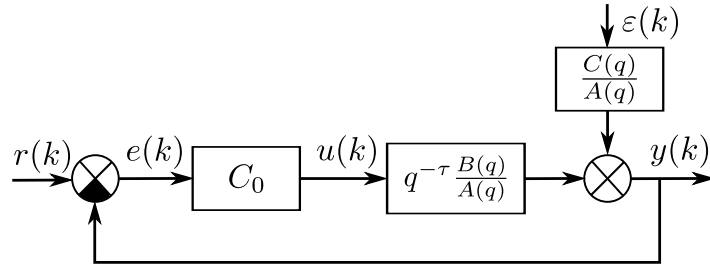
kde $L(s)$ je přenos otevřené smyčky, $P(s)$ přenos řízeného procesu, $C(s)$ přenos regulátoru.

Citlivostní funkce $S(j\omega)$ popisuje, jak jsou odchylky výstupní veličiny ovlivňovány zpětnou vazbou. V případě otevřené smyčky je velikost citlivostní funkce $|S(j\omega)| = 1$. Poruchy na

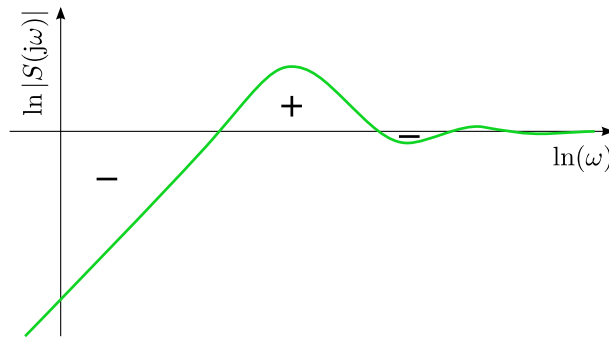
2. PŘÍPRAVNÁ KAPITOLA



Obrázek 2.2: Schéma řízení s minimální variancí



Obrázek 2.3: Schéma řízení – ARMAX model s obecným regulátorem



Obrázek 2.4: Interpretace Bodeho integrální věty

frekvencích pro které platí $|S(j\omega)| < 1$ jsou potlačovány, frekvence kde $|S(j\omega)| > 1$ jsou naopak zesilovány. Maximum citlivostní funkce M_S na frekvenci ω_{M_S} je hodnota největšího zesílení poruch. Hodnota $\frac{1}{M_S}$ také určuje v Nyquistově diagramu vzdálenost od kritického bodu $[-1, 0]$, je tak jedním z parametrů robustnosti. Tvarování odezvy systému ve frekvenční oblasti (tedy přenosů $L(j\omega)$, $S(j\omega)$) je základem robustního návrhu regulátorů. Při tomto návrhu je ale velmi důležité uvědomit si určitá zásadní omezení.

Věta 2.1 (Bodeho integrální věta). Předpokládejme, že přenos otevřené smyčky $L(s)$ se blíží k nule rychleji než $\frac{1}{s}$ když $s \rightarrow \infty$ (tedy relativní řád je alespoň 2), $S(s)$ je citlivostní funkce a uzavřená smyčka je stabilní. Pokud přenos otevřené smyčky $L(s)$ má póly p_k v pravé komplexní polorovině, potom pro citlivostní funkci platí integrál (Freudenberg & Looze (1985)):

$$\int_0^{\infty} \ln |S(j\omega)| d\omega = \int_0^{\infty} \ln \frac{1}{|1 + L(j\omega)|} d\omega = \pi \sum p_k. \quad (2.41)$$

V případě, že systém $L(s)$ nemá póly v pravé komplexní polorovině, má rovnice (2.41) tvar

$$\int_0^{\infty} \ln |S(j\omega)| d\omega = 0. \quad (2.42)$$

Z rovnice (2.42) ((2.41) v případě nestabilního přenosu $L(s)$) vyplývají fundamentální omezení na regulační smyčku, která musí být respektována při návrhu regulátoru. V ideálním případě by hodnota citlivostní funkce měla být co nejmenší v celém frekvenčním spektru. Z rovnice (2.42) ale plyne, že čím je nižší hodnota $|S(j\omega)|$ pro některé frekvence, tím vyšší musí být pro ostatní frekvence (situace je ještě horší v případě přítomnosti nestabilních pólů

p_k , obzvláště jsou-li rychlé). Tento jev se nazývá efekt vodní postele nebo také zákon zachování bláta a je ilustrován na obr. 2.4. Platí pro jakýkoliv typ regulátoru bez ohledu na způsob jeho návrhu.

Poznámka 2.4. *S ohledem na Bodeho větu se volí parametry regulátoru standardně tak, aby byla hodnota citlivostní funkce na nízkých frekvencích malá, aby byly potlačovány nízkofrekvenční poruchy (typickým požadavkem na regulátor je přesné sledování požadované hodnoty a odregulování vstupních poruch, které mají většinou nízkofrekvenční charakter). Dále je snaha posunout oblast, kde jsou poruchy zesilovány, tj. $|S(j\omega)| > 1$ do vyšších frekvencí, ideálně do pásma, kde se nepředpokládá působení poruch. Zároveň je vhodné udržet maximální hodnotu citlivostní funkce M_S v rozumných mezích aby i v případě působení poruchy na frekvenci ω_{M_S} nedocházelo k jejímu přílišnému zesílení. Typicky se volí hodnoty do $M_S = 2$. Δ*

2. PŘÍPRAVNÁ KAPITOLA

3

Současný stav problematiky

Tato kapitola obsahuje přehled současného stavu oceňování, monitorování a diagnostiky kvality řízení. První, rozsáhlejší část se věnuje přehledu metod používaných v této oblasti. Podrobněji budou popsány metody založené na řízení s minimální variancí, kterým byla a je věnována ve vědecké komunitě největší pozornost. Další metody jsou popisovány stručněji. Závěrečná část této kapitoly se zabývá praktickým nasazením popisovaných metod – jak jejich přímou aplikací, tak i jejich zastoupením v komerčních systémech pro monitorování kvality řízení.

3.1 Požadavky na metody pro oceňování kvality řízení

Aby bylo možné metody pro oceňování kvality řízení úspěšně nasadit v praxi, je nutné, aby splňovaly určité požadavky. Ty byly zformulovány například v Horch (2000) nebo v Jelali (2013).

1. Spolehlivá detekce špatně fungujících řídicích smyček.
2. Schopnost plně automatické funkce.
3. Nízká chybovost (nízké množství falešných poplachů).
4. Neinvazivnost.
5. Minimální nároky na uživatele.
6. Přehledná interpretace výsledků pro uživatele.

V praxi je velmi obtížné splnit bezezbytku všechny výše uvedené požadavky.

3.2 Oceňování kvality řízení v odborné literatuře

V současné době je v akademické komunitě problematika oceňování a monitorování kvality řízení poměrně populární. Vlnu zájmu odstartovala publikace Harris (1989), která jako jedna z prvních popsala index, na jehož základě bylo možné určit kvalitu regulace. Tzv. Harrisův index je založen na porovnávání aktuální variance výstupu (nebo regulační odchylky) systému s výstupem generovaným regulátorem s minimální variancí. Devadesátá léta byla ve znamení

3. SOUČASNÝ STAV PROBLEMATIKY

dalšího zkoumání metody oceňování na základě min. variance, jejích modifikacích a zobecnění pro MIMO systémy. Tento výzkum je shrnut v přehledových článcích Qin (1998) a Harris et al. (1999). Na konci 90. let se objevují další metody, stejně jako Harrisův index založený na H_2 řízení – a to index založený na řízení se zobecněnou minimální variancí (GMV) a LQG regulátoru. Problematiku monitorování kvality regulace kolem roku 2000 shrnují přehledové články Grimble & Uduchi (2001) a Harris & Seppala (2002), který je zaměřen především na metody oceňování MIMO systémů. Problematiku dalšího vývoje metod pro MIMO systémy popisují přehledové články Qin & Yu (2007) a Yuan et al. (2009). Velké množství přehledových článků dokazuje značný zájem o stochastické metody oceňování kvality řízení. V této práci budou stručně popsány v sekcích 3.4 (Harrisův index), 3.6 (modifikace Harrisova indexu), 3.7 a 3.8 (indexy založené na GMV a LQG řízení).

Od poloviny 90. let se pozornost výzkumu zaměřuje i na příčiny špatné kvality řízení. Velmi často jsou to oscilace. Jejich detekcí a diagnostikou se zabývá mnoho publikací, výsledné metody jsou shrnuty v Horch (2006), Thornhill & Horch (2007) a Karra & Karim (2009).

Jednou z nejčastějších příčin oscilací v oblasti řízení průmyslových procesů jsou vadné regulační ventily (které mají kvůli přílišnému tření nelineární charakteristiku). Tomuto tématu je opět věnována velká pozornost a věnuje se mu mnoho přehledových článků Choudhury et al. (2005), Choudhury (2006), Garcia (2008), Daneshwar & Noh (2012).

Velké množství přehledových článků se věnuje širokému spektru metod pro monitorování, oceňování a diagnostiku řídicích smyček. Jsou v nich často uvedeny i příklady použití metod v praxi, případně i návrh grafického uživatelského prostředí pro monitorovací systémy. Jsou to například publikace Hugo (1999), Kozub (2002), Hoo et al. (2003), Bonavita et al. (2004), Shah et al. (2005), Jelali (2006), Bonavita et al. (2006), Hugo (2006), Salahshoor & Khalil Arjomandi (2010), Arjomandi (2011), Qin (2012), Shardt et al. (2012), Yu et al. (2012). Další články se věnují problematice kvality regulace obecněji a zabývají se převážně dopady dobrého/špatného řízení na efektivitu a ekonomiku provozu Brisk (2004), Horch (2007).

Nejucelenější přehled problematiky oceňování kvality řízení je v článcích Jelali (2006), Shardt et al. (2012) a v knihách Huang & Shah (1999), Ordys et al. (2007), Huang & Kadali (2008) a především Jelali (2013), kde je vyčerpávajícím způsobem popsán současný stav problematiky. Okrajově se tomuto tématu věnují také knihy Visioli (2006) a Seborg et al. (2004).

3.3 Přehled metod

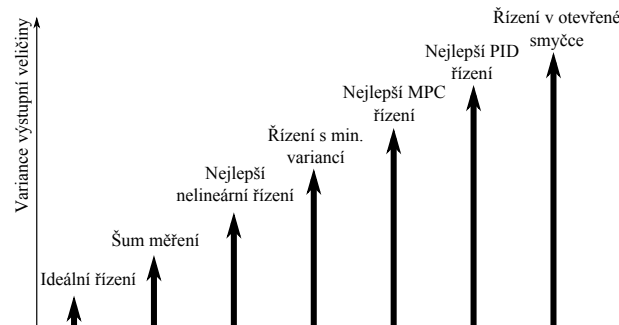
Problematika oceňování a monitorování kvality regulačních smyček je velmi rozsáhlá a zahrnuje širokou škálu metod – od velmi jednoduchých heuristických po velmi sofistikované. V této části bude uveden stručný přehled používaných metod. Podrobnější informace o vybraných metodách budou uvedeny v dalších částech této kapitoly.

1. Oceňování kvality regulace

(a) Oceňování kvality jednotlivých řídicích smyček

i. Metody založené na řízení s minimální variancí (MVC)

- Harrisův index
- modifikace Harrisova indexu
- Index založený na zobecněném řízení s min. variancí (GMV)



Obrázek 3.1: Dosažitelná variance výstupní veličiny pro různé strategie řízení

- ii. LQG index
 - iii. Oceňování založené na analýze v časové a frekvenční oblasti
 - Kritéria založená na odezvě systému v čas. oblasti
 - Integrovaná kritéria
 - Autokorelační funkce (ACF), vzájemná korelace (CCF), (PCF)
 - iv. Statistické metody
 - v. Datové metody
- (b) Detekce abnormalit a nežádoucích jevů
- i. Metody detekce oscilací
 - Detekce oscilací na základě kritéria IAE
 - Index regularity
 - Area index
 - ii. Metody detekce pomalého regulátoru
 - IDLE index
 - iii. Metody detekce nelinearit
- (c) Oceňování kvality řízení celého systému
2. Oceňování kvality vyšších úrovní řízení
 3. Ekonomické ukazatele

3.4 Harrisův index

V této části práce bude popsána metoda oceňování kvality regulační smyčky na základě porovnání s řízením s minimální variancí - tzv. Harrisův index Harris (1989), Stanfelj et al. (1991), Desborough & Harris (1992), celkový přehled pak v Harris et al. (1999) a Jelali (2013). Na obr. 3.1 je znázorněno srovnání dosažitelné variance výstupu pomocí různých řídicích algoritmů. Názorná ukázka, jaký přínos může mít snížení variance výstupu systému, je uvedena v motivačním příkladu v sekci 1.1.3 a obr. 1.4. Harrisův index je založen na porovnání aktuální výstupní variance systému σ_y^2 a variance σ_{MV}^2 , která vznikla aplikací regulátoru s minimální variancí na odhadnutý model časové řady (např. ARMAX) získaný z výstupních dat. Protože se jedná o jednu z prvních a zároveň nejpoužívanějších metod oceňování kvality řízení, bude jí v tomto textu věnována větší pozornost.

3. SOUČASNÝ STAV PROBLEMATIKY

Poznámka 3.1. *Předpoklady pro výpočet Harrisova indexu*

1. *Hrubá (nefiltrovaná ani jinak neupravovaná) data výstupní veličiny*
2. *Nutnost znát nebo odhadnout časové zpoždění systému τ*

△

3.4.1 Harrisův index – oceňování kvality řízení na základě MVC

Harrisův index je definován jako poměr variance výstupu σ_{MV}^2 , kterou by generoval regulátor s minimální variancí ku aktuální varianci výstupu σ_y^2 , tedy

$$\eta_{MV} = \frac{\sigma_{MV}^2}{\sigma_y^2}. \quad (3.1)$$

Jeho hodnota se pohybuje v intervalu $(0, 1)$, kde „0“ je nejhorší kvalita řízení, „1“ nejlepší (shodná s řízením s minimální variancí). Variance výstupu při použití řízení s minimální variancí (MVC) může být vypočtena z rovnice (2.34), kdy se že část rovnice závislá na řízení $J_0 = 0$. Hodnota minimální variance je tedy

$$\sigma_{MV}^2 = \sum_{i=0}^{\tau-1} f_i^2 \sigma_\varepsilon^2. \quad (3.2)$$

Hodnota této variance může být odhadnuta pomocí analýzy časových řad (odhad AR/ARMA modelu a následného řešení diofantické rovnice (2.25)), viz například Jelali (2013). V praxi se více používají jiné postupy – přímý odhad pomocí metody nejmenších čtverců (sekce 3.4.2 a 3.4.3) nebo filtrace a korelační analýza (sekce 3.4.4).

Ve většině případů, kdy není použito řízení s minimální variancí, je variance výstupu větší. Lze tedy napsat

$$\sigma_y^2 = \sigma_{MV}^2 + \sigma_{SO}^2, \quad (3.3)$$

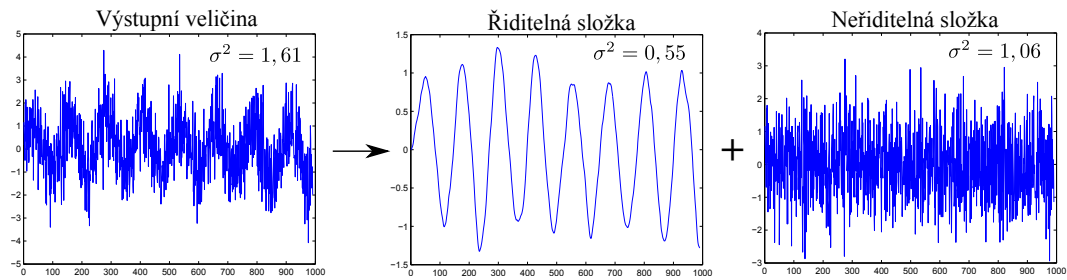
kde σ_{SO}^2 je inkrement variance, o který je variance výstupu σ_y^2 zvětšena oproti varianci MVC řízení. Odhad aktuální výstupní variance může být proveden standardní cestou přímo z výstupních dat. Další možností je k odhadu výstupní variance systému využít AR/ARMA model použitý pro odhad σ_{MV}^2 .

$$\sigma_y^2 = \sum_{i=0}^{\infty} f_i^2 \sigma_\varepsilon^2. \quad (3.4)$$

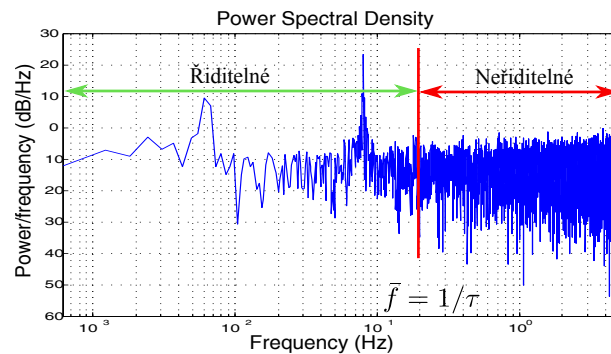
Příklad 3.1. Máme data z řídicí smyčky, kde je potřeba analyzovat kvalitu řízení (obr. 3.2), perioda vzorkování $T_s = 0,1s$, dopravní zpoždění $T_d = 0,5s$, zpoždění $\tau = 5$. Díky znalosti zpoždění τ je možné určit mezní frekvenci \bar{f} , do které je řízený systém ovlivnitelný regulátorem s minimální variancí: $\bar{f} = 1/\tau$, viz obr. 3.3, kde je zobrazena výkonová spektrální hustota signálu. Naměřený signál je možné rozdělit do dvou komponent – říditelné, kde jsou zastoupeny frekvence $f < 1/\tau$ a neříditelné s frekvencemi $f > 1/\tau$. Index kvality řízení se vypočítá jako poměr variance neříditelné složky ku celkové varianci, tedy

$$\eta_{MV} = \frac{\sigma_{MV}^2}{\sigma_y^2} = \frac{\sigma_{neř.}^2}{\sigma_{celk.}^2} = \frac{1,06}{1,61} = 0,66.$$

▲



Obrázek 3.2: Signál rozdělený na komponenty



Obrázek 3.3: Výkonové frekvenční spektrum signálu

Základní vztah (3.1) byl v Desborough & Harris (1992) ještě mírně modifikován. Hodnotu σ_y^2 (případně $\hat{\sigma}_y^2$) je vhodné nahradit střední kvadratickou chybou y ($y_{\text{MSE}} = \sigma_y^2 + \bar{y}^2$) pro vyloučení vlivu offsetu

$$\eta_{\text{MV}} = \frac{\hat{\sigma}_{\text{MV}}^2}{\hat{\sigma}_y^2 + \bar{y}^2}. \quad (3.5)$$

Jak vyplývá z předchozího textu, hodnota Harrisova indexu závisí na poměru výstupní variance, kterou by generoval systém řízený regulátorem s minimální variancí, a skutečné variance systému (nebo jejího odhadu). Hodnotu $\eta_{\text{MV}} = 1$ nabývá index při řízení s minimální variancí, hodnoty η_{MV} blízké nule indikují velmi špatnou kvalitu řízení.

Algoritmus 3.1. Oceňování založené na Harrisově indexu

1. Vybrat typ a řád modelu
2. Určit/odhadnout časové zpoždění systému τ .
3. Identifikovat model uzavřené smyčky z výstupních dat (AR/ARMA(X))
4. a) Vypočítat rozvoj v řadu (impulsní odezvu) pro odhadnutý model nebo b) přímý odhad variancí pomocí metody nejmenších čtverců
5. Odhad minimální variance
6. Odhad aktuální variance výstupu
7. Výpočet Harrisova indexu

3. SOUČASNÝ STAV PROBLEMATIKY

3.4.2 Odhad Harrisova indexu metodou nejmenších čtverců

Poměrně jednoduchou metodou, jak určit z naměřených dat index η_{MV} bez nutnosti řešení diofantické rovnice, je použití metody nejmenších čtverců Desborough & Harris (1992). Výstup systému s obecným regulátorem $C_0(q)$ (viz obr. 2.3) může být vyjádřen z rovnice (2.31) dosazením řízení $u(k) = C_0(q)y(k)$:

$$y(k) = q^{-\tau} \frac{G(q) - B(q)F(q)C_0(q)}{C(q)} y(k) + F(q)\varepsilon(k). \quad (3.6)$$

První výraz v rovnici (3.6) může být za předpokladu stabilní uzavřené smyčky aproximován AR modelem řádu n s neznámými parametry Θ_i :

$$y(k) = \Theta_1 y(k - \tau) + \Theta_2 y(k - \tau - 1) + \dots + \Theta_n y(k - \tau - n + 1) + F(q)\varepsilon(k), \quad (3.7)$$

$$y(k) = \sum_{i=1}^n \Theta_i y(k - \tau - i + 1) + F(q)\varepsilon(k). \quad (3.8)$$

Úpravou vztahu (3.8) obdržíme:

$$\mathbf{y} = \mathbf{X}\boldsymbol{\Theta} + F(q)\boldsymbol{\varepsilon}(k), \quad (3.9)$$

kde

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} y(N) \\ y(N-1) \\ \vdots \\ y(n+\tau) \end{bmatrix}, \quad \boldsymbol{\Theta} = \begin{bmatrix} \Theta(1) \\ \Theta(2) \\ \vdots \\ \Theta(n) \end{bmatrix}, \quad \boldsymbol{\varepsilon} = \begin{bmatrix} \varepsilon(N) \\ \varepsilon(N-1) \\ \vdots \\ \varepsilon(n+\tau) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} y(N-\tau) & y(N-\tau-1) & \dots & y(N-\tau-n+1) \\ y(N-\tau-1) & y(N-\tau-2) & \dots & y(N-\tau-n) \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ y(n) & y(n-1) & \dots & y(1) \end{bmatrix},$$

N je počet vzorků (y_1, \dots, y_N) použitých pro výpočet indexu. Vektor parametrů $\boldsymbol{\Theta}$ lze z naměřených dat odhadnout pomocí metody nejmenších čtverců:

$$\boldsymbol{\Theta} = (\mathbf{X}^T \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^T \mathbf{y}. \quad (3.10)$$

Odhad minimální variance pak může být určen jako střední kvadratická chyba reziduí

$$\hat{\sigma}_{MV}^2 = \frac{1}{N - \tau - 2n + 1} (\mathbf{y} - \mathbf{X}\boldsymbol{\Theta})^T (\mathbf{y} - \mathbf{X}\boldsymbol{\Theta}), \quad (3.11)$$

odhad aktuální variance bude

$$\hat{\sigma}_y^2 = \frac{1}{N - \tau - n + 1} \mathbf{y}^T \mathbf{y}. \quad (3.12)$$

Harrisův index je pak možné vypočítat prostým dosazením vztahů (3.11) a (3.12) do (3.1). Vhodnější ale je využít modifikovaný index využívající střední kvadratickou chybu výstupu (3.5), který bude mít tvar

$$\eta_{MV} = \frac{\sigma_{MV}^2}{y_{MSE}} = \frac{(N - \tau - n + 1)}{(N - \tau - 2n + 1)} \frac{(\mathbf{y} - \mathbf{X}\boldsymbol{\Theta})^T (\mathbf{y} - \mathbf{X}\boldsymbol{\Theta})}{(\mathbf{y}^T \mathbf{y} + \bar{y}^2)}. \quad (3.13)$$

struktura modelu	řád modelu
AR	15 – 25
ARMA	8 – 12
Laguerrova síť	10

Tabulka 3.1: Doporučené řády modelů

Volba řádu modelu

Pro výpočet indexu je potřeba znát dopravní zpoždění systému a zvolit typ (např. AR/ARMA) a řád polynomiálního modelu, který je použit k odhadu z dostupných naměřených dat (při nevhodné volbě řádu modelu může algoritmus selhat). Místo polynomiálních modelů (např. ARMAX) je možné pro odhad Harrisova indexu využít Laguerrových sítí Lynch & Dumont (1996). V literatuře (například Desborough & Harris (1992), Horch (2000), Goradia et al. (2005) a Jelali (2013)) jsou různá doporučení pro volbu řádu modelů. Jako rozumná se jeví volba řádu $n \approx 20 + \tau$ a minimální počet vzorků $N \geq 100\tau \div 150\tau$. Doporučené řády modelů, jsou shrnuty v tabulce 3.1.

3.4.3 Online odhad Harrisova indexu

Výpočet indexu kvality řízení v reálném čase je velmi užitečný. Proti off-line algoritmům umožňuje pružnější reakce na změnu kvality řízení, lze ho použít například i při ladění regulátorů. Pro Harrisův index existuje několik metod umožňující jeho on-line výpočet.

Může být použita rekurzivní metoda nejmenších čtverců (recursive least squares, RLS) se zapomínáním Desborough & Harris (1992). Algoritmus RLS minimalizuje kritériální funkci

$$J = (\mathbf{y} - \mathbf{X}\Theta)^T \mathbf{\Lambda} (\mathbf{y} - \mathbf{X}\Theta), \quad (3.14)$$

kde $\mathbf{\Lambda}$ je diagonální matice s prvky $(\lambda, \lambda^2, \dots, \lambda^N)$, λ je faktor zapomínání. Odhad min. variance je

$$\sigma_{\text{MV}}^2(k) = \lambda \sigma_{\text{MV}}^2(k-1) + \epsilon^2(k), \quad (3.15)$$

odhad aktuální variance je

$$\sigma_y^2(k) = \lambda \sigma_y^2(k-1) + y^2(k). \quad (3.16)$$

Výsledný odhad Harrisova indexu má tvar

$$\hat{\eta}_{\text{MV}} = \frac{\sigma_{\text{MV}}^2(k)}{\sigma_y^2(k)}. \quad (3.17)$$

Kromě metody RLS může být pro on-line odhad Harrisova indexu použit i gradientní algoritmus Ingimundarson (2003).

3.4.4 Odhad Harrisova indexu pomocí FCOR

V Huang (1998) a Huang & Shah (1999) je uvedena další metoda použitelná k odhadu Harrisova indexu. Jedná se o metodu filtrace a korelační analýzy (Filtering and Correlation

3. SOUČASNÝ STAV PROBLEMATIKY

analysis, FCOR). Díky korelační analýze není nutné určovat koeficienty impulsní funkce z odhadu přenosu uzavřené smyčky. V odvození se vychází ze zpětnovazebního procesu popsaného jako model klouzavých průměrů (MA) nekonečného řádu

$$y(k) = \left(\sum_{i=0}^{\infty} f_i q^{-i} \right) \varepsilon(k). \quad (3.18)$$

Násobením této rovnice $\varepsilon_k, \varepsilon_{k-1}, \dots, \varepsilon_{k-\tau+1}$ a výpočtem střední hodnoty obou stran rovnice vznikne

$$\begin{aligned} r_{y\varepsilon}(0) &= E[y(k)\varepsilon(k)] = f_0\sigma_\varepsilon^2, \\ r_{y\varepsilon}(1) &= E[y(k)\varepsilon(k-1)] = f_1\sigma_\varepsilon^2, \\ r_{y\varepsilon}(2) &= E[y(k)\varepsilon(k-2)] = f_2\sigma_\varepsilon^2, \\ &\vdots \\ r_{y\varepsilon}(\tau-1) &= E[y(k)\varepsilon(k-\tau+1)] = f_{\tau-1}\sigma_\varepsilon^2. \end{aligned} \quad (3.19)$$

Minimální variance výstupu (tj. části nezávislé na zpětné vazbě je)

$$\sigma_{\text{MV}}^2 = \sum_{i=0}^{\tau-1} f_i^2 \sigma_\varepsilon^2 = \sum_{i=0}^{\tau-1} \left(\frac{r_{y\varepsilon}(i)}{\sigma_\varepsilon^2} \right)^2 \sigma_\varepsilon^2 = \sum_{i=0}^{\tau-1} r_{y\varepsilon}(i) \sigma_\varepsilon^2. \quad (3.20)$$

Dosazením (3.20) do vztahu definujícího Harrisův index (3.1) se získá index

$$\eta_{\text{MV}} = \sum_{i=0}^{\tau-1} \frac{r_{y\varepsilon}^2(i)}{\sigma_y^2 \sigma_\varepsilon^2} = \sum_{i=0}^{\tau-1} \rho_{y\varepsilon}^2(i) = \mathbf{Z}^T \mathbf{Z}, \quad (3.21)$$

kde \mathbf{Z} je vektor vzájemných korelací mezi $y(k)$ a $\varepsilon(k)$ pro zpoždění 0 až $\tau-1$, tedy

$$\mathbf{Z} \triangleq [\rho_{y\varepsilon}(0), \rho_{y\varepsilon}(1), \rho_{y\varepsilon}(2), \dots, \rho_{y\varepsilon}(\tau-1)]^T. \quad (3.22)$$

Odhad Harrisova indexu získaného pomocí FCOR metody je dán vztahem

$$\hat{\eta}_{\text{MV}} = \sum_{i=0}^{\tau-1} \hat{\rho}_{y\varepsilon}^2(i) = \hat{\mathbf{Z}}^T \hat{\mathbf{Z}}, \quad (3.23)$$

kde

$$\hat{\rho}_{y\varepsilon}^2(i) = \frac{\sum_{k=1}^M y(k)\varepsilon(k-i)}{\sum_{k=1}^M y^2(k) \sum_{k=1}^M \varepsilon^2(k)}. \quad (3.24)$$

Pro první část výpočtu – filtraci lze použít široké spektrum standardních algoritmů (například AR, ARMA, dokonce i nelineární metody). FCOR je vhodný i pro výpočet Harrisova indexu pro MIMO systémy.

Zhodnocení metody – Harrisův index

Metoda oceňování kvality řízení na základě minimální variance (tzv. Harrisův index) nevyžaduje explicitní znalost modelu systému. Pro výpočet indexu je potřeba znát nebo odhadnout dopravní zpoždění systému a zvolit typ (např. AR) a řád polynomiálního modelu. Používá

Index	Obor hodnot	Nejlepší	Popis
$\eta_{MV} = \frac{\sigma_{MV}^2}{\sigma_y^2}$	$(0, 1)$	1	Harrisův index
$\eta_{MV} = \frac{\sigma_y^2}{\sigma_{MV}^2}$	$\langle 1, \infty)$	1	
$\eta_{MV} = 1 - \frac{\sigma_{MV}^2}{\sigma_y^2}$	$\langle 0, 1)$	0	Normalizovaný Harrisův index
$\eta_{MV} = \frac{\sigma_{MV}^2}{\sigma_y^2 + \bar{y}^2}$	$(0, 1)$	1	
$\eta_{MV} = 1 - \frac{\sigma_{MV}^2}{\sigma_y^2 + \bar{y}^2}$	$\langle 0, 1)$	0	

Tabulka 3.2: Harrisův index – používané tvary

se několik tvarů indexu, které se liší pouze v detailech, viz tabulka 3.2. Odhad Harrisova indexu kvality je poměrně jednoduchý, snadno interpretovatelný a není výpočetně náročný. Problémem tohoto přístupu jsou často velmi pesimistické odhady kvality řízení u smyček, kde jsou použity regulátory s pevnou strukturou (například typu PI/PID). V tomto případě může mít i dobře fungující smyčka nízkou hodnotu indexu η_{MV} . Nasazení řízení s minimální variancí však velmi často není možné nebo vhodné (například kvůli velmi agresivním řídicím zásahům). Dále je nevhodné tento index používat u aplikací, kde není prioritou potlačování stochastických poruch, ale například sledování požadované hodnoty nebo potlačování deterministických poruch.

3.5 Index s prodlouženým horizontem

Významná modifikace Harrisova indexu byla představena v Desborough & Harris (1992), Harris et al. (1999), Thornhill et al. (1999). Jedná se o Harrisův index s prodlouženým horizontem (extended horizon performance index, EHPI). Tato metoda nevyžaduje na rozdíl od původního Harrisova indexu znalost dopravního zpoždění τ řízeného systému. Tato hodnota je nahrazena uživatelsky definovaným parametrem b – horizontem predikce. Index je definován stejně, jako jeho klasická varianta, tedy dosazením vztahů (3.2) a (3.4) do (3.1) s tím rozdílem, že zpoždění τ je nahrazeno parametrem b

$$\eta_{EHPI} = \frac{\sum_{i=0}^{b-1} f_i^2}{\sum_{i=0}^{\infty} f_i^2}. \quad (3.25)$$

Pokud je hodnota dopravního zpoždění známa, použije se při výpočtu EHPI ($b = \tau$). V opačném případě lze vhodná délka horizontu predikce určit následujícím způsobem: Z naměřených dat se vypočítá index kvality η pro různé hodnoty b , výsledky se vynášejí do grafu. Vhodné je zvolit b takové, při kterém nedochází k velké změně indexu (Jelali (2006)).

3.6 Další metody založené na řízení s min. variancí

Oceňování kvality řízení na základě min. variance je velmi populární metoda. Od počátku 90. let, kdy byla představena, až do dneška vzniklo mnoho metod, které jsou na ní založené. V této sekci budou stručně představeny nejvýznamnější modifikace tzv. Harrisova indexu.

3. SOUČASNÝ STAV PROBLEMATIKY

3.6.1 Index kvality založený na min. varianci pro PID regulátory

Index kvality popsáný v Eriksson & Isaksson (1994) (a dále rozvíjený v Ko & Edgar (1998) a Ko & Edgar (2004)) je založený na Harrisově indexu (3.1). Jako referenční variance je zde místo σ_{MV}^2 použita hodnota σ_{opt}^2 – variance výstupu (regulační odchylky) optimálně naladěného regulátoru

$$\eta = \frac{\sigma_y^2}{\sigma_{opt(PID)}^2}, \quad (3.26)$$

kde $\sigma_{opt(PID)}^2$ značí minimální hodnotu integrálu

$$\sigma_{opt(PID)}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \Phi_y(w) dw = \left(\frac{1}{2\pi j} \oint H_{cl}(z)(z)H_{cl}(z^{-1}) \frac{dz}{z}, \right) \sigma_\varepsilon^2 \quad (3.27)$$

kde $\Phi_y(w)$ reprezentuje spektrum výstupního signálu y , $H_{cl}(z)$ přenos uzavřené smyčky (od generátoru výstupního šumu na výstup systému) a σ_ε^2 je variance náhodného šumu $\varepsilon(k)$. V případě, že póly $H_{cl}(z)$ leží uvnitř jednotkové kružnice, je možné integrál (3.27) vypočítat pomocí metody uvedené v Åström (1970). Tímto způsobem je ale těžké vypočítat varianci výstupu jako explicitní funkci parametrů PID regulátoru. Výhodnější je určit varianci výstupu dosažitelnou PID řízením numerickým řešením optimalizačního problému

$$K_{PID}^* = \min_{K_{PID}} \sigma_{opt(PID)}^2(G_p, G_\varepsilon), \quad (3.28)$$

kde G_p, G_ε jsou modely procesu a generátoru poruchy a K_{PID}^* označuje optimální parametry PID regulátoru.

Poznámka 3.2. Index má oproti (3.1) převrácenou hodnotu – hodnoty blízké 1 znamenají dobrou kvalitu řízení, $\eta \gg 1$ ukazuje na špatnou kvalitu. Δ

Tento index kvality má oproti Harrisovu indexu výhodu v tom, že porovnává aktuální řízení s optimálně nastaveným regulátorem se zvolenou strukturou. Tímto způsobem je možné dosáhnout realistických hodnot indexu, které budou prakticky dosažitelné. Nevýhodou tohoto přístupu je nutnost znát explicitní model systému (pro návrh referenčního regulátoru).

Modifikací původního Harrisova indexu pro použití s PI/PID regulátory se zabývají také například publikace Hugo (2006), Sendjaja & Kariwala (2009) Gomez et al. (2011) a Gomez et al. (2012).

3.6.2 RVI index

Vysoké kvality řízení podle Harrisova indexu nelze v praxi velmi často dosáhnout z důvodu nemožnosti nebo nevhodnosti použití řízení s min. variancí. V publikaci Bezergianni & Georgakis (2000) (dále pak v Bezergianni & Georgakis (2003) a Yuan & Lennox (2009)), byla popsána modifikace Harrisova indexu, tzv. index relativní variance (RVI). Metoda předpokládá, že minimální variance výstupu (chyby) je dosaženo regulátorem s min. variancí a nejvyšší variance při řízení v otevřené smyčce. RVI index je tedy definován jako

$$RVI = \frac{\sigma_{OL}^2 - \sigma_y^2}{\sigma_{OL}^2 - \sigma_{MVC}^2}, \quad (3.29)$$

kde σ_y^2 je variance výstupu při použití aktuálního regulátoru, σ_{MVC}^2 je teoretická minimální variance (při použití MVC) a σ_{OL}^2 je variance výstupu při otevřené regulační smyčce. Pokud

je tedy variance výstupu rovna varianci otevřené smyčky ($\sigma_y^2 = \sigma_{OL}^2$) je index *RVI* nulový, pokud platí $\sigma_y^2 = \sigma_{MV}^2$ (řízení s minimální variancí), index *RVI* = 1. Podobný přístup je s menší modifikací použit i u metody oceňování popsané v Meng et al. (2013).

Z důvodu použití σ_{OL}^2 jako dolní meze výstupní variance σ_y^2 , jsou odhady kvality řízení indexu *RVI* méně pesimistické při použití například PI/PID regulátorů než u Harrisova indexu. Nevýhodou tohoto přístupu je nutnost znát explicitní model systému. Problematický je také předpoklad, že nejvyšší variance výstupu je dosaženo při otevřené regulační smyčce. Při špatně navrženém řízení může docházet ke zvýšení variance výstupu uzavřeného systému oproti otevřené smyčce. Že je tento problém rozšíření dokládá například studie Ender (1993), která je bohužel stále aktuální.

3.6.3 IMV index

Index integrované minimální variance (Integrated Minimum Variance, IMV) (Grimble (2004)) vychází z předpokladu, že regulátory používané v průmyslu mají velmi často integrační složku. Proto je vhodné, aby i řízení používané v indexu kvality jako referenční obsahovalo integrační složku. Tím se index více přiblíží průmyslové realitě. Referenční regulátor se vypočte na základě minimalizace kritéria

$$J = E \{ \phi(k)^2 \}, \quad (3.30)$$

kde $\phi(k) = H_\rho(q)e(k)$ je zobecněný výstup systému a $H_\rho(q) = \rho(1 - \alpha q^{-1})/(1 - q^{-1})$ je dynamická váhová funkce (standardně se volí tak, aby měla integrační charakter), α a ρ jsou parametry této váhové funkce. Tímto způsobem je možné různě penalizovat chyby v závislosti na frekvenci. Parametr ρ se doporučuje volit tak, aby $H_\rho(q)$ měla na vysokých frekvencích jednotkové zesílení a poruchy na nízkých frekvencích byly silně penalizovány.

Výpočet tohoto indexu probíhá stejně jako u Harrisova, výsledný index má podobné vlastnosti. Hlavní výhodou IMV je lepší přizpůsobení realitě (integrační charakter) a tím i realističtější hodnoty indexu.

3.6.4 Modifikovaný index (s volitelným umístěním pólu)

Další modifikace je popsána v publikacích Horch & Isaksson (1999) a Horch (2000) (podobný přístup byl využit i v Huang & Shah (1998)). Je založena na Harrisově indexu kde je variance výstupu při řízení s minimální variancí σ_{MV}^2 nahrazena variancí modifikovaného řízení σ_{mod}^2 . Tato variance je dosažena modifikovaným řízením s minimální variancí, kde je umožněno přiřazení jednoho pólu.

Při odvození tohoto indexu se uvažuje uzavřený systém ve tvaru (vychází se z rovnice (2.38)):

$$y(k) = \frac{F(q)}{1 - \mu q^{-1}} \varepsilon(k), \quad (3.31)$$

kde μ je přiřazovaný pól. Variance uzavřeného systému je

$$\sigma_{mod}^2 = \sigma_{MV}^2 + \sigma_\mu^2, \quad (3.32)$$

kde σ_μ^2 je inkrement variance způsobený uživatelskou specifikací pólu μ oproti klasické verzi MVC. Modifikovaný index je definován jako

$$I_{mod} = \frac{\sigma_y^2}{\sigma_{mod}^2} = \frac{\sigma_y^2}{\sigma_{MV}^2 + \sigma_\mu^2}. \quad (3.33)$$

3. SOUČASNÝ STAV PROBLEMATIKY

Možnost umístit jeden pól umožňuje lepší přizpůsobení indexu pro zvolenou aplikaci (aktuální řízení není srovnáváno s ideálním, často nerealizovatelným regulátorem). Tento modifikovaný index je obzvláště vhodný v případech, kdy je přítomno jen malé dopravní zpoždění (jsou zde největší rozdíly oproti Harrisovu indexu). Tyto výhody jsou však kompenzovány nutností vhodně zvolit umístění pólu μ , což nemusí být vždy triviální.

3.6.5 Odhad dopravního zpoždění

Pro výpočet Harrisova indexu je nutné znát nejen sekvenci N vzorků výstupu systému $y(k)$ (případně regulační odchylky $e(k)$), ale i dopravní zpoždění systému τ . Odhad dopravního zpoždění bohužel není triviální záležitost. Existují různé metody popsané například v publikacích Elnaggar et al. (1990), Elnaggar et al. (1991), Ferretti et al. (1991), Ettaleb (1999), a Harrison & Qin (2004), přehled problematiky je detailně zpracován v Björklund (2003) a Björklund & Ljung (2003).

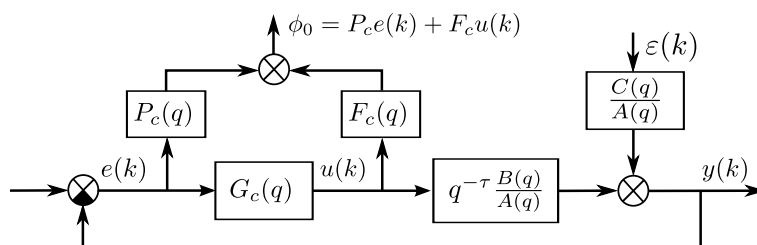
3.6.6 Index Performance watchdog

Jednoduchá metoda, která na základě variance výstupu a vzdálenosti hodnoty výstupu a požadované hodnoty identifikuje trvalou regulační odchylku nebo oscilace, je popsána v Rhi-nehart (1995). Index je definován jako

$$I_w = \frac{\sigma_{y1}^2}{\sigma_{y2}^2}, \quad (3.34)$$

kde $\sigma_{y1}^2 = \frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N d_1^2(i)$, $d_1(i)$ je odchylka vzorku i od požadované hodnoty a $\sigma_{y2}^2 = \frac{1}{2(N-1)} \sum_{i=1}^N d_2^2(i)$, $d_2(i)$ je rozdíl hodnot dvou po sobě následujících vzorků. Hodnota indexu $I_w > 3$ značí problém s regulační smyčkou.

3.7 Zobecněné řízení s minimální variancí jako kritérium pro oceňování



Obrázek 3.4: Schéma řízení se zobecněnou minimální variancí

Jedním z nedostatků použití řízení s minimální variancí samotného i jako kritéria pro oceňování kvality řízení u Harrisova indexu je to, že nezohledňuje velikost řídicích zásahů regulátoru. Tento nedostatek může být vyřešen použitím zobecněného řízení s minimální variancí (generalized minimum variance control, GMV) Grimble & Uduehi (2001), Grimble (2002a), Majecki & Grimble (2004), Grimble (2006a), schéma na obr. 3.4.

U tohoto přístupu je minimalizována variance zobecněného výstupního signálu

$$\phi_0(k) = P_c e(k) + F_c u(k), \quad (3.35)$$

kde $P_c = P_{cd}^{-1} P_{cn}$ a $F_c = F_{cd}^{-1} F_{cn}$ jsou dynamické váhové přenosové funkce; $P_{cd}(0) = 1$ a $P_{cn}(0) \neq 0$, $F_{cd}(0) = 1$ a $F_{cn} = F_{c\tau} q^{-\tau}$. Kritérium má tedy tvar

$$J_{GMV} = E \{ \phi_0^2 \}. \quad (3.36)$$

Váhové funkce musí být zvoleny tak, aby byl polynom D_c stabilní:

$$D_c = P_{cn} F_{cd} B - F_{ck} P_{cd} A. \quad (3.37)$$

Váhovými funkcemi je ovlivněno chování regulátoru ve frekvenční oblasti (sledování referenční hodnoty, odregulování poruch, odolnost vůči vysokofrekvenčnímu šumu). Zvolení vhodných váhových funkcí je zásadní pro správnou funkci řídicího algoritmu u dané aplikace, potažmo i pro výpočet indexu kvality. Polynom $P(c)$ se standardně volí tak, aby obsahoval integrátor a $F(c)$ konstantu nebo derivační členek. Dále je možné metodu zjednodušit použitím statických vah místo dynamických:

$$J = E \{ y^2(k + \tau) + \rho u^2(k) \}. \quad (3.38)$$

Index kvality řízení založený na zobecněné min. varianci je definován jako poměr

$$\eta_{MV} = \frac{\sigma_{GMV}^2}{\sigma_\phi^2}, \quad (3.39)$$

kde σ_{GMV}^2 je variance zobecněného výstupu ϕ optimálním řízením GMV, σ_ϕ^2 je aktuální variance ϕ .

Odhad indexu kvality lze provést obdobným způsobem jako u Harrisova indexu, jen je místo variance výstupní veličiny $y(k)$ nebo regulační odchylky $e(k)$ použit zobecněný výstup ϕ_k .

Zhodnocení metody

Metoda oceňování kvality řízení na základě GMV patří mezi stochastické metody, které nevyžadují explicitní znalost modelu systému. Pro výpočet indexu je nutná znalost dopravního zpoždění, dále je nutné zvolit typ (např. AR) a řád polynomiálního modelu, který je použit k odhadu. Dále je potřeba s ohledem na danou aplikaci vhodně zvolit dynamické váhové funkce $P_c = P_{cd}^{-1} P_{cn}$ a $F_c = F_{cd}^{-1} F_{cn}$. Výsledný index kvality umožňuje lepší přizpůsobení zvolené aplikaci (především díky tomu, že bere v potaz zásahy regulátoru $u(k)$), ovšem za cenu složitějšího nastavování a vyšší výpočetní náročnosti.

3.8 Index kvality založený na LQG řízení

Velmi pokročilým způsobem oceňování kvality řízení je metoda využívající LQG algoritmus (Linear Quadratic Gaussian) Huang & Shah (1999), Huang (2003), Kadali & Huang (2002), Zhao et al. (2009), Pour et al. (2009), Pour et al. (2010), Xu et al. (2011), Liu et al. (2012). Nasazení tohoto algoritmu se předpokládá především v případech, kdy je indikována nízká kvalita řízení Harrisovým indexem. Pomocí LQG algoritmu oceňování je možné podrobně zjistit, zda a jakým způsobem je možné řízení vylepšit. Místo jednoho konkrétního bodu

3. SOUČASNÝ STAV PROBLEMATIKY

(kritéria) se uvažuje vzdálenost současného řízení od optimální křivky, kterou lze vypočítat řešením LQG úlohy.

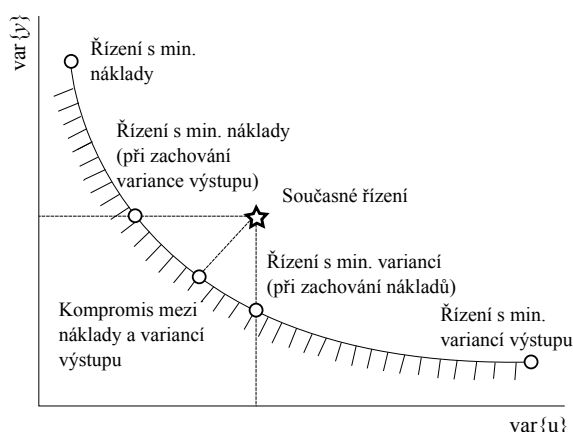
Při odhadu kvality řízení pomocí LQG indexu se vychází ze standardního návrhu LQG řízení (více například v Boyd & Barratt (1991) nebo Grimble (2006b)), kdy je hledáno takové řízení, které minimalizuje kvadratické kritérium J ,

$$J = \sum_{k=1}^{\infty} \hat{\mathbf{y}}_k^T \mathbf{Q} \hat{\mathbf{y}}_k + \mathbf{u}_k^T \mathbf{R} \mathbf{u}_k, \quad (3.40)$$

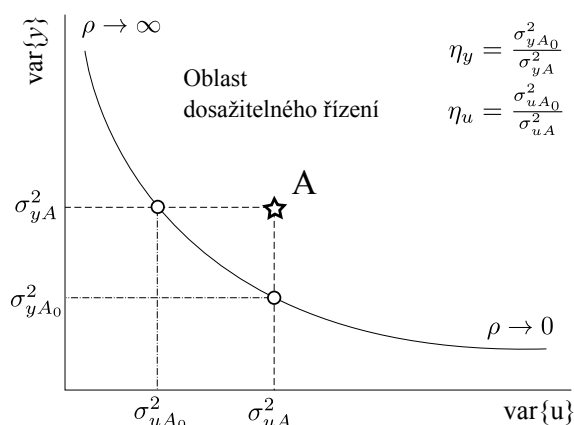
kde $\hat{\mathbf{y}}_k$ je k -kroková optimální predikce výstupu. Pro potřeby odhadu kvality se zvolí váhové matice $\mathbf{Q} = \mathbf{I}$ a $\mathbf{R} = \rho \mathbf{I}$, pak lze váhovou funkci (3.40) vyjádřit jako

$$J_{LQG} = \text{var} \{y(k)\} + \rho \text{var} \{u(k)\}. \quad (3.41)$$

Pro každou hodnotu parametru ρ lze vypočítat optimální hodnoty $\text{var} \{y(k)\}$, $\text{var} \{u(k)\}$. Na jejich základě sestrojít křivku, vůči které je možné posuzovat kvalitu řízení a snadno rozhodovat, jakým způsobem lze řízení vylepšit (viz obr. 3.6).



Obrázek 3.5: Optimální křivka řízení a jednotlivé optimální regulátory



Obrázek 3.6: Optimální křivka řízení, výpočet indexu kvality

U tohoto typu odhadu kvality řízení není pevně dán jeden optimální regulátor, vůči kterému by se posuzovala aktuální kvalita řízení. Místo toho je zde křivka, na níž leží optimální řízení v závislosti na parametru ρ ; na této křivce leží několik významných regulátorů Huang (2003) (viz obr. 3.5 a 3.6):

1) **Řízení s minimálními náklady.** Tento regulátor je optimální ve smyslu minimálních řídicích zásahů, ovšem za cenu vysoké variance výstupní veličiny.

2) **Řízení s min. náklady při zachování variance výstupu.** Tento regulátor zajišťuje min. varianci řídicích zásahů při současném zachování variance výstupu stávajícího regulátoru.

3) **Kompromisní regulátor.** Toto optimální řízení zajišťuje menší varianci výstupní veličiny i řízení oproti aktuálnímu řízení. Je kompromisem mezi řízeními s min. náklady a min. variancí výstupu.

4) **Řízení s min. variancí výstupu při zachování nákladů.** Tento regulátor zajišťuje min. varianci výstupu při současném zachování variance řídicí veličiny stávajícího regulátoru.

5) **Řízení s minimální variancí.** Regulátor optimální ve smyslu minimální variance výstupní veličiny (nejmenší regulační odchylky), za cenu vysoké variance řízení.

Regulátory 1) a 5) jsou definovány pouze parametrem ρ . Regulátory 2), 3) a 4) jsou vztaheny k aktuálnímu (neoptimálnímu) řízení a popisují, jakým způsobem je možné současný stav řízení zlepšit.

Aktuální kvalita řízení je kvantifikována dvěma indexy, které jsou definovány jako poměry optimální ku aktuální varianci výstupu (řízení):

$$\eta_y = \frac{\sigma_{y,LQG}^2}{\sigma_y^2} = \frac{\sigma_{yA_0}^2}{\sigma_{yA}^2} \quad (3.42)$$

$$\eta_u = \frac{\sigma_{u,LQG}^2}{\sigma_u^2} = \frac{\sigma_{uA_0}^2}{\sigma_{uA}^2}, \quad (3.43)$$

kde η_y, η_u nabývají hodnot v rozmezí $\langle 0, 1 \rangle$ (0 velmi špatné, 1 ideální řízení). Pomocí těchto indexů je možné určit, jak je aktuální řízení daleko od křivky optimálního řízení (viz obr. 3.6). Celý postup odhadu kvality je shrnut v následujícím odstavci.

Algoritmus 3.2. Oceňování kvality založené na základě LQG řízení

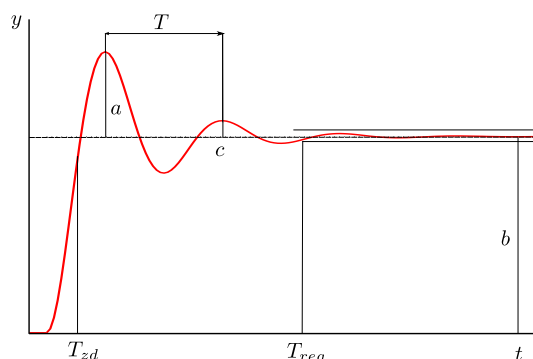
1. Identifikovat model řízeného systému a model generátoru šumu.
2. U kritériální funkce (3.41) měnit parametr ρ a pro každou jeho hodnotu vypočítat LQG řízení $u(k)$.
3. Pro každou hodnotu řízení odpovídající danému ρ určit hodnoty $\text{var}\{y(k)\}$ a $\text{var}\{u(k)\}$.
4. Vykreslit křivku závislosti $\text{var}\{y(k)\}$ na $\text{var}\{u(k)\}$.
5. Porovnat aktuální hodnoty variancí s ideální křivkou a určit hodnoty $\sigma_{yA_0}^2$ a $\sigma_{uA_0}^2$ (obr. 3.6).
6. Vypočítat indexy kvality na základě (3.42) a (3.43), případně navrhnout nové řízení.

Tuto metodu je možné jednoduše modifikovat pro použití s regulátory s omezenou strukturou (typicky PI/PID) Grimble (2002b), Huang (2003), Zhou et al. (2011). Postup se liší jen u generování křivky optimálního řízení. Vychází se opět z kritéria (3.41), pro zvolené hodnoty parametru ρ se vhodnou metodou navrhnou parametry PID regulátoru a následně i variance $\text{var}\{y(k)\}$ a $\text{var}\{u(k)\}$. Indexy kvality jsou opět vypočítány podle vztahů (3.42) a (3.43) s tím rozdílem, že porovnávají aktuální řízení s PI/PID regulátorem (s parametry nastavenými vhodnou návrhovou metodou).

Zhodnocení metody

Oceňování kvality řízení na základě LQG regulátoru je velmi komplexní metoda, která umožňuje oceňovat kvalitu řízení ve smyslu minimální variance výstupu (regulační odchylky) a variance řízení (díky tomu je realističtější než Harrisův index). Pomocí relativní polohy aktuálního řízení a křivky znázorňující optimální regulátory je možné určit kvalitu řízení a snadno rozhodnout o způsobu případné změny aktuálního řídicího algoritmu. Bohužel tato metoda vyžaduje přesnou znalost modelu řízeného systému a zároveň je velmi výpočetně náročná. Dále u LQG řízení není obecně zaručena robustnost, tudíž hodnoty indexů kvality η_y, η_u blízké 1 nemusí znamenat, že dané řízení bude mít dobrou kvalitu i v praxi.

3. SOUČASNÝ STAV PROBLEMATIKY



Obrázek 3.7: Kritéria založená na přechodové charakteristice

Kritérium		Popis
Doba náběhu	T_{zd}	Čas, za který se změní hodnota odezvy z 10% na 90% ustálené hodnoty b
Doba regulace	T_{reg}	Doba, od které přechodová funkce $h(t)$ zůstane uvnitř zvoleného tolerančního pásma $b \pm \delta_{5\%}$ ($\delta_{2\%}$, $\delta_{10\%}$)
Maximální přeregulování	σ_{max}	Maximální překmit vyjádřený v procentech $\sigma_{max} = \frac{a}{b} \cdot 100$
Doba odezvy	T_{od}	Doba, za kterou se přechodová funkce dostane na ustálenou hodnotu s přesností 5%
Chyba v ustáleném stavu	$e(t_{\infty})$	Pokud se řízená veličina ustálí na jině, než na požadované hodnotě (v případě použití regulátoru s integrační složkou je tato chyba nulová).

Tabulka 3.3: Kritéria založená na přechodové charakteristice

3.9 Oceňování kvality založené na analýze v časové a frekvenční oblasti

Pro rychlé a jednoduché ocenění kvality regulační smyčky (případně i pro její návrh či detekci změny řízeného systému) je možné využít standardní kritéria založená na přechodové charakteristice systému a integrální kritéria využívající regulační odchylku. Přímé použití těchto metod pro oceňování kvality je problematické, protože není s čím porovnávat jejich aktuální hodnotu. Je možné je využít pro detekci změny kvality regulace a často jsou také využívány jako součást komplexnějších metod.

3.9.1 Kritéria založená na odezvě systému v časové oblasti

Jedná se o intuitivní kritéria, která jsou pro svojí jednoduchost hojně používána v praxi a jsou použita prakticky ve všech komerčních systémech pro oceňování a monitorování kvality řízení. Použití těchto kritérií pro oceňování kvality řízení popisují například publikace O'Connor & O'Dwyer (2004) a Rice et al. (2010). Jejich přehled je uveden v tabulce 3.3, význam jednotlivých parametrů na obr. 3.7.

3.9 Oceňování kvality založené na analýze v časové a frekvenční oblasti

Kritérium	Popis
ISE $\int_0^\infty e^2(t)dt$	(Integral square error) Velká penalizace chyby - agresivní kritérium
ITAE $\int_0^\infty t e(t) dt$	(Integral time absolute error) Penalizace chyby roste s časem - konzervativní kritérium
IAE $\int_0^\infty e(t) dt$	(Integral absolute error)
QE $\int_0^\infty [e^2(t) + \rho u^2(t)]dt$	(Quadratic error) Kritérium standardně používané pro optimální řízení (LQ), ρ je váhový faktor určující míru penalizace regulačního zásahu

Tabulka 3.4: Nejčastěji používaná integrální kritéria

3.9.2 Integrální kritéria

Pro monitorování kvality řízení lze použít i klasická integrální kritéria O'Connor & O'Dwyer (2004), Sivalingam & Hovd (2011). Nejdůležitější integrální kritéria jsou v tabulce 3.4.

Samostatné využití těchto jednoduchých kritérií pro oceňování kvality regulace je sice možné, ale ve většině případů nepostačují ke spolehlivé indikaci špatně naladěného regulátoru. Je možné tato kritéria využít jako doplňkovou informaci k jiné metodě oceňování kvality regulace, případně může být použita jejich kombinace jako samostatné kritérium. Podobně jako kritéria vycházející z přechodové charakteristiky jsou i ta integrální součástí několika metod pro oceňování kvality řízení a detekce oscilací.

3.9.3 „Praktická“ kritéria

Intuitivní a v praxi velmi užitečná a používaná je skupina kritérií, která jsou v této práci nazývána praktická. Jedná se například o dobu regulátoru v manuálním režimu nebo v saturaci, počet průchodů přes řízené veličiny přes požadovanou hodnotu, (průměrná) hodnota regulační odchylky v ustáleném stavu, u regulačních ventilů pak počet reverzací a celková „ujetá“ vzdálenost Bonavita et al. (2004). Tato kritéria jsou snadno implementovatelná a velmi názorná a přes svojí jednoduchost je možné s jejich pomocí automaticky detekovat mnoho problematických řídicích smyček. Z těchto důvodů je tento typ kritérií implementován ve většině komerčních systémů pro monitorování kvality regulace (viz příloha C).

3.9.4 Normalizovaná kritéria T_{reg} a IAE

Jedna z metod oceňování kvality regulační smyčky využívá dvě výše zmíněná kritéria – a to dobu regulace T_{reg} a integrál z absolutní chyby IAE Swanda & Seborg (1999). Tato kritéria byla modifikována do normované podoby:

$$T_{reg}^* = \frac{T_{reg}}{D}, \quad (3.44)$$

$$IAE_d = \frac{IAE}{|\Delta r|D}, \quad (3.45)$$

kde T_{reg} je doba regulace (viz tabulka 3.3), D je zdánlivé dopravní zpoždění systému (dopravní + dynamické zpoždění), IAE je definováno v Tab. tabulce 3.4 a $|\Delta r|$ je velikost změny požadované hodnoty. Aktuální naměřené hodnoty T_{reg}^* a IAE_d jsou porovnávány s hodnotami

3. SOUČASNÝ STAV PROBLEMATIKY

Kvalita řízení	Norm. doba regulace T_{reg}^*	Max. přeregulování σ_{max}
Dobrá kvalita	$T_{reg}^* \leq 4,6$	–
Dostatečná kvalita	$4,6 < T_{reg}^* \leq 13,3$	–
Pomalý regulátor	$T_{reg}^* > 13,3$	$\leq 10\%$
Agresivní regulátor	$T_{reg}^* > 13,3$	$> 10\%$

Tabulka 3.5: Ocenění kvality reg. smyčky na základě T_{reg}^*

dosaženými PI regulátorem navrženým pomocí metody IMC (řízení s interním modelem) pro model ve tvaru

$$G(s) = \frac{K e^{-T_d s}}{T_s + 1}, \quad (3.46)$$

kde K je statické zesílení, T_d je dopravní zpoždění a T je časová konstanta. PI regulátor je nastaven tak, aby kritéria T_{reg}^* a IAE_d byla minimalizována. Pro optimálně nastavený PI regulátor s výše uvedenou konfigurací vychází $T_{reg}^* = 2,3$ a $IAE_d = 2,0$.¹

Kritéria T_{reg}^* a IAE_d spolu přímo souvisí:

$$IAE_d = \frac{T_{reg}^*}{2,3} + 0,565 \quad \text{pro } T_{reg}^* \geq 3,3, \quad (3.47)$$

dále je možné určit na základě znalosti těchto kritérií i bezpečnost v zesílení i ve fázi:

$$A_m = \frac{\pi}{2} IAE_d, \quad (3.48)$$

$$\phi_m = \frac{\pi}{2} - \frac{1}{IAE_d}. \quad (3.49)$$

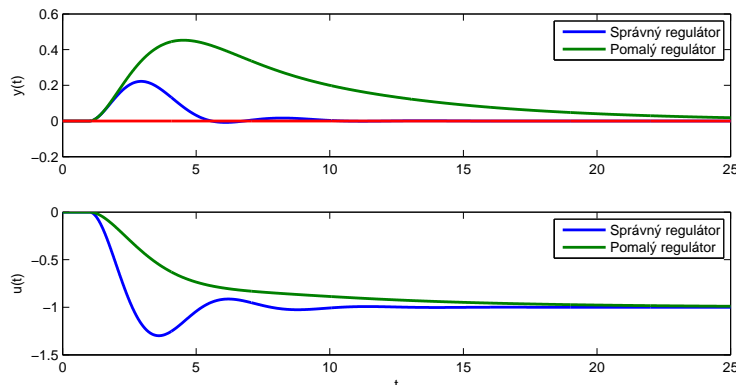
V publikaci Swanda & Seborg (1999) jsou uvedeny hodnoty kritérií, podle kterých lze rozhodnout o kvalitě regulační smyčky - viz tabulka 3.5. Pokud vychází špatná kvalita regulace, je dále možné na základě maximální hodnoty přeregulování σ_{max} rozhodnout, zda se jedná o pomalý nebo naopak o příliš agresivní regulátor. Dále je možné na základě znalosti T_{reg}^* nebo IAE_d vypočítat bezpečnost v zesílení (3.48) a ve fázi (3.49) a prověřit tak i robustnost regulátoru. Aby mohla být tato metoda použita v praxi, je nutné správně identifikovat (zdánlivé) dopravní zpoždění systému T_d .

Algoritmus 3.3. Oceňování založené na normované době regulace T_{reg}^*

1. Provést skokový experiment v uzavřené smyčce
2. Změřit T_{reg} , max. přeregulování σ_{max} a identifikovat dopravní zpoždění T_d .
3. Vypočítat T_{reg}^*
4. Určit kvalitu regulace (podle tab. 3.5)
5. Určit robustnost regulátoru na základě odhadu A_m (3.48) a ϕ_m (3.49)

¹V Swanda & Seborg (1999) byly vypočteny min. hodnoty T_{reg}^* a IAE_d i pro jiné systémy, než je zde uvedený (3.46); výsledky pro jednotlivé systémy se lišily jen minimálně.

3.9 Oceňování kvality založené na analýze v časové a frekvenční oblasti



Obrázek 3.8: Porovnání správně naladěného $I_i = -0,72$ a pomalého regulátoru $I_i = 0,71$

3.9.5 Idle index

Jedním z častých problematických jevů v oblasti automatického řízení a obzvláště řízení průmyslových procesů je příliš konzervativně nastavený (pomalý regulátor). Pro detekci tohoto nežádoucího jevu byla vyvinuta metoda nazvaná Idle index, viz. Hägglund (1999), dále Hägglund (2005) a Kuehl & Horch (2005).

Metoda využívá skutečnosti, že u pomalého regulátoru následuje po krátké počáteční fázi, kdy jdou signály $y(t)$ a $u(t)$ proti sobě, následuje velmi dlouhý časový úsek, kdy se $y(t)$ a $u(t)$ pohybují stejným směrem (viz obr. 3.8). O vzájemném pohybu signálů $y(t)$ a $u(t)$ lze rozhodnout na základě korelace mezi přírůstkem Δu akční a Δy řízené veličiny (pro signály s opačným směrem platí $\Delta u \Delta y < 0$). Idle index popisuje vztah mezi časy pozitivních (t_{pos}) a negativních (t_{neg}) korelací mezi Δu a Δy , je definován jako

$$I_i = \frac{t_{\text{pos}} - t_{\text{neg}}}{t_{\text{pos}} + t_{\text{neg}}}, \quad (3.50)$$

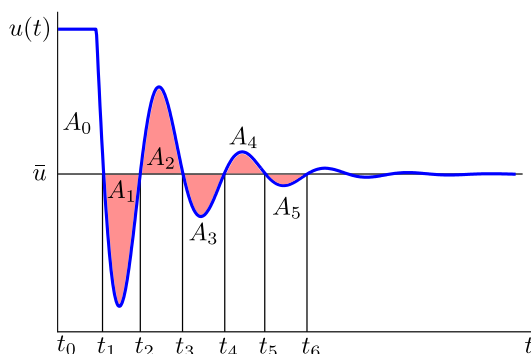
kde

$$t_{\text{pos}} = \begin{cases} t_{\text{pos}} + T_s & \iff \Delta u \Delta y > 0 \\ t_{\text{pos}} & \iff \Delta u \Delta y \leq 0 \end{cases} \quad t_{\text{neg}} = \begin{cases} t_{\text{neg}} + T_s & \iff \Delta u \Delta y < 0 \\ t_{\text{neg}} & \iff \Delta u \Delta y \geq 0 \end{cases}, \quad (3.51)$$

T_s je perioda vzorkování. Hodnota indexu I_i se může pohybovat v intervalu $(-1; 1)$, kde kladné hodnoty blízké 1 detekují pomalý regulátor (cíl metody). Hodnoty indexu v rozmezí $(-0,4 < I_i < 0,4)$ označují dobře naladěný regulátor. Záporné hodnoty blízké -1 mohou indikovat buď dobře naladěnou nebo kmitavou smyčku – v tomto případě tedy není možné pomocí této metody určit, zda je řízení kvalitní.

Metoda Idle index má několik omezení. Při jejím použití na systém s proporcionálním regulátorem vychází I_i blízký -1 bez ohledu na skutečný stav regulace ($\Delta u = -K_p u \Delta y$, všechny $\Delta u \Delta y < 0$). Pokud by měla být metoda použita na oceňování kvality regulace (tedy nejen k detekci pomalého regulátoru), je nutné ji doplnit metodou detekující oscilace, aby bylo možné odlišit mezi dobře nastavenou a kmitavou regulační smyčkou. Dále je nutné detekovat změnu požadované hodnoty, aby mohl být tento jev odlišen od poruchy působící na systém. Největší slabinou této metody je velká citlivost na šum. Signály u a y musí být vhodně filtrovány, jinak metoda selhává.

3. SOUČASNÝ STAV PROBLEMATIKY



Obrázek 3.9: Area index

3.9.6 Area index

Metoda Area index popsaná ve Visioli (2005) umožňuje detekci kmitavých smyček, je založena na průběhu signálu řízení $u(t)$ reagujícího na poruchu působící na řízený proces. Pokud byl regulátor naladěn příliš agresivně, signál $u(t)$ bude oscilovat. Řízení se časem ustálí na nové hodnotě \bar{u} .

Při kmitavém průběhu řízení jsou zaznamenávány časy průchodů $u(t)$ přes ustálenou hodnotu \bar{u} t_1, \dots, t_n . Čas t_n je definován jako mezní čas, do kterého je hodnota $|u(t) - \bar{u}|$ větší než předem definovaná mez (typicky 1% \bar{u}). Časy t_i rozdělují průběh na několik úseků (viz obr. 3.9), ze kterých mohou být vypočteny plochy:

$$A_i = \int_{t_i}^{t_{i+1}} |u(t) - \bar{u}| dt, \quad i = 1, \dots, n - 1. \quad (3.52)$$

Na základě těchto ploch je definovaný samotný index (plocha A_0 do něj není zahrnuta):

$$AI = \begin{cases} 1 & n < 3 \\ \frac{\max\{A_1, \dots, A_{n-2}\}}{\sum_{i=1}^{n-1} A_i} & \text{jindy} \end{cases}. \quad (3.53)$$

Index A_i může nabývat hodnot v intervalu $(0, 1)$, kde hodnoty blízké 0 indikují kmitavý charakter řídicí smyčky. Hodnoty blízké 1 jsou naopak typické pro příliš pomalý regulátor. Tato metoda je stejně jako obdobné metody velmi citlivá na šum. Aby byla prakticky použitelná, musí být signál $u(t)$ vhodně filtrován. Dále je vhodné, aby byly plochy menší než určitá mez při výpočtu indexu ignorovány (vznikly působením šumu). Dalším omezením metody je to, že může být použita pouze v okamžicích, kdy na řízený systém působí dostatečně výrazná porucha. Tento stav je nutné detekovat. Vzhledem k tomu, že metoda Area index dokáže detekovat jak kmitavé, tak příliš pomalé smyčky, je vhodná ke kombinaci s metodou Idle index. V publikaci Visioli (2005) je rovněž uvedena přehledná tabulka doporučených změn nastavení PI regulátoru s ohledem na hodnoty A_i a I_i indexů.

3.9.7 Oceňování kvality řízení pomocí reléového experimentu

V publikaci Thyagarajan et al. (2003) je popsán algoritmus, který umožňuje zjistit kvalitu řízení a v případě potřeby také přenastavit parametry PI regulátoru pomocí jediného reléového experimentu. Metoda byla navržena pro použití se systémy 1. a 2. řádu s dopravním zpožděním (FOPDT – first order plus dead time, SOPDT – second order plus dead time), vychází z algoritmu pro automatické nastavování parametrů PI regulátoru popsané v Åström

3.9 Oceňování kvality založené na analýze v časové a frekvenční oblasti

Hodnota A_i	Hodnota I_i	Doporučení
vysoká	vysoká	K_p příliš nízká, T_i příliš vysoká
vysoká	nízká	K_p příliš nízká
střední/vysoká	střední	K_p příliš nízká, T_i příliš nízká
střední	nízká	K_p ok, T_i ok
nízká	střední/vysoká	T_i příliš vysoká
nízká	nízká	K_p příliš vysoká a/nebo T_i příliš nízká

Tabulka 3.6: Změny nastavení PI regulátoru na základě indexů A_i a I_i

& Hägglund (1984). Před regulátor je do zpětnovazebního systému zařazeno ideální relé s amplitudou h . Po čase se vytvoří mezní cyklus s amplitudou a a periodou p_n . Na základě těchto oscilací je možné určit kritické zesílení systému K_{krit} a rezonanční frekvenci ω_n :

$$K_{krit} = \frac{4h}{\pi a}, \quad \omega_n = \frac{2\pi}{p_n} \quad (3.54)$$

V této sekci bude popsán princip metody pro systém $P(s)$ a PI regulátor $C(s)$ s přenosy

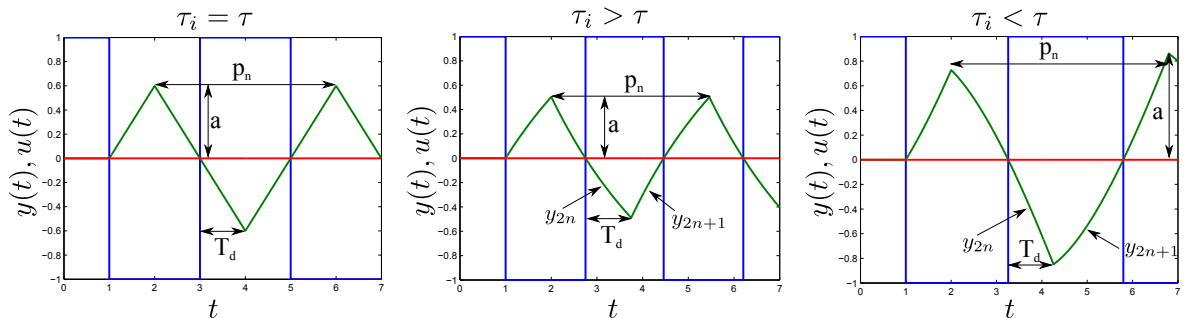
$$P(s) = \frac{Ke^{-T_d s}}{\tau s + 1}, \quad C(s) = \frac{K_p(\tau_I s + 1)}{\tau_I s}. \quad (3.55)$$

Přenos otevřeného systému bude mít tvar

$$Q(s) = \frac{KK_p(\tau_I s + 1)e^{-T_d s}}{\tau_I s (\tau s + 1)} = \frac{(\tau_I s + 1)e^{-D s}}{\varepsilon s (\tau s + 1)}, \quad (3.56)$$

kde $\varepsilon = \frac{\tau_I}{KK_p}$.

Tvar oscilací, které jsou generovány přidáním relé do zpětnovazebního systému závisí na hodnotě integrační časové konstanty τ_I PI regulátoru. Je možné rozeznat tři typy oscilací: 1) pokud je $\frac{\tau_I}{\tau} = 1$, mají kmity $y(t)$ trojúhelníkový tvar, 2) v případě, že $\frac{\tau_I}{\tau} > 1$ jsou oscilace $y(t)$ konvexní, 3) pokud $\frac{\tau_I}{\tau} < 1$ jsou naopak konkávní, viz obr. 3.10.



Obrázek 3.10: Odezvy uzavřeného systému na reléové experimenty pro různé poměry τ_i/τ

Na základě výše popsaného reléového experimentu je možné nastavovat parametry PI regulátoru a oceňovat kvalitu regulace. Parametry regulátoru jsou voleny tak, aby minimalizovaly integrální kritérium IAE:

$$J_{IAE} = \int_0^{\infty} |e(t)| dt. \quad (3.57)$$

3. SOUČASNÝ STAV PROBLEMATIKY

Pro tento případ vychází optimální hodnota podle IAE kritéria $\varepsilon/T_d = 1,68$. Optimální tvar reléové odezvy je trojúhelníkový s amplitudou $T_d/\varepsilon = T_d/1,68T_d = 1/1,68$ ($h = 1$).

Algoritmus 3.4. Oceňování kvality založené na reléovém experimentu

1. Změřit hodnotu T_d a a .
2. Vypočítat hodnotu ε_{old} . V případě 1) (trojúhelníkové kmity) platí $\varepsilon_{old} = T_d/a$. V případech 2) a 3) (konvexní a konkávní oscilace) je výpočet ε_{old} a τ složitější, je uveden v publikaci Thyagarajan et al. (2003).
3. V případech 2) a 3) je nastavena hodnota $\tau_{i,new} = \tau$
4. Určit ε_{new} : $\varepsilon_{new} = 1,68T_d$
5. Nastavit hodnotu K_p : $K_{p,new} = K_{p,old}\varepsilon_{old}/\varepsilon_{new}$, v případech 2) a 3) $K_p, K_{p,new} = K_{p,old}\tau_{i,new}\varepsilon_{old}/\tau_{i,old}\varepsilon_{new}$

Zhodnocení metody

Metoda oceňování kvality řízení na základě reléového experimentu umožňuje najednou provádět odhad kvality řízení i automatické nastavení parametrů regulátoru. Umožňuje získat rychlou „vizuální“ informaci o kvalitě řízení, která není číselně kvantifikována. Z grafů není patrné, jak moc se kvalita řízení odchytila od ideálního stavu. Funkčnost metody je zaručena pro systémy typu FOPDT a SOPDT, u systémů vyšších řádů nemusí být ve všech případech spolehlivá. Reléový experiment je ve většině případů (pokud není h velmi malé) poměrně invazivní zásah do řízeného systému, v praxi je nutné tuto skutečnost zohlednit.

3.10 Metody oceňování kvality řízení pro PID regulátory

V předchozím textu bylo popsáno mnoho metod pro oceňování a monitorování kvality regulačních smyček. Drtivá většina z nich je aplikovatelná i na v praxi nejrozšířenější PID regulaci. U velkého množství těchto metod bude ale použití s PID regulátorem problematické (především díky porovnávání výsledky nějakého optimálního regulátoru (MVC, GMVC, LQG,...), které nejsou PID řízením dosažitelné). Dobře naladěný regulátor musí být nejen schopen spolehlivě sledovat požadovanou hodnotu, zvládat odregulování poruch, ale navíc musí být i dostatečně robustní.

Přesto je v odborné literatuře tomuto tématu věnována poměrně malá pozornost. Existují modifikace Harrisova indexu pro PID regulátory (viz sekce 3.6.1), oceňování kvality tedy probíhá na základě variance výstupu. Hlavní nevýhodou tohoto přístupu je nutná znalost explicitního modelu systému. Použití PI(D) regulátoru uvažují metody Normalizovaná kritéria T_{reg} a IAE , Idle index a Area index popsané v sekcích 3.9.4 – 3.9.6. Tyto metody jsou poměrně jednoduché, produkují i určité doporučení na přenastavení parametrů při špatné kvalitě řízení. Jejich výstupem ale není obecný index kvality, ale pouze jsou detekovány nežádoucí jevy (pomalý nebo příliš agresivní regulátor). Podobná metoda umožňující oceňování kvality řízení s PI regulátorem pomocí reléového experimentu je popsána v sekci 3.9.7. Nevýhodou je především vysoká invazivnost reléového experimentu. Stručný přehled metod pro oceňování kvality řízení PID je uveden v knize Visioli (2006).

3.10.1 Oceňování kvality řízení PID při změně požadované hodnoty

Metoda popsaná v Veronesi & Visioli (2009) umožňuje oceňovat kvalitu za základě změny požadované hodnoty a při špatné kvalitě i navrhnout nové parametry regulátoru. Předpokládá se, že řízený systém je reprezentován přenosem (obecně vysokého řádu):

$$P(s) = \frac{\mu}{\prod_i(\tau_i s + 1)} e^{-\theta_0 s}, \quad (3.58)$$

kde časové konstanty jsou seřazené podle velikosti, tedy $\tau_{10} > \tau_{20} > \dots$. Model vysokého řádu (3.58) je možné zredukovat pomocí metody popsané v Skogestad (2003) na model druhého řádu s dopravním zpožděním:

$$\tilde{P}(s) = \frac{\mu}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)} e^{-\theta s}, \quad (3.59)$$

kde $\tau_1 = \tau_{10}$, $\tau_2 = \tau_{20} + \frac{\tau_{30}}{2}$ a $\theta = \theta_0 + \frac{\tau_{30}}{2} + \sum_{i \geq 4} \tau_{i0}$. Systém je řízen PID regulátorem (předpokládá se sériový tvar):

$$C(s) = K_p \left(\frac{T_i s + 1}{T_i s} \right) (T_d s + 1), \quad (3.60)$$

jehož parametry jsou navrženy metodou SIMC (Skogestad internal model control, Skogestad (2003)), tedy $K_p = \frac{\tau_1}{2\mu\theta}$, $T_i = \tau_1$, $T_d = \tau_2$. Dále je definován parametr T_0 , který charakterizuje proces a může být odhadnut při změně požadované hodnoty:

$$T_0 \equiv \sum_i \tau_{i0} + \theta_0 = \tau_1 + \tau_2 + \theta = T_i + T_d + \frac{T_i}{2\mu K_p}, \quad (3.61)$$

kde μ je zesílení přenosu (3.58).

Pro ocenění kvality řízení jsou využity dva indexy – sigma index (SI , poskytuje informaci o tom, jak se liší aktuální parametry regulátoru od ideálních) a index uzavřené smyčky (CI , porovnává optimální hodnotu kritéria IAE s aktuální):

$$SI = \frac{T_i + T_d + \frac{T_i}{2\mu K_p}}{T_0}, \quad CI = \frac{2A\theta}{\int_0^\infty |e(t)| dt}, \quad (3.62)$$

kde A je amplituda skoku (změny požadované hodnoty). Klíčový pro odhad kvality řízení je index CI . Špatná kvalita je detekována, pokud $CI < 0,6$. Na základě indexu SI je možné rozhodnout o změnách parametrů regulátoru. Podrobná metodika přeladění regulátoru je popsána v publikaci Veronesi & Visioli (2009). Metoda byla dále rozvinuta ve Veronesi & Visioli (2010b), její praktické využití je popsáno ve Veronesi & Visioli (2010a). Podobný přístup – využití pravidla IMC pro nastavení parametrů regulátoru a použití kritéria IAE je popsán v publikaci Yu et al. (2011).

3.11 Statistické řízení procesu

Statistické řízení procesu (Statistical process control, SPC) si klade za cíl detekovat abnormality ve sledované veličině na základě statistické analýzy dat. Nejedná se o řízení v daném slova smyslu, ale monitorovací algoritmy, protože při detekci nežádoucího jevu není automaticky přijato nápravné opatření. Tyto metody jsou standardně využívány pro kontrolu kvality

3. SOUČASNÝ STAV PROBLEMATIKY

výrobních, mohou být ale využity i pro monitorování kvality regulace. Pro SISO systémy jsou používány tzv. regulační diagramy (process control charts), kde jsou porovnávány aktuální hodnoty veličin se statistickými daty. Pokud se aktuální hodnota dostane mimo definované meze (UCL – Upper Control Line a LCL – Lower Control Line), je detekována chyba. Podrobněji se těmito algoritmy zabývají například publikace Cinar & Undey (1999), Seborg et al. (2004) a Arjomandi (2011).

Stewhartův diagram

Stewhartův diagram patří mezi nejpopulárnější regulační diagramy, může být použit například pro detekci změn provozních podmínek systému. Do diagramu se zakresluje cílová hodnota T , střední hodnoty skupiny měření, a meze. Cílová hodnota T je definována jako

$$T \equiv \bar{\bar{x}} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \bar{x}_i, \quad \bar{x}_i = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n \bar{x}_{ij}, \quad (3.63)$$

kde \bar{x}_i je střední hodnota skupiny měření \bar{x}_{ij} . Meze UCL a LCL se standardně nastavují na hodnotu $c = 3\sigma$, kde σ je směrodatná odchylka \bar{x}_i . Tento algoritmus je ilustrován na obr. 3.11.

Poznámka 3.3. Pomocí Stewhartova diagramu je možné monitorovat chování celého provozu nebo jeho části – jako skupina měření pro výpočet \bar{x}_i jsou použita například data z pěti chemických reaktorů vzorkovaných po jedné hodině ($n = 5$). Je ale možné monitorovat samotný reaktor a průměrovat měření za jednu směnu ($n = 8$). \triangle

EWMA diagram

Exponenciálně vážený diagram s klouzavým průměrem (exponentially-weighted moving average, EWMA) je dalším často používaným regulačním diagramem:

$$z(k) = \lambda \bar{x}_k + (1 - \lambda)z(k - 1), \quad (3.64)$$

kde z je hodnota EWMA, $\lambda \in \langle 0, 1 \rangle$ faktor zapomínání (obvyklá hodnota $\lambda = 0,25$; pokud $\lambda = 1$, jedná se o Stewhartův diagram). Meze jsou určeny vztahem

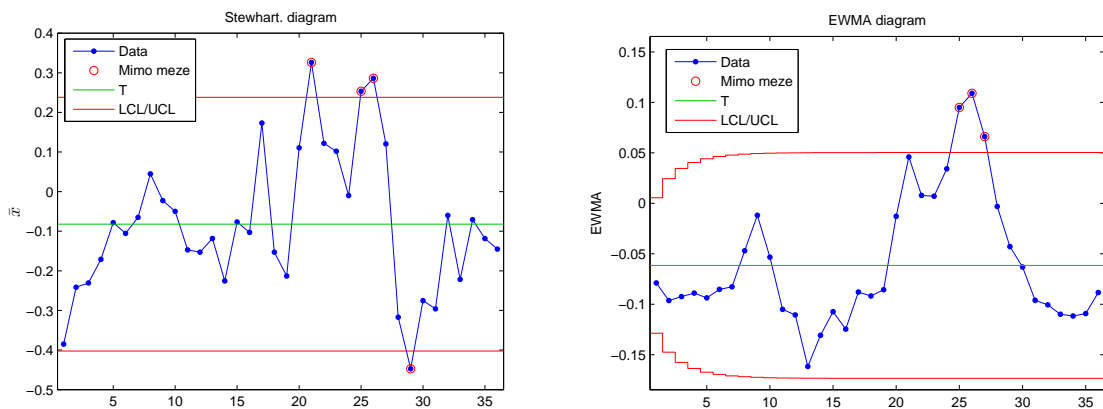
$$T \pm 3\sigma \sqrt{\frac{\lambda}{2 - \lambda}}, \quad (3.65)$$

T je střední hodnota skupiny měření. Stejně jako u Stewhartova diagramu platí, že při překročení mezí je detekováno abnormální chování systému. Příklad je na obr. 3.11.

CUMSUM diagram

Kumulativní součet (cumulative sum, CUMSUM) je definován jako běžící součet odchylek od požadované hodnoty T :

$$C(k) = \sum_{j=1}^k (\bar{x}(j) - T). \quad (3.66)$$



Obrázek 3.11: Příklady Stewhartova a EWMA regulačního diagramu (vygenerováno v Matlabu)

Častěji je používáný algebraický tvar

$$\begin{aligned} C^+(k) &= \max\{0, \bar{x}(k) - (T + K) + C^+(k-1)\}, \quad C^+(0) = 0, \\ C^-(k) &= \max\{0, (T - K) - \bar{x}(k) + C^-(k-1)\}, \quad C^-(0) = 0, \end{aligned} \quad (3.67)$$

kde C^+ a C^- jsou sumy v kladném a záporném směru, K je parametr. Metoda se používá k detekci driftu střední hodnoty měřené veličiny. Nestandardní chování systému je detekováno, pokud C^+ a C^- (případně $C(k)$) přesáhnou nastavenou mez. Ve standardním případě jsou tyto hodnoty blízké nule.

Zhodnocení metody

Metody statistického řízení procesů, přestože je jejich původní určení odlišné, lze úspěšně použít jako součást komplexnějších systémů pro monitorování kvality řízení.

3.11.1 Další statistické metody

V odborné literatuře jsou popsány další statistické metody, které je možné využít na oceňování kvality řízení. Jsou to například algoritmy využívající analýzu hlavních komponent (Principal Component Analysis, PCA) popsané například v MacGregor & Kourti (1995), Tsung (2000), Recalde et al. (2013) nebo metody využívající permutační entropii – Ghraizi et al. (2009).

3.12 Detekce oscilací

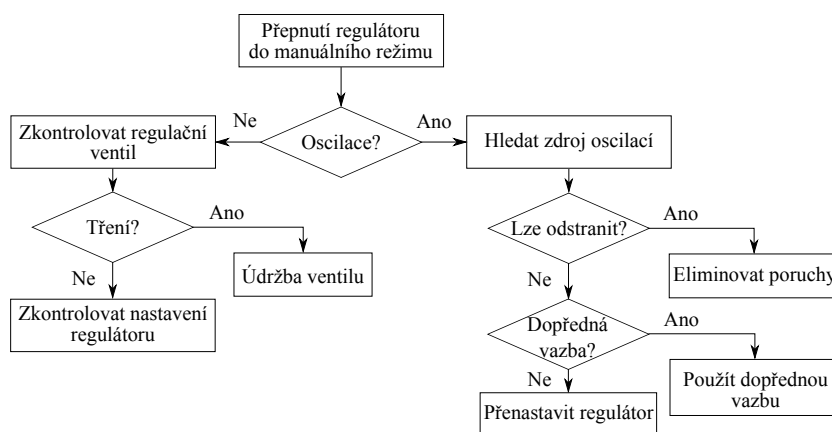
Oscilace jsou jednou z nejčastějších příčin špatné kvality regulace. Existuje proto mnoho algoritmů umožňujících jejich detekci. V praxi jsou oscilace většinou způsobeny jednou nebo kombinací několika těchto příčin: 1) mezními cykly, které způsobuje tření v opotřebovaných ventilech, případně nelinearity procesu, 2) špatně nastavený (příliš agresivní) regulátor, 3) externí kmitavé poruchy a 4) špatný návrh regulátoru nebo procesu. Pro člověka je rozpoznání oscilací v signálu triviální problém, ale jejich spolehlivá automatická detekce může být značně problematická (obzvláště v případě, že je signál zatížen šumem). Metody detekce oscilací je možné rozdělit do několika kategorií:

1. Metody detekující maximum frekvenčního spektra

3. SOUČASNÝ STAV PROBLEMATIKY

2. Metody založené na kritériu IAE
3. Metody využívající autokovarianční funkci
4. Metody využívající vlnkové transformace

Pokud jsou v systému detekovány oscilace, je žádoucí určit jejich parametry (amplituda, frekvence, tvar) na jejichž základě je možné provádět další analýzy. Na základě frekvence lze například identifikovat oscilace šířící se systémem, na základě velikosti amplitudy je možné určit, kdy jsou oscilace ještě přípustné a z jejich tvaru lze rozhodnout o linearitě a například i detekovat vadný ventil. Bylo vyvinuto mnoho metodik umožňující diagnostiku oscilací. V této práci je uvedena jen jedna – pro jednoduchý regulační obvod, která byla publikována v Hägglund (1995), viz obr. 3.12. S použitím této metodiky je možné odhalit nejčastější příčiny oscilací a eliminovat je.



Obrázek 3.12: Diagnostika oscilací

Problematiku detekce a diagnostiky oscilací mapují například knihy Jelali & Huang (2010) a Jelali (2013), přehledové články Thornhill & Horch (2007), Karra & Karim (2009) a disertační práce Ettaleb (1999).

3.12.1 Detekce oscilací využívající výkonové spektrální hustoty

Detekce oscilací pomocí hledání špiček ve výkonové spektrální hustotě patří mezi klasické způsoby detekce oscilací. Existují metody pro automatickou detekci špiček, přesto je ale tento způsob vhodnější pro „vizuální kontrolu“. Tato metoda není vhodná pro použití v reálném čase kvůli vysoké náročnosti na výpočetní výkon. Podrobněji se jí zabývají například publikace Thornhill et al. (2003), Ruel (2004) a Karra & Karim (2009).

3.12.2 Detekce oscilací využívající IAE

Jedna z prvních metod detekce oscilací popsaná v Hägglund (1995) a dále rozvinutá např. v Thornhill & Hägglund (1997) a Hägglund (2005) je založená na detekci významně vysokých hodnot kritéria IAE mezi dvěma průchody nulou.

$$IAE = \int_{t_{i-1}}^{t_i} |e(t)| dt, \quad (3.68)$$

kde t_{i-1} a t_i jsou časy dvou po sobě následujících průchodů nulou ¹.

Popisovaná metoda umožňuje nejen detekci oscilací ale ve své základní podobě i detekci vstupních poruch. Aktuální hodnota kritéria IAE (3.68) je porovnávána s hodnotou limitní IAE_{lim} . Za předpokladu, že oscilace mají sinusový průběh o frekvenci ω a amplitudě a platí:

$$IAE_{lim} \leq \int_0^{\pi/\omega} |a \sin(\omega t)| dt = \frac{2a}{\omega}. \quad (3.69)$$

Tato mezní hodnota má v případě, že připustíme maximální amplitudu oscilace (poruchy) 1% a maximální frekvenci oscilací ω_k (kritická frekvence) ², hodnotu

$$IAE_{lim} = \frac{2}{\omega_k}. \quad (3.70)$$

U detekce oscilací je sledován počet překročení n_l mezní hodnoty IAE_{lim} za dobu sledování T_{sup} . Tyto parametry je doporučováno volit $n_{lim} = 10$, $T_{sup} = 50T_k = \frac{100\pi}{\omega_k}$, kde T_k je kritická perioda. V případě zvolení těchto hodnot parametrů jsou detekovány oscilace se sinusovým průběhem s frekvencí v intervalu $\omega \in \langle \frac{\omega_k}{10}, \omega_k \rangle$.

Pro detekci oscilací v reálném čase je vhodné použít rekurzivní verzi algoritmu ve tvaru

$$n_l(k) = \gamma n_l(k-1) + l, \quad (3.71)$$

kde $l = 1$, pokud je detekována porucha. $n_l(k)$ je aktuální počet překročení hodnoty IAE_{lim} , $\gamma = 1 - T_s/T_{sup}$ je váhový parametr metody a T_s je perioda vzorkování. Pokud je $n_l \geq n_{lim}$, jsou detekovány oscilace.

Poznámka 3.4. *Detekce vstupních poruch je v oblasti monitorování kvality regulace poměrně důležitá. Mnoho metod se s působením neměřených vstupních poruch nedokáže seriózně vyřadit a mohou například generovat falešné popluchy i v případech, kdy je vše v pořádku. Kromě výše popsaného algoritmu je možné použít jednoduchou metodu popsanou v Veronesi & Visioli (2008).* △

Zhodnocení metody

Jedná se o jednoduchou a snadno implementovatelnou metodu použitelnou pro online i offline detekci oscilací. Je vyžadována apriorní informace o řídicím systému ve formě kritické frekvence ω_k , která může být nahrazena hodnotou integrační časové konstanty regulátoru $\omega_i = \frac{2\pi}{T_i}$, případně i časem mezi dvěma průchody nulou $\omega_i = \frac{2\pi}{2\Delta t_i}$. Slabinou této metody je její citlivost na šum – především kvůli sledování průchodů signálu $e(t)$ nulou.

3.12.3 Detekce oscilací využívající IAE pro nesymetrické oscilace

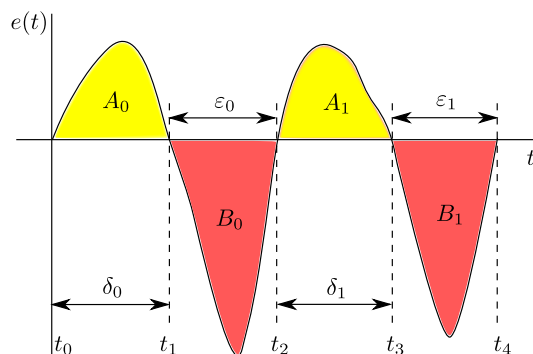
Další metoda pro detekci oscilací v reálném čase využívající kritéria IAE je popsána v publikaci Forsman & Stattin (1999). Tato metoda je založena na samostatném výpočtu hodnot kritéria IAE pro kladné a záporné hodnoty regulační odchylky (3.72), umožňuje tak detekovat i nesymetrické oscilace:

$$A_i = \int_{t_{2i}}^{t_{2i+1}} |e(t)| dt, \quad B_i = \int_{t_{2i+1}}^{t_{2i+2}} |e(t)| dt, \quad (3.72)$$

¹ v případě, že je pro řízení systému použit regulátor s integrační složkou; v ostatních případech se jedná o časy dvou následujících průchodů signálu $e(t)$ přes jeho střední hodnotu

² dáva informaci o časovém měřítku systému; ω_k je známa, pokud je regulátor nastavován pomocí reléového autotuneru, v opačném případě může být kritická frekvence nahrazena hodnotou $\omega_i = \frac{2\pi}{T_i}$

3. SOUČASNÝ STAV PROBLEMATIKY



Obrázek 3.13: Detekce oscilací podle Forsman & Stattin (1999)

kde A_i je hodnota kritéria IAE pro kladné hodnoty $e(t)$, B_i pro záporné. Index oscilací h je definován jako

$$h = \frac{h_A + h_B}{N}, \quad (3.73)$$

$$h_A = \# \left\{ i < \frac{N}{2}; \alpha < \frac{A_{i+1}}{A_i} < \frac{1}{\alpha} \wedge \gamma < \frac{\delta_{i+1}}{\delta_i} < \frac{1}{\gamma} \right\}, \quad (3.74)$$

$$h_B = \# \left\{ i < \frac{N}{2}; \alpha < \frac{B_{i+1}}{B_i} < \frac{1}{\alpha} \wedge \gamma < \frac{\varepsilon_{i+1}}{\varepsilon_i} < \frac{1}{\gamma} \right\}, \quad (3.75)$$

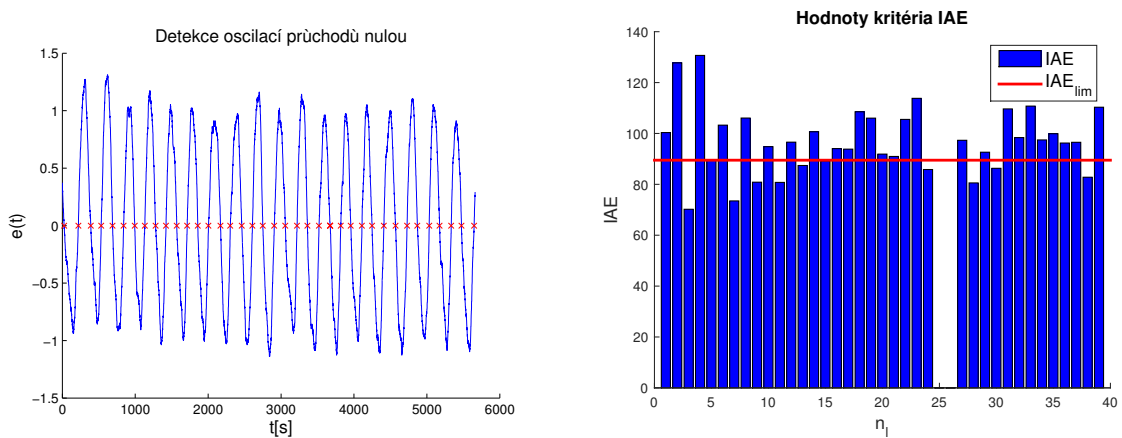
kde N je počet průchodů nulou, $\#$ označuje počet prvků množiny splňující dané podmínky, $\alpha \in (0; 1)$ a $\gamma \in (0; 1)$ jsou návrhové parametry metody, δ_i a ε_i jsou časy mezi průchody signálu $e(t)$ nulou definované jako $\delta_i = t_{2i+1} - t_{2i}$, $\varepsilon_i = t_{2i+2} - t_{2i+1}$, $i = 0, \dots, N/2$. Výpočet indexu oscilací podle Forsman & Stattin (1999) je znázorněn na obr. 3.13.

Index oscilací může nabývat hodnot $h \in (0, 1)$, kdy hodnoty blízké 1 ukazují na oscilace. Autoři metody doporučují jako limitní hodnotu indexu, od které má být systém detekován jako kmitavý $h = 0,4$. Parametry metody je ve standardních případech doporučováno volit $\alpha = 0,5 - 0,7$, $\gamma = 0,7 - 0,8$.

Příklad 3.2. V tomto příkladu je ilustrováno použití obou popisovaných metod využívajících kritérium IAE na reálných datech. Obě metody nejprve detekují průchody signálu nulou a posléze počítají hodnotu kritéria IAE. Hägglundova metoda je zobrazena na obr. 3.14. Protože nebyla známa kritická frekvence systému, ani parametry regulátoru, byla pro výpočet mezní hodnoty kritéria použita průměrná doba mezi průchody nulou – $IAE_{lim} = \frac{2\Delta t_i}{\pi} = 89,5$. Tato mez byla překročena 26 krát za dané sledovací období, což jasně ukazuje na oscilace. Na obr. 3.14 je jasně vidět hlavní nedostatek metod využívající kritérium IAE a průchody nulou u signálů v časové oblasti – a to problematickou detekci průchodu nulou a to i v případě nezašuměných signálů, jaký je použit v tomto příkladu. Na stejný signál byla aplikována i Forsmanova metoda, kdy index oscilací $h = 0,8$, což opět jasně ukazuje na kmitavé chování systému. ▲

Zhodnocení metody

Metoda má obdobné vlastnosti jako ta, popsaná v části 3.12.2. Umožňuje spolehlivější detekci asymetrických oscilací, u zašuměných signálů je její použití opět problematické.



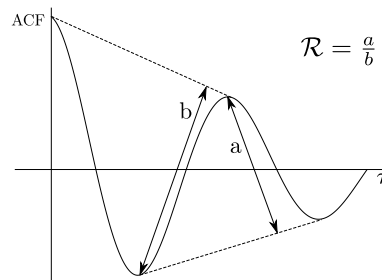
Obrázek 3.14: Detekce oscilací IAE

3.12.4 Detekce oscilací pomocí činitele útlumu autokorelační funkce

Pro detekci oscilací je možné využít autokorelační funkci regulační odchylky $e(t)$; metoda pro výpočet indexu oscilací je popsána v publikaci Miao & Seborg (1999). Index kmitavosti je definován jako

$$\mathcal{R} = \frac{a}{b}, \quad (3.76)$$

kde a je vzdálenost mezi prvním maximem a přímkou spojující první dvě minima. Hodnota b je definována jako vzdálenost mezi prvním minimem a přímkou spojující autokorelační funkci pro nulové zpoždění a první maximum, viz obr. 3.15. V případě, že autokorelační funkce neobsahuje dvě minima, je index $\mathcal{R} = 0$.



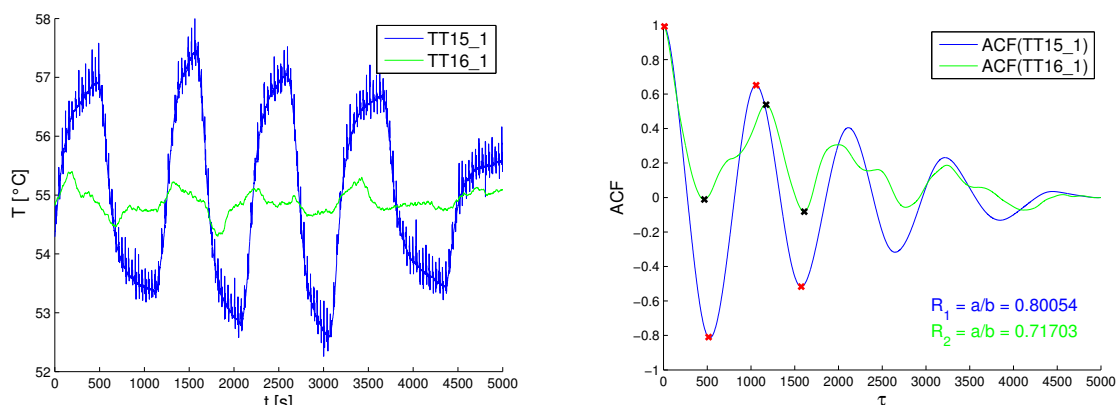
Obrázek 3.15: Detekce oscilací podle Miao & Seborg (1999)

Příklad 3.3. V tomto příkladu je ilustrováno použití této metody na reálných datech (sušení sladu, teplota vzduchu ve hvozdu pod lískou). Z naměřených dat byl vybrán úsek, kde byla teplota řízena na 55°C . Na obr. 3.16 vlevo jsou průběhy teplot ve dvou místech: TT15_1 evidentně kmitá s velkou amplitudou, TT16_1 osciluje s odchylkou maximálně $0,4^{\circ}\text{C}$. Na obr. 3.16 vpravo jsou autokorelační funkce obou signálů s vypočtenými indexy kmitavosti. Oscilace jsou detekovány v obou signálech ($R_1 = 0,8$, $R_2 = 0,71 > 0,5$), přestože u signálu TT16_1 mají velmi malou amplitudu ($< 1\%$). ▲

Zhodnocení metody

Metoda je založená na odhadu činitele útlumu autokorelační funkce. Z principu není tak citlivá na šum, jako metody využívající kritérium IAE, u silného zašumění je ale přesto vhodné signál filtrovat pro spolehlivé hledání lokálních extrémů autokorelační funkce. Signál

3. SOUČASNÝ STAV PROBLEMATIKY



Obrázek 3.16: Příklad 3.3 – Testování detekce oscilací pomocí útlumu ACF na reálných datech

($e(t)$) je nutné vhodně předzpracovat, protože je citlivý na změny požadované hodnoty a vstupní poruchy. Dále metoda detekuje jako kmitavé i signály s velmi malou amplitudou kmitů, což je u praktického nasazení nežádoucí.

3.12.5 Detekce oscilací pomocí pravidelnosti průchodů nulou autokorelační funkce

Další metoda umožňující detekci oscilací popsaná v Thornhill et al. (2003) zjišťuje kmitavost signálu na základě pravidelnosti periody oscilací. V případě oscilací je hustota pravděpodobnosti periody signálu T_{p_i} mnohem užší než v případě náhodných poruch. Metoda dále využívá skutečnosti, že autokorelační funkce kmitavého signálu kmitá se stejnou frekvencí. Na základě sledování pravidelnosti průchodů nulou je pak možné detekovat oscilace. Výhodou tohoto přístupu je fakt, že autokorelační funkce působí jako filtr a metodu tak lze použít i v případech, kdy je signál zašuměný a průchody nulou by nešly v časové oblasti spolehlivě určovat. Z časů průchodů t_i autokorelační funkce nulou je vypočtena střední perioda oscilací:

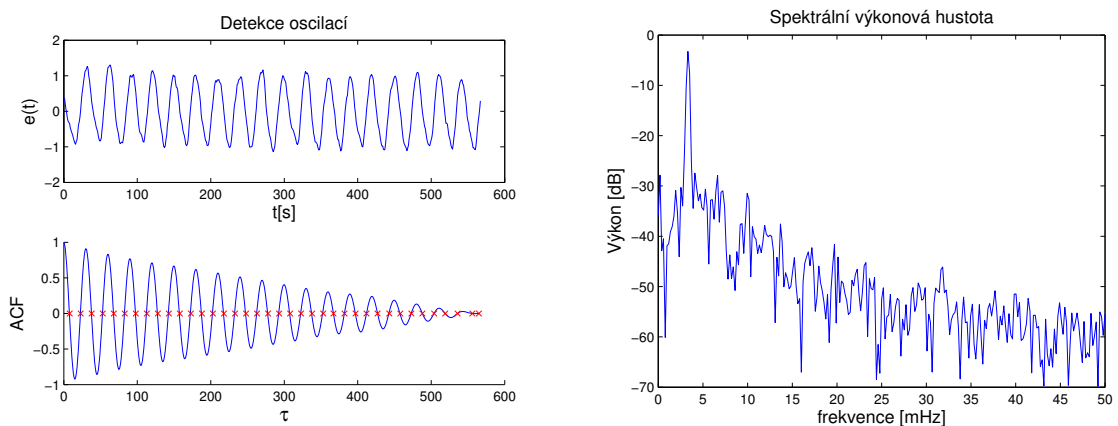
$$\overline{T_p} = \frac{2}{n} \sum_{i=1}^n (t_i - t_{i-1}), \quad (3.77)$$

pomocí tohoto údaje je možné vypočítat index pravidelnosti oscilací

$$r = \frac{\overline{T_p}}{3\sigma_{T_p}}, \quad (3.78)$$

kde σ_{T_p} je směrodatná odchylka T_{p_i} . Oscilace jsou považovány za pravidelné, pokud směrodatná odchylka periody je menší než jedna třetina její střední hodnoty, tedy v případě $r > 1$.

Příklad 3.4. V tomto příkladu je ilustrováno použití této metody na reálných datech (sušení sladu, kmitající smyčka řízení teploty). Z naměřených dat (regulační odchylka $e(t)$) byla vypočtena autokorelační funkce a nalezeny průchody nulou viz obr. 3.17). Z těchto údajů byla vypočtena střední perioda oscilací $\overline{T_p} = 29,3\text{s}$ ($f = 3,4\text{MHz}$) a index pravidelnosti oscilací $r = 7,1 \gg 1$, který indikuje přítomnost oscilací. Oscilace i jejich frekvence jsou jasně patrné i na grafu výkonové spektrální hustoty (obr. 3.17). ▲



Obrázek 3.17: Detekce oscilací pomocí pravidelnosti průchodů nulou autokorelační funkce

Zhodnocení metody

Metoda je založená na odhadu pravidelnosti průchodů nulou autokorelační funkce, jejími výstupy jsou index pravidelnosti a střední perioda oscilací. Stejně, jako další metody využívající ACF není příliš citlivá na šum. Oscilace nemusí být spolehlivě detekovány v případech, kdy se v signálu vyskytuje více oscilací s různými frekvencemi najednou. V těchto případech je nutné autokorelační funkci vhodně filtrovat; plně automatický algoritmus je poměrně složitý, více v Thornhill et al. (2003).

3.12.6 Detekce oscilací v rozsáhlých systémech

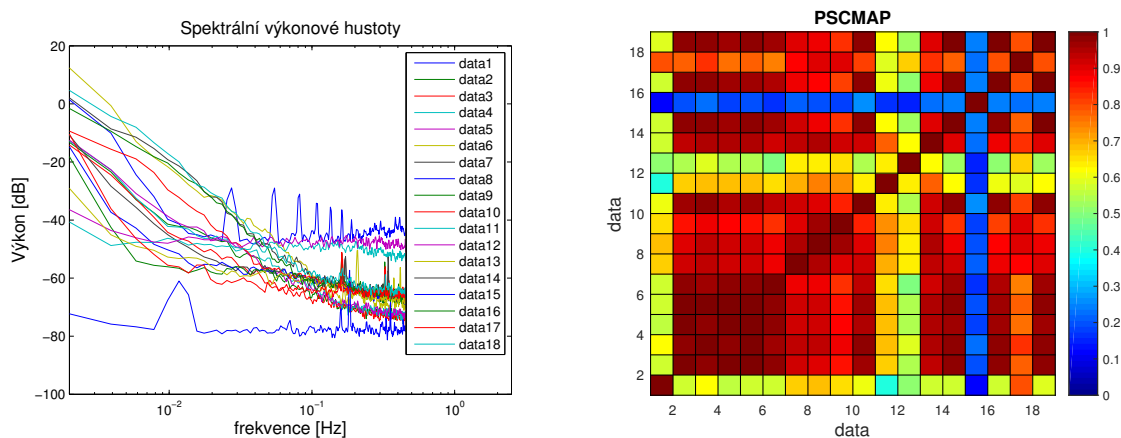
Mapa korelace výkonových spekter (Power spectral correlation map, PSCMAP) je zajímavá metoda umožňující detekovat oscilace vzájemné závislosti jednotlivých signálů v rozsáhlých systémech. Využívá index korelace výkonových spekter (Power spectral correlation index, PSCI), popsany v Tangirala et al. (2005) a Choudhury et al. (2006). Ten je definován jako korelace mezi výkonovými spektry dvou měření $|X_i(\omega_k)|^2$ a $|Y_i(\omega_k)|^2$ (ta jsou získána pomocí diskrétní Fourierovy transformace, DFT):

$$\rho_{XY\omega} = \frac{\sum_{\omega_k} |X_i(\omega_k)|^2 |Y_i(\omega_k)|^2}{\sqrt{|X_i(\omega_k)|^4 |Y_i(\omega_k)|^4}}. \quad (3.79)$$

Hodnota PSCI leží vždy mezi 1 a 0. Výsledky vizualizované pomocí PSCMAP umožňují jednoduše identifikovat proměnné s podobným frekvenčním výkonovým spektrem a snáze tak nalézt například zdroj oscilací. Podobným způsobem je možné analyzovat vzájemné závislosti pomocí koherenční funkce, více například v Cano-Izquierdo et al. (2012).

Příklad 3.5. V tomto příkladu je ilustrováno použití zjednodušené verze této metody na reálných datech (sušení sladu). Z naměřených dat byly vypočteny spektrální výkonové hustoty a korelace mezi nimi. Z výsledné mapy korelace výkonových spekter (viz obr. 3.18 vpravo) lze snadno poznat vzájemné závislosti jednotlivých veličin na základě barevného zobrazení velikosti korelací. Největší vzájemná závislost signálů je zobrazena tmavě červenou barvou, nejmenší závislost modrou barvou. Nejvýraznější vzájemná závislost mezi signály je detekována na signálech 2-6, které reprezentují měření teploty pod lískou (jsou použity 4 teploměry,

3. SOUČASNÝ STAV PROBLEMATIKY



Obrázek 3.18: Ukázka metody PSCMAP na reálných datech

jeden signál reprezentuje jejich průměrnou hodnotu). O něco menší závislost je dále na signálech 2-10, kde signály 7-10 reprezentují teploty na různých místech nad lískou. Schéma hvozdu a technologie sušení sladu je zobrazeno v příloze D. ▲

3.12.7 Další metody pro detekci a diagnostiku oscilací

V odborné literatuře bylo publikováno poměrně velké množství článků zabývajících se problematikou detekce a diagnostiky oscilací. Kvůli omezenému rozsahu této práce byly v částech 3.12.2 - 3.12.5 podrobněji popsány a otestovány pouze vybrané metody. Další metody detekující oscilace jsou popsány v publikacích Srinivasan et al. (2007) a Srinivasan & Rengaswamy (2012). Poměrně častým problémem je šíření oscilací pocházejících z jednoho zdroje celým systémem. Nalézt jejich zdroj je poměrně obtížný problém, kterému je věnována značná pozornost: Thornhill et al. (2003), Xia & Howell (2005), Xia et al. (2005), Zang & Howell (2005), Zang & Howell (2006), Bauer et al. (2007), Teck et al. (2007), Jiang et al. (2007), Zang & Howell (2007). Další metody zabývající se automatickou diagnostikou oscilací jsou popsány v Taha et al. (1996), Horch (2006). Aplikace automatické detekce a diagnostiky oscilací popisují publikace Brownjohn et al. (2010), Ooi & Weyer (2011), Salahshoor et al. (2011) a Zheng et al. (2012).

3.13 Další metody

V odborné literatuře jsou popsány i další metody pro oceňování a monitorování regulačních smyček. V této sekci budou zmíněny některé méně známé metody, jejichž popis nebyl uveden výše.

Metoda index relativní kvality (relative performance index, RPI) Li et al. (2003) je založena na referenčním modelu, který definuje požadované chování uzavřené smyčky, které je porovnáváno s aktuální hodnotou. $RPI = \frac{M(e_{ref})}{M(e)}$, kde M je metrika kvality (například střední kvadratická chyba MSE, nebo střední absolutní chyba MAE). Monitorování kvality řízení pomocí gradientní metody založené na IFT (iterative feedback tuning) je prezentováno v publikacích Ingimundarson (2003), Ingimundarson & Hägglund (2005) a Ingimundarson (2006). Metoda umožňující detekovat vstupní poruchy a monitorovat kvalitu jejich odregulování je popsána v Salisbury (2005) a Salisbury (2006). Je založena na detekci průchodů nulou

autokorelační funkce regulační odchylky. Neinvazivní metoda identifikace systému v uzavřené smyčce (pomocí rekurzivních nejmenších čtverců) s možností využití v monitorování kvality řízení je popsána v Salisbury (2007). Jsou využity dva indexy detekující agresivní nebo příliš pomalý regulátor. Publikace Howard & Cooper (2009) a Howard & Cooper (2010) popisují využití autokorelační funkce pro oceňování kvality řízení, dále je uveden index relativního tlumení (relative damping index, RDI), který umožňuje automatické rozhodnutí, zda je řídicí smyčka kmitavá nebo naopak příliš pomalá. Další metody, například Xia & Howell (2003) nebo Hölttä & Koivo (2009) agregací výsledky více metod pro oceňování kvality do jednoho indexu.

Dále existují i specializované metody pro monitorování prediktivních regulátorů (MPC, model predictive control), například Julien et al. (2004), Harrison & Qin (2009), Wang & Wang (2010) a Liu et al. (2012). Poznamenejme že MPC jsou po PID druhým nejrozšířenějším druhem regulátorů v praxi, používají se především na vyšší úrovni řídicí struktury (typicky generují požadované hodnoty pro PID na nižší úrovni).

3.13.1 Detekce nelinearit

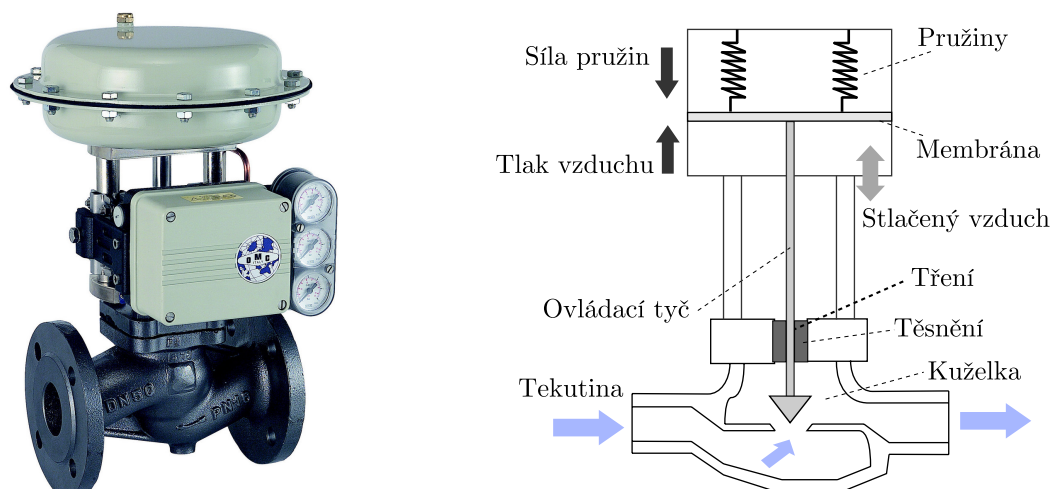
Většina řídicích strategií předpokládá, že řízený systém je alespoň lokálně lineární. Případná významnější nelinearita může podstatně zhoršit kvalitu řízení (často je příčinou oscilací). Metody detekce nelinearit se nepoužívají přímo k oceňování kvality řízení, ale především jako součást algoritmů pro diagnostiku oscilací, případně pro diagnostiku vadných ventilů. Metody pro diagnostiku oscilací využívající bispektra (obdoba třetího momentu ve frekvenční oblasti) a bikoherence a indexy NGI a NLI (negaussovskosti a nelinearity) jsou popsány v publikacích Nikias & Mendel (1993), Choudhury et al. (2004), Choudhury et al. (2006) a Horch (2006).

3.14 Stručný úvod do problematiky regulačních ventilů

Regulační ventily jsou v oblasti řízení průmyslových procesů nejrozšířenějšími akčními členy (uplatní se při řízení průtoku, hladiny, tlaku a částečně i teploty). Vzhledem k velkému rozšíření jsou při poruše, nadměrném opotřebením nebo špatně zvolené velikosti velmi častým důvodem zhoršení kvality řízení. Porucha nebo opotřebením ventilu vede často k jeho nelineárnímu chování (díky nadměrnému tření) a to následně způsobuje oscilace řízené veličiny, které se mohou šířit celým systémem EnTech (1998). Proto je metodám pro diagnostiku regulačních ventilů věnována velká pozornost. Tato problematika úzce souvisí s oceňováním kvality řízení, je ale velmi rozsáhlá. Protože se ale tématu této práce dotýká spíše okrajově, bude v této sekci popsána velmi stručně.

Ventilů existuje mnoho typů Emmerson (2005), na obr. 3.19 je zobrazen ventil s pneumatickým aktuátorem. Tento typ je v průmyslových aplikacích využíván nejčastěji. Průtok kapaliny potrubím je u tohoto typu regulován kuželkou, která je přes ovládací tyč spojena s membránou. Působením tlaku vzduchu se membrána pohybuje a tento pohyb se přenáší na kuželku, která omezuje průtok armaturou ventilu. Kritické místo je těsnění, skrz které vychází ovládací tyč ven z těla ventilu. Vzniká tu tření, které je nejrozšířenějším problémem u všech typů regulačních ventilů. Vlivem opotřebením nebo zanedbáním údržby tohoto exponovaného místa může začít docházet k únikům kapaliny z potrubí nebo naopak k velkému zvýšení tření. K jeho zvětšení dojde i při dotažení těsnění, které má zabránit únikům kapaliny. Vlivem tření se chování ventilu stává značně nelineární a jeho řízení je značně problematické. Takovýto

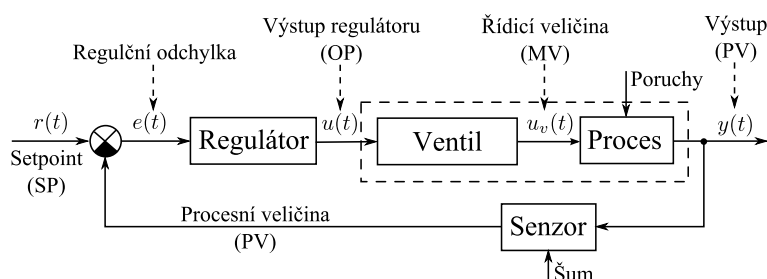
3. SOUČASNÝ STAV PROBLEMATIKY



Obrázek 3.19: Pneumatický ventil a jeho schéma

ventil často začne trvale oscilovat a tyto oscilace se mohou šířit celým systémem. Typické zapojení ventilu v reg. smyčce je na obr. 3.20.

Je tedy velmi vhodné použít algoritmy schopné detekovat problematický ventil a upozornit na něj obsluhu. Ta se může pokusit přeladit polohový regulátor ventilu tak, aby byl eliminován negativní vliv tření, nařídit jeho výměnu nebo přejít na ruční řízení (velmi nepraktické, ale bohužel běžné).

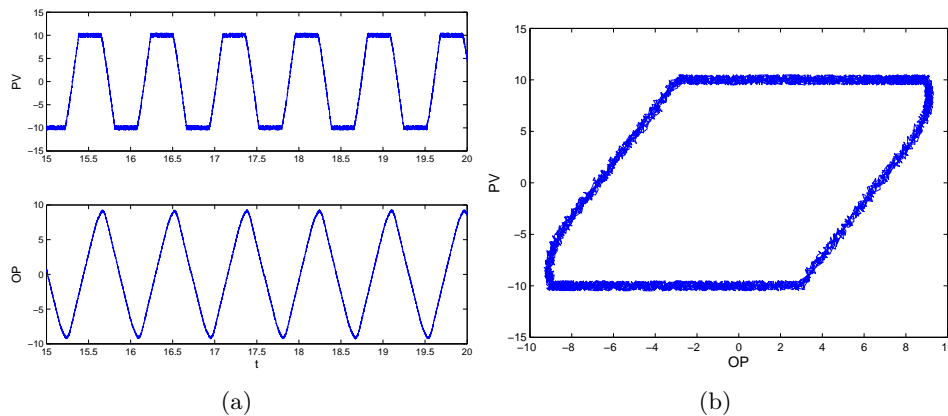


Obrázek 3.20: Schéma jednoduché reg. smyčky s ventilem.

3.14.1 Oscilace způsobené vadnými ventily

Oscilace v řídicí smyčce jsou poměrně běžným nežádoucím jevem, který zhoršuje kvalitu regulace. Problematické ventily jsou jednou z nejčastějších příčin oscilací (další jsou například špatně navržený regulátor, špatně navržený řízený proces, chyba senzoru nebo akčního členu a vnější poruchy). K identifikaci vadného ventilu je tedy nutné tyto oscilace odlišit od ostatních možných příčin. Protože u ventilů jsou oscilace způsobené nelineárním chováním, které způsobuje tření, mají typický nesinusový průběh (obdélník, trojúhelník), který se při zvětšování tření nadále „zostřuje“. Tímto způsobem je možné poměrně snadno vizuálně odlišit vadný ventil od příliš agresivně naladěného regulátoru (který také způsobuje oscilace, ale se sinusovým průběhem) nebo od externích oscilací. Přehled metod pro automatickou detekci tření v regulačních ventilech je možné nalézt v knihách Jelali & Huang (2010) a Jelali (2013) a v přehledových člancích Rossi & Scali (2005), Horch (2006) a Daneshwar & Noh (2012).

Pro rychlou a názornou kontrolu stavu ventilu se využívají OP-MV, případně OP-PV diagramy. Ty zobrazují závislost polohy ventilu (OP-MV), případně hodnoty řízené veličiny (OP-PV) na požadované poloze ventilu. V případě, že by ventil byl ideální (bez tření) bude graf znázorňovat lineární závislost výstupu na vstupu. V opačném případě se objeví typické vzory, viz například Kano et al. (2004). Bohužel, informace o skutečné poloze ventilu (MV) je v praxi zřídka dostupná (ventily bez polohové zpětné vazby se používají mnohem častěji). Pro identifikaci přítomnosti nadměrného tření ve ventilech se v praxi většinou využívá řízená veličina (PV a tedy OP-PV diagram), zde však situaci komplikuje přítomnost dynamiky systému a regulátoru, šum a případně další nelinearity, které jsou součástí řízeného systému. Samotný OP-PV diagram poskytuje pouze kvalitativní informaci o tření, tato informace navíc není zcela spolehlivá. Tuto metodu je proto vhodné kombinovat s dalšími metodami pro detekci oscilací a jejich diagnostiku.



Obrázek 3.21: Typické chování ventilu nadměrně zatíženého třením

Příklad typického chování ventilu s vysokým třením je na obr. 3.21. V případě dobře fungujícího ventilu nevznikají vlivem nelinearit trvalé oscilace, OP-MV/PV diagram pro systém v ustáleném stavu má tvar přímky.

3.14.2 Detekce tření pomocí analýzy tvaru OP-MV, OP-PV diagramů

Přestože trénovaný operátor dokáže v OP-MV (OP-PV) diagramech snadno identifikovat vzory charakteristické pro ventily zatížené nadměrným třením, jejich automatická detekce rozhodně není triviální. Bylo vyvinuto několik metod, které se snaží dané diagramy matematicky popsat a na základě tohoto popisu pak detekovat, případně i kvantifikovat tření ve ventilu.

Detekce tření pomocí prokládání OP-PV diagramu elipsou

Ucelená metodika pro diagnostiku ventilů založená na prokládání OP-PV diagramu elipsou je popsána v publikaci Choudhury (2006). Poté, co jsou nějakou metodou v systému detekovány oscilace jsou vypočítány indexy NGI a NLI (negaussovskosti a nelinearity) a případně i bikoherence, viz sekce 3.13.1. Naměřená data je nutné předzpracovat, používá se především filtrace pomocí aproximativního Wienerova filtru pro odstranění šumu. Dále jsou data rozdělena na kratší segmenty (je doporučována délka segmentu $L=1000$ vzorků). Pro další zpracování jsou vybrána data s nejvíce pravidelnými oscilacemi (je využit index pravidelnosti

3. SOUČASNÝ STAV PROBLEMATIKY

oscilací r , viz sekce 3.12.5) a těmi je pak pomocí metody nejmenších čtverců proložena elipsa. Výsledkem této metody je možnost kvantifikovat tření, jako největší šířku elipsy ve směru osy OP, tedy

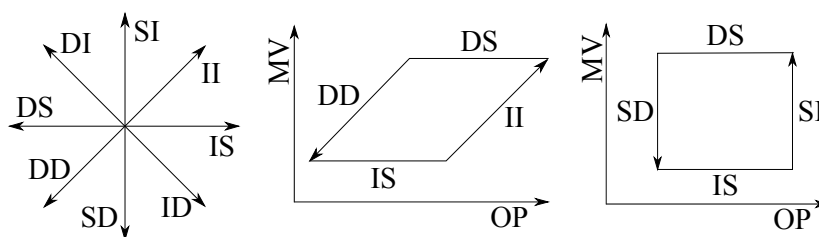
$$T[\%] \approx \frac{2ab}{\sqrt{a^2 \sin^2 \alpha + b^2 \cos^2 \alpha}}, \quad (3.80)$$

kde a a b jsou délky hlavní a vedlejší poloosy, α je úhel natočení elipsy v kladném smyslu vůči ose x .

U této metody musí být splněny dva předpoklady. Nelinearity procesu musí být v daném pracovním bodě zanedbatelné a poloha ventilu se musí v ustáleném stavu pohybovat v omezeném rozsahu (ideálně do 25%, aby byla správná funkce metody zaručena i u ventilů s nelineární charakteristikou).

Detekce tření pomocí kvalitativní analýzy OP-MV diagramu

Další metoda popsaná v Yamashita (2006) umožňuje detekci tření v regulačních ventilech pomocí kvalitativní analýzy OP-MV diagramu. Naměřené signály (OP, MV) jsou popsány třemi základními symboly: I (rostoucí), D (klesající) a S (stálý). Možné kombinace symbolů a příklady tvarů jimi popsaných jsou na obr. 3.22.



Obrázek 3.22: Detekce tření pomocí kvalitativní analýzy OP-MV grafu

U OP-MV diagramu ventilu, který je zatížen třením lze najít typické vzory (především IS a DS). Ty jsou způsobeny tím, že regulátor požaduje otevření ventilu (OP roste) ale ventil na tuto situaci nereaguje a zůstává ve stejné poloze (MV je konstantní). Na základě tohoto popisu OP-MV diagramu je definovaný index tření, který je založen na hledání IS a DS vzorů charakteristických pro tření:

$$\rho_1 = \frac{\tau_{IS} + \tau_{DS}}{\tau_{celk} - \tau_{SS}}, \quad (3.81)$$

kde τ_{IS} a τ_{DS} je doba trvání IS a DS vzorů, τ_{celk} je celková délka časového okna. τ_{SS} je doba trvání SS vzoru (hodnoty OP i MV jsou konstantní), která se do indexu nezapočítává, protože to pro detekci tření nemá význam. Index $\rho_1 = \langle 0; 1 \rangle$, kdy 0 značí ventil bez tření a 1 popisuje situaci, kdy se ventil kvůli tření vůbec nepohne, tj. OP-MV diagram obsahuje jen IS nebo DS vzory. Tento index však v některých případech falešně detekuje tření, proto je vhodné používat sice složitější, ale spolehlivější index ρ_3 . Ten využívá skutečnosti, že OP-MV diagram znázorňující tření ve ventilu je možné popsat pouze čtyřmi dvojicemi – (IS, II), (DS, DI), (IS, SI) a (DS, DI); všechny ostatní tvary nemají pro popis tření smysl.

$$\rho_3 = \rho_1 - (\tau_{ISDD} + \tau_{ISDI} + \tau_{ISSD} + \tau_{ISID} + \tau_{ISDS} + \tau_{ISDI} + \tau_{DSSI} + \tau_{DSID} + \tau_{DSII} + \tau_{DSIS}) / (\tau_{celk} - \tau_{SS}), \quad (3.82)$$

kde τ_{ISDD} je celkový počet IS vzorků ve všech (IS, DD) pohybech a tak dále...

Charakteristického tvaru OP-MV, případně OP-PV diagramu využívají i metody popsané v publikacích Kano et al. (2004), Maruta et al. (2004), Scali & Ghelardoni (2008) a Scali & Farnesi (2010). Dále je možné tření ve ventilech detekovat pomocí analýzy samotných signálů OP, PV. V publikacích He et al. (2007) a Hägglund (2011) je uvažováno prokládání jednotlivých segmentů signálu trojúhelníkem a funkcí sinus, je měřena střední kvadratická chyba. Na jejím základě je detekováno tření, pokud je proložení daty trojúhelníkem výrazně lepší než funkcí sinus. V Schlegel et al. (2013) je používána běžící Fourierova transformace a pro zjišťování nelinearity je měřeno zkreslení signálu THD (total harmonic distortion) a v Xu et al. (2009) je používána vlnková transformace. Tvaru regulační odchylky pro zjišťování, zda jsou oscilace způsobeny třením nebo špatně nastaveným regulátorem, je využíváno v jednoduché metodě Singhal & Salsbury (2005).

Příklad 3.6. Detekce tření pomocí výše uvedených metod byla simulačně otestována na modelu ventilu s třením (obr. 3.23 a), b), c)). Aby bylo možné ověřit, že metody fungují správně, byl pro srovnání použit druhý model, kde oscilace nejsou způsobeny třením, ale vnější kmitavou (harmonickou) poruchou (obr. 3.23 d), e), f)). Na obr. 3.23 a), d) jsou zobrazeny časové průběhy signálů OP, PV. Pro regulační odchylku $e(t)$ obou systémů byla vypočtena bikoherenční funkce (obr. 3.23 b), e)), jejíž vysoké maximální hodnoty ($\max(bic^2) = 0,766$) ukazují na nelineární chování prvního systému, na rozdíl od nízkých hodnot ($\max(bic^2) = 0,045$) typických pro lineární systém (systém s vnější poruchou). Intenzita tření byla kvantifikována pomocí metody využívající proložení elipsy OP-PV diagramem (obr. 3.23 c), f)). U prvního systému bylo detekováno výrazné tření o hodnotě 20%, u druhého pouze 1%, přičemž tato hodnota je spíše způsobena pouze šumem měření. Na tření u prvního případu spolehlivě ukazuje i hodnota indexu $\rho_{31} = 0,45$ oproti $\rho_{32} = 0$ pro druhý systém. Tento příklad ukazuje, že s pomocí výše popsaných metod lze odlišit oscilace způsobené třením od těch, které způsobuje například vnější harmonická porucha. ▲

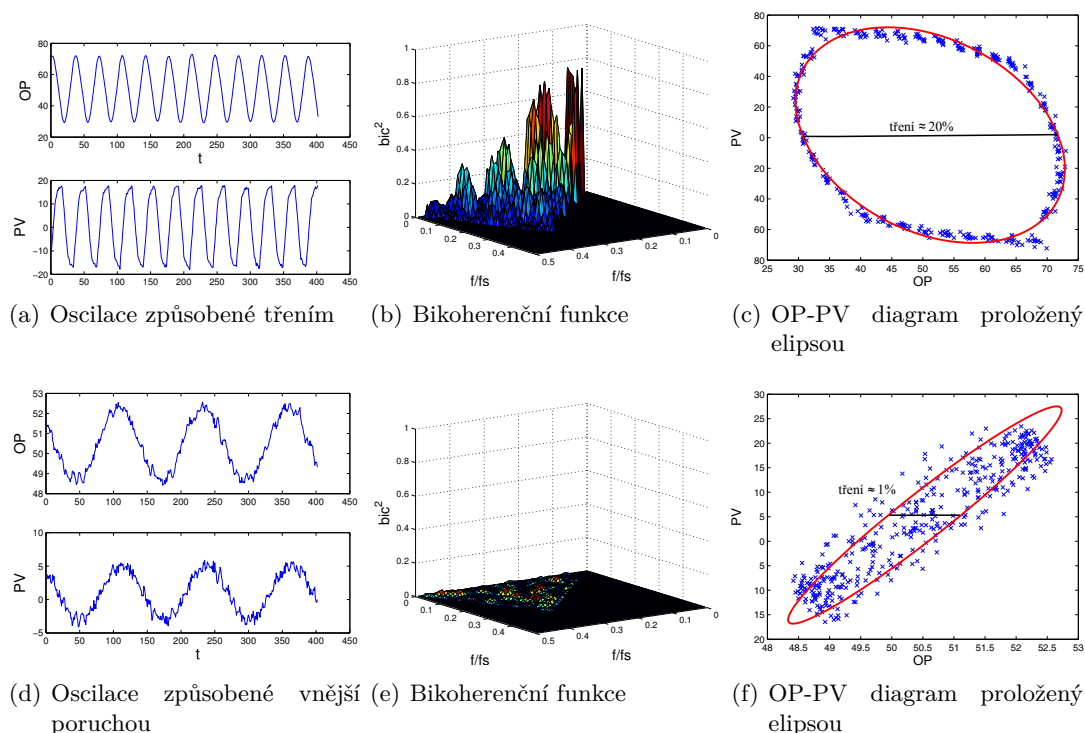
3.14.3 Další metody pro detekci tření ve ventilech

Poměrně jednoduchá metoda umožňuje detekci tření na základě vzájemné korelace výstupu regulátoru $u(t)$ a řízené veličiny $y(t)$ (Horch (1999), Horch (2000)). Metoda je založena na předpokladu, že signály $u(t)$ a $y(t)$ jsou v případě přítomnosti statického tření fázově posunuty o $\pi/2$ a funkce vzájemné korelace obou signálů je sudá, zatímco fázový posuv v případě externích oscilací je π a funkce vzájemné korelace je lichá. Obecné postupy detekce, diagnostiky a údržby vadných ventilů jsou popsány v Horch (2007).

Pro spolehlivou detekci tření může být vhodné použít více různých metod a pomocí speciálního algoritmu, který výsledky agreguje, rozhodnout o stavu ventilu, viz Garcia et al. (2013) a Zakharov et al. (2013). Ke zjišťování, zda je ventil správně nadimenzován, je možné použít index saturace Jämsä-Jounela et al. (2003), jednoduché (a především manuální) testovací procedury uvádí Ruel (1999).

Problematice detekce tření v regulačních ventilech je pro její velký dopad na kvalitu regulace v průmyslu věnována velká pozornost. Bylo vyvinuto mnoho metod, které se snaží tento problém řešit, ty nejdůležitější byly v této sekci stručně popsány. Naprostá většina z nich je vhodná pouze pro off-line použití, proto stále existuje poptávka po neinvazivních metodách schopných detekovat vadné ventily automaticky v reálném čase.

3. SOUČASNÝ STAV PROBLEMATIKY



Obrázek 3.23: Příklad 3.6 – Testování metod pro detekci tření

3.14.4 Kompenzace tření ve ventilech

Pokud je ve ventilech detekováno tření, je nutné provést co nejdříve jejich údržbu nebo výměnu. V případě, že to není možné (systém musí být během údržby ventilu odstaven), existují metody, které umožňují upraveným řízením tření kompenzovat: Hägglund (2002), Srinivasan & Rengaswamy (2008), Beall (2010), Farenzena & Trierweiler (2010), Mohammad & Huang (2012) a de Souza L. Cuadros et al. (2012). Tyto metody jsou převážně založeny na přidávání předem definovaného signálu k výstupu regulátoru tak, aby bylo překonáno suché tření. Tyto metody by měly být používány pouze krátkodobě-do nejbližší odstávky systému a opravy (výměny) ventilu, v případě dlouhých intervalů mezi odstávkami může ale jejich použití zabránit značným finančním ztrátám.

3.15 Oceňování kvality regulace v praxi

V souvislosti s ekonomickou krizí a neustále se zvyšujícími cenami ropy a dalších surovin hledají průmyslové podniky cestu, jak ušetřit. Vzhledem k celkově špatnému stavu kvality řízení (viz sekce 1.2) je zlepšení kvality řízení a implementace metod pro její monitorování jednou z cest, jak dosáhnout nejen zásadních úspor (energií, surovin atd.), ale i zvýšení výrobní kapacity a kvality výstupních výrobků.

V současnosti existují komerční systémy, které se specializují na monitorování, diagnostiku a oceňování kvality řídicích smyček, tyto funkce mají i řídicí systémy předních světových výrobců (podrobnější informace o těchto systémech jsou v příloze C). Některé průmyslové provozy používají své vlastní monitorovací systémy, které jsou přizpůsobeny na míru jejich

požadavkům (viz například Paulonis & Cox (2003)).

V sekcích 3.4 – 3.14 je uveden přehled metod pro oceňování, monitorování a diagnostiku regulačních smyček. Ne všechny jsou ale běžné v praxi. Je zajímavé, že u komerčních systémů jsou nejrozšířenější algoritmy založené na časové odezvě systému, integrální a provozní kritéria – tedy velmi jednoduché metody. Pokročilejší monitorovací systémy využívají Harrisova indexu (nebo jeho modifikací – například pro PI regulátor nebo EHPI) a dále pak většinou blíže nespecifikované metody detekce oscilací a vadných ventilů.

Složitější metody než je Harrisův index nejsou u komerčních systémů prakticky využívány. Výjimku tvoří akademický toolbox do Matlabu - Performance Analysis Toolbox and Solutions (PATS) (Lee et al. (2010)), kde jsou implementovány i metody LQG a GMV. Důvodů tohoto stavu může být několik. Pokročilé metody jsou výpočetně náročné (především LQG index), často vyžadují velmi přesný model systému (LQG index) nebo vhodnou (a netriviální) volbu váhových funkcí (GMV a některé modifikace HI). Tyto požadavky činí výše zmíněné pokročilé metody obtížně použitelnými v běžné průmyslové praxi.

3.15.1 Aplikace metod pro monitorování a ohodnocování kvality regulace

V literatuře je popsáno poměrně mnoho příkladů praktického použití metod pro monitorování kvality řízení. Nejčastěji se publikace zabývají aplikací Harrisova indexu (HI), případně jeho modifikacemi.

Aplikaci HI u rafinérií popisují Thornhill et al. (1999) a Bulut et al. (2001). V Jelali (2007) je popsáno monitorování kvality řízení tandemové válcovací tratě pro válcování za studena. Kromě Harrisova indexu je zde použit i index oscilací (viz sekce 3.12.3). Monitorováním kvality řízení válcovacích stolic se věnuje i Recalde et al. (2013), je využito oceňování PID na základě minimální variance. Oceňování kvality na základě minimální variance je použito i v Tan et al. (2012) v návrhu systému, který reguluje hladinu vody v parním generátoru v jaderné elektrárně.

Publikace Scali & Farnesi (2010) popisuje systém pro monitorování a diagnostiku řídicích smyček. Systém obsahuje moduly pro identifikaci abnormalit (např. pomalý regulátor - IDLE index, detekce oscilací, atd), dále modul pro frekvenční analýzu, modul pro diagnostiku ventilů (OP-MV diagramy a jejich kvalitativní analýza) a další. V Veronesi & Visioli (2010a) je ukázána aplikace metody oceňování kvality řídicích smyček s PI regulátory na řízení průtoku ve farmaceutickém provozu. Systém umožňující detekci vadných ventilů u papírenského stroje je popsán v Garcia et al. (2013). Článek Liu et al. (2010) popisuje monitorování kvality řízení u čističky odpadních vod, zaměřuje se především na kaskádní regulaci (s PID a MPC regulátorem).

3. SOUČASNÝ STAV PROBLEMATIKY

4

Formulace problému, cíle disertační práce

Cílem této práce je vytvoření, implementace a otestování komplexního souboru metod určeného k automatickému ohodnocování jednoduché regulační smyčky s PID regulátorem v reálném čase. Protože v průmyslové sféře neustále roste tlak na zvyšování efektivity výroby, rostou tím i požadavky na kvalitu regulace a monitorování její kvality. Přesto existuje jen velmi málo specializovaných algoritmů pro ohodnocování kvality řízení PID regulátorů, kterými je v praxi osazena drtivá většina regulačních smyček. Tato práce si klade za cíl vyvinout nové metody pro identifikaci řízeného systému v uzavřené smyčce, automatické naladění PID regulátoru a ohodnocování kvality regulace, které s dalšími pomocnými metodami umožní spolehlivé naladění řídicí smyčky a následné dlouhodobé udržení kvality regulace především v oblasti řízení průmyslových procesů. Výše uvedené metody musí být schopné velmi těsné spolupráce (či případně i integrace do jednoho komplexního algoritmu), ale také zcela samostatné činnosti.

Algoritmus pro automatické ladění PID

Pro správnou a efektivní funkci regulační smyčky s PID regulátorem je zásadní jeho vhodné naladění. Proto je **prvním cílem této práce vytvoření spolehlivé metody automatického návrhu robustních PID regulátorů**. (Za spolehlivou se zde považuje taková metoda, která při splnění všech uvažovaných předpokladů vždy produkuje regulátor splňující všechny uvažované návrhové požadavky.) Tato metoda musí být koncipována tak, aby ji bylo možné jednoduše doplnit o algoritmy automatického ohodnocování kvality regulace a identifikace v uzavřené smyčce. Algoritmus automatického naladění PID regulátoru je založen na metodě popsané v Schlegel & Večerek (2005), kde je pro návrh robustního regulátoru použit množinový model neceločíselného řádu popsaný třemi charakteristickými čísly – κ , μ , σ^2 . V této práci bude představena její modifikace, kdy je pro popis systému použit kromě výše zmíněných charakteristických čísel další parametr – efektivní šířka pásma Ω_a .

Vývoj algoritmu robustního PID autotuneru zahrnuje několik dílčích problémů. Je potřeba navrhnout vhodnou metodu experimentální identifikace řízeného systému ve tvaru množinového modelu popsaného charakteristickými čísly κ , μ , σ^2 a metodu identifikace efektivní šířky pásma ω_a . Dále musí být specifikovány návrhové požadavky PID regulátoru, které jsou kompatibilní s dalšími představenými metodami pro ohodnocování kvality řízení. Na základě defi-

4. FORMULACE PROBLÉMU, CÍLE DISERTAČNÍ PRÁCE

novaných požadavků na chování uzavřené smyčky jsou následně metodou robustních regionů vypočteny parametry PID regulátoru. Výsledný algoritmus je nakonec důkladně otestován v rámci simulace a na reálném zařízení.

Index kvality řízení

Dalším cílem této práce je vyvinout metodu, která umožní **ohodnocování kvality řízení za běžného provozu pomocí vhodně definovaného indexu kvality**. Tato metoda musí respektovat jak fundamentální omezení regulační smyčky daná Bodeho větou a omezenou dosažitelnou šířkou pásma, tak omezení určená návrhovými parametry regulátoru. Jen tak lze dosáhnout relevantních hodnot indexu pro PID regulátor. Dále budou vypočteny maximální hodnoty indexu pro optimálně nastavený PID regulátor a definovanou množinu přípustných systémů, algoritmus bude implementován do řídicího systému a důkladně otestován jak simulačně, tak na reálném modelu.

Metoda identifikace systému v uzavřené smyčce

Posledním hlavním cílem je vyvinutí **neinvazivní metody umožňující identifikaci modelu řízeného systému v uzavřené smyčce za běžného provozu**. Aby bylo možné určit, kdy jsou výsledky relevantní, bude vyvinuta metoda pro určení chyby odhadu. Výsledný identifikovaný model bude neceločíselného řádu. Tato metoda může být využita buď ve spolupráci s indexem kvality nebo samostatně, kdy může být sloužit k detekci změny řízeného systému. Navržený algoritmus bude opět implementován do řídicího systému a důkladně otestován jak v simulačním, tak v reálném prostředí.

Další pomocné a doplňkové metody

Kromě výše zmíněných stěžejních algoritmů budou vytvořeny, implementovány a otestovány další doplňkové a pomocné metody, které mají uplatnění v oblasti monitorování a ohodnocování kvality regulace.

5

Robustní metoda automatického nastavování regulátorů

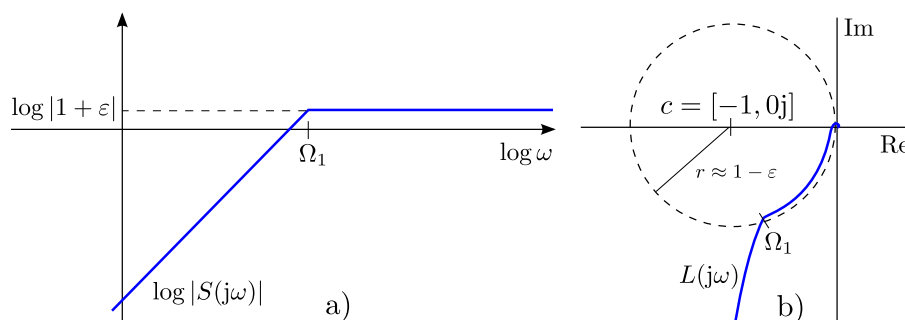
V této kapitole bude popsána metoda automatického návrhu (robustních) PID regulátorů. Tento algoritmus vychází z metody popsané v Schlegel & Večerek (2005), kde je pro návrh regulátoru použit množinový model (zahrnující všechny lineární t-invariantní systémy s monotónní přechodovou charakteristikou) popsany třemi charakteristickými čísly $-\kappa, \mu, \sigma^2$, které jsou identifikovány pomocí pulsního experimentu. V této kapitole bude představena modifikace metody, kdy je pro popis systému (a následný návrh regulátoru) další parametr – efektivní šířka pásma Ω_a .

Takovýto způsob návrhu regulátoru umožní nastavení parametrů PID regulátoru, které při splnění přesně definovaných podmínek nikdy neselže, ale i jednoduché propojení PID autotuneru s novou metodou pro automatické ohodnocování kvality regulace, která bude popsána v kapitole 6.

5.1 Efektivní šířka pásma

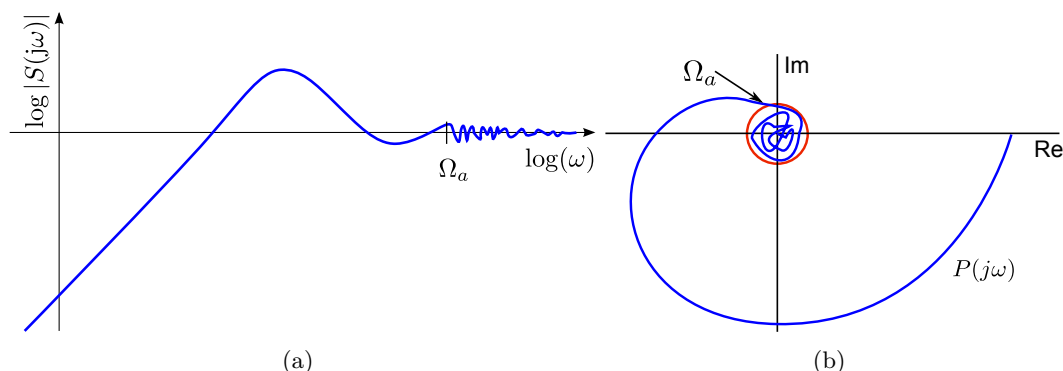
Bodeho věta (viz kapitola 2.5) definuje zásadní omezení na zpětnovazební systém, toto omezení není však jediné. V závislosti na fyzikální realizaci daného systému existuje i omezení na maximální frekvenci, za kterou již zpětnovazební systém nemůže správně fungovat.

Příklad 5.1. Na první pohled se může zdát, že omezení dané Bodeho větou může být obejito jednoduchým trikem. Bodeho integrál (2.42) je definován od nuly do nekonečna a potlačo-



Obrázek 5.1: Příklad 5.1 – Citlivostní funkce a Nyquistův diagram pro $L(j\omega)$

5. ROBUSTNÍ METODA AUTOMATICKÉHO NASTAVOVÁNÍ REGULÁTORŮ



Obrázek 5.2: Interpretace pojmu efektivní šířka pásma

vat poruchy je nutné jen na konečném rozsahu frekvencí. Nabízí se tedy možnost rozprostřít oblast, kde je $|S(j\omega)| > 1$ do velmi tenké vrstvy tloušťky ε na frekvencích jdoucím do nekonečna, viz obr. 5.1 a). Nyquistův diagram otevřeného systému by se blížil kružnici se středem $r = [-1; 0j]$ a poloměrem $r \approx (1 - \varepsilon)$ na obrovském frekvenčním rozsahu $\omega \in (\Omega_1, \infty)$, viz obr. 5.1 b). Uzavřený systém by musel dodržovat velmi přesnou frekvenční odezvu až do frekvence $\omega \rightarrow \infty$. Takovýto předpoklad však není reálně splnitelný! ▲

Ve skutečnosti nejsou reálné systémy schopné od určité frekvence dodržet lineární frekvenční odezvu. Tato frekvence se nazývá efektivní šířka pásma – Ω_a , byla poprvé popsána ve slavné přednášce Guntera Steina „Respect the Unstable“ na konferenci IEEE Conference on Decision and Control v roce 1989. Tato přednáška byla později publikována ve formě článku Stein (2003).

Poznámka 5.1. *Efektivní šířku pásma Ω_a je nutné odlišit od standardně zavedeného a používaného pojmu – šířka pásma, která je nejčastěji definována jako rozsah frekvencí, na kterých buď je zesílení signálu neklesne pod 3dB.* Δ

Efektivní šířka pásma nemá exaktní definici, ale lze ji popsat dvěma různými způsoby (Stein (2003)):

1) Efektivní šířka pásma je frekvence, do které se přenos otevřené smyčky $L(j\omega)$ chová jako lineární systém. Za frekvencí Ω_a je možné garantovat jen to, že amplituda $|L(j\omega)|$ bude klesat dostatečně rychle, není ovšem možné žádným způsobem ovlivnit fázi systému. Jinými slovy se jedná o frekvenci, od které lineární systém přestane být lineární (viz obr. 5.2 a), b). Tj. od frekvence Ω_a nebude odezva reálného systému na sinusový signál sinusová.

2) Alternativně je možné pojem efektivní šířky pásma vysvětlit na základě teorie používané v robustním řízení. Potom je Ω_a frekvence do které je velikost nestrukturované multiplikatívni neurčitosti podstatně menší než jedna. Tato definice je ilustrována na obr. 5.3, kde růžově vybarvené oblasti vymezují rozsah frekvencí, kde může ležet Ω_a . Přesná hodnota frekvence není exaktně určena, záleží tedy na uživateli a konkrétní aplikaci, jak danou frekvenci zvolí.

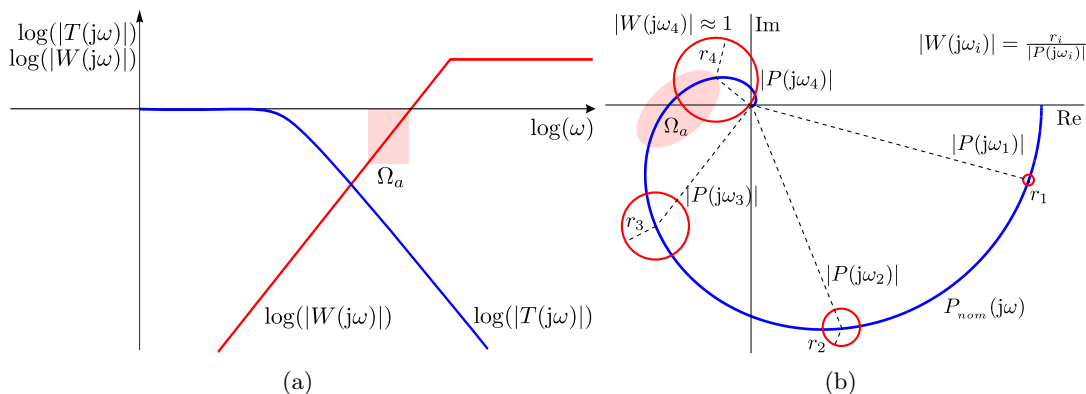
Poznámka 5.2. *Nestrukturovaná multiplikatívni porucha je využívána pro modelování neurčitosti v robustním řízení. Řízený systém je popsán množinovým modelem*

$$\mathcal{P} = (I + \Delta W)P_{nom},$$

Prostředí ¹	Faktory ovlivňující efektivní šířku pásma Ω_a
1. MIL	přesnost reprezentace čísla
2. SIL	dosažitelná frekvence vzorkování
3. PIL	rychlost komunikační sběrnice
4. HIL	rozlišení D/A, A/D převodníků, odstup signálu od šumu, saturace
5. reálný systém	další nelinearity, přesnost senzorů/aktuátorů, nemodelovaná dynamika

Tabulka 5.1: Typické faktory ovlivňující efektivní šířku pásma Ω_a v rozdílných prostředích.

kde P_{nom} je nominální model, Δ označuje množinu všech stabilních přenosových, pro kterou platí $\|\Delta\|_\infty \leq 1$, W je váhová funkce poruchy (typicky se používá filtr typu horní propust, viz obr. 5.3 a). Schema využívající množinový model s nestrukturovanou multiplikativní poruchou je uvedeno na obr. 5.4. Neurčitost systému je ve frekvenční oblasti na frekvenci ω_i modelována kružnicí s poloměrem $r_i = |P(j\omega)| |W(j\omega)|$, viz 5.3 b). Konkrétně na frekvenci ω_4 má množinový model na obr. 5.3 b) neurčitost 100% protože poloměr neurčitosti $r_4 \approx 1$ je rovný jedné. Pro hodnotu Ω_a tedy platí: $\Omega_a \ll \omega_4$. \triangle



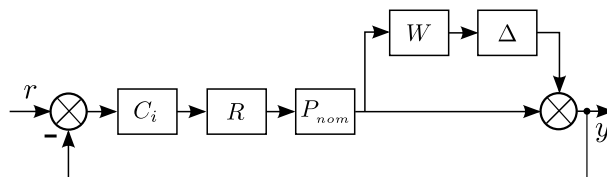
Obrázek 5.3: Interpretace efektivní šířky pásma z hlediska robustního řízení

Pro ideální lineární systém je $\Omega_a = \infty$. Ovšem každá reálná realizace lineárního systému má konečnou efektivní šířku pásma! Ta není závislá na typu regulátoru ani na způsobu jeho návrhu. Je ale závislá na fyzikální realizaci systému, použité vzorkovací frekvenci, rozlišení a linearitě čidel a akčních členů, atd. Tyto vlastnosti řízeného systému generují omezení na chování zpětnovazebního systému ve frekvenční oblasti a znemožňují řízení nad frekvencí Ω_a . Z pohledu robustního řízení pak výše uvedené vlastnosti zanáší do systému neurčitost, která opět při překročení frekvence Ω_a znemožní řízení systému. Nejdůležitější faktory ovlivňující efektivní šířku pásma jsou popsány v tabulce 5.1.

Poznámka 5.3. Tabulka 5.1 by měla být vnímána jako kumulativní výčet faktorů omezujících efektivní šířku pásma, které působí v jednotlivých krocích vývoje řídicího systému. Tedy při simulaci v Simulinku (prostředí MIL) se projeví konečná hodnota Ω_a , ta ale bude ve většině případů velmi vysoká. Při řízení reálného systému je nutné brát v potaz všechny zmíněné faktory, ovšem nejvíce omezující může být kterýkoliv z nich. \triangle

¹MIL – Model-in-the-Loop; SIL – Software-in-the-Loop; PIL – Processor-in-the-Loop; HIL – Hardware-in-the-Loop

5. ROBUSTNÍ METODA AUTOMATICKÉHO NASTAVOVÁNÍ REGULÁTORŮ



Obrázek 5.4: Schéma algoritmu pro identifikaci Ω_a

Je nutné poznamenat, že obě uvedené „definice“ efektivní šířky pásma Ω_a jsou bohužel poměrně vágní, je ale možné podle nich zhruba vymezit rozsah hodnot, kterých může Ω_a nabývat. Přesné určení Ω_a , které je díky nejasné definici velmi obtížné (ne-li nemožné), pak závisí na nastavení citlivosti identifikační metody. Proto je z praktického hlediska vhodnější považovat Ω_a za uživatelem volitelný parametr, který ale respektuje uvedené „definice“. Uživatel může určit efektivní šířku pásma za pomoci vhodného identifikačního experimentu nebo na základě apriorních informací o systému (viz tabulka 5.1). Protože s ohledem na Ω_a by měl být prováděn návrh regulátoru i algoritmu pro ohodnocování kvality regulace, má i případná špatná volba efektivní šířky pásma dopad na kvalitu řízení systému. V případě příliš pesimistické volby Ω_a (je zvoleno nižší, než ve skutečnosti) a jeho zahrnutí do návrhu regulátoru dojde k tomu, že výsledný regulátor bude pomalejší, než by mohl být v optimálním případě. Naopak při příliš optimistické volbě může regulátor svými zásahy vybudovat systém na vysokých frekvencích, kde to již není možné a tím za určitých okolností snižovat kvalitu řízení.

V případě návrhu řídicího systému je tedy nutné s omezením způsobeným konečnou efektivní šířkou pásma počítat. Protože na vyšších frekvencích než Ω_a reaguje systém na vnější zásahy (tedy i na řízení) nepředvídatelně, je i řízení omezeno frekvencí Ω_a . To znamená, že od frekvence Ω_a musí být hodnota citlivostní funkce (přibližně) rovna jedné $|S(j\omega)| \approx 1$, $\omega > \Omega_a$. Toto omezení lze vyjádřit modifikací Bodeho integrální věty:

$$\int_0^{\Omega_a} \log |S(j\omega)| d\omega = \delta \doteq 0, \quad (5.1)$$

pro stabilní systémy a

$$\int_0^{\Omega_a} \log |S(j\omega)| d\omega = \pi \sum p_k + \delta, \quad (5.2)$$

pro systémy nestabilní.

Při návrhu regulátoru je tedy nutné respektovat omezení plynoucí z modifikované Bodeho věty (5.1) a zajistit, aby regulátor neprováděl zásahy na frekvencích vyšších než Ω_a , protože na těchto frekvencích již nemůže řízený systém smysluplně ovlivnit.

5.1.1 Identifikace efektivní šířky pásma

V odborné literatuře byla zatím popsána jediná metoda použitelná pro identifikaci efektivní šířky pásma. Metoda Smith & Doyle (1993) popisuje heuristický postup identifikace Ω_a pomocí reléového experimentu, viz schéma na obr. 5.4. Předpokládá se množinový model s nestrukturovanou multiplikatívní poruchou a hledá se taková frekvence, kdy $|W(j\omega)| \approx 1$. Do zpětnovazebního systému je zařazeno relé R a regulátor C_i , kde i je číslo kroku metody. V

prvním kroku je použit proporcionální regulátor C_1 , jedná se tedy o standardní reléový experiment, kdy se v důsledku zařazení relé do zpětné vazby řízená veličina rozkmitá (vznikne mezní cyklus) a je možné identifikovat bod frekvenční charakteristiky s fází -180° . Na základě znalosti tohoto bodu je v druhém kroku navržen regulátor C_2 , který zavede do systému fázový předstih (může být použit buď derivační článek nebo lead-lag kompenzátor). Díky zavedení fázového předstihu je identifikován nový bod frekvenční charakteristiky na vyšší frekvenci. Tento postup se opakuje, dokud nedojde k vymizení nebo velkému zkreslení mezního cyklu, což naznačuje překročení Ω_a . Tato metoda má hlavní výhodu v tom, že frekvence Ω_a může být nalezena velmi rychle (většinou během několika málo iterací). To má význam především u pomalých systémů (které v oblasti řízení průmyslových procesů převažují), kde by byl jiný druh experimentu (například zavádění postupně rozmítaného harmonického signálu do řízeného systému) prakticky nepoužitelný.

5.2 Robustní metoda automatického nastavování regulátorů

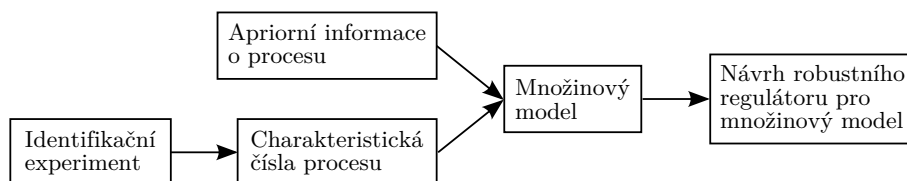
Uživatelsky jednoduchý a spolehlivý algoritmus automatického ladění regulátorů dokáže zajistit, že v době uvedení do provozu bude mít řízený systém dobrou kvalitu regulace. V této kapitole bude popsán robustní algoritmus automatického naladění PID regulátoru, který respektuje fundamentální omezení na zpětnou vazbu vyplývající z Bodeho věty. Algoritmus vychází z osvědčených metod robustního návrhu regulátorů (viz Schlegel (2000), Schlegel et al. (2003), Schlegel & Večerek (2005), Schlegel (2008), Čech (2008)), které se osvědčily i v průmyslové praxi (byly implementovány do řídicích systémů několika českých a jednoho zahraničního výrobce). Představený algoritmus automatického ladění tyto metody dále rozšiřuje a umožňuje jeho rozšíření o algoritmus pro ohodnocování kvality regulace.

Obecné schéma algoritmu pro automatické ladění regulátorů je na obr. 5.5. Základem metody je identifikace parciálního (problémově orientovaného) modelu procesu, kdy tento model obsahuje informaci potřebnou k návrhu regulátoru. Takovýto model bývá mnohem jednodušší a snadněji získatelný než univerzální model, který poskytuje přesnou odezvu na libovolný vstup. Aby bylo možné vytvořit spolehlivou a efektivní metodu automatického návrhu regulátoru, je nutné využít apriorní informace o řízeném procesu. V oblasti řízení procesů je vhodné se orientovat na systémy s monotónní přechodovou charakteristikou (nebo s monotónní frekvenční charakteristikou). Explicitní charakterizace všech monotónních funkcí takového systému je však velmi obtížná. Z toho důvodu má apriorní informace o řízeném procesu jinou formu. Předpokládá se, že řízený proces lze s dostatečnou přesností popsat přenosem, který má libovolný počet neceločíselných pólů a žádné nuly. Tato třída pokrývá většinu aplikací v oblasti řízení průmyslových procesů. Dále je nutné definovat parametry pro identifikaci, které by měly splňovat následující požadavky:

- 1) Každý apriorní přenos by mělo být možné s jistou neurčitostí popsat pomocí několika charakteristických čísel, která mohou být snadno získána z vhodného identifikačního experimentu.

- 2) Na základě charakteristických čísel a apriorní informace musí být možné popsat množinový model (množinu všech přípustných přenosů konzistentních s danými charakteristickými čísly). V tomto případě budou využity první tři momenty impulsní funkce. Tato charakteristická čísla jsou ekvivalentní s čísly $P(0)$, $P^{(1)}(0)$, $P^{(2)}(0)$, kde $P^{(i)}(j\omega)$ je i -tá derivace v bodě ω frekvenčního přenosu $P(j\omega)$ nebo s prvními třemi Markovskými parametry procesu. Na základě apriorní informace a těchto parametrů je možné parametrizovat hranici oboru

5. ROBUSTNÍ METODA AUTOMATICKÉHO NASTAVOVÁNÍ REGULÁTORŮ



Obrázek 5.5: Struktura algoritmu pro automatické ladění regulátoru

hodnot množinového modelu v Nyquistově rovině. Tato parametrizace je základem algoritmu pro automatický návrh robustního regulátoru.

5.3 Apriorně přípustné systémy

S ohledem na jednoduchost a spolehlivost identifikační metody je nutné se omezit jen na určitou třídu systémů, pro které může být identifikační experiment dostatečně jednoduchý, ale zároveň bude tato třída obsahovat co nejvíce systémů používaných v praxi. Byla vybrána množina lineárních t -invariantních systémů obecně neceločíselného řádu s přenosem ve tvaru

$$P(s) = \frac{K}{\prod_{i=1}^p (\tau_i s + 1)^{n_i}}, \quad (5.3)$$

kde $p \in \mathbb{N}$, $K \in \mathbb{R}$, $\tau_i \in \mathbb{R}^+$, $i = 1, \dots, p$, $n_i \in \mathbb{R}^+$, $n_i \geq m$, $i = 1, \dots, p$, $\sum_{i=1}^p n_i \leq n$, kde $n \in \mathbb{R}^+$ je celkový řád procesu a $m \in \mathbb{R}^+$ je minimální povolený stupeň každého pólu. Libovolný přenos mající formu (5.3) budeme dále nazývat apriorně přípustný.

Poznámka 5.4. Z definice vyplývá, že uvažovaný model je neceločíselného řádu. Tato skutečnost je vyjádřena reálnými exponenty n_i , $i = 1, \dots, p$; jejich hodnota je omezena pouze podmínkou na minimální stupeň pólu $n_i \geq m$, kde m je vhodně zvolené číslo a maximálním celkovým řádem systému n .

Množina systémů neceločíselného řádu (fractional order, FO) byla zvolena z několika důvodů. Jedná se o zobecnění odpovídající množiny přenosových funkcí celočíselného řádu (integer order, IO), jedná se tedy o širší třídu obsahující jak FO, tak IO systémy. V neposlední řadě je použití množiny FO (5.3) výhodné z důvodu podstatně jednodušší formulace dále uvedených tvrzení oproti případu celočíselného řádu. Δ

Poznámka 5.5. V této třídě jsou pro $p \rightarrow \infty$ a $m \geq 1$ také zahrnuty všechny přenosové funkce ve tvaru

$$P(s) = \frac{K e^{-Ds}}{\prod_{i=1}^{\bar{p}} (\tau_i s + 1)^{n_i}}, \quad (5.4)$$

kde $D > 0$ a $\bar{p} \in \mathbb{N}$, neboť dopravní zpoždění lze aproximovat přenosem s nekonečným počtem stabilních pólů, což plyne ze vztahu

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{\left(\frac{D}{n} s + 1\right)^n} = e^{-Ds}.$$

Výhodou použití přenosové funkce (5.3) neceločíselného řádu je možnost popsat některé procesy s transcendentními přenosovými funkcemi (například přenos tepla, chemické procesy, atd.).

Dokonce je s pomocí metody Charef et al. (1992) (zde je popsána aproximace FO systému IO systémem se střídajícími se póly a nulami) možné modelovat i některé systémy se stabilními nulami. \triangle

Poznámka 5.6. Reprezentace FO systémů ve frekvenční oblasti je bezproblémová (výpočet frekvenční charakteristiky je stejný jako u IO systémů). Problematická je ale realizace FO systémů v časové oblasti. Pro tento účel byly vyvinuty různé metody (přehled viz Čech (2008)), které vesměs používají aproximaci FO systému IO systémem vysokého řádu. V této práci bude pro simulaci FO systémů použita metoda Čech et al. (2015), která vychází z Charef et al. (1992). \triangle

5.4 Charakteristická čísla procesu

Nechť $P(s)$ označuje striktně ryzí a stabilní přenos, $h(t)$ jeho impulsní funkci. Platí tedy

$$P(s) = \int_0^{\infty} h(t)e^{-st} dt. \quad (5.5)$$

Pro popis procesu je možné použít první tři momenty impulsní funkce

$$m_i = \int_0^{\infty} t^i h(t) dt, \quad i = 0, 1, 2 \quad (5.6)$$

kde $h(t)$ je impulsní funkce procesu. Momenty m_0, m_1, m_2 mohou být nahrazeny jinou trojicí charakteristických čísel κ, μ, σ^2 , která jsou definována jako

$$\begin{aligned} \kappa &= \int_0^{\infty} h(t) dt = m_0, \\ \mu &= \frac{\int_0^{\infty} th(t) dt}{\int_0^{\infty} h(t) dt} = \frac{m_1}{m_0}, \\ \sigma^2 &= \frac{\int_0^{\infty} (t-\mu)^2 h(t) dt}{\int_0^{\infty} h(t) dt} = \frac{m_2}{m_0} - \frac{m_1^2}{m_0^2}. \end{aligned} \quad (5.7)$$

Charakteristická čísla κ, μ, σ mají jasnou fyzikální interpretaci; udávají zesílení soustavy, rezidentní časovou konstantu (přibližné časové zpoždění průchodu pulsu soustavou) a přibližný celkový čas průchodu pulsu soustavou.

Příklad 5.2. Charakteristická čísla systému prvního řádu $P(s) = \frac{1}{\tau s + 1}$ jsou $\kappa = 1, \mu = \tau, \sigma^2 = \tau^2$ \blacktriangle

Příklad 5.3. Charakteristická čísla čistého dopravního zpoždění, tedy $P(s) = e^{-Ds}$ jsou $\kappa = 1, \mu = D, \sigma^2 = 0$ \blacktriangle

Příklad 5.4. Charakteristická čísla tvarovače nultého řádu (ZOH)

$$P_{ZOH}(s) = \frac{1}{s} (1 - e^{-Ls}) \quad (5.8)$$

jsou $\kappa = L, \mu = L/2, \sigma^2 = L^2/12$. Poznamenejme, že tvarovač nultého řádu přemění Diracův impuls $\delta(t)$ na obdélníkový puls délky L . \blacktriangle

5. ROBUSTNÍ METODA AUTOMATICKÉHO NASTAVOVÁNÍ REGULÁTORŮ

Lemma 5.1. Necht $P_i(s)$ je přenos s charakteristickými čísly $\kappa_i, \mu_i, \sigma_i^2$, $i = 1, 2, \dots, m$, vypočtenými na základě (5.7). Potom pro charakteristická čísla přenosu

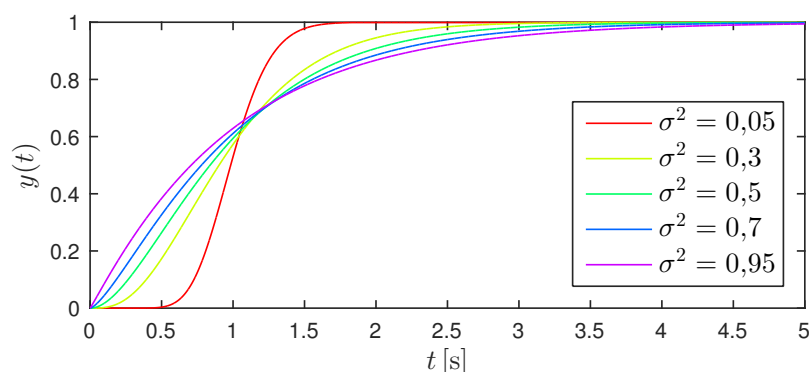
$$P(s) = P_1(s)P_2(s) \cdot \dots \cdot P_m(s) \quad (5.9)$$

platí:

$$\begin{aligned} \kappa &= \kappa_1 \kappa_2 \cdot \dots \cdot \kappa_m, \\ \mu &= \mu_1 + \mu_2 + \dots + \mu_m, \\ \sigma^2 &= \sigma_1^2 + \sigma_2^2 + \dots + \sigma_m^2. \end{aligned} \quad (5.10)$$

Důkaz je uveden v Schlegel (2008).

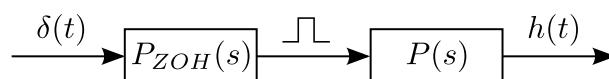
Příklad 5.5. Vliv parametru σ^2 na přechodovou charakteristiku bude ilustrován na přenosu $P(s) = \frac{1}{(\sigma^2 s + 1)^{\frac{1}{\sigma^2}}}$. Z obr. 5.6 je patrné, že při hodnotě $\sigma^2 = 0,95$ má systém velmi malé zdánlivé dopravní zpoždění blízké k nule. Naopak při $\sigma^2 = 0,05$ je toto zpoždění dominantní. ▲



Obrázek 5.6: Příklad 5.5 – Ilustrace vlivu parametru σ^2 na přechodovou charakteristiku systému

5.5 Identifikace procesu

Definiční vztah (5.6) není bohužel možné použít k přímému výpočtu momentů (a tedy i k výčtu charakteristických čísel κ, μ, σ^2), protože impulsní funkce není přímo měřitelná. Pro identifikaci κ, μ, σ^2 je možné použít několik metod. V této sekci bude stručně popsána nejčastěji využívaná metoda využívající k vybuzení procesu z ustáleného stavu testovací signál typu puls.



Obrázek 5.7: Pulsní identifikační experiment

Pro identifikaci přenosu je využito sériové spojení $H(s)$ tvarovače nultého řádu $P_{ZOH}(s)$ a identifikovaného přenosu $P(s)$ (viz obr. 5.7). Impulsní funkce přenosu $H(s)$ je identická s

odezvou přenosu $P(s)$ na obdélníkový puls

$$u(t) = \begin{cases} 1 & \text{pro } t \in \langle 0, L \rangle, \\ 0 & \text{jinde} \end{cases}. \quad (5.11)$$

Z odezvy přenosu $P(s)$ na obdélníkový vstup (5.11) můžeme tedy určit charakteristická čísla $\kappa_H, \mu_H, \sigma_H^2$ přenosu $H(s)$ využitím vztahů (5.6) a (5.7). Užijeme-li příklad 5.4 a lemma 5.1, obdržíme pro charakteristická čísla procesu $P(s)$ následující vztahy:

$$\kappa = \frac{\kappa_H}{L}, \quad \mu = \mu_H - \frac{L}{2}, \quad \sigma^2 = \sigma_H^2 - \frac{L^2}{12}. \quad (5.12)$$

Poznámka 5.7. *Odezvu procesu na obdélníkový testovací signál není nutné měřit až do ustáleného stavu. Měření je vhodné ukončit, když odezva již exponenciálně klesá a její zbylou část extrapolovat vhodnou exponenciální funkcí. Tímto způsobem je možné výrazně zkrátit délku experimentu. Díky časové integraci je navíc měření prvních třech momentů poměrně odolné vůči vysokofrekvenčním šumům s nulovou střední hodnotou působících na měřenou veličinu.* \triangle

5.6 Množinový model

Definice 5.2 (Množinový model procesu). Necht $n, m, \kappa, \mu, \sigma^2$ jsou nezáporná reálná čísla. Přenosovou funkci $P(s)$ budeme nazývat přípustnou, jestliže splňuje následující dvě podmínky:

- 1) (Apriorní předpoklad) Přenosová funkce $P(s)$ je ve tvaru (5.3).
- 2) (Momentová podmínka) Pro parametry $K, \tau_i, n_i, i = 1, \dots, p$ přenosové funkce $P(s)$ (5.3) platí

$$\kappa = K, \quad \mu = \sum_{i=1}^p \tau_i n_i, \quad \sigma^2 = \sum_{i=1}^p \tau_i^2 n_i, \quad (5.13)$$

kde κ, μ, σ^2 jsou daná charakteristická čísla (získaná experimentální identifikací přenosu). Množinu všech přípustných přenosových funkcí $P(s)$ budeme označovat $\mathcal{S}^{n,m}(\kappa, \mu, \sigma^2)$ a budeme ji nazývat (momentovým) množinovým modelem. Poznamenejme, že vztahy (5.13) jsou získány aplikací lemmatu 5.1 na přenos (5.3).

Lemma 5.3. Necht $n \geq m$, potom je množinový model $\mathcal{S}^{n,m}(\kappa, \mu, \sigma^2)$ neprázdný právě tehdy, jestliže

$$\frac{1}{n} \leq \frac{\sigma^2}{\mu^2} \leq \frac{1}{m}. \quad (5.14)$$

Důkaz je uveden v Večerek (2004).

Poznámka 5.8. *Pro charakteristická čísla procesu κ, μ, σ^2 systému s dopravním zpožděním ve tvaru (5.4) v důsledku lemmatu 5.1 platí*

$$\kappa = K, \quad \mu = D + \sum_{i=1}^{\bar{p}} \tau_i n_i, \quad \sigma^2 = \sum_{i=1}^{\bar{p}} \tau_i^2 n_i. \quad (5.15)$$

\triangle

5. ROBUSTNÍ METODA AUTOMATICKÉHO NASTAVOVÁNÍ REGULÁTORŮ

Definice 5.4. Množinu $\mathcal{V}_\omega^{n,m}(\kappa, \mu, \sigma^2) = \{P(j\omega) : P(s) \in \mathcal{S}^{n,m}(\kappa, \mu, \sigma^2)\}$ budeme nazývat oborem hodnot množinového modelu $\mathcal{S}^{n,m}(\kappa, \mu, \sigma^2)$ na frekvenci ω .

Obor hodnot představuje ve frekvenční oblasti neurčitost množinového modelu pro danou frekvenci. Je možné ukázat, že obor hodnot je ve frekvenční oblasti uzavřená ohraničená množina. Problém charakterizace všech systémů množinového modelu je proto možné zjednodušit na problém nalezení hranice této množiny. Body na hranici oboru hodnot jsou generovány takzvanými extrémálními přenosovými funkcemi.

Definice 5.5 (Extrémální přenosová funkce). Přípustný přenos $P(s) \in \mathcal{S}^{n,m}(\kappa, \mu, \sigma^2)$ se nazývá extrémální, jestliže existuje alespoň jedna frekvence $\omega > 0$, že $P(j\omega) \in \partial\mathcal{V}_\omega$, kde $\partial\mathcal{V}_\omega$ označuje hranici oboru hodnot \mathcal{V}_ω množinového modelu $\mathcal{S}^{n,m}(\kappa, \mu, \sigma^2)$.

Parametrizace všech extrémálních přenosových funkcí je nutná pro určení hranice oboru hodnot. Tato hranice je tvořena konečným počtem hladkých křivek, jejich koncové body jsou tvořeny tzv. vrcholovými systémy. Extrémální přenosové funkce jsou velmi důležité pro návrh robustního regulátoru. Bylo dokázáno (Schlegel (2000)), že pokud je regulátor navržen pro systémy ležící na hranici oboru hodnot \mathcal{V}_ω množinového modelu $\mathcal{S}^{n,m}(\kappa, \mu, \sigma^2)$ (tedy extrémální systémy) tak, aby splňoval jisté návrhové požadavky ve frekvenční oblasti, potom jsou tyto požadavky splněny pro všechny systémy množinového modelu $\mathcal{S}^{n,m}(\kappa, \mu, \sigma^2)$. Díky tomu se návrh robustního regulátoru zásadně zjednoduší.

Poznámka 5.9. Množinový model $\mathcal{S}^{n,m}(\kappa, \mu, \sigma^2)$ lze bez ztráty obecnosti znormalizovat v zesílení a v čase, tedy $\bar{\kappa} = 1$, $\bar{\mu} = 1$ a $\bar{\sigma}^2 = \sigma^2/\mu^2$. Parametr $\bar{\sigma}^2$ má potom význam normalizovaného dopravního zpoždění. Normalizovaný množinový model budeme dále označovat $\mathcal{S}^{n,m}(1, 1, \bar{\sigma}^2)$. \triangle

Věta 5.6 (Parametrizace oboru hodnot $\partial\mathcal{V}_\omega$ pro $n \rightarrow \infty$). Pro libovolné $\omega > 0$ je hranice $\partial\mathcal{V}_\omega$ oboru hodnot \mathcal{V}_ω množinového modelu $\mathcal{S}^{\infty,m}(1, 1, \bar{\sigma}^2)$ tvořena třemi oblouky $P_i(s = j\omega, \alpha)$, $\alpha \in I_i$, $i = 1, 2, 3$, kde

$$P_1(s, \alpha) = \frac{e^{-(1-\bar{\sigma}\sqrt{\alpha})s}}{\left(\frac{\bar{\sigma}}{\sqrt{\alpha}}s + 1\right)^\alpha}, \quad (5.16)$$

$$I_1 = \left\langle m, \frac{1}{\bar{\sigma}^2} \right\rangle,$$

$$P_2(s, \alpha) = \frac{1}{\left(\frac{\alpha - \sqrt{\alpha m[(m+\alpha)\bar{\sigma}^2 - 1]}}{\alpha(m+\alpha)}s + 1\right)^\alpha \left(\frac{m + \sqrt{\alpha m[(m+\alpha)\bar{\sigma}^2 - 1]}}{m(m+\alpha)}s + 1\right)^m}, \quad (5.17)$$

$$I_2 = \left\langle \max \left\{ m, \frac{1 - m\bar{\sigma}^2}{\bar{\sigma}^2} \right\}, \infty \right\rangle,$$

$$P_3(s, \alpha) = \frac{1}{\left(\frac{m - \sqrt{\alpha m[(m+\alpha)\bar{\sigma}^2 - 1]}}{m(m+\alpha)}s + 1\right)^m \left(\frac{\alpha + \sqrt{\alpha m[(m+\alpha)\bar{\sigma}^2 - 1]}}{\alpha(m+\alpha)}s + 1\right)^\alpha}, \quad (5.18)$$

$$I_3 = \left\langle \max \left\{ m, \frac{1 - m\bar{\sigma}^2}{\bar{\sigma}^2} \right\}, \frac{1}{\bar{\sigma}^2} \right\rangle.$$

Důkaz věty 5.6 je uveden v Schlegel & Čech (2005). Pomocí věty 5.6 je možné získat přesný odhad oboru hodnot \mathcal{V}_ω normalizovaného množinového modelu $\mathcal{S}^{\infty,m}(1, 1, \bar{\sigma}^2)$. Koncové body oblouků $P_i(j\omega, \alpha)$, $\alpha \in I_i$, $i = 1, 2, 3$ nazýváme vrcholy oboru hodnot:

$$V_1(s) = \lim_{\alpha \rightarrow \alpha_1^-} P_1(s, \alpha) = \lim_{\alpha \rightarrow \alpha_2^+} P_2(s, \alpha),$$

$$V_2(s) = \lim_{\alpha \rightarrow \alpha_1^+} P_1(s, \alpha) = \lim_{\alpha \rightarrow \alpha_3^-} P_3(s, \alpha),$$

$$V_3(s) = \lim_{\alpha \rightarrow \alpha_2^-} P_2(s, \alpha) = \lim_{\alpha \rightarrow \alpha_3^+} P_3(s, \alpha).$$

Vrcholy oboru hodnot (též vrcholové systémy) lze vypočítat dosazením krajních bodů intervalů I_i do extrémálních přenosových funkcí $P_i(s, \alpha)$:

$$V_1(s) = \frac{e^{-(1-\bar{\sigma}\sqrt{m})s}}{\frac{\bar{\sigma}}{\sqrt{m}}s + 1}, \quad (5.19)$$

$$V_2(s) = \frac{1}{(\bar{\sigma}^2 s + 1)^{\frac{1}{\bar{\sigma}^2}}}, \quad (5.20)$$

$$V_3(s) = \frac{1}{\left(\frac{1-\sqrt{2m\bar{\sigma}^2-1}}{2m}s + 1\right)^m \left(\frac{1+\sqrt{2m\bar{\sigma}^2-1}}{2m}s + 1\right)^m}, \quad (5.21)$$

Poznámka 5.10. Pro úplnost jsou uvedeny i vrcholové systémy pro nenormalizovaný množinový model $\mathcal{S}^{n,m}(\kappa, \mu, \sigma^2)$:

$$V_1(s) = \frac{\kappa e^{-(\mu-\sigma\sqrt{m})s}}{\frac{\sigma}{\sqrt{m}}s + 1}, \quad (5.22)$$

$$V_2(s) = \frac{\kappa}{\left(\frac{\sigma^2}{\mu}s + 1\right)^{\frac{\mu^2}{\sigma^2}}}, \quad (5.23)$$

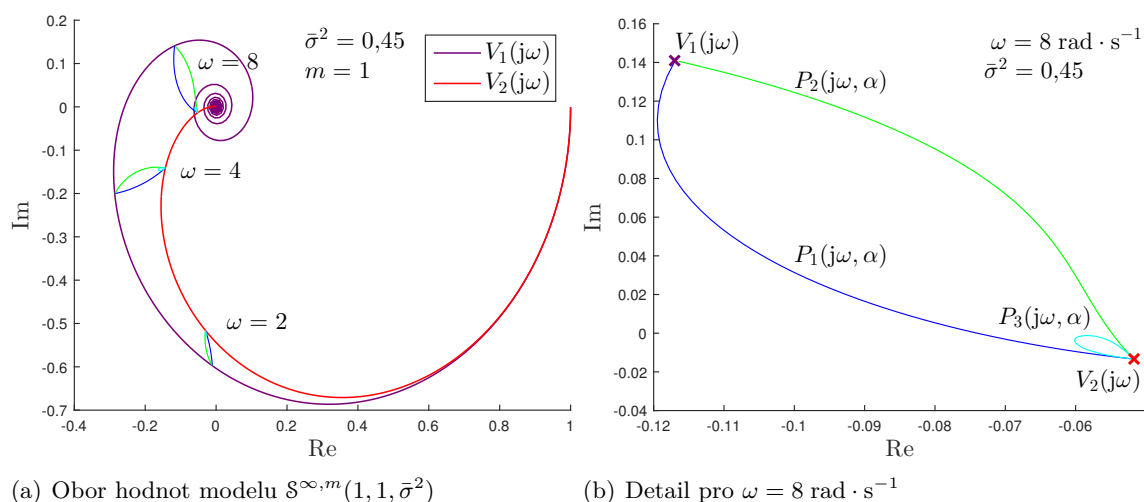
$$V_3(s) = \frac{\kappa}{\mu \left(\frac{1-\sqrt{2m\sigma^2-1}}{2m}s + 1\right)^m \mu \left(\frac{1+\sqrt{2m\sigma^2-1}}{2m}s + 1\right)^m}, \quad (5.24)$$

△

Poznámka 5.11. V příkladech uvedených v této práci bude uvažováno, že minimální stupeň pólu $m = 1$ a maximální celkový řád systému $n = \infty$. Množinu apriorně přípustných přenosů pro tyto konkrétní hodnoty m a n budeme označovat symbolem $\mathcal{S}^{\infty,1}(\kappa, \mu, \sigma^2)$, normalizovanou množinu potom analogicky $\mathcal{S}^{\infty,1}(1, 1, \bar{\sigma}^2)$. △

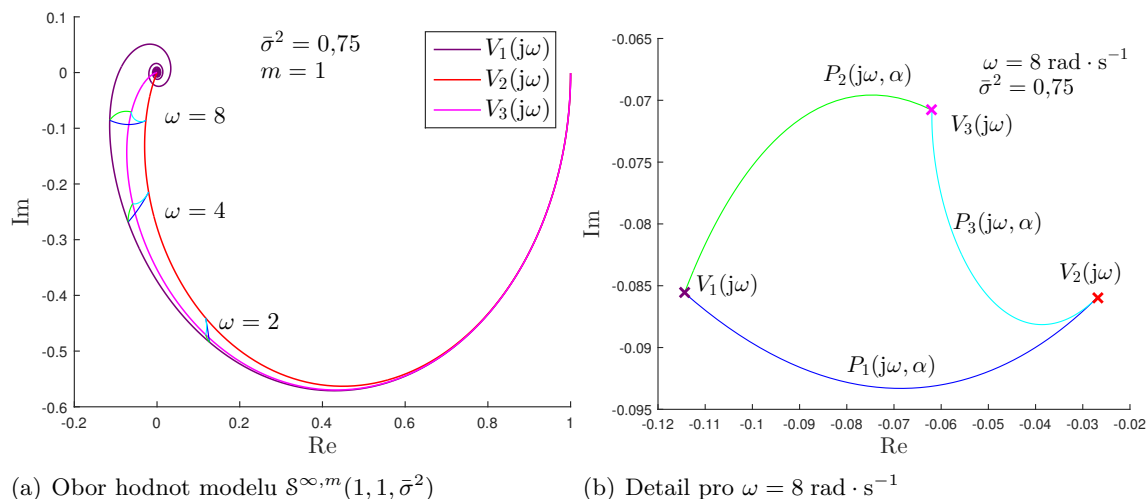
Příklad 5.6. V tomto příkladu je ilustrována parametrizace oboru hodnot \mathcal{V}_ω normalizovaného množinového modelu $\mathcal{S}^{\infty,m}(1, 1, \bar{\sigma}^2)$, $\bar{\sigma}^2 = 0,45$. Na obr. 5.8 b) je zobrazen detail pro frekvenci $\omega = 8 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$, kde jsou vidět tři oblouky náležící extrémálním přenosovým funkcím $P_1(j\omega, \alpha)$, $P_2(j\omega, \alpha)$, $P_3(j\omega, \alpha)$ (vymezují neurčitost modelu $\mathcal{S}^{\infty,m}(1, 1, \bar{\sigma}^2)$ na dané frekvenci) a dva vrcholové systémy $V_1(j\omega)$, $V_2(j\omega)$. Na obr. 5.8 a) Jsou znázorněny frekvenční charakteristiky vrcholových systémů $V_1(j\omega)$, $V_2(j\omega)$, které vymezují neurčitost celého množinového modelu $\mathcal{S}^{\infty,m}(1, 1, \bar{\sigma}^2)$ ve frekvenční oblasti. ▲

5. ROBUSTNÍ METODA AUTOMATICKÉHO NASTAVOVÁNÍ REGULÁTORŮ



Obrázek 5.8: Příklad 5.6 – Parametrizace množinového modelu $\mathcal{S}^{\infty,m}(1, 1, \bar{\sigma}^2)$, $\bar{\sigma}^2 = 0,45$

Příklad 5.7. V tomto příkladu je ilustrována parametrizace oboru hodnot \mathcal{V}_ω normalizovaného množinového modelu $\mathcal{S}^{\infty,m}(1, 1, \bar{\sigma}^2)$, $\bar{\sigma}^2 = 0,75$. Na obr. 5.9 b) je zobrazen detail pro frekvenci $\omega = 8 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$, kde jsou vidět tři oblouky náležící extrémálním přenosovým funkcím $P_1(j\omega, \alpha)$, $P_2(j\omega, \alpha)$, $P_3(j\omega, \alpha)$ a tři vrcholové systémy $V_1(j\omega)$, $V_2(j\omega)$, $V_3(j\omega)$. Vrcholové systémy jsou narozdíl od předchozího příkladu tři, protože pro $\bar{\sigma}^2 > 0,5$ se vrcholový systém $V_2(j\omega)$ rozdělí na dva samostatné ($V_2(j\omega)$, $V_3(j\omega)$). Na obr. 5.9 a) Jsou znázorněny frekvenční charakteristiky vrcholových systémů $V_1(j\omega)$, $V_2(j\omega)$ a $V_3(j\omega)$. ▲



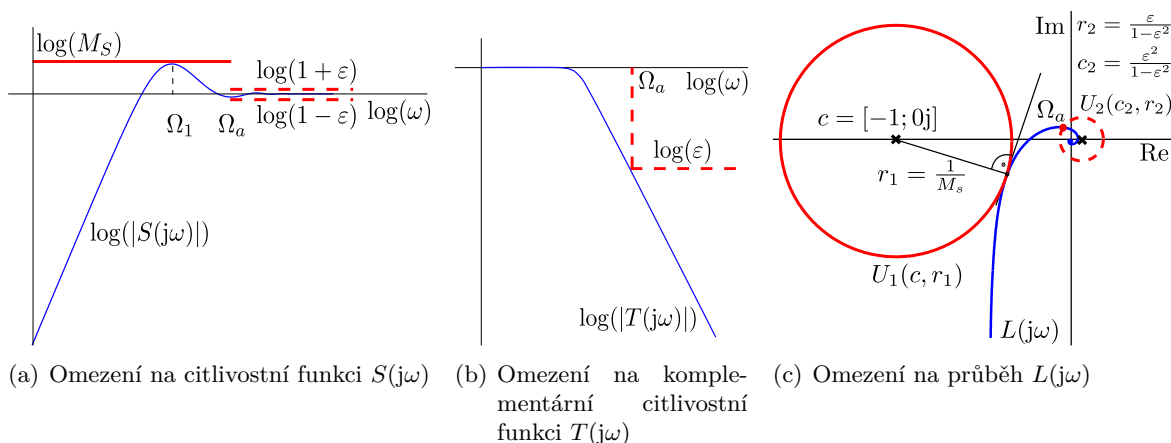
Obrázek 5.9: Příklad 5.7 – Parametrizace množinového modelu $\mathcal{S}^{\infty,m}(1, 1, \bar{\sigma}^2)$, $\bar{\sigma}^2 = 0,75$

5.7 Návrh PID regulátoru pomocí robustních regionů

Návrh robustního PID regulátoru je založen na znalosti množinového modelu $\mathcal{S}^{n,m}(1, 1, \bar{\sigma}^2)$. Do návrhu regulátoru jsou promítnuty požadavky na chování uzavřené smyčky (v tomto pří-

5.7 Návrh PID regulátoru pomocí robustních regionů

padě budou dva). Základním požadavkem je zajištění robustnosti ve stabilitě, což reprezentuje požadavek 1) na omezení na maximální hodnotu citlivostní funkce M_S . Omezení na velikost M_S patří mezi standardní návrhové požadavky, umožňuje omezit zesílení poruch regulátorem. Tento požadavek je nutné doplnit o kontrolu, zda Nyquistova křivka $L(j\omega)$ neobkličuje bod $-1, 0j$, čímž je zajištěna stabilita uzavřeného systému. Protože chceme, aby byl algoritmus autotuneru i samotný navržený regulátor plně kompatibilní s novou metodou pro ohodnocování kvality regulace, bude definován návrhový požadavek 2) omezující maximální velikost citlivostní funkce pro frekvence $\omega > \Omega_a$. Omezení na maximální velikost $|S(j\omega) - 1| \leq \varepsilon$, $\omega > \Omega_a$ zaručuje, že činnost regulátoru se omezuje na frekvenční rozsah $\omega < \Omega_a$. Tento požadavek je ekvivalentní s požadavkem na komplementární citlivostní funkci $T(j\omega) \leq \varepsilon$. Oba požadavky jsou ilustrovány na obr. 5.10.



Obrázek 5.10: Návrhové požadavky pro výpočet PID regulátoru

Poznámka 5.12. Přidání návrhového požadavku 2) – omezení šířky pásma regulátoru má velký praktický význam. Takto navržený PID regulátor najde uplatnění nejen jako součást systému pro automatické ohodnocování kvality regulace, ale lze s úspěchem nasadit samostatně. Například v aplikacích, kde by zásahy regulátoru na frekvencích $\omega > \Omega_a$ vyvolávaly oscilace řízené veličiny nebo vibrace stroje. Parametr Ω_a v tomto případě bude mít význam klasické šířky pásma. \triangle

5.7.1 Návrhový požadavek 1 (M-úloha)

Maximum citlivostní funkce $S(j\omega)$ definované jako $M_S = \sup_{\omega} |S(j\omega)|$ je menší nebo rovno zadané hodnotě M_S , viz obr. 5.10 a). Potom platí:

$$\begin{aligned} |S(j\omega)| &\leq M_S, \quad \forall \omega, \\ \frac{1}{|1 + L(j\omega)|} &\leq M_S, \quad \forall \omega, \\ |1 + L(j\omega)| &\geq \frac{1}{M_S}, \quad \forall \omega. \end{aligned}$$

Nyquistova křivka $L(j\omega)$ se tedy dotýká kružnice $U_1(c, r_1)$ se středem $c = [-1; 0j]$ a poloměrem $r_1 = \frac{1}{M_S}$ a v bodě dotyku je $L(j\omega)$ tečná ke kružnici $U_1(c, r_1)$, viz obr. 5.10 c).

5. ROBUSTNÍ METODA AUTOMATICKÉHO NASTAVOVÁNÍ REGULÁTORŮ

Tímto dodatečným požadavkem je zajištěno, že $L(j\omega)$ se dotýká kružnice $U_1(c, r_1)$ pouze v jediném bodě. Pro návrh regulátoru byla zvolena upravená varianta metody Schlegel et al. (2003).

Je uvažován PID regulátor ve tvaru

$$C(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + \frac{T_d s}{\frac{T_d}{N} s + 1} \right) \equiv K_p + \frac{K_i}{s} + \frac{K_d s}{\frac{K_d}{N} s + 1}, \quad (5.25)$$

kde K_p, T_i, T_d jsou standardní inženýrské návrhové parametry (proporcionální zesílení, integrační a derivační časová konstanta), N je parametr filtru derivační složky. V dalších výpočtech budou využívány alternativní parametry $K_i = \frac{K_p}{T_i}$, $K_d = K_p T_d$. Aby mohla být použita metoda parametrické roviny, musí být počet parametrů PID regulátoru zredukován ze tří na dva: K_p, d , kdy platí

$$K_i = K_p d, \quad K_d = \frac{K_p f}{d}, \quad (5.26)$$

kde $d = \frac{1}{T_i}$ a f je pevný poměr mezi T_d a T_i , který se standardně volí jako $f = 1/4$.

Chceme tedy najít všechny regulátory charakterizované body v parametrické rovině $K_p - K_i$ které splňují zadanou podmínku. Pro další výpočty bude zavedeno následující značení:

$$L(j\omega) \equiv u + jv, \quad C(j\omega) \equiv x + jy, \quad P(j\omega) \equiv a + jb, \quad (5.27)$$

kde

$$L(j\omega) = C(j\omega)P(j\omega) = (x + jy)(a + jb) = (ax - by) + j(ay + bx), \quad (5.28)$$

platí tedy, že

$$u = (ax - by), \quad v = (ay + bx). \quad (5.29)$$

Dále označíme

$$\frac{d}{d\omega} L(j\omega) \equiv u_1 + jv_1, \quad \frac{d}{d\omega} C(j\omega) \equiv x_1 + jy_1, \quad \frac{d}{d\omega} P(j\omega) \equiv a_1 + jb_1, \quad (5.30)$$

kde

$$u_1 = a_1 x + a x_1 - b_1 y - b y_1, \quad v_1 = a_1 y + a y_1 + b_1 x + b x_1. \quad (5.31)$$

Podmínka dotyku tečny funkce $L(j\omega)$ a kružnice $U_1(c, r_1)$ je splněna, pokud platí

$$(u - c)^2 + v^2 = r_1^2, \quad (5.32)$$

$$(u - c)u_1 + vv_1 = 0. \quad (5.33)$$

Soustava rovnic (5.32), (5.33) má po dosazení (5.27) a (5.30) tvar:

$$\left(aK_p \left(1 + \frac{Nf^2\omega^2}{N^2d^2 + f^2\omega^2} \right) - bK_p \left(\frac{N^2fd\omega}{N^2d^2 + f^2\omega^2} - \frac{d}{\omega} \right) - c \right)^2 + \left(aK_p \left(\frac{N^2fd\omega}{N^2d^2 + f^2\omega^2} - \frac{d}{\omega} \right) + bK_p \left(1 + \frac{Nf^2\omega^2}{N^2d^2 + f^2\omega^2} \right) \right)^2 = r^2 \quad (5.34)$$

$$\begin{aligned} & \left(aK_p \left(1 + \frac{Nf^2\omega^2}{N^2d^2 + f^2\omega^2} \right) - bK_p \left(\frac{N^2fd\omega}{N^2d^2 + f^2\omega^2} - \frac{d}{\omega} \right) - c \right) \left(a_1K_p \left(1 + \frac{Nf^2\omega^2}{N^2d^2 + f^2\omega^2} \right) + aK_p \left(2 \frac{Nf^2\omega}{N^2d^2 + f^2\omega^2} \right. \right. \\ & \quad \left. \left. - 2 \frac{Nf^4\omega^3}{(N^2d^2 + f^2\omega^2)^2} \right) - b_1K_p \left(\frac{N^2fd\omega}{N^2d^2 + f^2\omega^2} - \frac{d}{\omega} \right) - bK_p \left(\frac{N^2fd}{N^2d^2 + f^2\omega^2} - 2 \frac{N^2f^3d\omega^2}{(N^2d^2 + f^2\omega^2)^2} + \frac{d}{\omega^2} \right) \right) \\ & + \left(aK_p \left(\frac{N^2fd\omega}{N^2d^2 + f^2\omega^2} - \frac{d}{\omega} \right) + bK_p \left(1 + \frac{Nf^2\omega^2}{N^2d^2 + f^2\omega^2} \right) \right) \left(a_1K_p \left(\frac{N^2fd\omega}{N^2d^2 + f^2\omega^2} - \frac{d}{\omega} \right) + aK_p \left(\frac{N^2fd}{N^2d^2 + f^2\omega^2} \right. \right. \\ & \quad \left. \left. - 2 \frac{N^2f^3d\omega^2}{(N^2d^2 + f^2\omega^2)^2} + \frac{d}{\omega^2} \right) + b_1K_p \left(1 + \frac{Nf^2\omega^2}{N^2d^2 + f^2\omega^2} \right) + bK_p \left(2 \frac{Nf^2\omega}{N^2d^2 + f^2\omega^2} - 2 \frac{Nf^4\omega^3}{(N^2d^2 + f^2\omega^2)^2} \right) \right) = 0 \end{aligned} \quad (5.35)$$

5.7 Návrh PID regulátoru pomocí robustních regionů

Z rovnice (5.35) lze vyjádřit explicitní vztah pro K , který je závislý na frekvenci ω :

$$\begin{aligned}
 K_p = & c\omega(a_1\omega^2N^4d^4 + 2a_1\omega^4N^2d^2f^2 + a_1\omega^6f^4 + a_1\omega^4N^3f^2d^2 + a_1\omega^6Nf^4 + 2aN^3f^2\omega^3d^2 - b_1d^3\omega^3N^4f - b_1d\omega^5N^2f^3 \\
 & + b_1d^5\omega N^4 + 2b_1d^3\omega^3N^2f^2 + b_1d\omega^5f^4 - bd^3N^4f\omega^2 + bdN^2f^3\omega^4 - bd^5N^4 - 2bd^3N^2f^2\omega^2 - bdf^4\omega^4)/ \\
 & - 2d^2N^2bf^3\omega^5b_1 - 2d^2N^2af^3\omega^5a_1 + 2d^2N^3a\omega^5a_1f^2 + 2d^2N^2a\omega^5a_1f^2 - 2d^4N^4bf\omega^3b_1 - 2d^4N^4af\omega^3a_1 + 2d^4N^2bb_1\omega^3f^2 \\
 & - d^6N^4b^2 - d^6N^4a^2 + 2d^2N^2b\omega^5b_1f^2 + 2d^2N^3b\omega^5b_1f^2 + d^2a\omega^5N^4a_1f^2 + d^2b\omega^5N^4b_1f^2 + 2d^4N^2aa_1\omega^3f^2 + 2d^2N^2a^2f^3\omega^4 \\
 & + d^2N^4a^2\omega^4f^2 + b\omega^7N^2b_1f^4 + a\omega^7N^2a_1f^4 + d^4N^4a\omega^3a_1 - 2d^4N^2b^2f^2\omega^2 - 2d^4N^2a^2f^2\omega^2 + d^4N^4b\omega^3b_1 + 2Na\omega^7a_1f^4 \\
 & + d^6N^4bb_1\omega + 2Nb\omega^7b_1f^4 + d^6N^4aa_1\omega + d^2N^4b^2\omega^4f^2 + b\omega^7b_1f^4 + a\omega^7a_1f^4 - d^2b^2f^4\omega^4 - d^2a^2f^4\omega^4 + d^2bb_1\omega^5f^4 \\
 & + 2d^2N^2b^2f^3\omega^4 + d^2aa_1\omega^5f^4 + 2d^2N^3b^2\omega^4f^2 + 2d^2N^3a^2\omega^4f^2
 \end{aligned} \tag{5.36}$$

Po dosazení (5.36) do (5.34) dostaneme polynomiální rovnici 16. řádu pro proměnnou d (opět závislou na frekvenci ω):

$$\begin{aligned}
 0 = & c_{16}d^{16} + c_{15}d^{15} + c_{14}d^{14} + c_{13}d^{13} + c_{12}d^{12} + c_{11}d^{11} + c_{10}d^{10} + c_9d^9 + c_8d^8 + c_7d^7 + c_6d^6 + c_5d^5 + c_4d^4 + c_3d^3 \\
 & + c_2d^2 + c_1d + c_0.
 \end{aligned} \tag{5.37}$$

Koeficienty $c_{16}, c_{15}, \dots, c_0$ této polynomiální rovnice jsou velmi dlouhé výrazy, proto byly přesunuty do přílohy A (vztahy (A.1)–(A.19)).

Pro výpočet parametru d je tedy nutné vypočítat kořeny daného polynomu a vybrat pouze ty, které jsou přípustné (tj. reálné kladné). Tyto kořeny označíme $d_l, l = 1, 2, \dots, m$. Parametry PID regulátoru pro danou frekvenci ω lze na základě znalosti d_l již snadno vypočítat:

$$K_p = \text{viz rovnice(5.36)}, \quad K_i = K_p d_l, \quad K_d = \frac{K_p f}{d_l}. \tag{5.38}$$

Všechny regulátory s parametry (5.38) splňující soustavu rovnic (5.32), (5.32) jsou vykresleny v rovině $K_p - K_i$, kde tvoří parametrické křivky závislé na frekvenci ω . Tyto křivky tvoří hranice robustních regionů. Těchto regionů může být více a existují i takové, které generují nestabilní uzavřenou smyčku ($L(j\omega)$ je sice tečná ke kružnici $U_1(c, r_1)$, ale obkličuje bod $[-1; 0j]$ zprava) nebo nesplňují požadavek na maximální hodnotu M_S ($L(j\omega)$ je tečná ke kružnici $U_1(c, r_1)$ na určité frekvenci, ale pak ještě kružnicí $U_1(c, r_1)$ prochází). Je tedy nutné nalézt a vybrat pouze ty regiony, které splňují všechny požadavky. Problém automatického výběru vhodného robustního regionu pro tento typ úlohy nebyl zatím řešen.

Je nutné poznamenat, že pro každou frekvenci ω může mít úloha několik řešení, tj. pro danou ω může mít rovnice (5.37) více přípustných kořenů d_l . Z toho plyne, že pro danou frekvenci ω může být vygenerován různý počet regulátorů (charakterizovaných parametry K_p, K_i) náležících do různých regionů. Z vypočtených regionů je nutné vybrat jeden vhodný, který splňuje všechny požadavky uvedené výše.

Pro potřeby této práce bylo nutné problém automatického výběru vhodného robustního regionu alespoň pro určité případy vyřešit. Řešení bylo dosaženo pomocí poměrně složitého heuristického algoritmu. Tento algoritmus je použit ve všech následujících příkladech v této kapitole. Jeho funkce je dokumentována na obrázcích 5.11 a), b), kde byl použit k výběru vhodného robustního regionu.

5.7.2 Návrhový požadavek 2 (ε -úloha)

Požadujeme, aby se na frekvencích $\omega > \Omega_a$ citlivostní funkce blížila 1, tedy $S(j\omega) \doteq 1$. Pro návrhový požadavek 2) tedy platí:

$$|S(j\omega) - 1| \leq \varepsilon, \quad \omega > \Omega_a, \tag{5.39}$$

5. ROBUSTNÍ METODA AUTOMATICKÉHO NASTAVOVÁNÍ REGULÁTORŮ

kde ε je malé číslo. Protože platí, že $S(j\omega) + T(j\omega) = 1$, je požadavek (5.39) ekvivalentní vztahu

$$|T(j\omega)| \leq \varepsilon, \quad \omega > \Omega_a, \quad (5.40)$$

viz obr. 5.10 b). Tento požadavek je možné převést na požadavek, že $L(j\omega)$ musí být na frekvencích $\omega > \Omega_a$ uvnitř kružnice $U_2(c_2, r_2)$ se středem $c_2 = [\frac{\varepsilon^2}{1-\varepsilon^2}; 0j]$ a poloměrem $r_2 = \frac{\varepsilon}{1-\varepsilon^2}$, viz obr. 5.10 b). Hledáme tedy průsečík $L(j\omega)$ s kružnicí $U_2(c, r_2)$ na frekvenci $\omega = \Omega_a$ (viz obr. 5.10 c)), tedy

$$(u - c_2)^2 + v^2 = r_2^2, \quad (5.41)$$

Rovnice (5.41) má obdobně jako pro podmínku 1) explicitní řešení pro K_p :

$$\begin{aligned} K_p = & ((f^2 acN + f^2 act)\omega^3 + (f^2 bdc - N^2 b fcd)\omega^2 + N^2 a\omega cd^2 + N^2 cbd^3 - (b^2 d^6 N^4 r^2 + a^2 \omega^6 f^4 r^2 - a^2 d^6 N^4 c^2 + a^2 d^6 N^4 r^2 \\ & - b^2 \omega^6 f^4 c^2 + b^2 \omega^6 f^4 r^2 + 2N^2 \omega^5 b f^3 c^2 da - 2f^4 ac^2 \omega^5 Nbd + 8ad^3 N^2 b\omega^3 f^2 r^2 + 4ad^3 N^3 b\omega^3 f^2 r^2 + 4adf^4 \omega^5 bNr^2 - 4ad^3 f\omega^3 N^4 br^2 \\ & - 4adf^3 \omega^5 N^2 br^2 - 4adf^3 \omega^5 N^3 br^2 - 2N^3 c^2 bd^3 f^2 a\omega^3 - 4N^2 c^2 bd^3 f^2 a\omega^3 + 2N^4 a\omega^3 c^2 d^3 bf + 2N^3 \omega^5 b f^3 c^2 da + 2a^2 \omega^4 d^2 N^2 f^2 r^2 \\ & - 2b^2 \omega^4 d^2 N^3 f^2 c^2 + 2b^2 \omega^4 d^2 N^3 f^2 r^2 - 2a^2 d^4 N^2 f^2 \omega^2 c^2 + 2a^2 d^4 N^2 f^2 \omega^2 r^2 + 2a^2 d^4 N^4 f\omega^2 c^2 - 2a^2 d^4 N^4 f\omega^2 r^2 + 4ad^5 N^4 b\omega r^2 \\ & + 2a^2 d^2 f^3 \omega^4 N^2 c^2 - 2a^2 d^2 f^3 \omega^4 N^2 r^2 + 4adf^4 \omega^5 br^2 - a^2 d^2 f^2 \omega^4 N^4 c^2 + a^2 d^2 f^2 \omega^4 N^4 r^2 - 2b^2 \omega^4 d^2 N^2 f^2 c^2 + 2b^2 \omega^4 d^2 N^2 f^2 r^2 \\ & - 2N^4 c^2 bd^5 a\omega - 2f^4 bdc^2 \omega^5 a + 2a^2 \omega^4 d^2 N^3 f^2 r^2 + 2b^2 d^4 N^2 f^2 \omega^2 r^2 - 2b^2 d^4 N^4 f\omega^2 r^2 - 2b^2 d^2 f^3 \omega^4 N^2 r^2 + b^2 d^2 f^2 \omega^4 N^4 r^2 \\ & - a^2 d^2 f^4 \omega^4 c^2 + a^2 d^2 f^4 \omega^4 r^2 - b^2 \omega^2 d^4 N^4 c^2 + b^2 \omega^2 d^4 N^4 r^2 - 2b^2 \omega^6 f^4 Nc^2 + 2b^2 \omega^6 f^4 Nr^2 - b^2 \omega^6 f^4 N^2 c^2 + b^2 \omega^6 f^4 N^2 r^2 \\ & + a^2 \omega^2 d^4 N^4 r^2 + 2a^2 \omega^6 f^4 Nr^2 + a^2 \omega^6 f^4 N^2 r^2 + b^2 d^2 f^4 \omega^4 r^2)^{1/2} (d^2 N^2 + f^2 \omega^2) \omega / \\ & (a^2 f^4 N^2 + b^2 f^4 + 2b^2 f^4 N + b^2 f^4 N^2 + a^2 f^4 + 2a^2 f^4 N) \omega^6 + (4adf^4 bN + 4adf^4 b - 4adf^3 N^2 b - 4adf^3 N^3 b) \omega^5 + (2a^2 d^2 N^3 f^2 \\ & - 2a^2 d^2 f^3 N^2 - 2b^2 d^2 f^3 N^2 + a^2 d^2 f^2 N^4 + b^2 d^2 f^2 N^4 + 2a^2 d^2 N^2 f^2 + 2b^2 d^2 N^3 f^2 + b^2 d^2 f^4 + a^2 d^2 f^4 + 2b^2 d^2 N^2 f^2) \omega^4 \\ & + (-4ad^3 fN^4 b + 8ad^3 N^2 bf^2 + 4ad^3 N^3 bf^2) \omega^3 + (b^2 d^4 N^4 - 2a^2 d^4 N^4 f + a^2 d^4 N^4 + 2a^2 d^4 N^2 f^2 + 2b^2 d^4 N^2 f^2 - 2b^2 d^4 N^4 f) \omega^2 \\ & + 4ad^5 N^4 b\omega + b^2 d^6 N^4 + a^2 d^6 N^4. \end{aligned} \quad (5.42)$$

Proměnné d a ω jsou voleny jako parametry, kde $\omega \in \langle \Omega_a, \infty \rangle$ a $d \in d_v$, kde d_v jsou hodnoty d náležící vybranému regionu řešícímu návrhový požadavek 1. Řešením rovnice (5.41) je opět robustní region. Průnik robustních regionů pro podmínku 1) a 2) parametrizuje všechny PID regulátory splňující obě podmínky.

5.7.3 Výběr nejlepšího regulátoru

Výsledné parametry regulátorů, které splňují obě podmínky odpovídají průniku robustních regionů náležícím k obou podmínkám pro všechny extrémální systémy. Ze všech přípustných regulátorů je nutné pomocí dodatečného kritéria vybrat ten nejlepší. Ukazuje se, že je vhodné vybrat nejrychlejší regulátor, tedy ten, který pro přechodovou charakteristiku minimalizuje kritérium

$$J = \int_0^{\infty} e(t) dt, \quad (5.43)$$

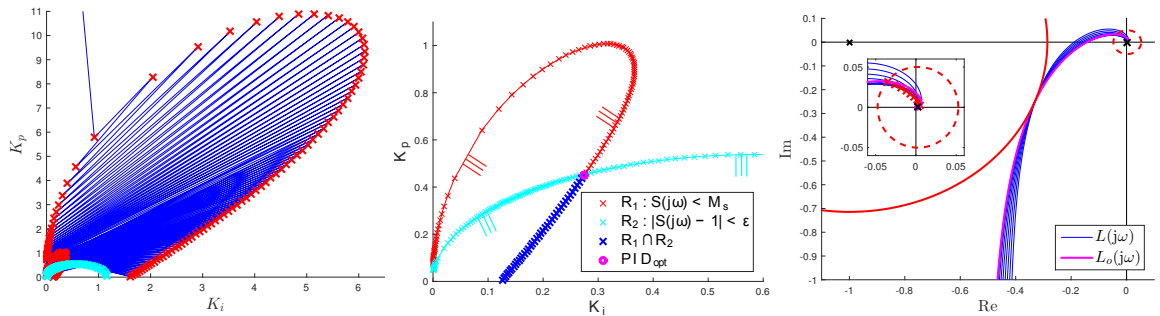
kde $e(t)$ je regulační odchylka. V parametrické rovině $K_i - K_p$ se jedná o regulátor s nejvyšší složkou K_i , tedy i s největším zesílením.

Příklad 5.8. Na tomto příkladu bude ilustrován návrh PID regulátoru pomocí metody robustních regionů pro jednu konkrétní přenosovou funkci. Uvažujeme systém 3. řádu s přenosem $P(s) = \frac{e^{-0,5s}}{s^3 + 3s^2 + 3s + 1}$, dále $M_S = 1,4$, $\varepsilon = 0,05$, $\Omega_a = 2 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$. Cílem je vypočítat všechny regulátory, které splňují podmínky 1) i 2) (M_S i ε) a vybrat regulátor s nejlepší kvalitou řízení. Regulátory řešící danou úlohu jsou zobrazeny v parametrické rovině $K_i - K_p$ (obr. 5.11 a)). Tyrkysově je označena hranice regionu pro ε -úlohu, červené body propojené

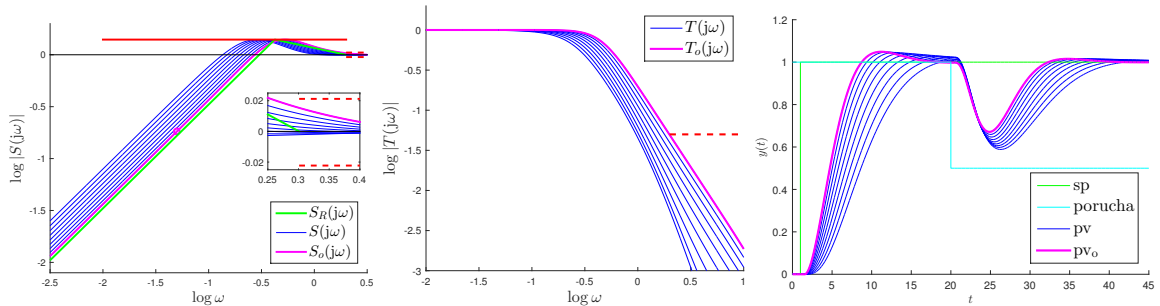
5.7 Návrh PID regulátoru pomocí robustních regionů

modrou čarou označují hranice regionů M_S -úlohy (pro přehlednost zobrazeny pouze dva regiony). Tyto regiony vygenerované pomocí vztahu (5.38) musí být ještě zpracovány speciálním heuristickým algoritmem, který zajistí výběr regulátorů ležících ve vhodném regionu a vykreslí hranici regionu. Tím je zajištěno následné automatické zpracování – především nalezení průsečíku regionů náležící obou podmínkám a výběr nejlepšího regulátoru dle vztahu (5.43), viz obr. 5.11 b). Zde je zobrazen již vybraný vhodný robustní region pro M_S (červeně), dále detail regionu pro ε (tyrkysově).

Modře jsou pak označeny ty regulátory, kde je $M_S = 1,4$ a $|S(j\omega) - 1| < 0,05$ a purpurovým kolečkem je označen nejlepší PID. Tyto regulátory jsou dále využity v grafech c)-f) Nyquistovy křivky $L(j\omega)$ pro všechny vybrané PID regulátory jsou na obr. 5.11 c). Pro vybrané regulátory jsou vykresleny citlivostní funkce (obr. 5.11 d)), komplementární citlivostní funkce (obr. 5.11 e)) a odezvy uzavřeného systému na skokovou změnu referenční hodnoty a vstupní poruchu (obr. 5.11 f)). Purpurovou barvou je v grafech vyznačen regulátor s nejvyšší kvalitou řízení.



(a) PID regulátory v parametrické rovině řešící M_S (červené) i ε (tyrkisové) – úlohu (b) Vybrané robustní regiony a jejich průnik (c) Průběhy $L(j\omega)$ pro vybrané regulátory s vyznačenými omezeními 1) a 2)



(d) Citlivostní funkce s vyznačenými omezeními 1) a 2) (e) Komplementární citlivostní funkce s vyznačeným omezením 2) (f) Přechodové charakteristiky, odezvy na poruchu

Obrázek 5.11: Příklad 5.8 – Návrh PID regulátoru a výběr vhodného robustního regionu; detaily grafu jsou popsány vlastními měřítky

5.7.4 Návrh robustního regulátoru

V příkladu 5.8 byl ukázán návrh regulátoru pro konkrétní přenos. Díky využití množinového modelu $\mathcal{S}^{n,m}(\kappa, \mu, \sigma^2)$ je možné výše uvedený postup použít pro návrh robustního PID regulátoru. Jak již bylo ukázáno v sekci 5.6, stačí, když je regulátor s určitými návrhovými

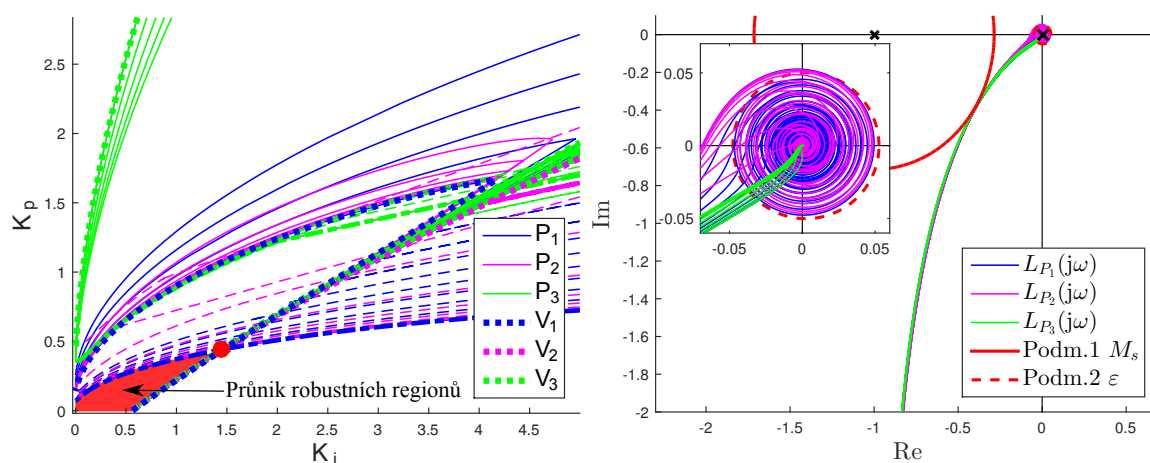
5. ROBUSTNÍ METODA AUTOMATICKÉHO NASTAVOVÁNÍ REGULÁTORŮ

požadavky navržen pro extrémální systémy množinového modelu $S^{n,m}(\kappa, \mu, \sigma^2)$. Tyto požadavky jsou pak splněny pro všechny systémy tohoto množinového modelu.

Algoritmus návrhu robustního regulátoru je přehledně popsán v následujících bodech a dále ilustrován na příkladu 5.9.

Algoritmus 5.1. Algoritmus návrhu robustního regulátoru s využitím množinového modelu

1. Identifikace charakteristických čísel procesu κ, μ, σ^2
2. Nalezení robustního regionu (množiny vyhovujících regulátorů) pro jeden extrémální systém a jeden návrhový požadavek
3. Nalezení robustních regionů pro všechny extrémální systémy a návrhové požadavky
4. Nalezení průniku robustních regionů, výběr optimálního regulátoru



(a) Robustní regiony pro extrémální a vrcholové systémy a jejich průnik (b) Průběhy $L(j\omega)$ pro robustní regulátor s vyznačenými omezeními 1) a 2)

Obrázek 5.12: Příklad 5.9 – Robustní návrh PID regulátoru

Příklad 5.9. Na tomto příkladu bude ilustrován robustní návrh PID regulátoru. Z identifikačního experimentu byla získána charakteristická čísla procesu $\kappa = 1$, $\mu = 1$, $\sigma^2 = 0.6$. Dále předpokládáme, že $M_S = 1.4$, $\varepsilon = 0.05$, $\Omega_a = 20 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$. Cílem je vypočítat všechny regulátory, které splňují podmínky 1 a 2 a vybrat nejlepší regulátor. Pro robustní návrh by měly být uvažovány všechny extrémální systémy popsané ve větě 5.6. Pro tento příklad bude uvažováno, že každý z oblouků $P_1(s)$, $P_2(s)$, $P_3(s)$, které ohraničují obor hodnot \mathcal{V}_ω množinového modelu $S^{\infty,m}(1, 1, \bar{\sigma}^2)$ je navzorkován a pro každý takto vybraný systém budou vypočteny robustní regiony pro oba návrhové požadavky, viz obr. 5.12 a). Vypočtené robustní regiony pro systémy ležící na oblouku $P_1(s)$ jsou zde zobrazeny modrou plnou (podmínka M_S) a čárkovanou (podmínka ε), analogicky jsou vykresleny i regiony pro $P_2(s)$ (purpurová) a $P_3(s)$ (zelená). Dále jsou na obr. 5.12 a) zvýrazněny (tučně tečkovaně) regiony náležící vrcholovým systémům $V_1(s)$, $V_2(s)$, $V_3(s)$. PID regulátory, které splňují všechny návrhové požadavky pro všechny uvažované systémy leží v průniku robustních regionů. Z těchto regulátorů je vybrán optimální – ten s nejvyšším integračním zesílením K_i (viz kritérium (5.43)), na obrázku je označen červenou tečkou.

Z obrázku 5.12 a) lze vysledovat několik skutečností: 1) Návrhový požadavek 2 ($S(j\omega) \doteq 1$ pro $\omega > \Omega_a$) je velmi omezující. 2) V oblasti parametrické roviny, kde je optimální regulátor

5.7 Návrh PID regulátoru pomocí robustních regionů

probíhají robustní regiony pro návrhový požadavek 1 velmi blízko u sebe, proto jsou velmi blízké i průběhy $L(j\omega)$, které se liší až na vyšších frekvencích (viz obr. 5.12 b)). 3) Pokud by byl uvažován pouze návrhový požadavek 1 (M_s), hranici průniku robustních regionů by pro zadané parametry tvořil vrcholový systém $V_1(s)$ (označený tučnými modrými tečkami). ▲

Poznámka 5.13. Pro návrh robustního regulátoru by měly být použity všechny extrémální systémy množinového modelu $S^{n,m}(\kappa, \mu, \sigma^2)$, protože pouze v tomto případě je zaručeno splnění všech návrhových požadavků pro celý množinový model. Použití všech extrémálních systémů je v praxi nemožné, proto je nutné přistoupit k určité aproximaci. Zde přichází v úvahu několik možností: Navzorkovat hranici oboru hodnot $\partial\mathcal{V}_\omega$, pro všechny tyto systémy vypočítat robustní regiony a najít jejich průnik tak, jak je ukázáno v příkladu 5.9. Tento způsob je velmi přesný, avšak výpočet robustních regionů pro velký počet systémů je časově náročný a automatické nalezení průniku regionů je velmi obtížné. Výraznější aproximací je využití vrcholových systémů V_1, V_2, V_3 (hranice oboru hodnot $\partial\mathcal{V}_\omega$ je tedy reprezentována jen těmito vrcholy). Výpočet regionů je pak rychlejší a nalezení jejich průsečíku lze automatizovat.

Pro ještě větší zjednodušení výpočtu regulátoru je možné zavést aproximaci, kdy bude pro návrh robustního PID regulátoru využíván vrcholový systém V_1 (ve většině případů totiž platí, že z množinového modelu je nejhůře říditelný). To, že pro výpočet PID regulátoru postačuje vrcholový systém V_1 naznačuje i obr. 5.12 v příkladu 5.9 (z obrázku lze vysledovat, že nejvíce omezující jsou regiony náleží oběma návrhovým požadavkům vrcholového systému V_1).

Dále pak bude využíván vrcholový systém V_2 (jako nejlépe říditelný), kdy bude v úloze oceňování kvality řízení pomocí tohoto systému definována maximální možná kvalita řízení pro množinový model při použití PID regulátoru.

Je důležité poznamenat, že uvažovaná aproximace hranice oboru hodnot $\partial\mathcal{V}_\omega$ vrcholovým systémem V_1 má vliv pouze na konečný výpočet parametrů PID regulátoru. Pokud by bylo nutné dodržet vyšší přesnost, použila by se přesnější aproximace, ale algoritmus autotuneru by se jinak nezměnil.

△

Pro praktické použití je vhodné parametry robustního PID regulátoru vypočítat dopředu, tím se podstatně zjednoduší implementace autotuneru. Takto vypočítané parametry pro normalizovaný množinový model $S^{n,m}(1, 1, \bar{\sigma}^2)$ jsou zobrazeny na obr. 5.13 (parametr K_p) a na obr. 5.14 (parametr K_i). Při reálném nasazení je nejprve pomocí pulsního experimentu provedena identifikace charakteristických čísel procesu κ, μ, σ^2 , u pak se z výše zmíněných předpočítaných parametrů interpolují parametry robustního PID regulátoru.

Poznámka 5.14. Je nutné podotknout, že výše uvedené tabulky parametrů K_p, K_i platí pro množinový model $S^{n,m}(1, 1, \bar{\sigma}^2)$ normalizovaný v zesílení i v čase. Při použití standardního modelu $S^{n,m}(\kappa, \mu, \sigma^2)$ je nutné přepočítat hodnotu efektivní šířky pásma Ω_a na normalizovanou $\bar{\Omega}_a$:

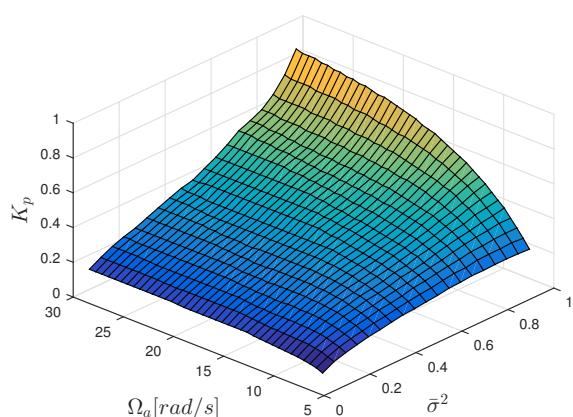
$$\bar{\Omega}_a = \frac{\Omega_a}{\mu} \quad (5.44)$$

tak, aby bylo možné vybrat správné parametry PID pro normalizovaný model a tyto nakonec přepočítat:

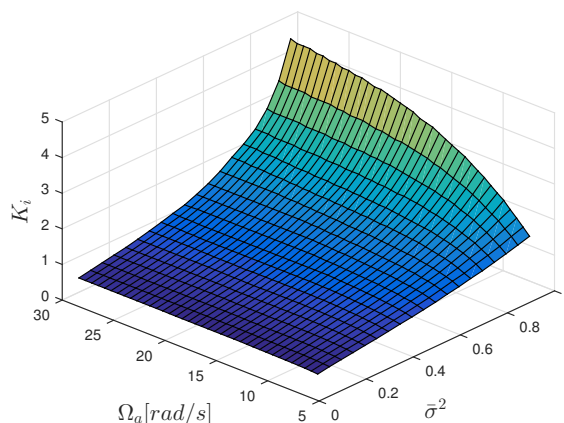
$$K_p = \frac{1}{\kappa} \bar{K}_p, \quad T_i = \bar{T}_i \cdot \mu, \quad T_d = T_i \cdot f. \quad (5.45)$$

△

5. ROBUSTNÍ METODA AUTOMATICKÉHO NASTAVOVÁNÍ REGULÁTORŮ



Obrázek 5.13: Hodnota proporcionálního zesílení K_p robustního PID regulátoru v závislosti na parametrech σ^2 a Ω_a



Obrázek 5.14: Hodnota integračního zesílení K_i robustního PID regulátoru v závislosti na parametrech σ^2 a Ω_a

5.8 Robustní metoda automatického nastavování regulátorů – zhodnocení

V této kapitole byla popsána metoda robustního návrhu PID regulátoru s jedním stupněm volnosti pro systém popsáný třemi charakteristickými čísly κ , μ , σ^2 a efektivní šířkou pásma Ω_a . Za definovaných podmínek (systém lze popsat přenosem ve tvaru (5.3), jsou známa charakteristická čísla κ , μ , σ^2 a parametr Ω_a) nikdy neselže a je zajištěno splnění všech návrhových požadavků.

V této práci je použito dvou návrhových požadavků: 1) na maximální hodnotu citlivostní funkce M_s a 2) na maximální hodnotu překmitu citlivostní funkce na frekvencích $\omega > \Omega_a$ (mělo by platit, že $|S(j\omega)| \approx 1$, $\omega > \Omega_a$). Tímto způsobem je zajištěna kompatibilita s metodou ohodnocování kvality řízení, která bude popsána v následující kapitole. Dále je zaručeno, že takto navržený regulátor negeneruje řízení na frekvencích $\omega > \Omega_a$, kdy již řízený systém na zásahy regulátoru nereaguje předvídatelně. Alternativně lze za Ω_a dosadit jakoukoliv frekvenci, za kterou nechceme, aby regulátor ovlivňoval řízený systém – například kvůli zamezení vzniku vibrací.

Jedinou slabinou uvedeného algoritmu je problematická možnost uživatelsky ovlivnit chování v časové oblasti (například velikost překmitu). To lze v současné podobě provést pouze nepřímo pomocí návrhového parametru M_s nebo použitím regulátoru se dvěma stupni volnosti. Do budoucna je vhodné zvážit, zda by nebylo výhodné přidat další návrhový parametr, například omezení na maximální velikost komplementární citlivostní funkce – M_t .

6

Index kvality řízení

Přestože existují metody pro oceňování kvality regulačních smyček s PID regulátory (přehled uveden v kapitole 3.10), žádná z nich se v praxi příliš nerozšířila. Stále existuje silná poptávka po jednoduché a spolehlivé metodě umožňující monitorovat a oceňovat kvalitu řízení (především) PID regulátorů.

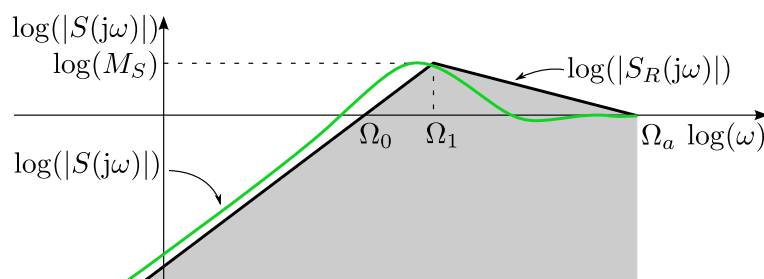
V této kapitole bude představena nová metoda umožňující monitorování kvality jednoduché regulační smyčky s PID regulátorem. Na rozdíl od ostatních publikovaných metod jsou monitorovány vlastnosti zpětnovazebního systému ve frekvenční oblasti. Oceňování probíhá na základě srovnávání aktuální citlivostní funkce regulačního obvodu s referenční, pro kterou jsou brána v potaz fundamentální omezení plynoucí z Bodeho integrální věty. Index kvality, který je výstupem této nové metody tak v sobě obsahuje informace o kvalitě řízení i robustnosti regulátoru.

6.1 Definice indexu kvality řízení

6.1.1 Ideální tvar citlivostní funkce

K odvození vztahů pro výpočet indexu kvality řízení je nejprve nutné definovat referenční tvar citlivostní funkce. Tato referenční funkce musí splňovat Bodeho integrální formuli, dostatečně dobře aproximovat ideální reálný průběh citlivostní funkce a navíc ji musí být možné definovat pomocí minimálního množství parametrů.

Předpokládá se, že řízený systém má monotónní přechodovou charakteristiku a regulátor obsahuje integrační složku (těmito předpoklady vyhovuje drtivá většina regulačních smyček



Obrázek 6.1: Referenční a reálné tvary citlivostních funkcí

6. INDEX KVALITY ŘÍZENÍ

v oblasti řízení průmyslových procesů). Při splnění těchto předpokladů je referenční citlivostní funkce $S_R(j\omega)$ volena ve tvaru, který je zobrazen na obr. 6.1. Funkce $S_R(j\omega)$ je tvořena dvěma přímkami. První přímka aproximuje citlivostní funkci $S(j\omega)$ na intervalu $\omega \in (0, \Omega_1)$, pro $\omega = \Omega_1$ nabývá hodnoty M_S . Skutečnost, že citlivostní funkci lze na nízkých frekvencích ($\omega < \Omega_1$) aproximovat přímkou je stručně vysvětlena v poznámce 6.1. Druhá přímka aproximuje citlivostní funkci na intervalu $\omega \in \langle \Omega_1, \Omega_a \rangle$, pro frekvence $\omega > \Omega_a$ se předpokládá, že $|S(j\omega)| = 1$, regulátor na těchto frekvencích tedy již není účinný. Pro matematický popis $S_R(j\omega)$ jsou v tomto případě nutné pouze tři parametry: efektivní šířka pásma Ω_a , maximum citlivostní funkce M_S a frekvence Ω_1 , kdy je $|S(j\omega)| = M_S$. V sekci 6.1.2 bude ukázáno, že parametr Ω_1 může být eliminován. Pro definici referenční citlivostní funkce $S_R(j\omega)$ tedy postačí pouze dva parametry: Ω_a a M_S .

Poznámka 6.1. Je uvažována jednoduchá regulační smyčka, kde řízený systém $P(s)$ je statický a regulátor $C(s)$ obsahuje integrační složku. Přenosy $P(s)$, $C(s)$ lze zapsat ve tvaru

$$P(s) = K\bar{P}(s), \quad \bar{P}(0) = 1, \quad (6.1)$$

$$C(s) = \frac{K_i}{s}\bar{C}(s), \quad \bar{C}(0) = 1. \quad (6.2)$$

Citlivostní funkce uzavřeného systému má potom tvar

$$S(s) = \frac{1}{1 + \frac{K_i}{s}\bar{C}(s)K\bar{P}(s)} = \frac{s}{s + K_iK\bar{C}(s)\bar{P}(s)}, \quad (6.3)$$

Pro nízké frekvence přibližně platí

$$|S(j\omega)| \doteq \frac{|j\omega|}{K_iK} \quad \text{pro } \omega \ll 1, \quad (6.4)$$

neboli

$$\log |S(j\omega)| \doteq \log |j\omega| - \log (K_iK). \quad (6.5)$$

Rovnice (6.4) a (6.5) jsou rovnicemi přímek (asymptot), které popisují citlivostní funkci v lineárních a logaritmických souřadnicích. V lineárních souřadnicích závisí směrnice přímky pouze na hodnotě zesílení otevřené smyčky K_iK , viz rovnice (6.4). V logaritmických souřadnicích je sklon přímky konstantní (20dB/dek) a zesílení otevřené smyčky K_iK určuje offset, viz (6.5). Při splnění definovaných předpokladů závisí rovnice přímky popisující $|S(j\omega)|$ na nízkých frekvencích pouze na statickém zesílení řízeného systému K a integračním zesílení regulátoru K_i . Nezávisí naopak na přenosech $\bar{P}(s)$ a $\bar{C}(s)$. \triangle

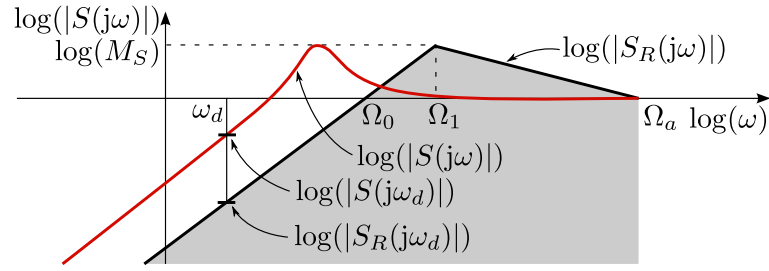
6.1.2 Odvození indexu kvality

Referenční citlivostní funkci $S_R(j\omega)$ je možné matematicky popsat jako

$$\log |S_R(j\omega)| = \begin{cases} \log \left(\frac{M_S \omega}{\Omega_1} \right) & \omega \in (0, \Omega_1), \\ \log \left(M_S - \frac{(M_S-1)(\omega-\Omega_1)}{\Omega_a-\Omega_1} \right) & \omega \in \langle \Omega_1, \Omega_a \rangle. \end{cases} \quad (6.6)$$

Požadujeme, aby referenční citlivostní funkce (6.6) splňovala Bodeho integrační větu, tedy

$$\int_0^{\Omega_a} \log (|S_R(j\omega)|) d\omega \doteq 0,$$



Obrázek 6.2: Princip indexu kvality řízení

tedy

$$\int_0^{\Omega_1} \log\left(\frac{M_S \omega}{\Omega_1}\right) d\omega + \int_{\Omega_1}^{\Omega_a} \log\left(M_S - \frac{(M_S - 1)(\omega - \Omega_1)}{\Omega_a - \Omega_1}\right) d\omega \doteq 0. \quad (6.7)$$

Pro snazší výpočet integrálů je vhodné převést dekadické logaritmy na přirozené:

$$\int_0^{\Omega_1} \frac{\ln\left(\frac{M_S \omega}{\Omega_1}\right)}{\ln(10)} d\omega + \int_{\Omega_1}^{\Omega_a} \frac{\ln\left(M_S - \frac{(M_S - 1)(\omega - \Omega_1)}{\Omega_a - \Omega_1}\right)}{\ln(10)} d\omega \doteq 0. \quad (6.8)$$

Po integraci:

$$\frac{\Omega_1 (\ln(M_S) - 1)}{\ln(10)} + \frac{(\Omega_a - \Omega_1) (\ln(M_S) M_S - M_S + 1)}{\ln(10)(M_S - 1)} \doteq 0 \quad (6.9)$$

a následné úpravě

$$\frac{\Omega_a \ln(M_S) M_S - \Omega_1 \ln(M_S) - M_S \Omega_a + \Omega_a}{\ln(10)(M_S - 1)} \doteq 0. \quad (6.10)$$

Z rovnice (6.10) lze vypočítat Ω_1 a Ω_0 :

$$\Omega_1 \doteq \frac{\Omega_a (\ln(M_S) M_S - M_S + 1)}{\ln(M_S)}, \quad (6.11)$$

$$\Omega_0 \doteq \Omega_1 / M_S. \quad (6.12)$$

Hodnoty Ω_1 a Ω_0 byly s pomocí Bodeho integrální věty vyjádřeny prostřednictvím Ω_a a M_S . Pro jednoznačné definování referenční citlivostní funkce tedy postačí pouze tyto dva parametry.

Poznámka 6.2. Je užitečné znát přibližné hodnoty frekvencí Ω_0 , Ω_1 pro nejčastěji používané hodnoty M_S : při $M_S = 1,4$ je $\Omega_1 \doteq 0,21\Omega_a$, $\Omega_0 \doteq 0,15\Omega_a$ a při $M_S = 2$ je $\Omega_1 \doteq 0,56\Omega_a$, $\Omega_0 \doteq 0,28\Omega_a$. \triangle

Definice 6.1. Pro zvolenou frekvenci $\omega_d \in (0, \Omega_0)$ je index kvality řízení je definován jako

$$I_p \triangleq \frac{|S_R(j\omega_d)|}{|S(j\omega_d)|}, \quad (6.13)$$

jedná se tedy o poměr hodnoty referenční citlivostní funkce $|S_R(j\omega_d)|$ ku aktuální hodnotě $|S(j\omega_d)|$ na frekvenci ω_d (viz obr. 6.2).

6. INDEX KVALITY ŘÍZENÍ

Pokud je tedy $I_p < 1$, jsou poruchy v regulační smyčce potlačovány méně, než u uvažovaného referenčního systému (reprezentovaného referenční citlivostní funkcí). Naopak, pokud $I_p > 1$, jsou poruchy potlačovány více, než u referenčního systému. Platí tedy, že čím je I_p větší, tím je i vyšší kvalita regulace, musí být ovšem splněny podmínky na maximální velikost M_S a $|S(j\omega)| = 0$ pro $\omega > \Omega_a$. Dále je nutné poznamenat, že pokud je referenční citlivostní funkce navržena správně, nemůže být velikost I_p podstatně větší než jedna.

Poznámka 6.3. Je důležité poznamenat, že za daných předpokladů hodnota I_p kriticky nezávisí na volbě ω_d . Tuto skutečnost ilustruje příklad 6.2.

Hodnota indexu I_p začne být na ω_d závislá až v blízkosti frekvence Ω_0 . Přesnou mez nelze spolehlivě určit, protože závisí na řízeném systému a zvoleném regulátoru. Ukazuje se ale, že parametr ω_d by měl ležet v intervalu $\omega_d \in (0; (0,05 \sim 0,1) \cdot \Omega_0)$. Δ

Hodnotu referenční citlivostní funkce v bodě ω_d lze vypočítat ze vztahu

$$|S_R(j\omega_d)| = \frac{M_S \omega_d}{\Omega_1}, \quad \omega_d \in (0, \Omega_0). \quad (6.14)$$

Aktuální hodnota citlivostní funkce $|S(j\omega_d)|$ může být změřena pomocí vhodného experimentu. Index kvality má tedy tvar

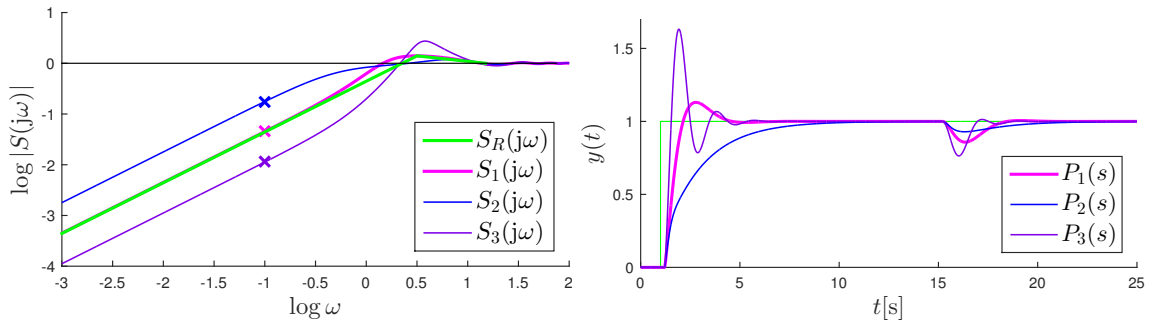
$$I_p = \frac{M_S \omega_d}{\Omega_1 |S(j\omega_d)|}. \quad (6.15)$$

Po dosazení Ω_1 z rovnice (6.11) je možné odvodit vztah pro výpočet indexu kvality řízení:

$$I_p = \frac{M_S \omega_d \ln(M_S)}{\Omega_a (\ln(M_S) M_S - M_S + 1)} \cdot \frac{1}{|S(j\omega_d)|}. \quad (6.16)$$

Příklad 6.1. Uvažujme systém 2. řádu s přenosem $P_1(s) = \frac{e^{-0,2s}}{s^2+3s+2}$, $M_S = 1,4$, $\omega_a = 15 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$, $\omega_d = 0,1 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$. Pro tento systém je navržen optimální PID regulátor (viz sekce 5.7) s parametry: $K_p = 4,65$, $T_i = 1,04$, $T_d = 0,26$, $N = 10$. Pro uzavřený systém je vypočítán index kvality řízení $I_{p_1} = 0,98$; systém má tedy velmi dobrou kvalitu regulace. Nyní předpokládejme, že se parametry řízeného systému změní, uvažujme dvě alternativy: $P_2(s) = \frac{e^{-0,2s}}{s^2+6s+8}$, $P_3(s) = \frac{2e^{-0,2s}}{s^2+2s+1}$, ostatní parametry i regulátor se nezmění. Pro uzavřené systémy s $P_2(s)$ a $P_3(s)$ byl opět vypočítán index kvality řízení: $I_{p_2} = 0,25$, $I_{p_3} = 3,91$. Protože jsme předpokládali, že pro $P_1(s)$ je regulátor nastavený správně, významná změna indexu kvality ukazuje na problém. Citlivostní funkce a odezvy systémů na změnu požadované hodnoty a vstupní poruchu jsou na obr. 6.3 a), b). Pro $P_2(s)$ je $I_{p_2} < I_{p_1}$, regulátor je pomalý. Pro $P_3(s)$ je $I_{p_3} > I_{p_1}$, regulátor je příliš agresivní, z obr. 6.3 a) je patrné, že nebyla dodržena podmínka na maximální hodnotu M_S . Pomocí indexu I_p bylo tedy možné detekovat snížení kvality regulace i přílišnou agresivitu regulátoru (jeho malou robustnost vzhledem k stabilitě). \blacktriangle

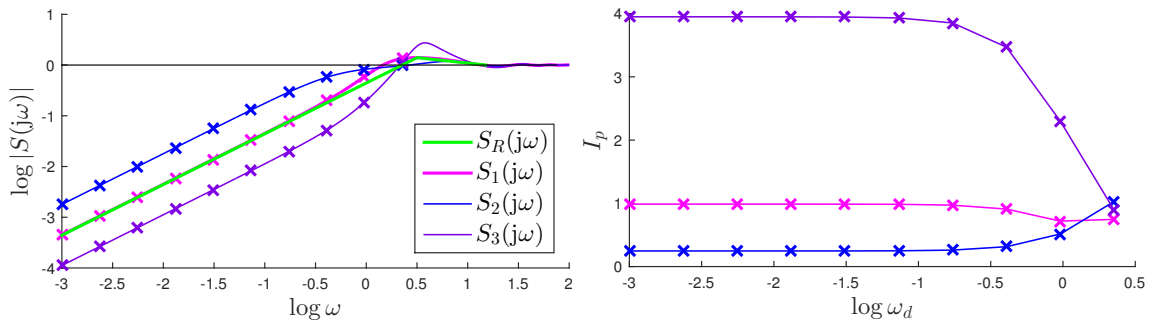
Příklad 6.2. Na tomto příkladu bude ilustrována (ne)závislost indexu kvality I_p na frekvenci jeho měření ω_d . Uvažujme stejnou konfiguraci systémů a regulátoru jako u příkladu 6.1. Index je měřen na deseti frekvencích z intervalu $\omega_d \in (0,001; \Omega_0)$, kde $\Omega_0 = 2,26 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$. Citlivostní funkce s vyznačenými body výpočtu indexu kvality jsou znázorněny na obr. 6.4 a). Obrázek 6.4 b) pak znázorňuje hodnotu indexu kvality I_p v závislosti na frekvenci jeho měření ω_d . Z obrázku je patrné, že až do hodnoty $\omega_d < 0,1\Omega_0$ jsou hodnoty indexu I_p konstantní. Na



(a) Citlivostní funkce s vyznačeným bodem odhadu indexu I_p (b) Odezva uzavřených systémů na skok a vstupní poruchu

Obrázek 6.3: Příklad 6.1 – Použití I_p pro detekci změny kvality řízení

vyšších frekvencích $\omega_d \in \langle 0, 1\Omega_0; \Omega_0 \rangle$ se hodnota I_p stává závislou na ω_d , proto není vhodné volit frekvenci ω_d v tomto intervalu. Je nutné podotknout, že hodnota $\omega_d < 0,1\Omega_0$ platí pro tento příklad, protože je závislá na řízeném systému a použitém regulátoru. V určitých případech proto může být vhodné volit ω_d ještě nižší.



(a) Citlivostní funkce s vyznačenými body odhadu (b) Hodnota indexu kvality I_p v závislosti na frekvenci jeho měření ω_d

Obrázek 6.4: Příklad 6.2 – Hodnota indexu I_p v závislosti na frekvenci ω_d

▲

6.2 Odhad indexu kvality

Index kvality byl navržen tak, aby dokázal vyčíslit kvalitu řízení jednoduché regulační smyčky s PID regulátorem a zároveň byl uživatelsky co nejvíce přívětivý, tj. měl malý počet jasně definovaných parametrů. Parametry jsou celkem tři; dva z nich – efektivní šířka pásma Ω_a a maximální hodnota citlivostní funkce M_S definují referenční citlivostní funkci $S_R(j\omega)$. Třetím parametrem je frekvence ω_d , která definuje bod ve kterém probíhá měření citlivostní funkce $|S(j\omega_d)|$ a výpočet referenční citlivostní funkce $|S_R(j\omega_d)|$.

Ze vztahu (6.16) vyplývá, že pro výpočet indexu kvality řízení je zásadní znalost jednoho bodu citlivostní funkce $|S(j\omega_d)|$. Citlivostní funkce systému je definována jako přenos od výstupní poruchy $d(t)$ na výstup $y(t)$, velikost citlivostní funkce na frekvenci ω_d může být

6. INDEX KVALITY ŘÍZENÍ

vypočtena jako

$$|S(j\omega_d)| = \frac{A_y}{A_d}, \quad (6.17)$$

kde A_y je amplituda výstupu $y(t)$, A_d amplituda poruchy $d(t)$. Po dosazení (6.17) do vztahu (6.16) dostaneme vztah umožňující výpočet indexu kvality z naměřených dat:

$$I_p = \frac{M_S \omega_d \ln(M_S) A_y}{\Omega_a (\ln(M_S) M_S - M_S + 1) A_d}. \quad (6.18)$$

Pro odhad velikosti jednoho bodu citlivostní funkce $|S(j\omega_d)|$ je tedy nutné znát amplitudu poruchy A_d na frekvenci a amplitudu na výstupu systému A_y na frekvenci ω_d . Hodnoty obou amplitud mohou být odhadnuty pomocí Fourierovy transformace, konkrétně pomocí algoritmu RDFT popsaném v sekci 6.5. Amplituda výstupu A_y může být snadno odhadnuta při provozu systému v uzavřené smyčce. Problematictější je odhad amplitudy výstupní poruchy A_d . V zásadě mohou nastat dva případy:

1) Na systém působí neměřitelná periodická výstupní porucha na frekvenci $\omega_d \in (0, \Omega_0)$ a má dostatečnou energii na to, aby vybudila řízený systém. Potom je nutné změřit nejprve amplitudu výstupu systému A_y v uzavřené smyčce a následně A_y v otevřené smyčce (kde se projeví amplituda výstupní poruchy A_d).

2) Na systém nepůsobí vhodná porucha, proto je do něj zaveden vhodný harmonický perturbační signál se známými parametry. Pak je pro výpočet indexu kvality nutné změřit pouze amplitudu A_y .

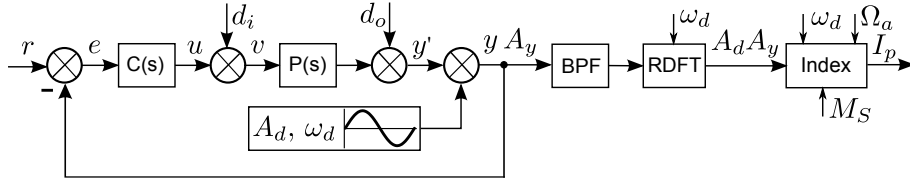
Oba přístupy mají své výhody i nedostatky. První přístup spoléhá na přítomnost vhodné poruchy v systému a předpokládá její měření v otevřené smyčce. To nejen prodlužuje délku experimentu (provádějí se dvě měření po sobě), ale především zvyšuje nároky na obsluhu z důvodu experimentu v otevřené smyčce. Podobně jako u prvního přístupu, i zde je požadavek na působení vhodné vnější poruchy, což značně omezuje možnost využití pro identifikaci indexu kvality.

Druhý přístup oproti předchozímu neklade požadavky na přítomnost vhodné poruchy v řízeném systému, ale počítá se zavedením umělého harmonického perturbačního signálu s amplitudou A_d a frekvencí ω_d , viz obr. 6.5. Protože je amplituda A_d známá (volená uživatelem), je pro odhad indexu kvality nutné změřit pouze amplitudu A_y . Výhodou je, že experiment probíhá za běžného provozu v uzavřené smyčce, nevýhodou pak zvýšení variance výstupní veličiny po dobu trvání experimentu. Pozornost je potřeba věnovat volbě parametrů perturbačního signálu. Amplituda A_d musí být zvolena tak, aby po průchodu systémem byla A_y vyšší, než šum obsažený ve výstupní veličině. Zároveň ale musí být A_d co nejmenší, aby byl minimalizován dopad experimentu na běžný provoz systému. Frekvence perturbačního signálu musí být v rozmezí $\omega_d \in (0, \Omega_0)$. Pokud na systém působí periodické vnější poruchy (d_i, d_o), je nutné zajistit, aby frekvence perturbačního signálu ω_d byla dostatečně vzdálená od frekvence oscilací poruch, aby nebylo ovlivněno měření amplitudy A_y .

Poznámka 6.4. *Existuje ještě jedna možnost, jak měřit index kvality. Je možné využít alternativní definici citlivostní funkce – přenos od referenční hodnoty $r(t)$ na regulační odchylku $e(t)$. V tomto případě by se měřily amplitudy obou signálů na frekvenci ω_d . Systém by byl vybuděn pouze změnami referenční hodnoty a nemusel by být vybudován externím perturbačním signálem. U tohoto přístupu je ale podstatně náročnější identifikace obou amplitud. Δ*

Pro odhad indexu kvality bude dále uvažováno použití druhého přístupu, tj. zavedení perturbačního signálu do řízeného systému. Tato metoda je ze všech výše uvedených možností

6.3 Výpočet maximálních hodnot indexu pro přípustné systémy a PI/PID regulátor



Obrázek 6.5: Schéma algoritmu pro odhad kvality regulace

nejuniverzálnější. Její nevýhodou je zvýšení variance výstupu řízeného systému při provádění experimentu, tento nepříznivý vliv je však ve většině případů poměrně malý (a především krátkodobý).

Schéma algoritmu pro odhad indexu kvality řízení je zobrazeno na obr. 6.5. Zpětnovazební systém je v průběhu odhadu indexu vybudován harmonickým signálem s amplitudou A_d a frekvencí ω_d . Výstupní signál je vhodné filtrovat filtrem typu pásmová propust (BPF). Takto zpracovaný signál vstupuje do algoritmu běžící diskretní Fourierovy transformace (RDFT), pomocí kterého je změřena amplituda výstupu A_y na frekvenci ω_d . Na základě těchto údajů již lze vypočítat index kvality řízení, viz rovnice (6.18).

6.3 Výpočet maximálních hodnot indexu pro přípustné systémy a PI/PID regulátor

Hodnota indexu kvality tak jak je popsán v sekci 6.1.2 je vztažena k referenční citlivostní funkci a index tak není vázaný na konkrétní typ regulátoru (ten jen musí obsahovat integrační složku). To je na jednu stranu výhoda, protože je tak oceňování kvality univerzálnější. Na druhou stranu je to značná nevýhoda, protože výsledný index není vztažen k nějakému optimálnímu řízení dosažitelnému zvoleným regulátorem (typicky PI, PID).

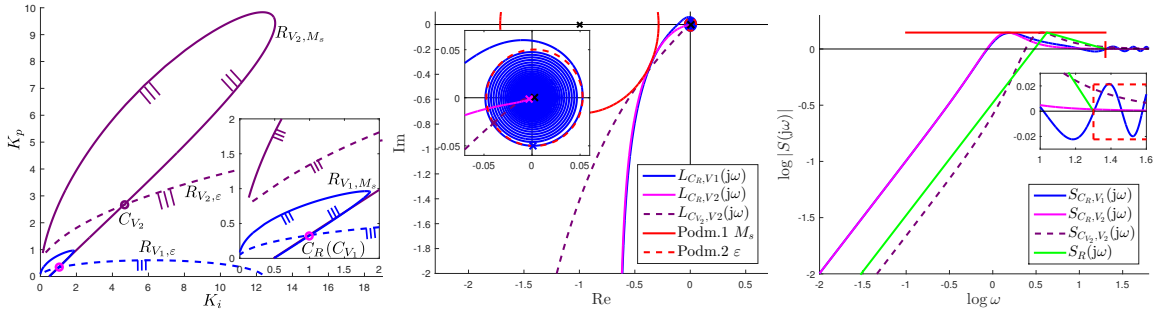
V této sekci je popsán postup, jak jsou určovány maximální a minimální hodnoty indexu kvality I_p pro optimálně naladěný PID regulátor (viz sekce 5.7) v závislosti na parametru $\bar{\sigma}^2$.

Věta 6.2. Necht přenos $P(s)$ řízeného systému je dán vztahem (6.1), potom z množiny všech PI(D) regulátorů vyhovujících návrhovým požadavkům **1**) a **2**) má maximální možný index I_p vyhodnocovaný na dostatečně nízké frekvenci $\omega < \Omega_1$ ten regulátor, který maximalizuje kritérium (5.43), tj. ten, který maximalizuje zesílení integrační složky K_i .

Důkaz. K důkazu věty 6.2 lze využít poznámku 6.1: Přenosy systému a regulátoru lze zapsat ve tvaru $P(s) = K\bar{P}(s)$, $C(s) = \frac{K_i}{s}\bar{C}(s)$. Citlivostní funkce takto definovaného uzavřeného systému má tvar (6.3), pro nízké frekvence ($\omega \ll \Omega_1$) platí pro citlivostní funkci vztah (6.4), v logaritmických souřadnicích $\log |S(j\omega)| \doteq \log |j\omega| - \log(K_i K)$. Citlivostní funkce v logaritmických souřadnicích je tedy na nízkých frekvencích přímka s konstantním sklonem, její offset určuje výraz $-\log(K_i K)$. Protože K je konstanta, maximální hodnota indexu I_p (tedy maximální útlum poruch) bude pro regulátor s maximální hodnotou K_i . \square

Věta 6.3. Necht přenos $C(s)$ regulátoru je dán vztahem (6.2) a necht přenos $P(s)$ řízeného systému patří do množinového modelu $\mathcal{S}^{n,m}(\kappa, \mu, \sigma^2)$, potom hodnota indexu kvality I_p uzavřeného systému na libovolné frekvenci $\omega, \omega \in (0, \Omega_1)$ nabývá své maximální (minimální) hodnoty pro extrémální přenos.

6. INDEX KVALITY ŘÍZENÍ



(a) Robustní regiony pro vrcholové systémy V_1 , V_2 a jejich průnik (b) Průběhy $L(j\omega)$ pro vybrané regulátory (c) Citlivostní funkce s vyznačenými omezeními 1) a 2)

Obrázek 6.6: Příklad 6.3 – Systémy vhodné pro výpočet minimálního a maximálního indexu kvality

Důkaz. Ze vztahu (6.16) plyne, že index I_p lze pro libovolnou frekvenci $\omega_d \in (0, \Omega_1)$ vyjádřit ve tvaru

$$I_p = q \cdot |1 + PC|,$$

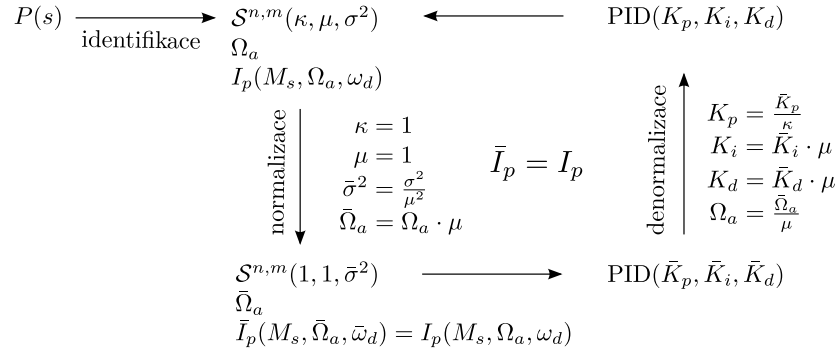
kde q je reálná a C komplexní konstanta a P probíhá obor hodnot \mathcal{V}_{ω_d} množinového modelu $\mathcal{S}^{n,m}(\kappa, \mu, \sigma^2)$. Z principu maximálního modulu holomorfních funkcí již plyne, že I_p nabývá své minimální i maximální hodnoty na hranici $\partial\mathcal{V}_{\omega_d}$ oboru hodnot \mathcal{V}_{ω_d} . Tedy pro některé extrémální přenosy množinového modelu $\mathcal{S}^{n,m}(\kappa, \mu, \sigma^2)$. \square

Pro praktické využití je velmi užitečné znát jakých maximálních a minimálních hodnot může index kvality I_p nabývat pro normalizovaný množinový model $\mathcal{S}^{\infty,1}(1, 1, \bar{\sigma}^2)$ a PID regulátor. Podle věty 6.3 víme, že index I_p nabývá své maximální a minimální hodnoty vždy pro některé extrémální přenosy. Velmi často jsou to přenosy V_1 a V_2 . Z tohoto důvodu budeme dále tyto systémy používat jako aproximaci nejlépe a nejhůře říditelného systému daného množinového modelu. Přenos V_1 stejně jako v kapitole 5 aproximuje nejhůře říditelný systém a spolu s robustním regulátorem C_R budou používány pro výpočet nejmenšího indexu I_{pmin} pro množinový model $\mathcal{S}^{\infty,1}(1, 1, \bar{\sigma}^2)$. Poznamenejme, že díky aproximaci je robustní regulátor shodný s regulátorem navrženým přímo pro tento systém, tedy $C_R = C_{V_1}$. Přenos V_2 naopak aproximuje nejlépe říditelný systém množinového modelu $\mathcal{S}^{\infty,1}(1, 1, \bar{\sigma}^2)$ a spolu s regulátorem C_{V_2} (regulátor navržený přímo pro systém V_2) budou používány pro výpočet nejvyšší možné hodnoty indexu I_{pmax} pro množinový model.

Poznámka 6.5. Je důležité podotknout, že při zvolené metodě identifikace a popisu systému pomocí tří charakteristických čísel κ , μ , σ^2 jsou všechny systémy množinového modelu $\mathcal{S}^{n,m}(\kappa, \mu, \sigma^2)$ (tedy i V_1 a V_2) popsány stejnými charakteristickými čísly. Regulátor je proto nutné navrhovat celý pro množinový model (robustní regulátor C_R). Návrh regulátoru pro konkrétní přenos (například C_{V_2} pro V_2) pouze na základě znalosti κ , μ , σ^2 není možný. Proto je maximální index kvality pro množinový model $\mathcal{S}^{\infty,1}(1, 1, \bar{\sigma}^2)$, možné považovat pouze jako maximální teoreticky dosažitelnou hodnotu a využívat ho jen jako doplňkovou informaci. \triangle

Příklad 6.3. Na tomto příkladu je ilustrován návrh regulátorů C_R , C_{V_2} pro vrcholové systémy V_1 , V_2 a jejich vliv na citlivostní funkce; je uvažován normalizovaný množinový model $\mathcal{S}^{\infty,1}(1, 1, \bar{\sigma}^2)$, $\bar{\sigma}^2 = 0.41$. Předpokládáme, že přenos V_1 je nejhůře říditelný a V_2 nejlépe. Dále předpokládáme, že $M_S = 1.4$, $\varepsilon = 0.05$, $\Omega_a = 20 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$, $\omega_d = 0.1 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$.

6.3 Výpočet maximálních hodnot indexu pro přípustné systémy a PI/PID regulátor



Obrázek 6.7: Schéma práce s normalizovanými parametry

Na obr. 6.6 a) jsou zobrazeny robustní regiony náležící vrcholovému systému V_1 (modře) a V_2 (fialově). Dále jsou zde vyznačeny významné regulátory: robustní regulátor C_R (který bude využíván pro výpočet minimálního indexu kvality pro daný množinový model) a regulátor C_{V_2} (bude využíván pro výpočet maximálního indexu kvality). Na obr. 6.6 b) jsou Nyquistovy křivky $L_{C_R, V_1}(j\omega)$, $L_{C_R, V_2}(j\omega)$ (tedy pro robustní regulátor a systémy V_1 , V_2) a dále $L_{C_{V_2}, V_2}(j\omega)$ (regulátor C_{V_2} a systém V_2). Z obrázku je patrné, že křivky $L_{C_R, V_1}(j\omega)$ a $L_{C_R, V_2}(j\omega)$ jsou na nízkých frekvencích velmi blízké, liší se až na vyšších frekvencích. Stejný jev lze pozorovat i na obr. 6.6 c), kde jsou zobrazeny citlivostní funkce všech tří uvažovaných systémů. Citlivostní funkce $S_{C_R, V_1}(j\omega)$, $S_{C_R, V_2}(j\omega)$ jsou na nízkých frekvencích prakticky shodné, stejná je i velikost indexu $I_{pC_R, V_1} = I_{pC_R, V_2} = 0,33$. Nejlepší řízení, které lze pro daný množinový model dosáhnout je aproximováno citlivostní funkcí $S_{V_2, V_2}(j\omega)$ s indexem $I_{pV_2, V_2} = 1,52$. Ukazuje se že použití systému V_1 s robustním regulátorem je rozumnou aproximací pro výpočet minimálního indexu kvality.

▲

Poznámka 6.6. Protože je index kvality regulace I_p definován jako poměr hodnoty referenční citlivostní funkce $|S_R(j\omega_d)|$ ku aktuální hodnotě $|S(j\omega_d)|$ na frekvenci ω_d , nemá na jeho hodnotu vliv případné využití normalizovaného modelu. Zároveň je ale nutné dbát na to, aby všechny parametry potřebné k výpočtu indexu byly ve stejném časovém měřítku. Pro názornost je na obr. 6.7 uvedeno schéma, kde je přehledně znázorněna práce s normalizovanými parametry včetně návrhu regulátoru.

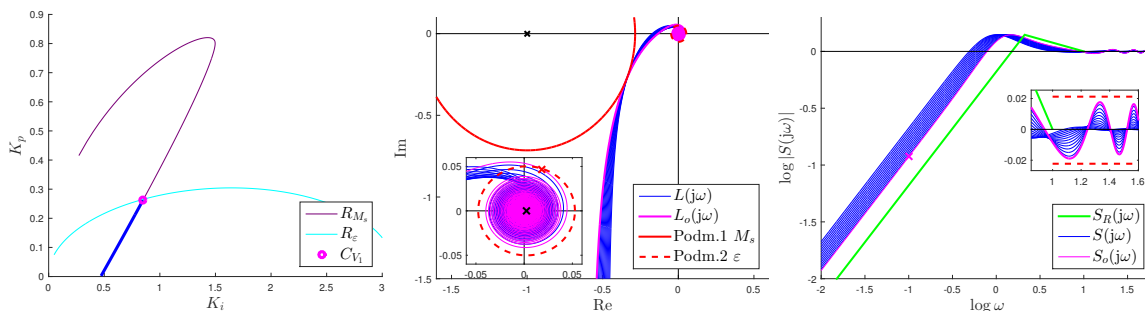
△

Na následujících příkladech (na konkrétním systému se zadanými parametry) je ukázán postup, jakým způsobem jsou vypočítány minimální (maximální) hodnoty indexu kvality. Ve výpočtech je využita výše zmíněná aproximace, kdy je pro výpočet minimálního indexu pro množinový model $\mathcal{S}^{\infty,1}(1, 1, \bar{\sigma}^2)$ využito vrcholového systému V_1 s robustním regulátorem C_R a pro výpočet maximálního indexu vrcholového systému V_2 s robustním regulátorem C_{V_2} . Pro tyto systémy parametrizované $\bar{\sigma}^2$ a návrhovými parametry M_S , Ω_a je navržen optimální regulátor, který má dle věty 6.2 pro daný systém nejvyšší index kvality řízení.

Příklad 6.4. V tomto příkladu je ilustrován návrh optimálního PID regulátoru pro vrcholový systém V_1 s parametry $\bar{\sigma}^2 = 0,35$ a $\bar{\sigma}^2 = 0,85$, viz obr. 6.8, 6.9 a). Regulátor byl navrhován pro $M_S = 1,4$, $\varepsilon = 0,05$ a $\Omega_a = 10 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$. Pro vybrané regulátory (pro které platí, že $M_S = 1,4$ a je splněn i druhý návrhový požadavek, na obr. 6.9 a) jsou označeny tlustou modrou čarou jsou zobrazeny funkce $L(j\omega)$ (obr. 6.8, 6.9 b)) a $|S(j\omega)|$ (obr. 6.8, 6.9 c)), optimální regulátor

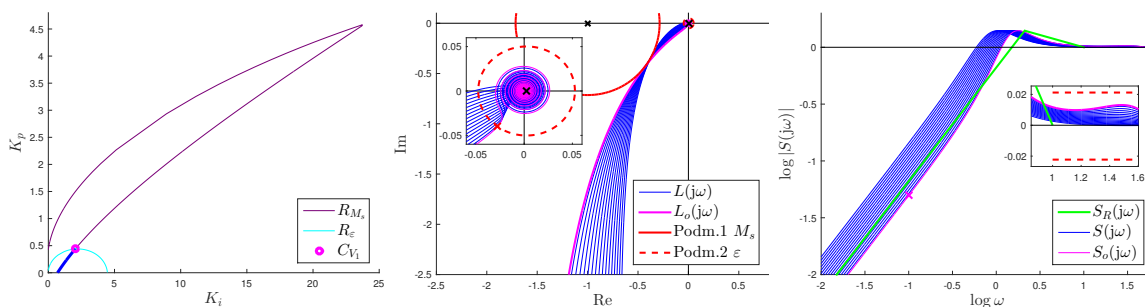
6. INDEX KVALITY ŘÍZENÍ

je vyznačen purpurovou barvou. Na obrázku 6.12 jsou dále zobrazeny citlivostní funkce pro optimální PID pro systém parametrizovaný $\bar{\sigma}^2$, kde $\bar{\sigma}^2 \in \langle 0,1; 0,9 \rangle$, a pevné $\Omega_a = 10 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$.



(a) Robustní regiony pro daný systém a podmínky 1), 2) s vyznačeným optimálním regulátorem (b) $L(j\omega)$ pro vybrané regulátory s vyznačeným optimálním regulátorem (c) $S(j\omega)$ pro vybrané regulátory s vyznačeným optimálním regulátorem

Obrázek 6.8: Příklad 6.4 – Návrh PID regulátoru s nejvyšší kvalitou regulace pro vrcholový systém V_1 , $\bar{\sigma}^2 = 0,35$



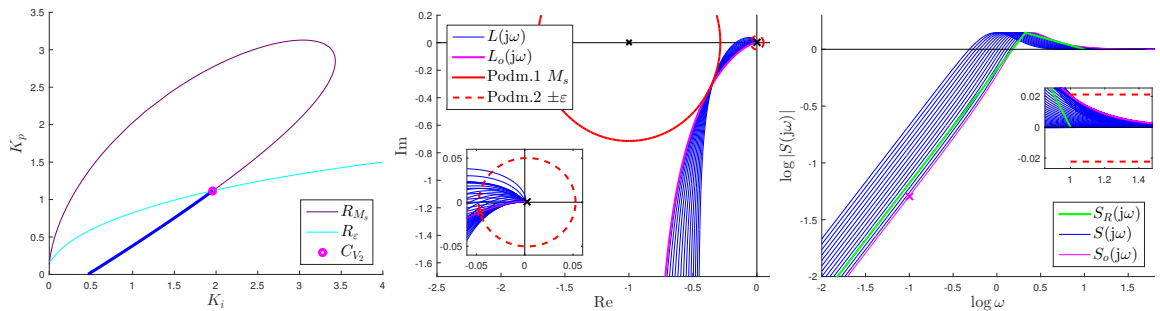
(a) Robustní regiony pro daný systém a podmínky 1), 2) s vyznačeným optimálním regulátorem (b) $L(j\omega)$ pro vybrané regulátory s vyznačeným optimálním regulátorem (c) $S(j\omega)$ pro vybrané regulátory s vyznačeným optimálním regulátorem

Obrázek 6.9: Příklad 6.4 – Návrh PID regulátoru s nejvyšší kvalitou regulace pro vrcholový systém V_1 , $\bar{\sigma}^2 = 0,85$

Příklad 6.5. V tomto příkladu je ilustrován návrh optimálního regulátoru pro vrcholový systém V_2 s parametry $\bar{\sigma}^2 = 0,35$ a $\bar{\sigma}^2 = 0,85$, viz obr. 6.10, 6.11 a). Regulátor byl navrhován pro $M_S = 1,4$, $\varepsilon = 0,05$ a $\Omega_a = 10 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$. Pro vybrané regulátory (pro které platí, že $M_S = 1,4$ a je splněn i druhý návrhový požadavek, na obr. 6.9 a) jsou označeny tlustou modrou čarou) jsou zobrazeny funkce $L(j\omega)$ (obr. 6.10, 6.11 b)) a $|S(j\omega)|$ (obr. 6.10, 6.11 c)), optimální regulátor je vyznačen purpurovou barvou. Na obrázku 6.13 jsou dále zobrazeny citlivostní funkce pro optimální PID pro systém parametrizovaný $\bar{\sigma}^2$, kde $\bar{\sigma}^2 \in \langle 0,1; 0,9 \rangle$, a pevné $\Omega_a = 10 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$.

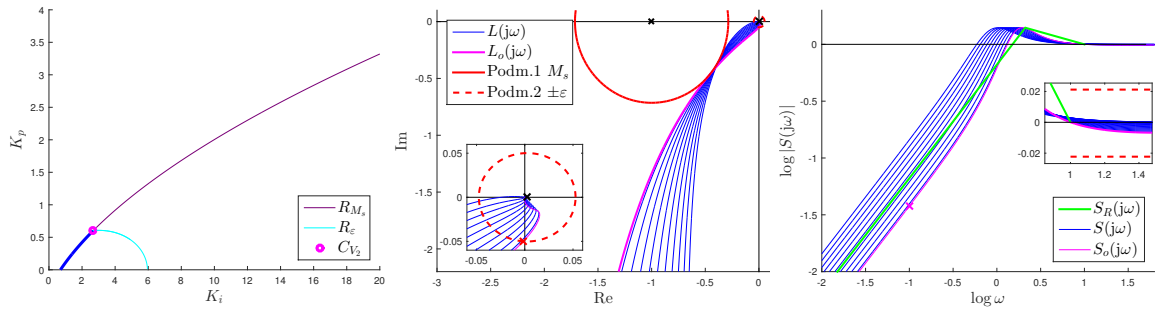
Poznámka 6.7. Z obrázku 6.12 (a také obr. 6.13) je dobře vidět, že rozdíly mezi citlivostními funkcemi v závislosti na parametru $\bar{\sigma}^2$ jsou poměrně výrazné. (Jako regulátor je zde

6.3 Výpočet maximálních hodnot indexu pro přípustné systémy a PI/PID regulátor



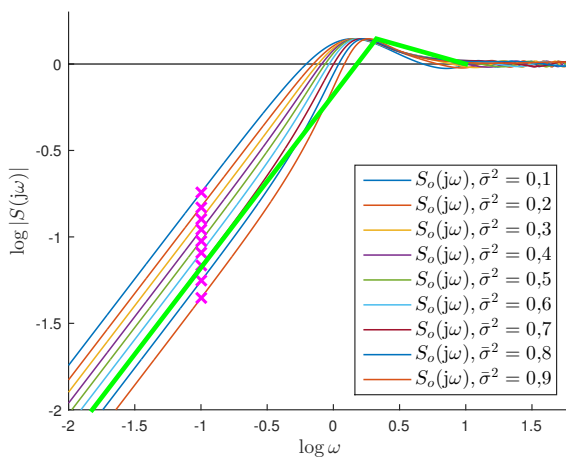
(a) Robustní regiony pro daný systém a podmínky 1), 2) s vyznačeným optimálním regulátorem (b) $L(j\omega)$ pro vybrané regulátory s vyznačeným optimálním regulátorem (c) $S(j\omega)$ pro vybrané regulátory s vyznačeným optimálním regulátorem

Obrázek 6.10: Příklad 6.5 – Návrh PID regulátoru s nejvyšší kvalitou regulace pro vrcholový systém V_2 , $\bar{\sigma}^2 = 0,35$

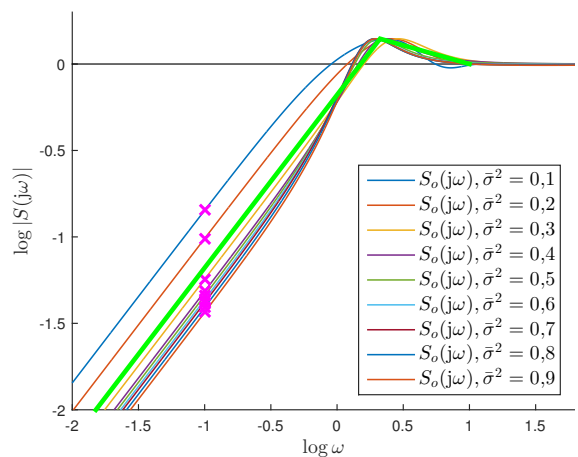


(a) Robustní regiony pro daný systém a podmínky 1), 2) s vyznačeným optimálním regulátorem (b) $L(j\omega)$ pro vybrané regulátory s vyznačeným optimálním regulátorem (c) $S(j\omega)$ pro vybrané regulátory s vyznačeným optimálním regulátorem

Obrázek 6.11: Příklad 6.5 – Návrh PID regulátoru s nejvyšší kvalitou regulace pro vrcholový systém V_2 , $\bar{\sigma}^2 = 0,85$



Obrázek 6.12: Příklad 6.4 – Citlivostní funkce pro optimální PID regulátor a vrcholový systém V_1 , $\Omega_a = 10 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$ v závislosti na parametru $\bar{\sigma}^2$



Obrázek 6.13: Příklad 6.5 – Citlivostní funkce pro optimální PID regulátor a vrcholový systém V_2 , $\Omega_a = 10 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$ v závislosti na parametru $\bar{\sigma}^2$

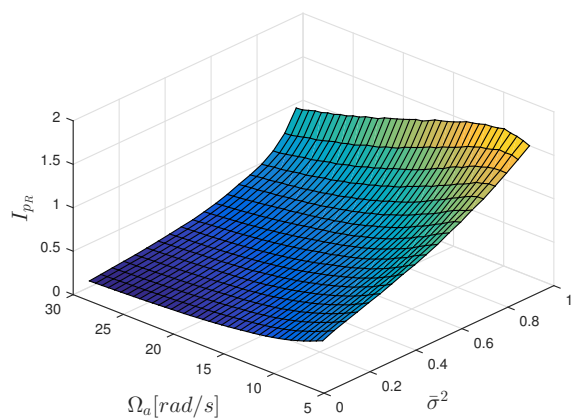
6. INDEX KVALITY ŘÍZENÍ

vždy použít robustní regulátor navržený pro množinový model $\mathcal{S}^{\infty,m}(1, 1, \bar{\sigma}^2)$ s daným $\bar{\sigma}^2$.) To je způsobeno skutečností, že pro malé $\bar{\sigma}^2$ má systém velké zdánlivé zpoždění, je tedy hůře říditelný a má tedy i menší index I_p . Naopak pro $\bar{\sigma}^2$ blízké se jedné je zdánlivé zpoždění zanedbatelné, systém je dobře říditelný a index kvality I_p je větší. Z tohoto důvodu je důležité znát referenční (minimální nebo maximální) index kvality I_p pro daný parametr $\bar{\sigma}^2$ (a případně i Ω_a). V případě znalosti modelu systému a naměřeného indexu I_p je pak možné snadno určit, zda má řízení dobrou kvalitu. \triangle

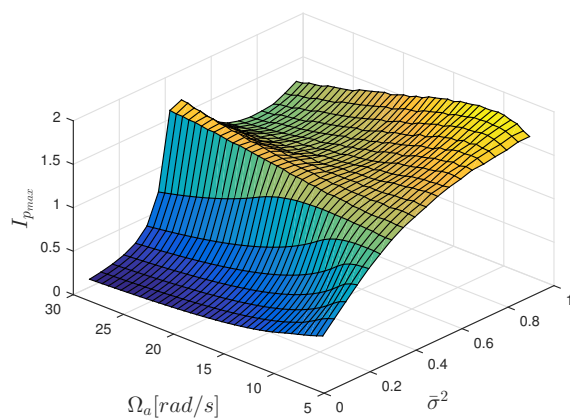
6.3.1 Výpočet referenčního indexu kvality

V předchozím textu bylo ukázáno, že je velmi užitečné znát minimální a maximální hodnoty indexu kvality I_p pro množinový model $\mathcal{S}^{\infty,m}(1, 1, \bar{\sigma}^2)$. Pro dané parametry $\bar{\sigma}^2$ a Ω_a je vhodné vypočítat hodnoty minimálních a maximálních indexů $I_{p_{min}}$, $I_{p_{max}}$. Vzhledem k tomu, že $I_{p_{max}}$ je pouze teoreticky dosažitelná hodnota, kterou není možné dosáhnout zvolenou metodou identifikace systému a návrhu regulátoru, bude maximální index kvality dále používán pouze jako doplňkový parametr. Jako hlavní informace o dosažitelném indexu kvality pro daný množinový model bude využíván $I_{p_{min}}$ (kde je využíván robustní regulátor, je tedy zaručeno dodržení návrhových požadavků pro celý množinový model), tento index budeme dále označovat jako referenční index kvality, $I_{p_{Ref}}$.

Hodnoty indexů $I_{p_{Ref}}$ a $I_{p_{max}}$ jsou vypočítány obdobným způsobem, jako v příkladech 6.4 a 6.5 pro parametry systému $\bar{\sigma}^2 \in \langle 0,05; 0,95 \rangle$ a $\Omega_a \in \langle 6,28; 30 \rangle$ a PID regulátor s návrhovými požadavky $M_S = 1,4$, $\varepsilon = 0,05$. Výsledky jsou přehledně zobrazeny v grafech na obrázcích 6.14, 6.15. Tyto grafy zobrazují hodnotu indexu v závislosti na $\bar{\sigma}^2$ a Ω_a , v dalším textu budou nazývány mapami indexů $I_{p_{max}}$ a $I_{p_{Ref}}$.



Obrázek 6.14: Hodnoty indexu kvality $I_{p_{Ref}}$



Obrázek 6.15: Hodnoty indexu kvality $I_{p_{max}}$

Pomocí mapy indexu $I_{p_{Ref}}$ lze snadno zjistit hodnotu indexu při jehož výpočtu bylo uvažováno použití robustního PID regulátoru. Pokud bude aktuální hodnota indexu kvality nižší než $I_{p_{Ref}}$, je aktuální regulátor pomalejší a jeho přeladěním bude dosaženo vyšší kvality řízení. Naopak vyšší aktuální hodnota indexu než $I_{p_{Ref}}$ naznačuje, že aktuální regulátor není robustní, tj. není zaručeno splnění návrhových požadavků pro celou množinu $\mathcal{S}^{n,m}(\kappa, \mu, \sigma^2)$.

6.4 Použití indexu kvality pro detekci špatně naladěných smyček

Index kvality řízení I_p je číslo, které popisuje jak jsou od sebe vzdálené body referenční (definované parametry Ω_a , M_S) a aktuální (naměřené) citlivostní funkce na dané frekvenci. Pro posouzení kvality regulace na základě I_p je nutné tento index správně interpretovat. V zásadě je možné index kvality použít dvěma způsoby:

1. „Standardní index kvality“
2. „Relativní index kvality“

6.4.1 Standardní index kvality

V tomto případě se předpokládá standardní použití indexu kvality tak, jak je definován v kapitole 6.1. Kromě měření bodu citlivostní funkce se předpokládá znalost Ω_a a M_S . Pokud je kvalita řízení monitorována u nově navrženého regulátoru (a byla použita metoda návrhu 5), jsou Ω_a i M_S na počátku známy. Při každém dalším měření indexu je ale nutné tyto parametry znovu identifikovat. Hodnota indexu I_p je vztažena k referenční citlivostní funkci tedy přímo nevyovídá o kvalitě řízení konkrétního systému, protože pro různé systémy je s použitím určitého regulátoru možné dosáhnout různých hodnot I_p .

V praxi je možné tento index využívat následujícím způsobem: Pokud budeme uvažovat, že systém má na počátku monitorování kvality řízení dobře nastavený regulátor (a tedy i dobrou kvalitu regulace), je vhodné sledovat změny indexu I_p oproti počátečnímu stavu. Pokud v průběhu ohodnocování kvality dojde ke významnému zmenšení indexu I_p , lze s jistotou říci, že se kvalita řízení snížila (regulační smyčka je pomalejší, než byla při prvním měření indexu). Významné zvětšení hodnoty I_p také ukazuje na možný problém. V tomto případě má regulační smyčka rychlejší odezvu, ale tato rychlejší odezva je s největší pravděpodobností vykoupena překročením požadovaného M_S a tím i nižší robustností ve stabilitě a vyšší kmitavostí – kvalita řízení je tedy nevyhovující. Může se však stát, že se řízený systém změní takovým (šťastným) způsobem, že i při zvýšení hodnoty indexu I_p nedojde k překročení M_S a výsledná kvalita řízení je lepší než na počátku. Přesto i v tomto případě může být vhodné přeladit regulátor, protože je pravděpodobné dosažení ještě lepší kvality řízení. Obě výše zmíněné možnosti nelze odlišit pouze na základě hodnoty I_p , ale je nutné použít další vhodnou metodu pro získání dodatečných informací. Lze například odhadovat hodnotu M_S (například při odhadu indexu použít k vybuzení signál obsahující více frekvencí a měřit kromě $|S(j\omega_d)|$ i další body citlivostní funkce kolem $|S(j\omega_1)|$) nebo použít metody pro detekci oscilací, viz kapitola 3.12.

Poznámka 6.8. *V této formě se jedná o absolutní index kvality. Index je vztažen pouze k referenční citlivostní funkci a není vázaný na konkrétní typ regulátoru (ten ale musí obsahovat integrační složku). Hodnota indexu nemůže být podstatně větší než jedna.* \triangle

6.4.2 Relativní index kvality

Relativní index kvality je vázaný na konkrétní typ regulátoru (PID) a konkrétní způsob jeho návrhu. Předpokládá se znalost problémově orientovaného modelu systému (bude využíván množinový model $\mathcal{S}^{n,m}(\kappa, \mu, \sigma^2)$), na jehož základě jsou určeny referenční (maximální / minimální) hodnoty indexu kvality pro daný model a regulátor. Model (charakteristická čísla κ ,

6. INDEX KVALITY ŘÍZENÍ

μ, σ^2) může být identifikován pomocí pulsního experimentu (viz kapitola 5.5). Tato metoda je velmi jednoduchá a přesná avšak poměrně nepraktická pro potřeby ohodnocování kvality řízení, protože vyžaduje experiment v otevřené regulační smyčce. Proto bude použita zcela nová metoda umožňující identifikaci systému v uzavřené smyčce (metoda bude představena a podrobně popsána v kapitole 7).

Jako referenční hodnoty indexu kvality bude využito I_{pRef} (viz kapitola 6.3.1 a obr. 6.14), který udává maximální hodnoty indexu při použití robustního PID regulátoru pro dané κ, μ, σ^2 (případně $\bar{\sigma}^2$). Jako pomocný parametr při určování kvality řízení může být využito i I_{pmax} (maximální dosažitelná hodnota indexu kvality pro množinový model $\mathcal{S}^{n,m}(\kappa, \mu, \sigma^2)$, viz obr. 6.15). Pro další výpočty bude využíváno hodnot I_{pRef} (I_{pmax}) z předem vypočítaných tabulek (viz obr. 6.14, 6.15), případně jejich interpolací. Díky tomu odpadne nutnost návrhu nového regulátoru při každém měření indexu kvality, čímž se sníží výpočetní náročnost.

Relativní index kvality řízení I_{pR} lze při znalosti charakteristických čísel procesu κ, μ, σ^2 vypočítat jako poměr aktuálního indexu kvality I_p ku indexu referenčnímu I_{pRef} :

$$I_{pR} = \frac{I_p}{I_{pRef}}. \quad (6.19)$$

Poznámka 6.9. Je nutné poznamenat, že relativní index kvality I_{pR} již není vztažen k referenční citlivostní funkci $|S_R(j\omega_d)|$, jak ukazuje následující vztah

$$I_{pR} = \frac{I_p}{I_{pRef}} = \frac{\frac{|S_R(j\omega_d)|}{|S(j\omega_d)|}}{\frac{|S_R(j\omega_d)|}{|S_{opt}(j\omega_d)|}} = \frac{|S_{opt}(j\omega_d)|}{|S(j\omega_d)|}. \quad (6.20)$$

Index I_{pR} je tedy poměr hodnot optimálního $|S_{opt}(j\omega_d)|$ a naměřeného $|S(j\omega_d)|$ bodu citlivostní funkce na frekvenci ω_d . Bod $|S_{opt}(j\omega_d)|$ je vypočten jako hodnota citlivostní funkce robustního regulátoru a systému V_1 . △

Pomocí I_{pR} je tedy možné snadno a rychle zjistit, jaká je kvalita řízení ve srovnání s referenčním robustním PID regulátorem. Ideální stav nastává, pokud $I_{pR} \doteq 1$, tedy referenční index kvality se přibližně rovná aktuálnímu změřenému indexu. Pokud nastane situace, kdy $I_{pR} \ll 1$ nebo $I_{pR} \gg 1$, je vhodné analyzovat příčiny zhoršení kvality regulace a podniknout patřičné kroky k nápravě vzniklého stavu (přeladit regulátor, provést údržbu řízeného systému atd.). Zhoršenou kvalitu regulace je vhodné detekovat, pokud je odchylka aktuálního indexu kvality od referenčního větší než 30%, tedy $I_{pR} < 0,7$ nebo $I_{pR} > 1,3$. V situaci, kdy $I_{pR} > 1,3$ je možné na základě znalosti κ, μ, σ^2 vypočítat M_S . Pokud by jeho hodnota nepřekročila požadované M_S , nebylo by bezpodmínečně nutné podnikat nápravná opatření. V tomto případě by se sice kvalita řízení zvýšila, ale přesto by bylo vhodné zvážit například přeladění regulátoru, protože tímto krokem by bylo možné dosáhnout dalšího zvýšení kvality, případně robustnosti řízení.

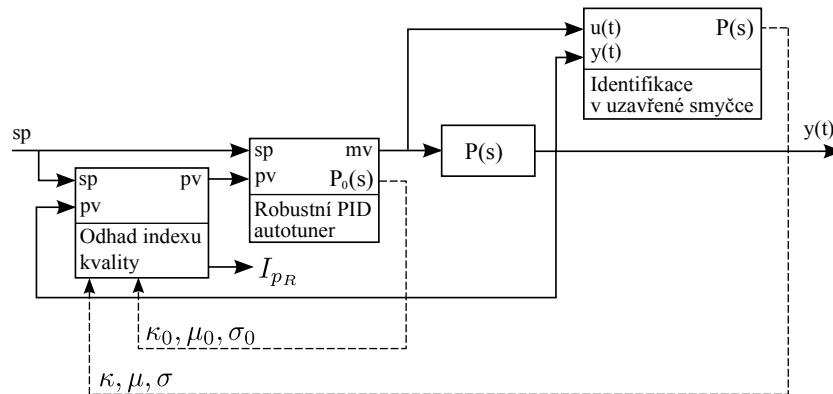
Základní schéma výpočtu I_{pR} je na obr. 6.16, algoritmus je pak popsán v následujícím odstavci.

Algoritmus 6.1. Algoritmus výpočtu relativního indexu kvality řízení

1. Použití robustního PID autotuneru (viz kapitola 5)

- Naladění parametrů PID regulátoru.
- Identifikace řízeného systému (charakteristická čísla $\kappa_0, \mu_0, \sigma_0^2$).

6.4 Použití indexu kvality pro detekci špatně naladěných smyček



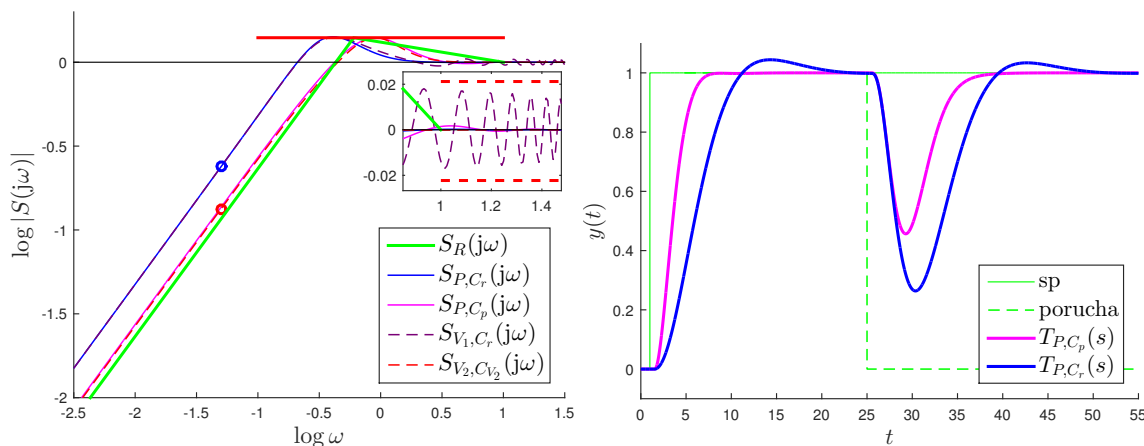
Obrázek 6.16: Schéma algoritmu pro měření relativního indexu kvality I_{pR}

2. Identifikace systému v normální provozním režimu (viz dále kapitola 7)
 - Probíhá za běžného provozu systému v uzavřené smyčce.
 - Jsou identifikována charakteristická čísla κ , μ , σ^2 .
 - Model je automaticky identifikován pouze za vhodných podmínek (dostatečně vybudovaný systém, malá chyba odhadu).
 - Jako apriorní informaci o systému je vhodné využít dříve identifikovaný model.
3. Detekce změny systému
 - Probíhá na základě modelů identifikovaných v 1. a 2. kroku.
 - Pokud je změna systému větší než zvolená mez, vygeneruje se alarm a může se automaticky spustit odhad indexu kvality.
4. Odhad indexu kvality řízení
 - Do systému je zavedena harmonická perturbace (pokud je použit vhodný signál obsahující více frekvencí, je možné současně provádět identifikaci, viz krok 2).
 - Je odhadnut index kvality I_p a na základě identifikovaného modelu (char. čísel κ_0 , μ_0 , σ_0^2 nebo κ , μ , σ^2) vypočítán referenční (maximální možný) index kvality I_{pRef} . Relativní index kvality je vypočítán podle (6.19).
 - Pokud je hodnota I_{pR} v přijatelných mezích, pokračuje se krokem 2, v opačném případě je vygenerován alarm a vyžadován zásah operátora.

Příklad 6.6. Na tomto příkladu je ukázán výpočet relativního indexu kvality. Zároveň zde bude ukázán rozdíl kvality řízení při použití robustního a nejlepšího možného regulátoru. Uvažujeme systém popsany přenosovou funkcí $P(s) = \frac{e^{-0,5s}}{(s+1)^3}$ (návrh regulátoru pro tento systém je popsán v příkladu 5.8). Předpokládáme, že přenos neznáme a identifikačním experimentem jsme odhadli charakteristická čísla $\kappa = 1$, $\mu = 3,5$, $\sigma^2 = 3$ a $\Omega_a = 2,857 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$. Pro množinový model $\mathcal{S}^{\infty,1}(\kappa, \mu, \sigma^2)$ byl navržen robustní PID regulátor ($M_S = 1,4$, $\varepsilon = 0,05$), který budeme označovat $C_r(s)$.

Robustní regulátor musí splňovat všechny návrhové požadavky pro celý množinový model $\mathcal{S}^{\infty,1}(\kappa, \mu, \sigma^2)$, je tedy naladěn poměrně konzervativně (s ohledem na nejhorší možný případ; stejně jako v předchozích příkladech je jako nejhůře říditelný systém použit $V_1(s)$). Na obr. 6.17 a) jsou čárkovane jsou zobrazeny citlivostní funkce $S_{V_1, C_r}(j\omega)$ a $S_{V_2, C_{V_2}}(j\omega)$, tedy pro systém $V_1(s)$ s robustním regulátorem $C_r(s)$ a $V_2(s)$ s regulátorem $C_{V_2}(s)$ naladěným přímo pro tento systém. Tyto dvě citlivostní funkce ohraničují přípustné citlivostní funkce pro množinový model $\mathcal{S}^{\infty,1}(\kappa, \mu, \sigma^2)$ s PID regulátorem splňujícím zadané podmínky.

6. INDEX KVALITY ŘÍZENÍ



(a) $S(j\omega)$ pro vybrané regulátory

(b) Odezvy na skok a poruchu

Obrázek 6.17: Příklad 6.6 – Výpočet indexu kvality řízení

Sys.	Reg.	K	T_i	T_d	I_p	I_{pR}	Pozn.
$P(s)$	$C_r(s)$	0,231	1,099	0,275	0,488	1	
$V_1(s)$	$C_r(s)$	0,231	1,099	0,275	0,488	1	$I_{pV_1,C_r} \equiv I_{pRef}$
$V_2(s)$	$C_{V_2}(s)$	0,971	2,599	0,65	0,87	1,783	$I_{pV_2,C_{V_2}} \equiv I_{pMax}$
$P(s)$	$C_P(s)$	0,903	2,466	0,617	0,851	1,744	

Tabulka 6.1: Parametry PID regulátorů, hodnoty indexu kvality

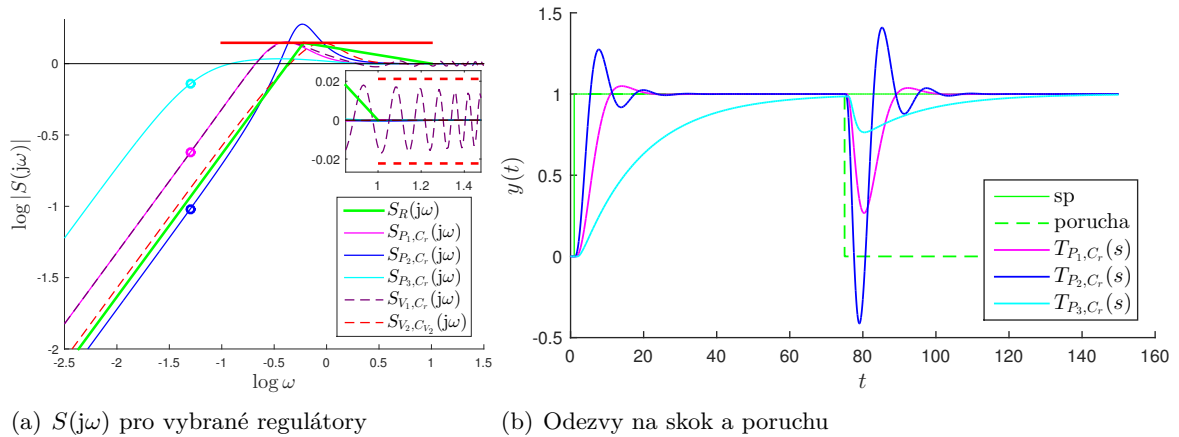
Funkce $S_{V_1,C_r}(j\omega)$ a index kvality $I_{pV_1,C_r} \equiv I_{pRef} = 0,488$ tvoří spodní mez, z důvodu použití robustního regulátoru je využit jako referenční hodnota indexu. Pro určení referenčního indexu kvality bez nutnosti výpočtů lze použít mapu I_{pRef} . Funkce $S_{V_2,C_{V_2}}(j\omega)$ a index $I_{pV_2,C_{V_2}} \equiv I_{pMax} = 0,87$ tvoří horní mez, kterou není možné pro žádný systém z množinového modelu a PID regulátor (navržený používanou metodou) překročit bez porušení požadavků na chování uzavřené smyčky.

Purpurovou a modrou barvou jsou zobrazeny citlivostní funkce $S_{P,C_r}(j\omega)$ a $S_{P,C_P}(j\omega)$, tedy pro zadaný přenos s robustním regulátorem a pro srovnání s regulátorem navrženým přímo pro systém $P(s)$ s indexy kvality $I_{pP,C_r} = 0,488$ a $I_{pP,C_P} = 0,851$. Na těchto indexech kvality i citlivostních funkcích je dobře vidět, že pro systém $P(s)$ je při použití robustního regulátoru dosaženo menší kvality řízení, než u regulátoru navrženého přímo pro tento systém. Toto je vlastnost použité metody návrhu se kterou je nutné počítat. V praxi není přesný model systému ve většině případů znám, nelze tedy ani navrhnout výše zmíněný „nejlepší“ regulátor. Nyní je možné vypočítat relativní index kvality pro systém $P(s)$: $I_{pR} = \frac{I_p}{I_{pRef}} = \frac{0,488}{0,488} = 1$.

Přehled parametrů PID regulátorů použitých v tomto příkladě, stejně jako přehled indexů kvality I_p , I_{pR} vypočtených pro dané systémy a regulátory je uveden v tabulce 6.1. ▲

Příklad 6.7. Stejně jako v příkladu 6.6 uvažujeme systém popsáný přenosovou funkcí $P_1(s) = \frac{e^{-0,5s}}{(s+1)^3}$ (char. čísla $\kappa = 1$, $\mu = 3,5$, $\sigma^2 = 3$) s robustním PID regulátorem a indexem kvality $I_{pR} = I_p/I_{pRef} = 0,488/0,488 = 1$. V průběhu provozu došlo ke změně řízeného systému ($P_2(s) = \frac{2,5e^{-0,2s}}{(s+1)^3}$, regulátor zůstává stejný), která byla detekována, zároveň byly identifi-

6.5 Měření absolutní hodnoty bodu citlivostní funkce



Obrázek 6.18: Příklad 6.7 – Výpočet indexu kvality řízení

Systém	κ	μ	σ^2	$\bar{\sigma}^2$	I_{pRef}	I_p	I_{pR}
$P_1(s)$	1	3,5	3	0,249	0,488	0,488	1,00
$P_2(s)$	2,5	3,2	3	0,293	0,512	1,11	2,17
$P_3(s)$	1	5,9	9	0,259	0,487	0,271	0,56

Tabulka 6.2: Příklad 6.7 – přehled parametrů a vypočtené indexy kvality

kovány nové char. čísla procesu $\kappa = 2,5$, $\mu = 3,2$, $\sigma^2 = 3$, $\bar{\sigma}^2 = 0,293$. Následně byl změněn index kvality a s ohledem na charakteristická čísla vypočítán index relativní: $I_{pR_2} = I_{p2}/I_{pRef_2} = 1,11/0,512 = 2,17$. Relativní index kvality se zvýšil o více, než 100%, což ukazuje na závažný problém. Na obr. 6.18 a) je vidět, že pro tento systém je vyšší hodnota indexu kvality vykoupena podstatným překročením povoleného M_S , což se projeví i v časové oblasti na přechodové funkci (viz obr. 6.18 b)). Stejným způsobem je systém změněn ještě jednou: $P_3(s) = \frac{e^{-0,9s}}{(s+1)(s+2)^2}$, byla identifikována char. čísla $\kappa = 1$, $\mu = 5,9$, $\sigma^2 = 9$, $\bar{\sigma}^2 = 0,2585$ a změřen index kvality $I_{pR_3} = I_{p3}/I_{pRef_3} = 0,271/0,487 = 0,56$, což je opět podstatná změna indexu. V obou případech by bylo vhodné přeladit regulátor (s využitím identifikovaných charakteristických čísel). Všechny parametry systémů a vypočtené indexy kvality z tohoto příkladu jsou pro přehlednost uvedeny v tabulce 6.2. ▲

6.5 Měření absolutní hodnoty bodu citlivostní funkce

Hodnota indexu kvality I_p tak, jak je definován v kapitole 6.1 závisí na změřeném bodu citlivostní funkce. Absolutní hodnotu citlivostní funkce na dané frekvenci ω_d lze vypočítat ze vztahu $|S(j\omega_d)| = \frac{A_y}{A_d}$ (index kvality je pak popsán rovnicí (6.18)). V kapitole 6.2 je popsáno několik možných postupů měření bodu citlivostní funkce. Pro potřeby ohodnocování kvality regulace byl vybrán postup, kdy je do systému s uzavřenou zpětnou vazbou zavedena harmonická perturbace o frekvenci ω_d s amplitudou A_d (viz schéma na obr. 6.5). Protože je amplituda A_d známa, je pro výpočet daného bodu citlivostní funkce (a indexu kvality) nutné změřit pouze amplitudu na výstupu systému A_y .

6. INDEX KVALITY ŘÍZENÍ

6.5.1 Běžící diskretní Fourierova transformace

Pro měření amplitudy A_y bude využito algoritmu běžící (vlečné) diskretní Fourierovy transformace (RDFT, running discrete Fourier transform). Použití tohoto algoritmu je popsáno například v Olkkonen (1995). RDFT vychází z klasické diskretní Fourierovy transformace (DFT, discrete Fourier transform), které se běžně využívá k spektrální analýze signálů. Na rozdíl od běžně používaných algoritmů (například FFT) umožňuje RDFT výpočet Fourierových koeficientů v reálném čase. Algoritmus RDFT má velmi malé nároky na výpočetní výkon, protože jsou výpočty rovnoměrně rozloženy v čase (na rozdíl od FFT, kdy je nutné všechny výpočty provést najednou). Nízké výpočetní nároky RDFT jsou vykoupeny možností výpočtu DFT pouze pro jednotlivé konkrétní frekvence, což je ovšem pro odhad bodu citlivostní funkce plně dostačující. Existuje možnost paralelního spuštění více RDFT algoritmů a tedy i možnost současného výpočtu Fourierových koeficientů pro řádově jednotky až desítky frekvencí (tato možnost bude využita u algoritmu rekurzivní frekvenční identifikace, viz kapitola 7 a ilustrovaná na příkladu 7.1).

Při identifikaci bodu citlivostní funkce se snažíme najít frekvenční přenos

$$S(z) = \frac{Y(z)}{D(z)}, \quad z = e^{j\omega T}, \quad (6.21)$$

$Y(z)$ a $D(z)$ jsou obrazy výstupního a poruchového signálu v Z-transformaci. Jak bylo řečeno výše, uvažujeme, že $D(z)$ je známé. Fourierova transformace signálu y reprezentovaná konečnou časovou posloupností M vzorků signálu y_0, \dots, y_{M-1} je dána vztahem:

$$Y_0 = \sum_{k=0}^{M-1} y_k z^{-k} = y_0 + y_1 z^{-1} + \dots + y_{M-1} z^{-(M-1)}, \quad (6.22)$$

kde $z = e^{j\omega T}$. Z rovnice (6.22) lze odvodit rekurzivní vztah diskretní Fourierovy transformace:

$$Y_{n+1} = z [Y_n + y_{n+M} z^{-M} - y_n]. \quad (6.23)$$

Následně z rovnice (6.23) lze odvodit vzorce pro rekurzivní výpočet reálné a imaginární části frekvenčního obrazu výstupu:

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}(Y_{n+1}) &= A [\operatorname{Re}(Y_n) - y_n + C y_{n+M}] - B [\operatorname{Im}(Y_n) + D y_{n+M}], \\ \operatorname{Im}(Y_{n+1}) &= A [\operatorname{Im}(Y_n) + D y_{n+M}] - B [\operatorname{Re}(Y_n) - y_n + C y_{n+M}], \end{aligned} \quad (6.24)$$

kde

$$A = \cos \omega T, \quad B = \sin \omega T, \quad C = \cos(-M\omega T), \quad D = \sin(-M\omega T),$$

T je perioda vzorkování a M je délka plovacího okna, na kterém probíhá výpočet Fourierovy transformace.

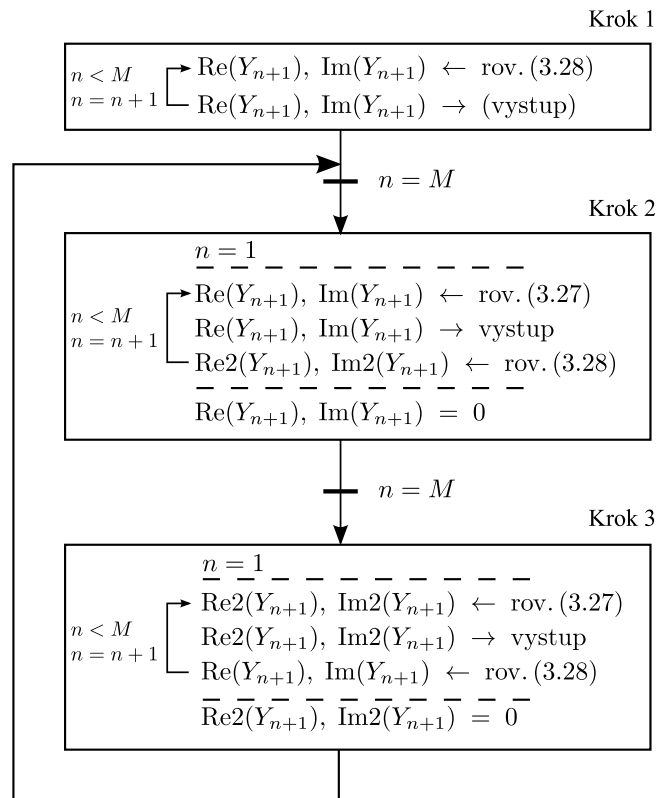
Poznámka 6.10. V případě, že $n < M$ (ještě není naměřeno M vzorků) probíhá startovací fáze algoritmu, kdy je okno pro výpočet FT plněno daty. Pro tuto fázi je nutné modifikovat vzorce (6.24) tak, že není odečítán vzorek y_n , což umožní naplnění výpočetního okna daty:

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}(Y_{n+1}) &= A [\operatorname{Re}(Y_n) + C y_{n+M}] - B [\operatorname{Im}(Y_n) + D y_{n+M}], \\ \operatorname{Im}(Y_{n+1}) &= A [\operatorname{Im}(Y_n) + D y_{n+M}] - B [\operatorname{Re}(Y_n) + C y_{n+M}] \end{aligned} \quad (6.25)$$

△

6.5.2 Implementace algoritmu RDFT

Implementace algoritmu běžící fourierovy transformace popsaného rekurzivními vztahy (6.24) a (6.25) umožní výpočet amplitudy výstupu systému $y(t)$ (a potažmo i indexu kvality řízení I_p v reálném čase). Implementaci algoritmu RDFT bude ještě věnována pozornost. V tomto případě bylo využito inovativního přístupu, který eliminuje riziko kumulace numerických chyb, které hrozí při požití standardních metod implementace. Implementace RDFT je znázorněna na obr. 6.19, může být popsána ve třech krocích.



Obrázek 6.19: Schéma implementace algoritmu RDFT

Krok 1: Data jsou ukládána do kruhového bufferu velikosti alespoň $N \geq 2M$. V prvním kroku se tento buffer začíná plnit daty. Dokud je v něm uloženo méně než M vzorků, Fourierovy koeficienty $\text{Re}(Y_{n+1})$, $\text{Im}(Y_{n+1})$ jsou počítány pomocí rekurzivních vztahů (6.25). Hodnoty $\text{Re}(Y_{n+1})$ a $\text{Im}(Y_{n+1})$ jsou použity jako výstup algoritmu (případně je v prvním kroku výstup nulový, protože výsledky ještě nemusí být relevantní).

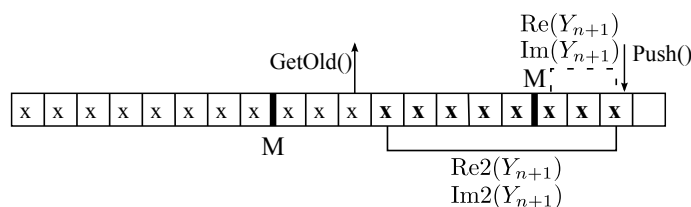
Krok 2: V případě, že je k dispozici více než M vzorků, Fourierovy koeficienty $\text{Re}(Y_{n+1})$, $\text{Im}(Y_{n+1})$ jsou počítány pomocí rekurzivních vztahů (6.24) z posledních M vzorků. Hodnoty $\text{Re}(Y_{n+1})$ a $\text{Im}(Y_{n+1})$ jsou použity jako výstup algoritmu.

U klasické implementace bychom nechali algoritmus popsaný výše uvedeným postupem běžet dále, tento přístup je ale poměrně citlivý na aritmetické chyby. V každém kroku algoritmu jsou k proměnným $\text{Re}(Y_{n+1})$ a $\text{Im}(Y_{n+1})$ přičítány nové vzorky (y_{n+M}) a následně odečítány ty staré (y_n). Pokud algoritmus poběží na cílovém zařízení delší dobu, mohou se i velmi malé numerické chyby nakumulovat a způsobit velkou chybu výstupu algoritmu. Velký vliv na zmíněné chyby má zvolený datový typ pro reprezentaci čísel. U datového typu double

6. INDEX KVALITY ŘÍZENÍ

(8 bajtů) jsou problémy s chybami menší, u typu float (4 bajty) jsou již výraznější. Při použití kratšího datového typu by byl výše popsán postup prakticky nepoužitelný. Tyto problémy je ale možné eliminovat šikovnou implementací. Nejprve je nutné nadefinovat nové proměnné $\text{Re2}(Y_{n+1})$, $\text{Im2}(Y_{n+1})$. Zatímco $\text{Re}(Y_{n+1})$, $\text{Im}(Y_{n+1})$ jsou počítány podle vztahů (6.24), nové proměnné $\text{Re2}(Y_{n+1})$ a $\text{Im2}(Y_{n+1})$ jsou počítány podle (6.25). Jako výstup algoritmu jsou zatím stále používány $\text{Re}(Y_{n+1})$ a $\text{Im}(Y_{n+1})$.

Krok 3: Když je počet vzorků použitý pro výpočet $\text{Re2}(Y_{n+1})$ a $\text{Im2}(Y_{n+1})$ roven M , je pro další výpočty využito vztahů (6.24). Jako výstup algoritmu je nově použito proměnných $\text{Re2}(Y_{n+1})$ a $\text{Im2}(Y_{n+1})$, proměnné $\text{Re}(Y_{n+1})$ a $\text{Im}(Y_{n+1})$ jsou vynulovány a začínají se opět počítat ze vztahů (6.25). Po M měřeních se algoritmus dostane opět do kroku 2. Periodické zaměňování a nulování proměnných zabraňuje kumulaci numerických chyb na výstupu algoritmu. Schéma algoritmu a jeho práce s bufferem je zobrazena na obr. 6.20.



Obrázek 6.20: Schéma práce s bufferem

Výše uvedený způsob implementace je použit ve všech funkčních blocích v ŘS REX využívajících algoritmu RDFT, tedy i blok LPI pro odhad indexu kvality řízení a blok RDFT. Obdobně jsou implementovány i bloky pro výpočet plovoucí střední hodnoty a rozptylu EVAR a plovoucího minima/maxima MINMAX.

6.6 Index kvality řízení – zhodnocení

V této kapitole byla popsána metoda ohodnocování kvality řízení v jednoduché regulační smyčce, jejíž výstupem je index kvality I_p . Tento index je definován jako poměr aktuální citlivostní funkce regulačního obvodu ku referenční. Referenční citlivostní funkce je definována pomocí dvou parametrů – M_s a Ω_a , tedy stejných parametrů, jaké jsou využity k definování návrhových požadavků PID autotuneru v kapitole 5. Pro výpočet indexu je nutné znát jeden bod citlivostní funkce $|S(j\omega_d)|$. K identifikaci tohoto bodu byla využita metoda běžící Fourierovy transformace, která umožňuje jeho identifikaci v reálném čase. Pro identifikaci bodu citlivostní funkce je nutné systém vybudit harmonickým signálem na frekvenci ω_d (kromě případů, kdy je v systému přítomna vhodná porucha), což je největší slabinou tohoto přístupu. Ve většině případů však lze zvolit přijatelnou amplitudu perturbací, která výstup systému ovlivní pouze málo a především jen dočasně, po dobu měření indexu.

7

Identifikace řízeného systému v uzavřené smyčce

Jedním ze způsobů monitorování kvality regulace je detekce změny řízeného systému. Vychází se z předpokladu, že při uvádění systému do provozu byl adekvátně nastaven i příslušný regulátor. Časem ale může u řízeného systému dojít k podstatným změnám (opotřebení a poruchy akčních členů nebo senzorů, změna dynamiky systému způsobená například změnou vstupních surovin a mnohým dalším). V těchto příkladech se může významně snížit kvalita regulace. Tento problém by často mohl být vyřešen včasnou detekcí změny řízeného systému a přeladěním regulátoru.

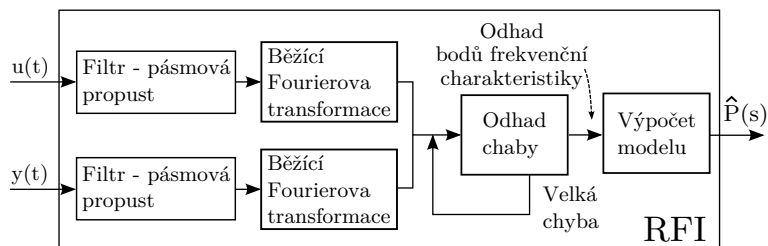
Nabízí se zdánlivě jednoduché řešení – kontinuální identifikace systému. Protože se ale v předpokládané oblasti využití metody (řízení průmyslových procesů) jedná většinou o systémy s nepřetržitým provozem, není možné využít standardní metody identifikace v otevřené smyčce. Bude tedy nutné provádět identifikaci systému v uzavřené smyčce, navíc pouze s minimálním (ideálně žádným) vnějším vybudováním systému.

V této kapitole bude popsána nová metoda identifikace systému v uzavřené smyčce využívající k vybudování systému jen vnější vlivy (například změny požadované hodnoty). Základem metody je identifikace jednoho bodu frekvenční charakteristiky (na libovolné frekvenci). Pro tento účel je používána běžící diskrétní Fourierova transformace vstupního a výstupního signálu řízeného systému. Odhad bodu frekvenční charakteristiky je určen jako podíl Fourierova obrazu výstupu ku obrazu vstupu. Protože je tento odhad zatížen chybou, je tato odhadována a díky tomu jsou použity jen ty odhady bodu frekvenční charakteristiky, kdy je indikována malá chyba odhadu. Většinou je žádoucí identifikovat více bodů (typicky 2-10), čehož lze dosáhnout vícenásobnou aplikací zmíněného postupu; při vhodné implementaci je pak možné provádět paralelní identifikaci. Na základě znalosti několika bodů frekvenční charakteristiky bude vypočten obecný model neceločíselného řádu vhodný pro monitorování kvality řízení i pro návrh regulátoru.

7.1 Formulace úlohy frekvenční identifikace v uzavřené smyčce

Schéma algoritmu pro odhad modelu systému v uzavřené smyčce je znázorněno na obr. 7.1. Je uvažována klasická regulační smyčka, SISO řízený systém s odezvou na konečném časovém intervalu, jehož přechodová charakteristika vyhovuje apriorním předpokladům. Neuvažuje se šum působící na systém. Je měřen vstup a výstup systému, které jsou filtrovány a následně

7. IDENTIFIKACE ŘÍZENÉHO SYSTÉMU V UZAVŘENÉ SMYČCE



Obrázek 7.1: Struktura odhadu modelu systému na základě běžící Fourierovy transformace

je z nich na plovoucím okně délky M vzorků počítána běžící diskrétní Fourierova transformace (algoritmus RDFT je podrobně popsán v sekci 6.5.1). Na základě znalosti Fourierových obrazů vstupu a výstupu je ve vhodných okamžicích (při malé chybě) odhadován bod (nebo více bodů) frekvenční charakteristiky (viz sekce 7.2). O tom, kdy je odhad bodu dostatečně přesný a je možné ho použít rozhoduje algoritmus pro odhad chyby estimace (viz sekce 7.3). Z bodů frekvenční charakteristiky je vypočten model systému neceločíselného řádu použitelný pro návrh regulátoru (viz sekce 7.4). Metoda je implementována v podobě funkčního bloku schopného nasazení v reálném čase.

7.2 Odvození rekurzivních vztahů běžící diskrétní Fourierovy transformace

Odvození vztahů pro běžící Fourierovu transformaci pro jeden signál již bylo uvedeno v sekci 6.5.1, pro úplnost je v následujících odstavcích uvedeno analogické odvození algoritmu RDFT použitého pro rekurzivní frekvenční identifikaci.

Při identifikaci bodu frekvenční charakteristiky se snažíme najít frekvenční přenos systému

$$P(z) = \frac{Y(z)}{U(z)}. \quad (7.1)$$

$Y(z)$ a $U(z)$ jsou Fourierovy obrazy výstupního a vstupního signálu. Výpočet těchto obrazů předpokládá znalost konečných časových posloupností vzorků obou signálů. Za předpokladu $z = e^{j\omega T}$ můžeme napsat:

$$Y_0 = \sum_{k=0}^{M-1} y_k z^{-k} = y_0 + y_1 z^{-1} + \dots + y_{M-1} z^{-(M-1)}, \quad (7.2)$$

$$U_0 = \sum_{k=0}^{M-1} u_k z^{-k} = u_0 + u_1 z^{-1} + \dots + u_{M-1} z^{-(M-1)}.$$

Z těchto vztahů lze odvodit rekurzivní vztahy diskrétní Fourierovy transformace:

$$Y_{n+1} = z [Y_n + y_{M+n} z^{-M} - y_n], \quad (7.3)$$

$$U_{n+1} = z [U_n + u_{M+n} z^{-M} - u_n].$$

Z (7.3) je možné odvodit rekurzivní vzorce pro výpočet reálných a imaginárních částí frek-

7.2 Odvození rekurzivních vztahů běžící diskretní Fourierovy transformace

venčních obrazů vstupu a výstupu:

$$\begin{aligned}
 \operatorname{Re}(Y_{n+1}) &= A [\operatorname{Re}(Y_n) - y_n + C u_{n+M}] - B [\operatorname{Im}(Y_n) + D y_{n+M}], \\
 \operatorname{Im}(Y_{n+1}) &= A [\operatorname{Im}(Y_n) + D y_{n+M}] - B [\operatorname{Re}(Y_n) - y_n + C y_{n+M}], \\
 \operatorname{Re}(U_{n+1}) &= A [\operatorname{Re}(U_n) - u_n + C u_{n+M}] - B [\operatorname{Im}(U_n) + D u_{n+M}], \\
 \operatorname{Im}(U_{n+1}) &= A [\operatorname{Im}(U_n) + D u_{n+M}] - B [\operatorname{Re}(U_n) - u_n + C u_{n+M}],
 \end{aligned} \tag{7.4}$$

kde

$$A = \cos \omega T, \quad B = \sin \omega T, \quad C = \cos(-M\omega T), \quad D = \sin(-M\omega T)$$

a T je perioda vzorkování.

Poznámka 7.1. V případě, že $n < M$ (ještě není naměřeno M vzorků) probíhá startovací fáze algoritmu, kdy je okno pro výpočet FT plněno daty. Pro tuto fázi je nutné modifikovat vzorce (7.4) tak, že není odečítán vzorek y_n , což umožní naplnění výpočetního okna daty:

$$\begin{aligned}
 \operatorname{Re}(Y_{n+1}) &= A [\operatorname{Re}(Y_n) + C y_{n+M}] - B [\operatorname{Im}(Y_n) + D y_{n+M}], \\
 \operatorname{Im}(Y_{n+1}) &= A [\operatorname{Im}(Y_n) + D y_{n+M}] - B [\operatorname{Re}(Y_n) + C y_{n+M}], \\
 \operatorname{Re}(U_{n+1}) &= A [\operatorname{Re}(U_n) + C u_{n+M}] - B [\operatorname{Im}(U_n) + D u_{n+M}], \\
 \operatorname{Im}(U_{n+1}) &= A [\operatorname{Im}(U_n) + D u_{n+M}] - B [\operatorname{Re}(U_n) + C u_{n+M}].
 \end{aligned} \tag{7.5}$$

△

Frekvenční přenos systému je definován jako podíl Fourierova obrazu výstupního signálu ku obrazu vstupního signálu, tedy

$$P(j\omega) = \frac{Y(j\omega)}{U(j\omega)} = \frac{\operatorname{Re}(Y) + j\operatorname{Im}(Y)}{\operatorname{Re}(U) + j\operatorname{Im}(U)}, \tag{7.6}$$

odkud lze vyjádřit reálnou a imaginární složku frekvenčního přenosu:

$$\begin{aligned}
 \operatorname{Re}(P(j\omega)) &= (\operatorname{Re}(Y)\operatorname{Re}(U) + \operatorname{Im}(Y)\operatorname{Im}(U)) / E^2(U), \\
 \operatorname{Im}(P(j\omega)) &= (\operatorname{Im}(Y)\operatorname{Re}(U) - \operatorname{Re}(Y)\operatorname{Im}(U)) / E^2(U),
 \end{aligned} \tag{7.7}$$

kde

$$E^2(U) = \operatorname{Re}^2(U) + \operatorname{Im}^2(U) \tag{7.8}$$

lze interpretovat jako energii signálu $u(t)$ na dané frekvenci ω .

7.2.1 Filtrace vstupních signálů

Ze signálů u_k a y_k vstupujících do algoritmu rekurzivní diskretní Fourierovy transformace je vhodné odstranit nežádoucí složky. Proto je součástí algoritmu úzkopásmový filtr typu pásmová propust (band-pass) ve tvaru (spojitý):

$$G(s) = \frac{s}{s^2 + 2\xi\omega s + \omega^2}, \tag{7.9}$$

kde ω je rezonanční frekvence filtru, ξ jeho tlumení. Přenos filtru je nutné zdiskretizovat (byla použita bilineární transformace $s = \frac{2}{T} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}$), přenos filtru v Z-transformaci je

$$G(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}, \tag{7.10}$$

7. IDENTIFIKACE ŘÍZENÉHO SYSTÉMU V UZAVŘENÉ SMYČCE

kde

$$b_0 = \frac{2}{T} \frac{1}{\omega^2 + 4\xi\omega\frac{1}{T} + \frac{4}{T^2}}, \quad b_1 = 0, \quad b_2 = -b_0,$$

$$a_1 = \frac{2\omega^2 - \frac{8}{T^2}}{\omega^2 + 4\xi\omega\frac{1}{T} + \frac{4}{T^2}}, \quad a_2 = \frac{\omega^2 - 4\xi\omega\frac{1}{T} + \frac{4}{T^2}}{\omega^2 + 4\xi\omega\frac{1}{T} + \frac{4}{T^2}},$$

kde T je perioda vzorkování. Protože při použití bilineární transformace dochází k posunu rezonanční frekvence diskrétního filtru oproti spojitému, je vhodné použít transformaci s prewarpingem: $s = \frac{\omega}{\tan\frac{\omega T}{2}} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}$. Parametry diskrétního filtru (7.10) pak budou mít tvar:

$$b_0 = \frac{2}{\tan(\frac{\omega T}{2})} \frac{1}{\omega^2 + 4\xi\omega \tan(\frac{\omega T}{2})^{-1} + 4 \tan(\frac{\omega T}{2})^{-2}}, \quad b_1 = 0, \quad b_2 = -b_0,$$

$$a_1 = \frac{2\omega^2 - 8 \tan(\frac{\omega T}{2})^{-2}}{\omega^2 + 4\xi\omega \tan(\frac{\omega T}{2})^{-1} + 4 \tan(\frac{\omega T}{2})^{-2}}, \quad a_2 = \frac{\omega^2 - 4 \tan(\frac{\omega T}{2})^{-1} + 4 \tan(\frac{\omega T}{2})^{-2}}{\omega^2 + 4\xi\omega \tan(\frac{\omega T}{2})^{-1} + 4 \tan(\frac{\omega T}{2})^{-2}}.$$

7.3 Výpočet chyby odhadu

Aby byla popisovaná metoda identifikace bodu frekvenční charakteristiky použitelná v praxi, musí obsahovat i algoritmus pro výpočet chyby odhadu, který umožní používat jen relevantní odhady.

Je uvažován diskrétní systém s přenosem

$$P(z) = \frac{Y(z)}{U(z)}, \quad (7.11)$$

kde z definice Z-transformace je

$$Y(z) = \sum_{k=0}^{\infty} y_k z^{-k}, \quad y_k = 0 \text{ pro } k < 0,$$

$$U(z) = \sum_{k=0}^{\infty} u_k z^{-k}, \quad u_k = 0 \text{ pro } k < 0. \quad (7.12)$$

Protože je ale uvažován model s konečnou časovou odezvou (obrazy jsou počítány pomocí diskrétní Fourierovy transformace s plovoucím oknem délky M), jsou funkce $Y(z)$ a $U(z)$ aproximovány vztahy

$$Y_M(z) = \sum_{k=0}^{M-1} y_k z^{-k}, \quad y_k = 0, u_k = 0 \text{ pro } k < 0,$$

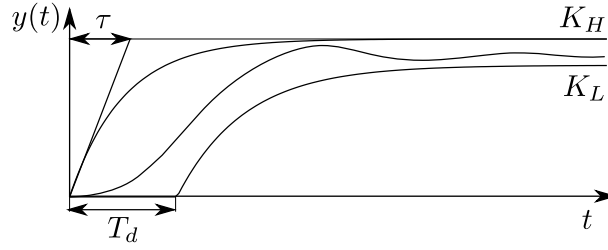
$$U_M(z) = \sum_{k=0}^{M-1} u_k z^{-k}, \quad y_k = 0, u_k = 0 \text{ pro } k \geq M, \quad (7.13)$$

kde M je dostatečně velké přirozené číslo. Pokud jsou splněny předpoklady (7.13), odhad bodu frekvenční charakteristiky bude přesný a platí

$$Y_M(z) = Y(z),$$

$$U_M(z) = U(z), \quad (7.14)$$

$$P_M(z) = \frac{Y_M(z)}{U_M(z)} = P(z),$$



Obrázek 7.2: Apriorní informace o řízeném procesu nutná k výpočtu chyby odhadu: časová konstanta τ , maximální zpoždění T_d , meze statického zesílení K_L , K_H .

V reálném prostředí jsou však tyto podmínky nesplnitelné, proto bude odhad $P_M(z)$ vždy zatížen chybou.

7.3.1 Apriorní informace o systému

Pro výpočet chyby odhadu je nutná určitá apriorní informace o řízeném systému (je znázorněna na obr. 7.2). Předpokládá se, že přechodová charakteristika systému je shora omezena systémem prvního řádu se statickým zesílením K_H a časovou konstantou τ , zdola pak systémem 1. řádu se stat. zesílením K_L , časovou konstantou τ s dopravním zpožděním $T_d = LT$, kde T je perioda vzorkování. Pro statické zesílení systému tedy platí $K_L \leq K \leq K_H$.

7.3.2 Odvození rovnice pro výpočet chyby odhadu

Předpokládejme, že rovnici odezvy systému je možné napsat ve tvaru

$$y_k = \sum_{i=0}^{N-1} h_i u_{k-i} \quad (7.15)$$

Potom pro diskrétní Fourierovu transformaci signálu y_k podle (7.15) platí

$$Y(z) = \sum_{k=0}^{M-1} y_k z^{-k} = \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{i=0}^{N-1} h_i u_{k-i} z^{-k} = \left(\sum_{i=0}^{N-1} h_i z^{-i} \right) \left(\sum_{k=0}^{M-1} u_k z^{-k} \right) + R_0(z) - L_0(z),$$

$$Y(z) = P(z) \cdot U_M(z) + R_0(z) - L_0(z), \quad (7.16)$$

kde M je délka posloupnosti pro Fourierovu transformaci, N délka impulsní posloupnosti $\{h_i\}$ a $P(z)$ je frekvenční přenos systému. Residua R_0 , L_0 vzniklá kvůli nesplnění podmínek ve vztahu (7.13). Jsou definována jako

$$R_0(z) = \sum_{k=1}^{N-1} \left(\sum_{i=1}^{N-1} h_i u_{k-i-1} \right) z^{-k+1}, \quad (7.17)$$

$$L_0(z) = \sum_{k=1}^{N-1} \left(\sum_{i=1}^{N-1} h_i u_{M+k-i-1} \right) z^{-(M+k-1)}. \quad (7.18)$$

Popisují chybu odhadu, která je dána vztahem

$$E(z) = R_0(z) - L_0(z). \quad (7.19)$$

7. IDENTIFIKACE ŘÍZENÉHO SYSTÉMU V UZAVŘENÉ SMYČCE

Pro odhad chyby platí trojúhelníková nerovnost:

$$|E(z)| = |R_0(z) - L_0(z)| \leq |R_0(z)| + |L_0(z)|. \quad (7.20)$$

Nyní budou odvozeny rekurzivní vztahy pro výpočet R_0 . To lze ze vztahu (7.17) rozepsat jako

$$\begin{aligned} R_0(z) = & (h_1 u_{-1} + h_2 u_{-2} + \dots + h_{N-1} u_{-(N-1)}) + \\ & (h_2 u_{-1} + h_3 u_{-2} + \dots + h_{N-1} u_{-(N-2)}) z^{-1} + \dots + \\ & h_{N-1} u_{-1} z^{-(N-2)} \end{aligned} \quad (7.21)$$

Pro popis ve frekvenční oblasti je na rovnici (7.21) využita substituce $z = e^{j\omega T}$, pro následnou úpravu je využito trojúhelníkové nerovnosti:

$$\begin{aligned} |R_0(e^{j\omega T})| \leq & |h_1 u_{-1} + h_2 u_{-2} + \dots + h_{N-1} u_{-(N-1)}| + \\ & |h_2 u_{-1} + h_3 u_{-2} + \dots + h_{N-1} u_{-(N-2)}| |e^{-j\omega T}| + \dots + \\ & |h_{N-1} u_{-1}| |e^{-j\omega T(N-2)}|. \end{aligned} \quad (7.22)$$

Protože $|e^{-j\omega T}|^2 = \cos^2 \omega T + \sin^2 \omega T = 1$ pro $T = 1, 2, \dots, N-2$, je možné (7.22) přepsat na

$$\begin{aligned} |R_0(e^{j\omega T})| \leq & |u_{-1}| (|h_1| + |h_2| + \dots + |h_{N-1}|) + \\ & |u_{-2}| (|h_2| + |h_3| + \dots + |h_{N-1}|) + \dots + \\ & |u_{-(N-1)}| |h_{N-1}|, \end{aligned} \quad (7.23)$$

neboli

$$|R_0(e^{j\omega T})| \leq \sum_{k=1}^{N-1} \left| \sum_{i=k}^{N-1} h_i u_{k-i-1} \right| |e^{-j\omega T(k-1)}| \leq \sum_{k=1}^{N-1} |u_{-k}| \sum_{i=k}^{N-1} |h_i|. \quad (7.24)$$

Hodnoty vstupního signálu u_i (pro $i \leq 0$) jsou měřeny, bohužel koeficienty impulsní funkce h_i jsou neznámé. Je ale možné je odhadnout pomocí apriorních informací o systému. Tyto informace je možné shrnout do vztahů

$$\begin{aligned} y_L(t) & \leq y(t) \leq y_H(t), \\ y_H(t) & = K_H(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) = K_H(1 - q^k), \\ y_L(t) & = \begin{cases} K_L(1 - e^{-\frac{t-T_d}{\tau}}) = K_L(1 - q^{k-L}) & \text{pro } t > T_d, \\ 0 & \text{pro } t \leq T_d, \end{cases} \\ q & = e^{-\frac{T}{\tau}} \quad t = kT, \quad L = \frac{T_d}{T}. \end{aligned} \quad (7.25)$$

Vzhledem k tomu, že diskretní přechodová charakteristika je posloupností částečných součtů hodnot diskretní impulsní charakteristiky h_k , je pro čas $t = kT$ možné psát

$$K_L(1 - q^{k-L}) \leq h_1 + h_2 + \dots + h_k \leq K_H(1 - q^k). \quad (7.26)$$

Za předpokladu, že přechodová charakteristika je monotónní, tedy $h_i \geq 0$ pro koeficienty impulsní funkce dále platí:

$$\begin{aligned}
 |h_1| + |h_2| + \dots + |h_{N-1}| &\leq K_H(1 - q^{N-1}) \leq K_H \\
 |h_2| + |h_3| + \dots + |h_{N-1}| &\leq K_H(1 - q^{N-1}) \leq K_H \\
 \dots & \\
 |h_k| + |h_{k+1}| + \dots + |h_{N-1}| &\leq K_H(1 - q^{N-1}) - K_L(1 - q^{k-L}) \leq K_H - K_L + K_L q^{k-L} \\
 |h_{N-1}| &\leq K_H(1 - q^{N-1}) - K_L(1 - q^{N-1-L}) \leq K_H - K_L + K_L q^{N-1-L}.
 \end{aligned} \tag{7.27}$$

Ve vztazích (7.27) je využito skutečnosti, že dle rovnice (7.26) je součet koeficientů impulsní posloupnosti $h_1 + \dots + h_k$ vždy $\geq K_L(1 - q^{k-L})$. Proto může být část této posloupnosti do členu h_k (od třetího vztahu v (7.27)) nahrazeno $K_L(1 - q^{k-L})$ (po vynásobení $K_L - K_L q^{k-L}$). Vztahy (7.27) jsou pak dosazeny do rovnice (7.23) odhadu $|R_0(e^{j\omega T})|$:

$$|R_0(e^{j\omega T})| \leq K_H|u_{-1}| + K_H|u_{-2}| + \dots + (K_H - K_L + K_L q^{N-1-L})|u_{-(N-1)}|. \tag{7.28}$$

Odhad lze zapsat ve tvaru

$$|R_0(e^{j\omega T})| \leq K_H Er_{01} - K_L Er_{02} + K_L Er_{03}, \tag{7.29}$$

kde

$$\begin{aligned}
 Er_{01} &= |u_{-1}| + |u_{-2}| + \dots + |u_{-(N-1)}|, \\
 Er_{02} &= |u_{-(L+1)}| + |u_{-(L+2)}| + \dots + |u_{-(N-1)}|, \\
 Er_{03} &= q|u_{-(L+1)}| + q^2|u_{-(L+2)}| + \dots + q^{N-1-L}|u_{-(N-1)}|.
 \end{aligned} \tag{7.30}$$

Při odvození rekurzivních vztahů pro $L_0(z)$ se vyjde ze vztahu (7.18):

$$\begin{aligned}
 L_0(z) &= (h_1 u_{M-1} + h_2 u_{M-2} + \dots + h_{N-1} u_{M-(N-1)}) z^{-M} + \\
 &\quad (h_2 u_{M-1} + h_3 u_{M-2} + \dots + h_{N-1} u_{M-(N-2)}) z^{-(M+1)} + \dots + \\
 &\quad h_{N-1} u_{M-1} z^{-(M+N-2)}.
 \end{aligned} \tag{7.31}$$

Následující postup odvození je obdobný jako pro $R_0(z)$ (viz vztahy (7.22) – (7.28)). Odhad residua $L_0(z)$ ($L_0(e^{j\omega T})$ ve frekvenční oblasti) má tvar

$$|L_0(e^{j\omega T})| \leq K_H El_{01} - K_L El_{02} + K_L El_{03}, \tag{7.32}$$

kde

$$\begin{aligned}
 El_{01} &= |u_{M-1}| + |u_{M-2}| + \dots + |u_{M-(N-1)}|, \\
 El_{02} &= |u_{M-(L+1)}| + |u_{M-(L+2)}| + \dots + |u_{M-(N-1)}|, \\
 El_{03} &= q|u_{M-(L+1)}| + q^2|u_{M-(L+2)}| + \dots + q^{N-1-L}|u_{M-(N-1)}|.
 \end{aligned} \tag{7.33}$$

Výsledné rekurzivní vzorce pro výpočet chyby odhadu bodu frekvenční charakteristiky lze snadno odvodit ze vztahů (7.29), (7.30) a (7.32), (7.33):

$$|E| = K_H (Er_1 + El_1) + K_L (Er_3 - Er_2 + El_3 - El_2), \tag{7.34}$$

7. IDENTIFIKACE ŘÍZENÉHO SYSTÉMU V UZAVŘENÉ SMYČCE

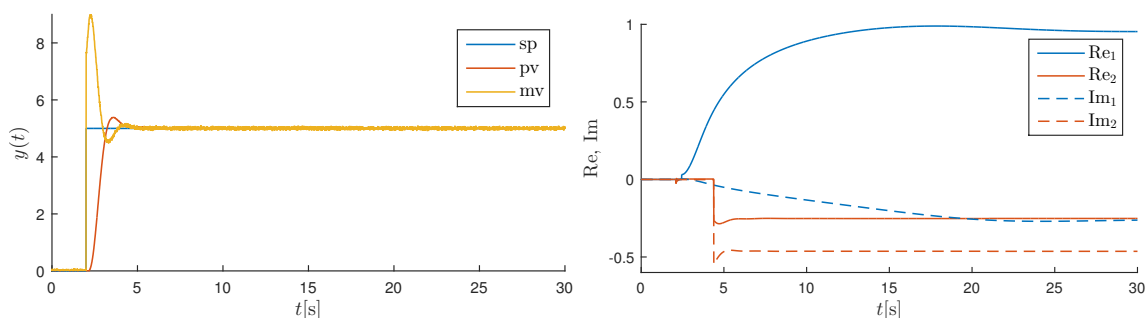
kde

$$\begin{aligned}
 Er_1 &= Er_1 |u_0| - |u_{-(N-1)}|, \\
 Er_2 &= Er_2 |u_{-L}| - |u_{-(N-1)}|, \\
 Er_3 &= qEr_3 + q |u_{-L}| - q^{N-L} |u_{-(N-1)}|, \\
 El_1 &= El_1 |u_M| - |u_{M-(N-1)}|, \\
 El_2 &= El_2 |u_{M-L}| - |u_{M-(N-1)}|, \\
 El_3 &= qEl_3 + q |u_{M-L}| - q^{N-L} |u_{M-(N-1)}|.
 \end{aligned} \tag{7.35}$$

Tyto vzorce jsou vhodné pro přímou implementaci a umožňují efektivní výpočet chyby odhadu jednoho bodu frekvenční charakteristiky. Ve spolupráci s dalšími heuristickými algoritmy – například kontrolou, zda je vstup systému $u(t)$ na dané frekvenci dostatečně vybuzen (tj. energie signálu $E^2(U)$ je větší než zvolené minimum), je možné automaticky používat jen relevantní odhady. Díky tomu je možné odhadovat jeden či více bodů frekvenční charakteristiky při běžném provozu procesu, bez nutnosti vnějšího vybuzování. Detailní popis tohoto algoritmu je v sekci 7.5.

Příklad 7.1. Na tomto příkladu je ilustrováno použití metody rekurzivní frekvenční identifikace. Metoda byla použita pro identifikaci šestnácti bodů frekvenční charakteristiky systému $P(s) = \frac{e^{-0,1s}}{(0,35s + 1)^{2,85}}$ v uzavřené smyčce s PID regulátorem (parametry $K_p = 1,5$, $T_i = 1$, $T_d = 0,2$, $nd = 4$). Metodu je možné používat za běžného provozu systému. Aby byly výsledky identifikace relevantní, musí být systém dostatečně vybuzen a chyba identifikace musí být menší než zvolená mez. Průběh experimentu je zobrazen na obr. 7.3 a), kde je vidět, že byla provedena změna referenční hodnoty (ta dostatečně vybudí systém) a na obr. 7.3, který ukazuje průběh reálných a imaginárních složek dvou vybraných bodů frekvenční charakteristiky (zobrazení všech bodů by bylo nepřehledné).

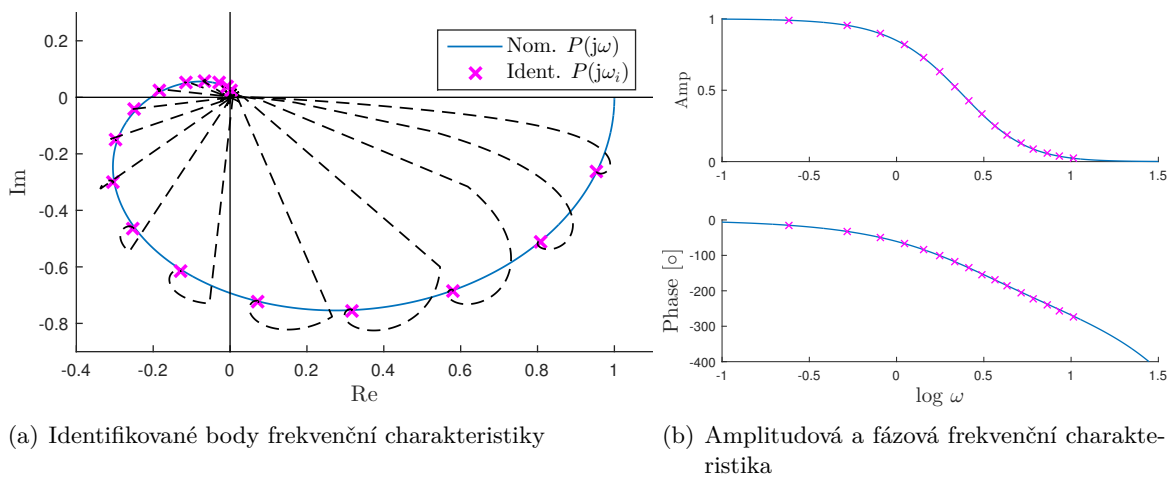
Výsledky jsou zobrazeny na obr. 7.4 a), b). Modrou čarou je znázorněna frekvenční charakteristika nominálního systému, identifikované body frekvenční charakteristiky jsou znázorněny purpurovými křížky, černé čárkované čáry značí pohyb odhadovaných bodů v průběhu experimentu. Z obrázků je patrné, že při správném nastavení algoritmu (tj. alespoň přibližná apriorní informace o řízeném systému a vhodně nastavené meze chyby estimace) jsou všechny body frekvenční charakteristiky identifikovány velmi přesně. A to i v případě, kdy je regulační smyčka zatížena šumem .



(a) Experiment; pro vybuzení systému postačí např. změna požadované hodnoty (b) Průběh reálných a imaginárních složek vybraných bodů frekvenční charakteristiky

Obrázek 7.3: Příklad 7.1 – Průběh identifikačního experimentu

7.4 Výpočet modelu systému ze dvou bodů frekvenční charakteristiky



Obrázek 7.4: Příklad 7.1 – Výsledky identifikace

Příklad 7.2. Metodu rekurzivní frekvenční identifikace je možné použít jak v uzavřené (CL), tak při otevřené (OL) regulační smyčce. V tomto příkladu je ukázáno, jaký vliv má na přesnost odhadu bodů frekvenční charakteristiky systému způsob jeho vybuzení. Opět je identifikováno šestnáct bodů frekvenční charakteristiky systému $P(s) = \frac{1,4e^{-0,5s}}{(0,35s + 1)^{2,15}(0,08s + 1)^{1,35}}$. První experiment je provede v otevřené smyčce (odezva na skok), další dva potom v uzavřené smyčce s PID regulátorem, kdy u druhého experimentu je provedena skoková změna požadované hodnoty a ve třetím je změna setpointu omezena rampou – viz obr. 7.5 a). Pro všechny experimenty bylo stejné nastavení algoritmu (funkčního bloku) RFI. Odhadnuté body frekvenční charakteristiky jsou zobrazeny na obr. 7.5 b). Zde je patrné, že u prvních dvou experimentů (skoková změna v OL a CL) jsou odhady bodů frekvenční charakteristiky prakticky shodné, u třetího experimentu se projevily významnější chyby při odhadu bodů na vyšších frekvencích. Tyto chyby lze částečně zmenšit vhodným nastavením algoritmu, je ale obtížné je zcela eliminovat. Vysvětlení spočívá v tom, že v tomto případě je vybuzení na vyšších frekvencích mnohem menší než při skokové změně.

7.4 Výpočet modelu systému ze dvou bodů frekvenční charakteristiky

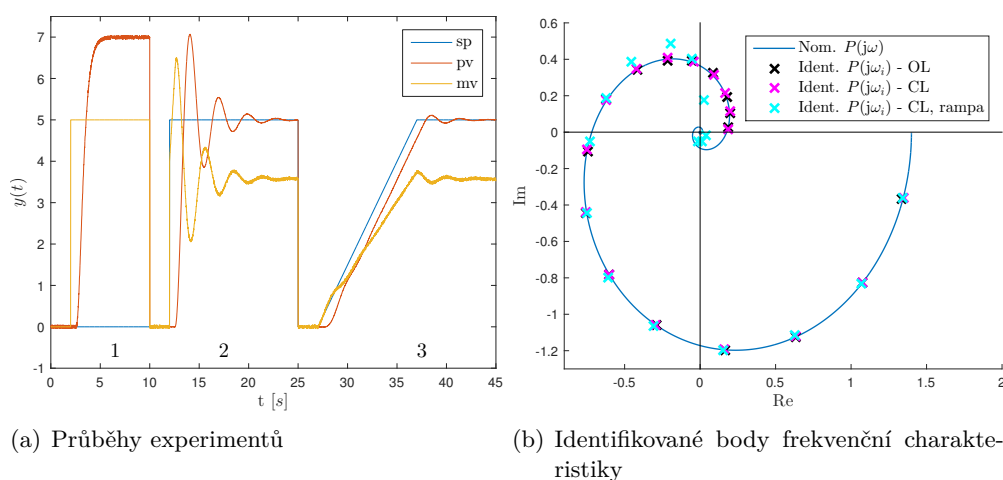
Identifikované body frekvenční charakteristiky je samozřejmě možné přímo použít například k detekci změny systému, ale vhodnější je jejich využití k výpočtu modelu systému ve formě přenosu. V této sekci bude podrobně popsán postup výpočtu přenosu systému v předem definovaném tvaru ze dvou bodů frekvenční charakteristiky.

Je uvažován přenos systému ve tvaru

$$P(s) = K \frac{e^{-Ds}}{(\tau s + 1)^n}, \quad K, D, \tau, n \in \mathbb{R}^+, \quad (7.36)$$

kde K je statické zesílení, D dopravní zpoždění, τ časová konstanta a n řád systému (může

7. IDENTIFIKACE ŘÍZENÉHO SYSTÉMU V UZAVŘENÉ SMYČCE



Obrázek 7.5: Příklad 7.2 – Identifikace bodů frekvenční charakteristiky v uzavřené smyčce za různých podmínek

být neceločíselný). Přenos (7.36) ve frekvenční oblasti má tvar

$$P(j\omega) = K \frac{e^{-Dj\omega}}{(\tau j\omega + 1)^n}. \quad (7.37)$$

Z frekvenčního přenosu (7.37) lze vyjádřit jeho amplitudu

$$|P(j\omega)| = K \frac{1}{|(\tau j\omega + 1)^n|} = K (\tau^2\omega^2 + 1)^{-\frac{n}{2}} \quad (7.38)$$

a fázi

$$\arg(P(j\omega)) = -\omega D - n \arctan(\tau\omega). \quad (7.39)$$

Předpokládá se, že jsou známy dva body frekvenční charakteristiky ležících ve 3. a 4. kvadrantu komplexní roviny, pro které platí $\omega_1 < \omega_2$ a $R_1 > R_2$ (viz obr. 7.6):

$$\begin{aligned} P(j\omega_1) &= A_1 + jB_1, & R_1 &= \sqrt{A_1^2 + B_1^2}, \\ P(j\omega_2) &= A_2 + jB_2, & R_2 &= \sqrt{A_2^2 + B_2^2}. \end{aligned}$$

Při splnění těchto předpokladů je možné pro body $P(j\omega_1)$, $P(j\omega_2)$ na základě vztahů (7.38) a (7.39) sestavit soustavy rovnic

$$\ln R_1 = \ln K - \frac{n}{2} \ln(\tau^2\omega_1^2 + 1), \quad (7.40)$$

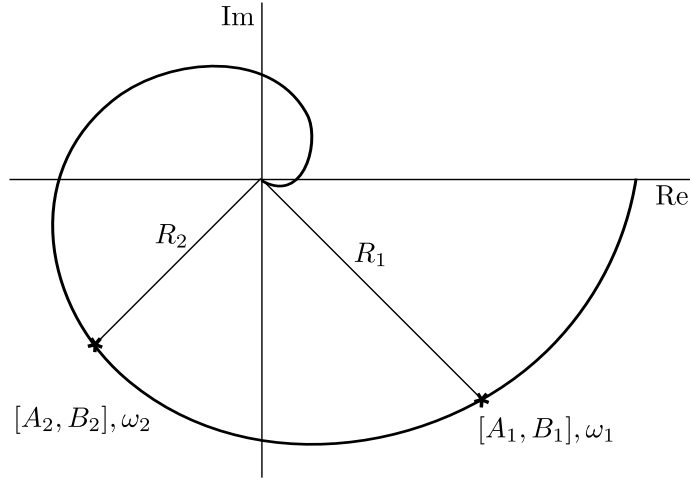
$$\ln R_2 = \ln K - \frac{n}{2} \ln(\tau^2\omega_2^2 + 1) \quad (7.41)$$

a

$$-\frac{\pi}{2} - \arctan \frac{A_1}{B_1} = -\omega_1 D - n \arctan(\tau\omega_1), \quad (7.42)$$

$$-\frac{\pi}{2} - \arctan \frac{A_2}{B_2} = -\omega_2 D - n \arctan(\tau\omega_2). \quad (7.43)$$

7.4 Výpočet modelu systému ze dvou bodů frekvenční charakteristiky



Obrázek 7.6: Výpočet přenosu ze dvou bodů frekvenční charakteristiky

Tyto vztahy je nutné ještě upravit. Odečtením (7.41) od (7.40) a vynásobením dvěma:

$$2 \ln \frac{R_1}{R_2} = n \ln \frac{\tau^2 \omega_2^2 + 1}{\tau^2 \omega_1^2 + 1}. \quad (7.44)$$

Vynásobením rovnic (7.42) ω_2 a (7.43) ω_1 :

$$-\omega_2 \frac{\pi}{2} - \omega_2 \arctan \frac{A_1}{B_1} = -\omega_1 \omega_2 D - \omega_2 n \arctan(\tau \omega_1), \quad (7.45)$$

$$-\omega_1 \frac{\pi}{2} - \omega_1 \arctan \frac{A_2}{B_2} = -\omega_1 \omega_2 D - \omega_1 n \arctan(\tau \omega_2) \quad (7.46)$$

a následným odečtením (7.45) od (7.46):

$$(\omega_2 - \omega_1) \frac{\pi}{2} + \omega_2 \arctan \frac{A_1}{B_1} - \omega_1 \arctan \frac{A_2}{B_2} = n [\omega_2 \arctan(\tau \omega_1) - \omega_1 \arctan(\tau \omega_2)]. \quad (7.47)$$

Vydělením (7.47) rovnicí (7.44):

$$\frac{(\omega_2 - \omega_1) \frac{\pi}{2} + \omega_2 \arctan \frac{A_1}{B_1} - \omega_1 \arctan \frac{A_2}{B_2}}{2 \ln \frac{R_1}{R_2}} = \frac{\omega_2 \arctan(\tau \omega_1) - \omega_1 \arctan(\tau \omega_2)}{\ln \frac{\tau^2 \omega_2^2 + 1}{\tau^2 \omega_1^2 + 1}}. \quad (7.48)$$

Rovnici (7.48) lze označit jako

$$L(\tau) = Q, \quad (7.49)$$

kde

$$L(\tau) \triangleq \frac{\omega_2 \arctan(\tau \omega_1) - \omega_1 \arctan(\tau \omega_2)}{\ln \frac{\tau^2 \omega_2^2 + 1}{\tau^2 \omega_1^2 + 1}} \quad (7.50)$$

a

$$Q \triangleq \frac{(\omega_2 - \omega_1) \frac{\pi}{2} + \omega_2 \arctan \frac{A_1}{B_1} - \omega_1 \arctan \frac{A_2}{B_2}}{2 \ln \frac{R_1}{R_2}}. \quad (7.51)$$

Pro $L(\tau)$ platí:

$$\lim_{\tau \rightarrow 0} L(\tau) = 0, \quad \lim_{\tau \rightarrow \infty} L(\tau) = \frac{\pi(\omega_2 - \omega_1)}{4 \ln \frac{\omega_1}{\omega_2}}. \quad (7.52)$$

7. IDENTIFIKACE ŘÍZENÉHO SYSTÉMU V UZAVŘENÉ SMYČCE

Lemma 7.1. Rovnice $L(\tau) = Q$ má řešení pro $\tau > 0$ tehdy a jen tehdy jestliže $Q \in \left(0, \frac{\pi(\omega_1 - \omega_2)}{4 \ln \frac{\omega_1}{\omega_2}}\right)$. Toto řešení je jediné.

Důkaz. Důkaz bezprostředně plyne z (7.52) a z toho, že $L(\tau)$ je monotónně rostoucí funkce. \square

Nyní je možné odvodit vztahy pro výpočet parametrů τ , n , D a K přenosu (7.36):

Věta 7.2. Jestliže jsou známy body frekvenční charakteristiky $P(j\omega_1) = A_1 + jB_1$, $P(j\omega_2) = A_2 + jB_2$, potom je možné vypočítat parametry τ , n , D a K přenosu ve tvaru $P(s) = K \frac{e^{-Ds}}{(\tau s + 1)^n}$:

$$\tau \text{ je řešení rovnice } L(\tau) = Q, \quad (7.53)$$

$$n = \frac{2 \ln \frac{R_1}{R_2}}{\ln \frac{\tau^2 \omega_2^2 + 1}{\tau^2 \omega_1^2 + 1}}, \quad (7.54)$$

$$D = \frac{1}{\omega_1} \left[\frac{\pi}{2} \arctan \frac{A_1}{B_1} - n \arctan \tau \omega_1 \right], \quad (7.55)$$

$$K = R_1 [\tau^2 \omega_1^2 + 1]^{\frac{n}{2}}. \quad (7.56)$$

Všechny parametry budou kladné, pokud

$$Q \in \left(0, \frac{\pi(\omega_1 - \omega_2)}{4 \ln \frac{\omega_1}{\omega_2}}\right) \quad \wedge \quad \frac{\pi}{2} \arctan \frac{A_1}{B_1} - n \arctan \tau \omega_1 > 0.$$

Důkaz. První část důkazu bezprostředně plyne z lemmatu 7.1, druhá část je zřejmá z rovnice (7.55). \square

Poznámka 7.2. Vztahy pro výpočet parametrů n , D a K ((7.54), (7.55) a (7.56)) lze odvodit z rovnic (7.44), (7.42) and (7.40). Řešení rovnice $L(\tau) = Q$ nelze vypočítat analyticky, musí být nalezeno vhodnou numerickou metodou. \triangle

7.4.1 Analytické řešení pro známý řád procesu n

V případech, kdy je řád n modelu (7.36) znám (zadán uživatelem), je možné najít analytické vztahy pro výpočet parametrů D a K a τ bez nutnosti numerického řešení rovnice $L(\tau) = Q$.

Nejprve je nutné z rovnic (7.40) a (7.41) a následně (7.44) odvodit vztah pro τ :

$$\ln \frac{\tau^2 \omega_2^2 + 1}{\tau^2 \omega_1^2 + 1} = \ln \left(\frac{R_1}{R_2} \right)^{\frac{2}{n}}. \quad (7.57)$$

Zlomek $\frac{R_1}{R_2}$ označíme jako ρ , potom

$$\begin{aligned} \frac{\tau^2 \omega_2^2 + 1}{\tau^2 \omega_1^2 + 1} &= \rho^{\frac{2}{n}} \\ \tau^2 \omega_2^2 + 1 &= \rho^{\frac{2}{n}} \tau^2 \omega_1^2 + \rho^{\frac{2}{n}} \\ \tau^2 (\omega_2^2 - \rho^{\frac{2}{n}} \omega_1^2) &= \rho^{\frac{2}{n}} - 1 \end{aligned}$$

7.4 Výpočet modelu systému ze dvou bodů frekvenční charakteristiky

Nyní lze snadno odvodit rovnici pro výpočet τ :

$$\tau = \sqrt{\frac{\rho^{\frac{2}{n}} - 1}{\omega_2^2 - \rho^{\frac{2}{n}}\omega_1^2}}. \quad (7.58)$$

Pokud jsou splněny předpoklady $\omega_2 > \omega_1$, $\rho = \frac{R_1}{R_2} > 1$ a $\omega_2^2 - \rho^{\frac{2}{n}}\omega_1^2 > 0$, potom z (7.58) plyne $\tau > 0$.

Další parametry modelu (D a K) je možné vypočítat ze vzorců (7.55) a (7.56).

7.4.2 Výpočet parametrů D a K pomocí metody nejmenších čtverců

Při určování parametrů D a K ze vztahů (7.55) a (7.56), je ve výpočtech používána informace jen z jednoho bodu frekvenční charakteristiky. V ideálních podmínkách, kdy by byly oba body změřeny přesně, bude přesný i výsledný model. V reálné situaci, kdy je měření zatíženo chybami je výhodnější vypočítat parametry D a K pomocí metody nejmenších čtverců.

Při odvození vztahů pro výpočet D se vyjde ze soustavy rovnic (7.42), (7.43). Po úpravě a přeznačení:

$$\omega_1 D = p_1, \quad (7.59)$$

$$\omega_2 D = p_2, \quad (7.60)$$

kde

$$p_1 \triangleq \frac{\pi}{2} + \arctan \frac{A_1}{B_1} - n \arctan(\tau\omega_1),$$

$$p_2 \triangleq \frac{\pi}{2} + \arctan \frac{A_2}{B_2} - n \arctan(\tau\omega_2).$$

Soustava rovnic (7.59), (7.59) je přeúčřená, řešení je možné nalézt metodou nejmenších čtverců.

$$(\omega_1 D - p_1)^2 + (\omega_2 D - p_2)^2 \rightarrow \min \quad (7.61)$$

Výraz (7.61) je minimální, pokud je jeho derivace nulová:

$$2(\omega_1 D - p_1)\omega_1 + 2(\omega_2 D - p_2)\omega_2 = 0$$

$$\omega_1^2 D - p_1\omega_1 + \omega_2^2 D - p_2\omega_2 = 0$$

$$(\omega_1^2 + \omega_2^2)D = p_1\omega_1 + p_2\omega_2$$

Vztah pro parametr D má tvar

$$D = \frac{p_1\omega_1 + p_2\omega_2}{\omega_1^2 + \omega_2^2} \quad (7.62)$$

Postup odvození rovnice pro výpočet K je obdobný jako výše uvedený pro D . Vyjde ze soustavy rovnic (7.40), (7.41):

$$\ln K = \frac{n}{2} \ln(\tau^2\omega_1^2 + 1) + \ln R_1 = \ln[(\tau^2\omega_1^2 + 1)^{\frac{n}{2}} R_1] \quad (7.63)$$

$$\ln K = \frac{n}{2} \ln(\tau^2\omega_2^2 + 1) + \ln R_2 = \ln[(\tau^2\omega_2^2 + 1)^{\frac{n}{2}} R_2] \quad (7.64)$$

7. IDENTIFIKACE ŘÍZENÉHO SYSTÉMU V UZAVŘENÉ SMYČCE

po úpravě

$$K = (\tau^2 \omega_1^2 + 1)^{\frac{n}{2}} R_1 \triangleq q_1 \quad (7.65)$$

$$K = (\tau^2 \omega_2^2 + 1)^{\frac{n}{2}} R_2 \triangleq q_2. \quad (7.66)$$

Soustava rovnic (7.65), (7.66) je opět přeurčená, řešení je možné nalézt metodou nejmenších čtverců.

$$\begin{aligned} (K - q_1)^2 + (K - q_2)^2 &\rightarrow \min \\ 2(K - q_1) + 2(K - q_2) &= 0 \\ 2K &= q_1 + q_2 \end{aligned}$$

Vztah pro výpočet parametru K má tvar

$$K = \frac{q_1 + q_2}{2} \quad (7.67)$$

7.4.3 Výpočet charakteristických čísel procesu

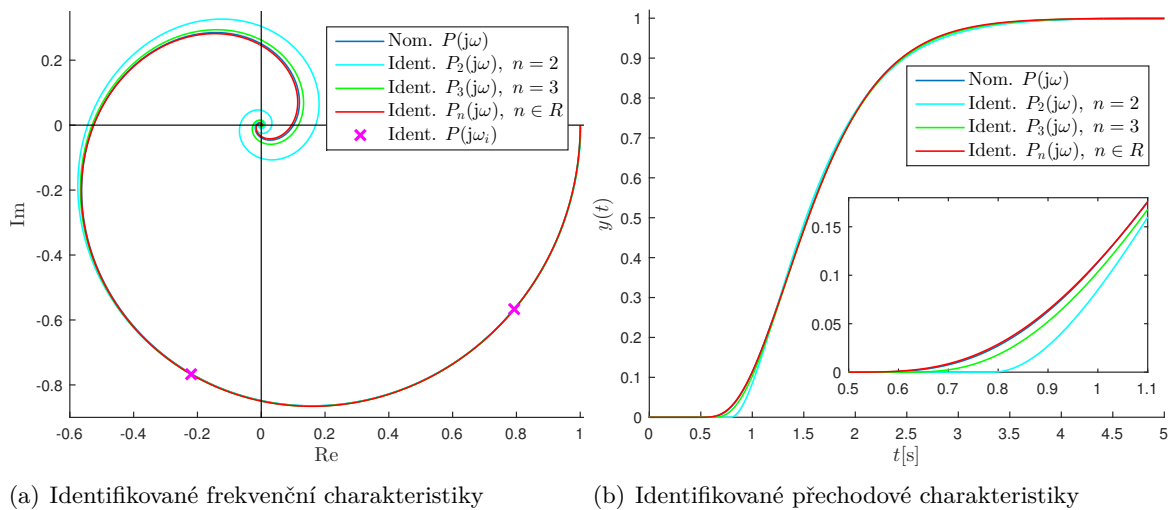
Charakteristická čísla procesu pro (7.36) je možné vypočítat jako:

$$\kappa = K, \quad \mu = \tau n + D, \quad \sigma^2 = \tau^2 n, \quad \bar{\sigma}^2 = \frac{\sigma^2}{\mu^2}.$$

Poznámka 7.3. *Takto vypočítaná charakteristická čísla vychází z identifikovaného přenosu (7.36). Výše popsaná metoda identifikace obsahuje i výpočet chyby odhadu, na základě kterého se aktualizují parametry identifikovaného přenosu. Přesto může nastat, že identifikace selže – například při špatné apriorní informaci o řízeném systému nebo kvůli špatnému odhadu bodů frekvenční charakteristiky (například kvůli nevhodnému nastavení algoritmu). Proto je takto vypočtená charakteristická čísla κ , μ , σ^2 nutné používat obezřetně. Jsou vhodná především pro detekci změny řízeného systému, pro zpřesnění odhadu indexu kvality a výpočet relativního indexu kvality I_{pR} . Pro automatické ladění regulátorů je vhodnější (a především bezpečnější) využít standardní metodu popsanou v kapitole 5.5. Ta je založena na pulsním experimentu, který sice probíhá v otevřené smyčce, ale charakteristická čísla procesu jsou zde měřena přímo.*

△

Příklad 7.3. V tomto příkladu je ilustrováno využití dvou bodů frekvenční charakteristiky identifikovaných pomocí rekurzivní frekvenční identifikace. Jako nominální systém je uvažován systém neceločíselného řádu s přenosem $P(s) = \frac{e^{-0,5s}}{(0,35s + 1)^{2,55}(0,2s + 1)^{1,25}}$. Body byly identifikovány v uzavřené smyčce, tedy stejným způsobem, jaký je popsán v příkladu 7.1. Na základě znalosti dvou bodů frekvenční charakteristiky je možné vypočítat přenos systému ve tvaru (7.36) aproximující nominální systém. Pro srovnání byly vypočítány přenosy s pevně zadaným řádem systému (2. a 3. řád) a dále přenos obecně neceločíselného řádu: $P_2(s) = \frac{1,0016 e^{-0,79s}}{(0,437s + 1)^2}$, $P_3(s) = \frac{1,0005 e^{-0,605s}}{(0,349s + 1)^3}$ a $P_n(s) = \frac{1,0002 e^{-0,492s}}{(0,311s + 1)^{3,714}}$. Na obr. 7.7 a) je zobrazena frekvenční charakteristika pro nominální systém $P(s)$ a identifikované přenosy $P_2(s)$, $P_3(s)$ a $P_n(s)$. Z obrázku je patrné, že frekvenční charakteristiky identifikovaných systémů prochází oběma vyznačenými identifikovanými body. Dále je patrné, že nejlépe s nominálním systémem $P(s)$ koresponduje $P_n(s)$ (frekvenční charakteristiky se prakticky překrývají), přestože jejich struktura není stejná. U systémů $P_2(s)$, $P_3(s)$ se projevuje omezení způsobené



Obrázek 7.7: Příklad 7.3 – Výsledky identifikace

pevně zadaným řádem modelu. Obdobná situace je i u přechodových charakteristik, viz obr. 7.7 b), kde nejlepší shodu s nominálním systémem opět vykazuje $P_n(s)$. Na základě identifikovaného přenosu $P_n(s)$ byla vypočtena charakteristická čísla systému: $\kappa = 1$, $\mu = 1,646$, $\sigma^2 = 0,359$.

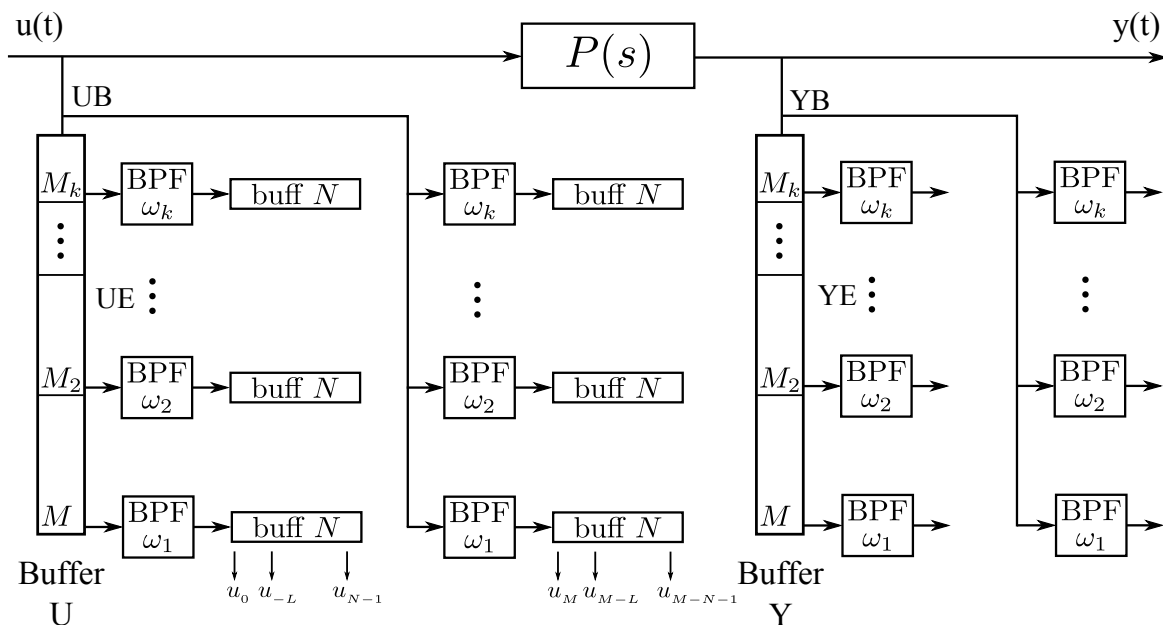
▲

7.5 Implementace algoritmu RFI

Základem metody rekurzivní frekvenční identifikace (a tedy i bloku RFI) je stejně jako u odhadu indexu kvality (blok LPI) algoritmus běžící Fourierovy transformace (RDFT). Na rozdíl od bloku LPI je ale algoritmus RDFT aplikován na dva signály současně (vstup $u(t)$ a výstup systému $y(t)$). Stejně, jako u všech dalších implementací RDFT je využito dvojitého kruhového bufferu, který eliminuje kumulaci výpočetních chyb (viz sekce 6.5.2). Vzhledem k tomu, že blok RFI umožňuje současnou identifikaci více bodů frekvenční charakteristiky, využívá se paralelního běhu RDFT. Schéma základního algoritmu pro odhad bodů frekvenční charakteristiky je na obr. 7.8.

Data ze vstupu a výstupu systému se ukládají do dvou bufferů (U, Y). Velikost těchto bufferů M je možné nastavit pomocí parametru nf (velikost bufferu pro RDFT v násobcích periody nejnižší frekvence). Celá velikost bufferu (M) je využita pouze pro nejnižší frekvenci ω_1 . Pro vyšší frekvence $\omega_2 \dots \omega_k$ jsou využívány kratší segmenty bufferu (U, Y) o délkách $M_2 \dots M_k$, které jsou definovány opět jako násobek nf periody příslušné frekvence. Nad těmito buffery (po provedení filtrace, viz sekce 7.2.1) probíhá výpočet RDFT, viz rovnice (7.4). U vstupního signálu je navíc použit krátký buffer délky N , který umožňuje výpočet chyby estimace (viz rovnice (7.34) a (7.35)).

Aby bylo možné identifikovat bod (body) frekvenční charakteristiky řízeného procesu za běžného provozu v uzavřené smyčce, musí identifikační algoritmus obsahovat metodu, která rozhodne, zda jsou identifikované výsledky relevantní. Tato metoda nejprve kontroluje, zda energie vstupního signálu $E2U$ je větší než nastavená mez eps (uživatelský parametr). Tímto krokem je zajištěno, že se nepoužívají ty výsledky, kdy není vstup procesu $u(t)$ na frekvenci



Obrázek 7.8: Schéma implementace algoritmu RFI

ω dostatečně vybuzen a výsledek je tak zatížen velkou chybou. Pokud je tato podmínka splněna, postupuje algoritmus do další fáze, kdy je využíváno odhadu chyby identifikace E , viz rovnice (7.34). Nejprve je vypočítán odhad chyby identifikovaného přenosu EP jako podíl absolutní hodnoty odhadu chyby identifikace a druhé odmocniny energie vstupního signálu. Potom, jestliže je chyba identifikovaného přenosu menší než $(1 + \textit{alfa}) \cdot EP_{\min}$, je spočítána reálná a imaginární složka bodu frekvenční charakteristiky na dané frekvenci a jeho absolutní hodnota. Nakonec je vypočtena relativní chyba identifikace a určena aktuální hodnota EP_{\min} . Parametry a proměnné použité v této metodě jsou popsány v následujícím odstavci. Schéma metody popsané vývojovým diagramem je na obr. 7.9.

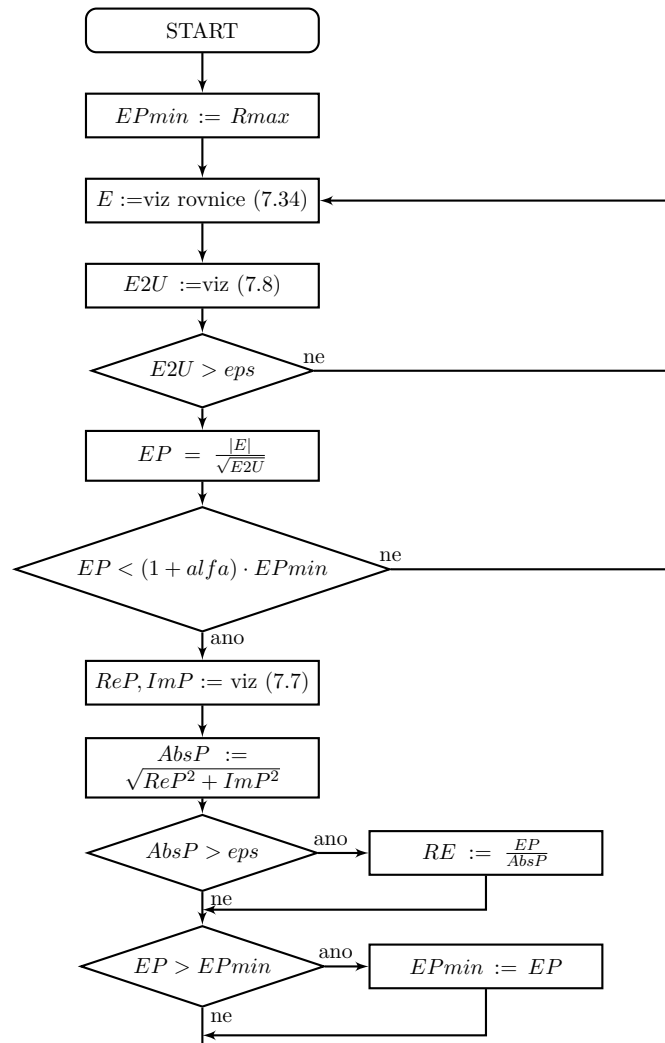
Důležité parametry a proměnné pro odhad chyby identifikace

\textit{alfa}	tolerance odhadu chyby identifikace (uživatelský parametr)
\textit{eps}	numerická citlivost algoritmů (uživatelský parametr)
$E2U$	energie signálu $u(t)$ na frekvenci ω , viz (7.8)
E	chyba identifikace, viz (7.34)
EP	odhad chyby identifikovaného přenosu
EP_{\min}	minimální hodnota odhadu chyby identifikovaného přenosu
RE	relativní chyba identifikace
ReP, ImP	reálná a imaginární složka bodu frekvenční charakteristiky viz (7.7)
$AbsP$	absolutní hodnota bodu frekvenční charakteristiky

7.6 Identifikace řízeného systému v uzavřené smyčce – zhodnocení

V této kapitole byla představena nová metoda identifikace systému v uzavřené smyčce. Za běžného provozu systému jsou identifikovány body frekvenční charakteristiky na zvolených

7.6 Identifikace řízeného systému v uzavřené smyčce – zhodnocení



Obrázek 7.9: Schéma algoritmu pro odhad chyby

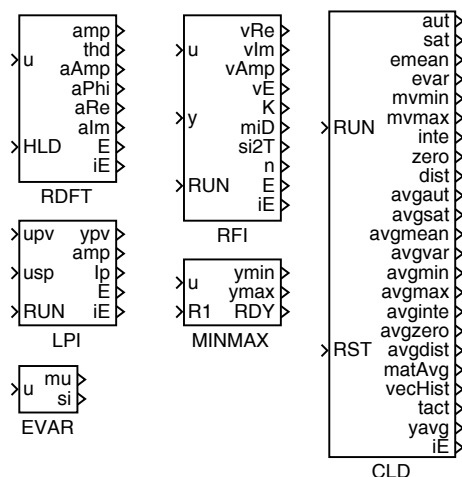
frekvencích. Identifikace těchto bodů je prováděna pomocí běžící Fourierovy transformace, klíčová je ovšem skutečnost, že výsledky jsou během identifikace validovány speciálním heuristickým algoritmem. Ten během identifikace počítá chybu odhadu (na základě apriorní informace o systému) a měří, zda je systém na daných frekvencích dostatečně vybuděn. Na základě těchto údajů je rozhodováno, zda jsou naměřené výsledky validní, či nikoliv. Díky tomu je možné, aby algoritmus identifikace běžel neustále na pozadí během normálního provozu systému a detekoval jeho případné změny. Ze dvou vybraných identifikovaných bodů frekvenční charakteristiky je vypočten model systému ve formě přenosu (může být neceločíselného řádu).

7. IDENTIFIKACE ŘÍZENÉHO SYSTÉMU V UZAVŘENÉ SMYČCE

8

Nové metody pro oceňování kvality regulace v praxi

8.1 Implementace do řídicího systému



Obrázek 8.1: Funkční bloky pro monitorování kvality regulace vytvořené v rámci této práce

Algoritmy popsané v kapitolách 5, 6 a 7 spolu s některými vybranými metodami z přehledové kapitoly 3 byly zařazeny do řídicího systému REX v podobě funkčních bloků (podrobný přehled viz příloha E). Tímto krokem je zajištěno snadné testování (funkční bloky jsou plně kompatibilní se systémem Matlab/Simulink) a především velmi snadné nasazení u praktických aplikací. Tyto nové funkční bloky jsou zobrazeny na obr. 8.1.

Seznam nových funkčních bloků:

LPI	Odhad indexu kvality řízení (control Loop Performance Index)
RFI	Vlečná frekvenční identifikace (Running Frequency Identification)
RDFT	Vlečná diskrétní Fourierova transformace (Running Discrete Fourier Transform)
MINMAX	Vlečné minimum/maximum
EVAR	Vlečná střední hodnota a směrodatná odchylka
CLD	Diagnostika regulační smyčky (Control Loop Diagnostics)

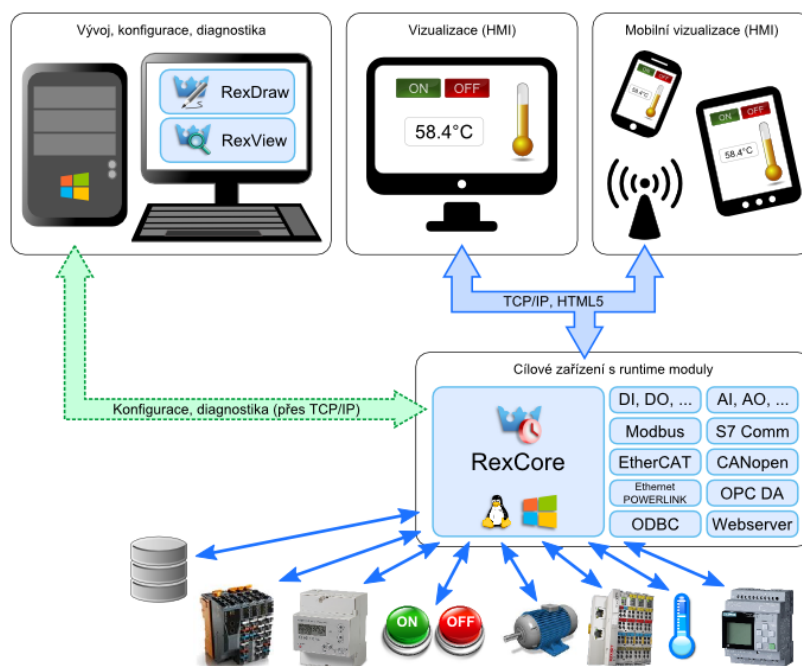
8. NOVÉ METODY PRO OCEŇOVÁNÍ KVALITY REGULACE V PRAXI

První dva uvedené bloky (LPI, RFI) reprezentují nové algoritmy pro ohodnocování kvality regulace a identifikaci systému v uzavřené smyčce popsané v kapitolách 6 a 7. Další najdou uplatnění jako pomocné bloky při oceňování/monitorování kvality regulace (RDFT, MIN-MAX, EVAR). V bloku CLD jsou pak implementovány jednoduché inženýrské metody pro diagnostiku řídicích smyček. Podrobný popis těchto bloků je v příloze E. Algoritmus nového PID autotuneru se ještě nachází ve fázi intenzivního testování, kde je využíván prototypový blok.

8.1.1 Stručný popis řídicího systému REX

Jak již bylo uvedeno výše, testování nových algoritmů proběhlo v řídicím systému REX. Řídicí systém REX je soubor softwarových nástrojů pro řízení strojů, technologií a procesů; viz Balda et al. (2005), Balda & Schlegel (2012), www.rexcontrols.cz. Je možné ho použít ve všech oblastech automatizace, robotiky, měření a regulace. Programování v ŘS REX je na grafické bázi, není nutné psát ručně zdrojový kód. Knihovny funkčních bloků, z nichž je výsledný algoritmus sestaven, pokrývají všechny běžné oblasti automatizace a regulace. Programování probíhá v editoru RexDraw, lze využít i systém Matlab/Simulink se kterým jsou funkční bloky kompatibilní. Díky tomu lze například bezpečně odsimulovat řídicí algoritmus před samotným nasazením.

Jsou podporovány běžné SW platformy (Windows, GNU/Linux, PharLap ETS), velké množství komunikačních standardů (RS-232, Modbus, OPC DA, CAN, EtherCAT, Ethernet POWERLINK,...). Systém REX lze provozovat na mnoha platformách – od velmi jednoduchého a levného Raspberry PI, přes klasické PC, PLC Winpac až po průmyslová PC (IPC) s operačním systémem reálného času.



Obrázek 8.2: Schéma systému REX, převzato z www.rexcontrols.cz

8.1.2 Průběh testování nových algoritmů

Nově vyvinuté algoritmy byly postupně otestovány v prostředích MIL, HIL (viz poznámka 8.1) a na reálném modelu. Jako první vždy proběhlo simulační otestování (MIL - Model In the Loop) v prostředí Matlab/Simulink. Algoritmy byly testovány již v podobě funkčních bloků systému REX, tímto způsobem bylo zajištěno rychlé odladění funkčnosti vyvíjených bloků. V prostředí MIL byla vytvořena většina příkladů uvedených v kapitolách 6 a 7.

Dalším krokem testování byla HIL simulace, kdy model řízeného systému a řídicí software běží každý na samostatném zařízení. Je tedy možné otestovat chování algoritmů v reálném čase za použití reálných komunikačních sběrnic. V prostředí HIL byly intenzivně testovány především algoritmy, které byly implementovány v systému ZAT SANDRA, kdy bylo nutné ověřit funkčnost na hardwaru společnosti ZAT a.s. a spolehlivost komunikačních sběrnic.

Posledním krokem bylo testování na reálném zařízení (modelu).

Poznámka 8.1. *Prostředí pro modelování a návrh řídicích systémů*

MIL – Model In the Loop V tomto případě je přímo propojen řídicí algoritmus a model řízeného systému v rámci jednoho simulačního software (například Simulink). Simulace v prostředí MIL bývá často prvním krokem při implementaci řídicího algoritmu. Vývoj v tomto prostředí je velmi rychlý a flexibilní, je možné snadno provádět úpravy řídicího algoritmu a ihned je otestovat. Simulace neběží v reálném čase.

SIL – Software In the Loop Zdrojový kód řídicího algoritmu (typicky v jazyce C nebo C++) je vložen do simulačního software, kde je propojen s modelem řízeného procesu. Tento krok umožňuje otestovat a verifikovat zdrojový kód řídicího algoritmu. Simulace neběží v reálném čase.

PIL – Processor In the Loop Zdrojový kód řídicího algoritmu běží na cílovém (mikro)procesoru, s modelem procesu, který je spuštěn na PC je propojen standardní sběrnici (např. Ethernet). V tomto kroku se testuje chod řídicího algoritmu na cílovém zařízení. Simulace neběží v reálném čase.

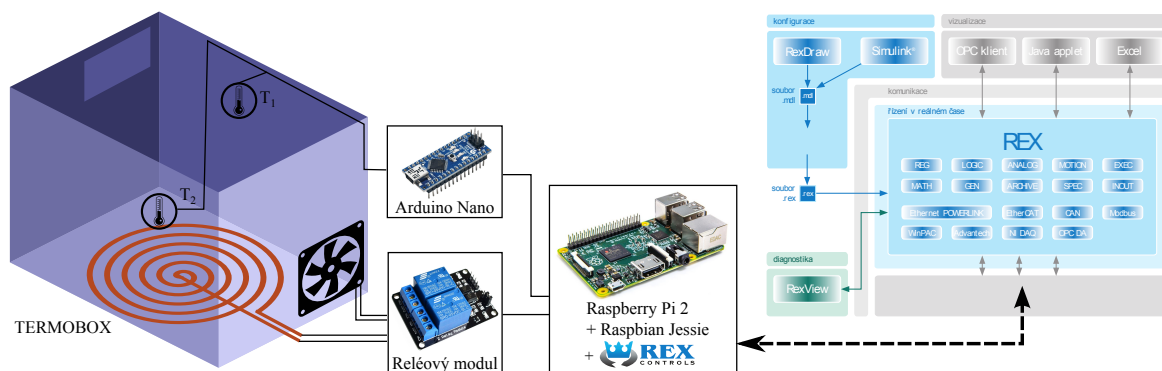
HIL – Hardware In the Loop Řídicí algoritmus běží na cílovém zařízení (Mikroprocesor, PLC, IPC), model řízeného systém většinou na PC vybaveném vstupně-výstupními kartami. Obě platformy jsou propojeny stejně, jako by byl řídicí počítač připojen k reálnému systému. Simulace probíhá v reálném čase. △

8.2 Testovací model

U popisovaných algoritmů se předpokládá jejich využití v oblasti řízení průmyslových procesů. Protože testování nových algoritmů v ostrém provozu není vhodné (a prakticky ani možné), byl vytvořen jednoduchý laboratorní model „TERMOBOX“. Jedná se o tepelně izolovaný box vyhřívaný topným kabelem s možností chlazení (ventilátor). Ten je využíván především pro generování poruch. Řízení zajišťuje minipočítač Raspberry Pi 2 model B s řídicím systémem REX, spínání topného kabelu a ventilátoru zajišťují relé ovládané digitálními výstupy z Raspberry Pi. Dále byly použity dva digitální teploměry DS18B20 využívající sběrnici OneWire s rozlišením 0,0625°C. Pro připojení teploměrů k Raspberry Pi je využita mikroprocesorová deska Arduino Nano. Jeden teploměr měří teplotu topného kabelu, druhý teplotu vzduchu uvnitř TERMOBOXu. Schéma modelu je znázorněno na obr. 8.3, fotografie na obr. 8.4.

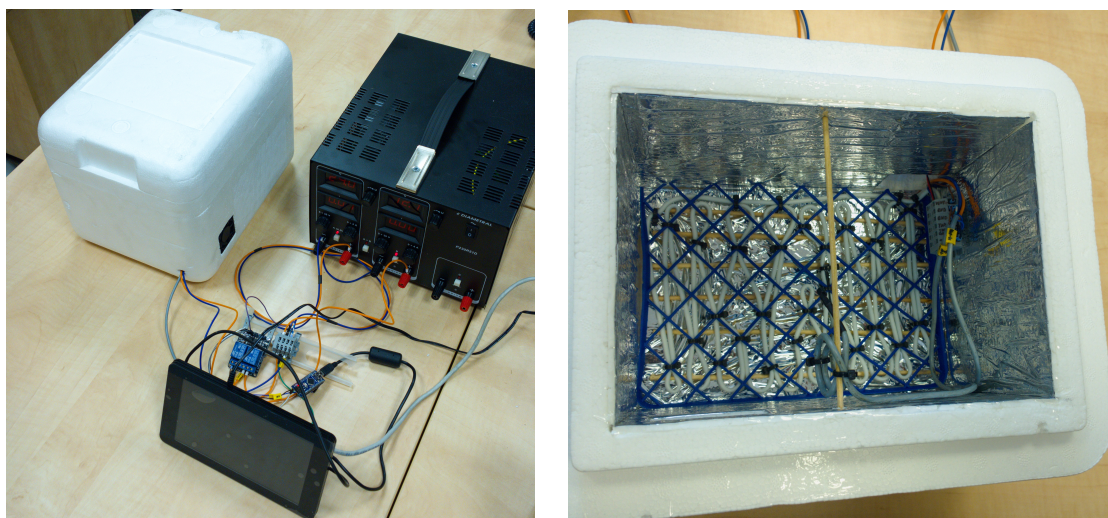
Pro potřeby testování je možné model využívat mnoha způsoby. Například lze řídit teplotu topného kabelu, teplotu vzduchu uvnitř, řídit teplotu vzduchu s využitím kaskádní regulace;

8. NOVÉ METODY PRO OCEŇOVÁNÍ KVALITY REGULACE V PRAXI



Obrázek 8.3: Schéma zapojení laboratorního modelu TERMBOX

dále lze do řízení zavádět poruchu pomocí ventilátoru nebo měnit dynamiku systému přidáváním obsahu (sklenic s vodou) do TERMBOXu. Díky této variabilitě je model velmi vhodný pro testování všech nově vyvinutých metod popsanych v této práci.



(a) Celkový pohled na model s řídicí jednotkou a napájecím zdrojem

(b) Vnitřek TERMBOXu – topný kabel, teplotní čidla

Obrázek 8.4: Fotografie laboratorního modelu TERMBOX

Poznámka 8.2. Jako zajímavost lze uvést skutečnost, že tento jednoduchý laboratorní model má i praktické uplatnění. Lze ho použít například k šetrnému ztekucování zkrystalizovaného medu (maximální doporučená teplota tohoto procesu je 40° C) nebo k výrobě jogurtů (doporučená teplota je 38-45° C). Oba výše uvedené procesy byly na laboratorním modelu úspěšně otestovány. Δ

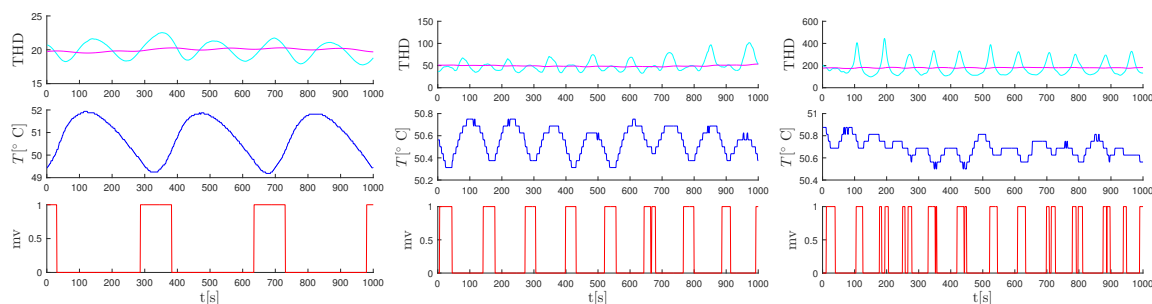
8. NOVÉ METODY PRO OCEŇOVÁNÍ KVALITY REGULACE V PRAXI

	T [s]	ω [rad · s ⁻¹]	THD
1	348	0,018	20
2	121	0,052	50
3	74	0,085	200

Tabulka 8.1: Identifikace Ω_a

b). V tomto případě tedy již bylo dosaženo mezní hodnoty THD, pro názornost provedeme ještě 3. krok experimentu. Změníme parametry derivačního članku na $a = 20$, $\tau = 10$, čímž se zvýší frekvence oscilací na $0,085\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$. Střední hodnota činitele harmonického zkreslení bude $\text{THD}=200$, viz obr.8.6 c), naměřené hodnoty z celého experimentu jsou přehledně uvedeny v tabulce 8.1. Hodnotu efektivní šířky pásma tedy stanovíme na $\Omega_a = 0,052\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$.

Poznámka 8.4. V tabulce 8.1 jsou uvedeny průměrné hodnoty periody T a frekvence ω . Především na vyšších frekvencích (2. a především 3. fáze experimentu) se již začíná projevovat nedeterministická charakteristika signálu, z toho vyplývá i nestálá perioda. Důsledkem této situace jsou i oscilace THD, viz obr. 8.6. Tato veličina je identifikována blokem RDFT, kam je nutné zadat frekvenci první harmonické. Pokud se reálná frekvence liší od zadané, vznikají na výsledném signálu oscilace. Pro snazší interpretaci byla ze signálu THD vypočtena střední hodnota (na obrázku je vyznačena purpurovou barvou). \triangle



(a) 1. krok experimentu – relé (b) 2. krok experimentu – relé + (c) 3. krok experimentu – relé +
derivační článek

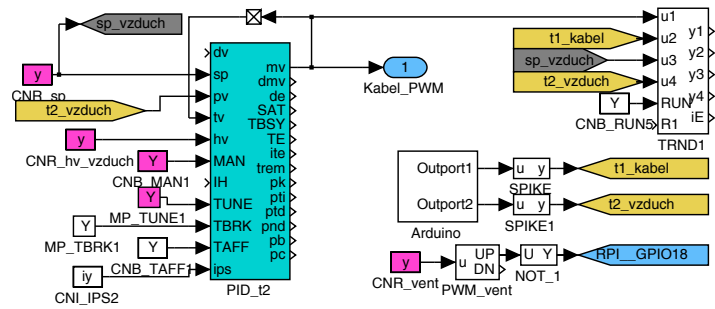
Obrázek 8.6: Identifikace Ω_a pomocí reléového experimentu

8.4 Testování robustního PID autotuneru

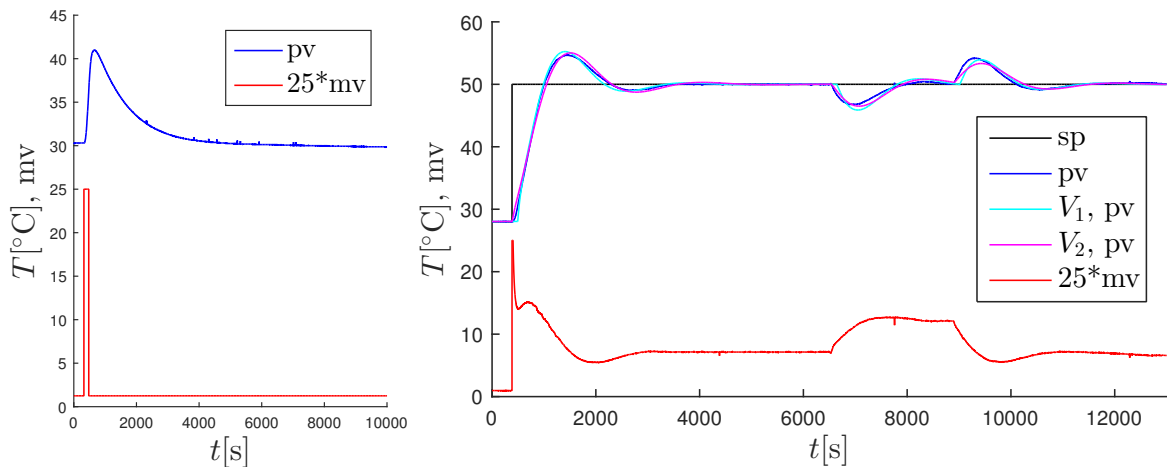
Pro návrh robustního regulátoru je kromě Ω_a nutné identifikovat především charakteristická čísla systému κ, μ, σ pomocí kterých je definován množinový model $\mathcal{S}^{n,m}(\kappa, \mu, \sigma^2)$. K identifikaci charakteristických čísel je použit pulsní experiment popsáný v sekci 5.5, jehož průběh na reálném modelu ze zobrazen na obr. 8.8 a). Hodnoty charakteristických čísel jsou $\kappa = 93,5$, $\mu = 1054$, $\sigma = 946$. Na základě postupu uvedeného v kapitole 5 byly naladěny parametry robustního PID regulátoru: $K_p = 0,0231$, $T_i = 273,6$ a $T_d = 54,7$. Schéma konfigurace, které bylo použito k testování nového PID autotuneru je na obr. 8.8.

Odezva uzavřeného systému s naladěným PID regulátorem je zobrazena na obr. 8.8 b). Dále je na tomto obrázku také vidět odezva na vstupní poruchu (zapnutí a po ustálení teploty

8.5 Testování identifikace systému v uzavřené smyčce



Obrázek 8.7: Schéma konfigurace řídicího systému s PID regulátorem



(a) Průběh pulsního identifikačního (b) Odezva uzavřené smyčky (pro laboratorní model a vrcholové systémy V_1 , V_2), odezva na vstupní poruchu

Obrázek 8.8: Testování robustního PID autotuneru s omezenou šířkou pásma

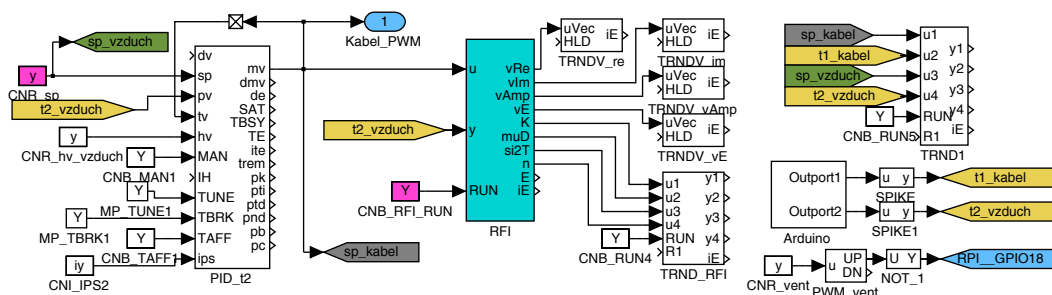
na požadované hodnotě následné vypnutí ventilátoru). Pro porovnání jsou na obrázku vykresleny simulované výstupy systému, kdy byly použity vrcholové systémy V_1 , V_2 se stejnými parametry PID regulátoru.

Z obrázku je patrné, že při změně požadované hodnoty řízená veličina překmitne. Tento jev lze eliminovat použitím PID regulátoru s dvěma stupni volnosti (parametry b a c , viz rovnice (5.25)).

8.5 Testování identifikace systému v uzavřené smyčce

Na laboratorním modelu TERMOBOX otestujeme také novou metodu identifikace systému v uzavřené smyčce, která byla představena v kapitole 7. Schéma zapojení řídicího algoritmu modelu je na obr. 8.9. Identifikační metoda je reprezentována blokem RFI (uživatelský popis bloku viz příloha E.5), do kterého vstupují dva signály: výstup regulátoru mv a řízená veličina pv (teplota uvnitř TERMOBOXu). Identifikace probíhá v uzavřené smyčce s naladěným PID regulátorem za standardního provozu. Samotná identifikace proběhne za vhodných podmínek určených heuristickým algoritmem – především dostatečné vybuzení systému. Pro toto vybuzení postačí změna požadované teploty, viz obr. 8.10 a). Identifikace bude provedena za různých podmínek:

8. NOVÉ METODY PRO OCEŇOVÁNÍ KVALITY REGULACE V PRAXI



Obrázek 8.9: Schéma pro identifikaci systému v uzavřené smyčce

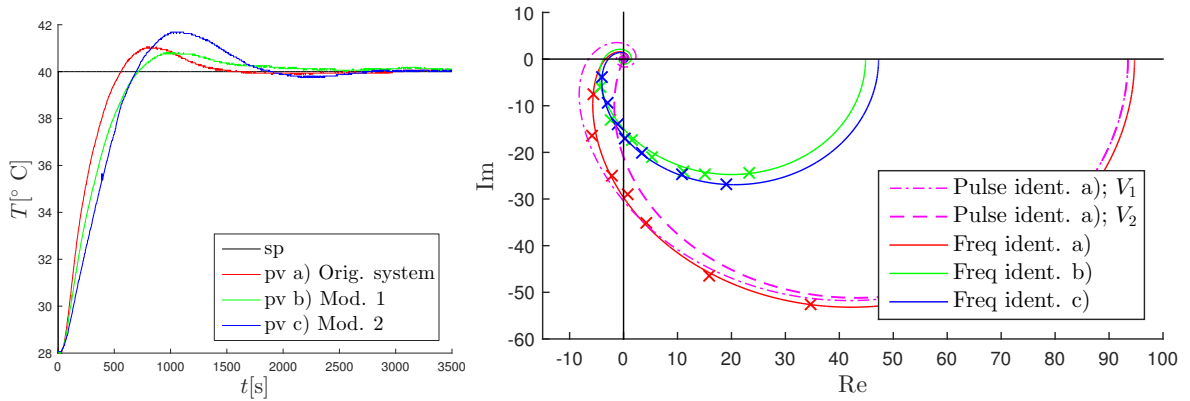
Parametr	Puls. ident. a)	RFI a)	RFI b)	RFI c)
κ	93,5	94,7	44,9	47,3
μ	1054	1129	882	1068
σ	946	988	797	922
σ^2	$8,96 \cdot 10^5$	$9,77 \cdot 10^5$	$6,36 \cdot 10^5$	$8,51 \cdot 10^5$
$\bar{\sigma}^2$	0,806	0,766	0,818	0,746

Tabulka 8.2: Identifikovaná charakteristická čísla systému; a), b), c) označují použitou konfiguraci systému

- TERMOBOX ve standardní konfiguraci
- s 250 ml vody v TERMOBOXu (modifikace 1)
- se sníženým výkonem topného kabelu (modifikace 2)

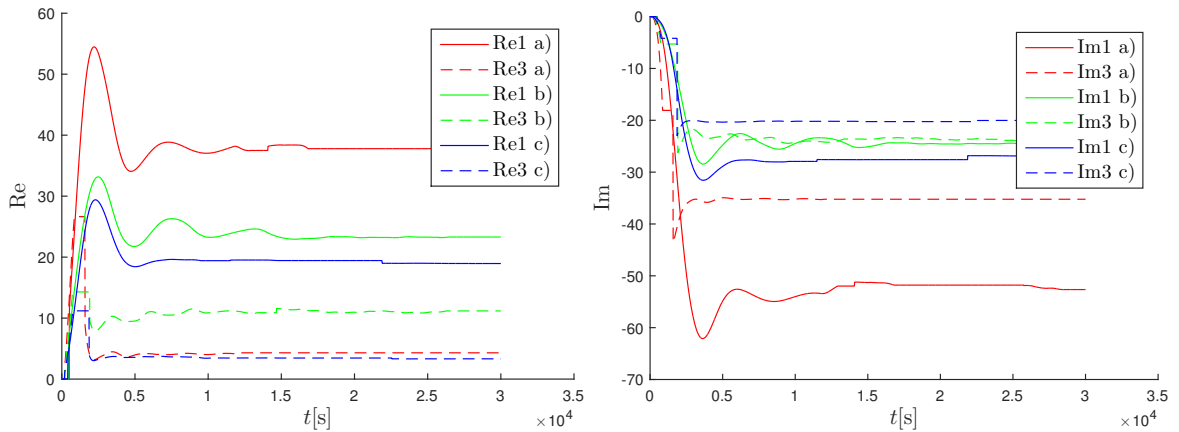
Obě modifikace simulují změnu řízeného systému, kterou by měla testovaná identifikační metoda detekovat. Metoda identifikuje několik bodů frekvenční charakteristiky (na obr. 8.10 b) reprezentovaných křížky). Z takto identifikovaných bodů jsou vybrány dva vhodné body ze kterých je vypočten model systému ve tvaru (7.36), jehož frekvenční charakteristiku reprezentují plné čáry na téměř obrázku. Pro srovnání jsou na obr. 8.10 b) čárkovane zobrazeny frekvenční charakteristiky vrcholových systémů V_1 , V_2 množinového modelu $\mathcal{S}^{n,m}(\kappa, \mu, \sigma^2)$ identifikovaného pulsním experimentem. Z obrázku je patrné, že modely identifikované pulsní a frekvenční metodou se poměrně přesně shodují (drobný rozdíl je způsoben mírně odlišnými podmínkami experimentu). Pomocí nové metody byl během standardního provozu identifikován modifikovaný systém TERMOBOX, výsledky jsou opět na obr. 8.10 b). Modifikace a) i b) mají shodu okolností podobnou frekvenční charakteristiku. Především je zde ale patrná podstatná změna oproti původnímu modelu. V tomto případě by bylo velmi snadné detekovat změnu řízeného systému a podniknout další potřebné kroky.

Průběh identifikace bodů frekvenční charakteristiky v čase je na obr. 8.11 a), b) (pro přehlednost pouze 1. a 3. bod, pro všechny tři varianty systému). Hodnoty parametrů identifikovaných modelů a hodnoty charakteristických čísel lze přepočítat. Všechny identifikované hodnoty jsou přehledně uvedeny v tabulce 8.2 (charakteristická čísla) a tabulce 8.3 (parametry modelu (7.36)).



(a) Detail přechodových charakteristik naměřených na reálném modelu při různých konfiguracích (b) Identifikované body a vypočtené frekvenční charakteristiky identifikovaných modelů

Obrázek 8.10: Identifikace různých konfigurací modelu TERMOBOX v uzavřené smyčce



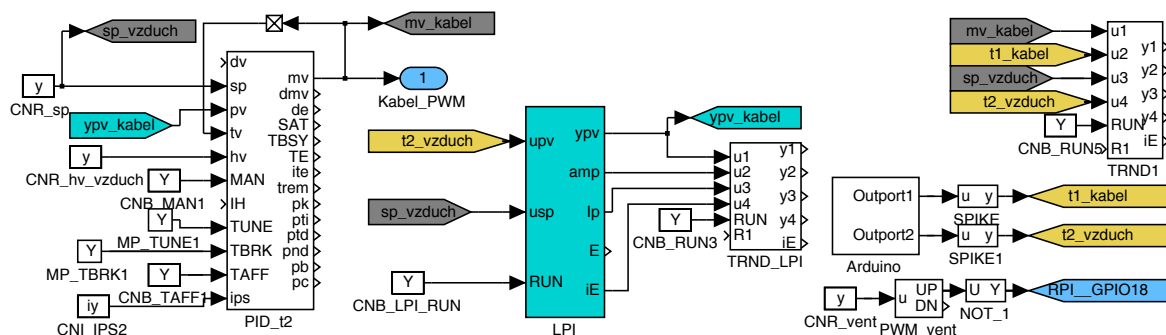
(a) Průběh identifikace reálných částí 1. a 3. bodu FCH (b) Průběh identifikace imaginárních částí 1. a 3. bodu FCH

Obrázek 8.11: Průběh identifikace reálných a imaginárních částí vybraných bodů frekvenční charakteristiky na reálném modelu za různých podmínek (a, b, c)

Parametr	V_1 a)	V_2 a)	RFI a)	RFI b)	RFI c)
K	93,5	93,5	94,7	44,9	47,3
D	107,9	0	70	103	102
τ	946	849	922	816	880
n	1	1,24	1,15	0,95	1,1

Tabulka 8.3: Identifikované parametry modelu (7.36)

8. NOVÉ METODY PRO OCEŇOVÁNÍ KVALITY REGULACE V PRAXI

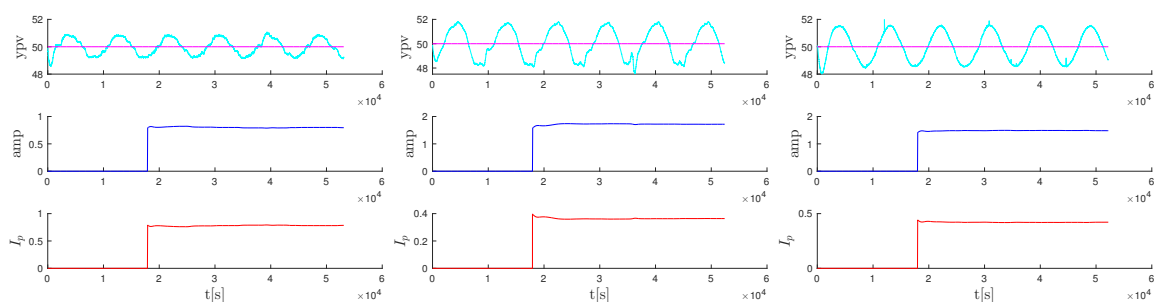


Obrázek 8.12: Schéma pro odhad indexu kvality regulace

8.6 Testování odhadu indexu kvality řízení

Dalším krokem bylo testování odhadu indexu kvality řízení I_p . Algoritmus je reprezentován blokem LPI (uživatelský popis viz příloha E.4), samotný proces odhadu indexu kvality probíhá v uzavřené řídicí smyčce (schéma konfigurace řídicího systému je na obr. 8.12). Pro odhad I_p je nutné znát hodnotu M_s a Ω_a , přičemž oba parametry známe: $M_s = 1,4$ je návrhový parametr PID regulátoru, efektivní šířka pásma byla identifikována jako $\Omega_a = 0,052 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$ – viz sekce 8.3. Pro identifikaci absolutní hodnoty bodu citlivostní funkce (která je nutná k výpočtu indexu kvality) je potřeba uzavřený systém vybudit harmonickým signálem s vhodnou frekvencí ($\omega_d = 0,0007 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$).

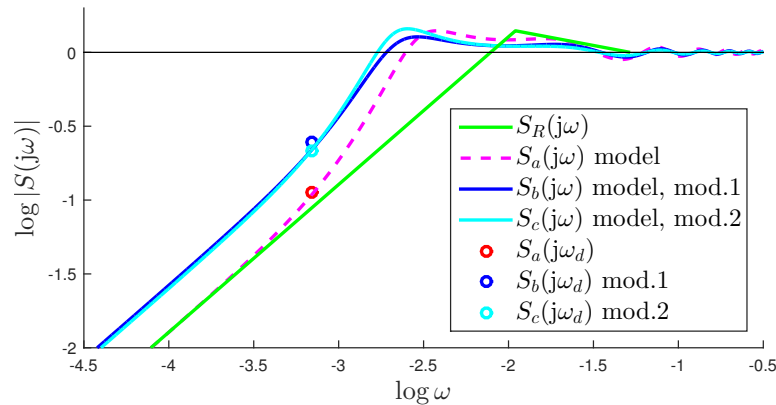
Stejně jako při testování identifikace systému v sekci 8.5 byly kromě základní konfigurace řízeného systému TERMOBOX (a) použity dvě modifikace: b) s 250 ml vody v TERMOBOXu (modifikace 1) a c) se sníženým výkonem topného kabelu (modifikace 2). Pro všechny tři varianty byly identifikovány aktuální hodnoty indexu I_p , dále na základě výsledků identifikace systému (viz sekce 8.5) byly vypočteny referenční hodnoty indexu I_{pRef} a následně hodnoty relativního indexu kvality I_{pR} .



(a) Model TERMOBOX ve standardní konfiguraci (b) Model TERMOBOX, modifikace 1 (c) Model TERMOBOX, modifikace 2

Obrázek 8.13: Proces ohodnocování kvality regulace – výstup systému pv s přidávanými perturbacemi, amplituda těchto perturbací a naměřená hodnota indexu kvality I_p

Grafy z měření na TERMOBOXu jsou na obr. 8.13 a) pro standardní konfiguraci modelu, b) pro modifikaci 1, c) pro modifikaci 2. První graf na každém obrázku znázorňuje oscilace „virtuálního“ výstupu ypv (reálný výstup upv, ke kterému je přičten perturbační signál, viz schéma na obr. 8.12, popřípadě 6.5). Na prostředních grafech je znázorněna amplituda oscilací signálu ypv, k jejíž měření je využit algoritmus běžící Fourierovy transformace. Na spodních



Obrázek 8.14: Naměřené body citlivostní funkce $S(j\omega_d)$ a jejich porovnání s citlivostními funkcemi $S(j\omega)$ pro identifikované modely různých modifikací TERMOBOXu

Systém	κ	μ	σ	σ^2	$\bar{\sigma}^2$	I_{pRef}	I_p	I_{pR}
$P_a(s)$	93,5	1054	946	$8,96 \cdot 10^5$	0,806	0,812	0,795	0,979
$P_b(s)$	44,9	882	797	$6,36 \cdot 10^5$	0,818	0,930	0,364	0,391
$P_c(s)$	47,3	1068	922	$8,51 \cdot 10^5$	0,764	0,461	0,418	0,908

Tabulka 8.4: Přehled parametrů modelů, identifikované a vypočtené indexy kvality

grafech je pak znázorněn průběh identifikace indexu kvality I_p pro každou variantu modelu. Všechny výsledky, tedy naměřené indexy kvality I_p , vypočtené referenční indexy kvality I_{pRef} a vypočtené relativní indexy kvality I_{pR} jsou v tabulce 8.4. V této tabulce jsou také uvedena charakteristická čísla κ, μ, σ identifikovaných modelů pro všechny použité varianty řízeného systému (tedy základní konfigurace $P_a(s)$ a obě modifikace $P_b(s), P_c(s)$). Pro model $P_a(s)$ byla použita charakteristická čísla identifikovaná pulsním experimentem, který byl využit při počátečním návrhu PID regulátoru. Modely $P_b(s), P_c(s)$ byly identifikovány v uzavřené smyčce pomocí bloku RFI, viz sekce 8.5. Na základě těchto modelů a použitého PID regulátoru byly vypočteny citlivostní funkce $S_{a,b,c}(j\omega)$. Porovnání takto vypočtených citlivostních funkcí s body $S_{a,b,c}(j\omega_d)$, které byly změřeny blokem LPI a slouží pro výpočet indexu kvality I_p je zobrazeno na obr. 8.14. Na obrázku je patrné, že bod $S_a(j\omega_d)$ leží na citlivostní funkci $S_a(j\omega)$. Mezi body $S_{b,c}(j\omega_d)$ a citlivostními funkcemi $S_{b,c}(j\omega)$ je již patrný drobný rozdíl. Ten může být způsoben menší přesností identifikační metody (blok RFI) oproti pulsní identifikaci použité u $S_a(j\omega)$. Další příčinou jsou pravděpodobně různé podmínky panující během experimentu (především kolísající teplota v místnosti). Přesto jsou tyto odchylky jen velmi malé a činnost identifikačních metod (jak modelu systému, tak bodu citlivostní funkce) v reálných podmínkách lze hodnotit velmi kladně.

S použitím naměřených bodů $S_{a,b,c}(j\omega_d)$ byly vypočteny indexy kvality $I_{p_{a,b,c}}$ a s využitím identifikovaných parametrů daných systémů byly vypočteny referenční $I_{pRef_{a,b,c}}$ následně relativní indexy kvality $I_{pR_{a,b,c}}$ (viz tabulka 8.4). Relativní index kvality základní konfigurace modelu $I_{pRa} = 0,979$ se dle předpokladů blíží jedné. U modifikace 1 (sklenice vody v TERMOBOXu) lze pozorovat poměrně významný pokles relativního indexu kvality $I_{pRb} = 0,391$, který je zapříčiněn nízkým aktuálním (naměřeným) indexem kvality $I_{pb} = 0,364$ a vysokým referenčním indexem kvality $I_{pRefb} = 0,93$. Hodnota relativního indexu kvality ukazuje, že

8. NOVÉ METODY PRO OCEŇOVÁNÍ KVALITY REGULACE V PRAXI

regulační smyčka má velký potenciál ke zlepšení a přeladění PID regulátoru by se v tomto případě mohla podstatně zvýšit kvalita řízení. U modifikace 2 (snížený výkon topného kabelu) je patrný jen malý pokles relativního indexu kvality $I_{p_{Rc}} = 0,908$. V tomto případě byla sice opět naměřena nízká hodnota indexu $I_{p_c} = 0,418$, ale referenční index kvality pro tento systém $I_{p_{Ref_b}} = 0,461$ je také nízký a případné přeladění regulátoru u druhé modifikace systému by nevyústilo ve významné zvýšení kvality řízení.

8.7 Zhodnocení testování nových algoritmů na laboratorním modelu TERMOBOX

Laboratorní model TERMOBOX umožnil důkladné otestování všech nově vyvinutých metod v reálném prostředí za různých provozních podmínek. Nejprve byl otestován proces identifikace efektivní šířky pásma. Ten je sice invazivní, ale při vhodném nastavení relé jsou oscilace řízené veličiny malé a díky použití derivačního filtru lze najít frekvenci Ω_a v několika málo krocích.

Dále byl otestován algoritmus automatického naladění regulátoru s omezenou šířkou pásma. Zde byla nejprve pulsním experimentem identifikována charakteristická čísla řízeného procesu, poté byly otestovány odezvy řízeného systému s naladěným PID regulátorem na změny požadované hodnoty a poruchy. Regulátor je vzhledem k omezení na šířku pásma naladěn poměrně konzervativně, což se ale příznivě projevuje na odezvách u modifikovaného modelu.

U nové metody identifikace v uzavřené smyčce se během testování na reálném modelu potvrdilo, že identifikace bodů frekvenční charakteristiky řízeného systému je dostatečně přesná (při vhodném nastavení parametrů metody) a ze dvou vhodně zvolených identifikovaných bodů je možné identifikovat model řízeného systému ve formě přenosu. Ukázalo se, že s pomocí této metody lze úspěšně detekovat změnu řízeného systému (a upozornit na s tímto jevem spojenou možnost zhoršení kvality řízení).

Nakonec byla otestována metoda ohodnocování kvality řízení pomocí indexu kvality I_p . Dílčí výsledky ohodnocování – hodnoty bodů citlivostní funkce $S(j\omega_d)$ korespondovaly s výsledky dosaženými identifikací systému. Díky znalosti modelu systému bylo možné vypočítat relativní index kvality I_{pR} , díky kterému lze snadno posoudit, kdy je možné kvalitu řízení zlepšit a kdy se přeladění regulátoru nevyplatí.

Testování umožnilo získat cenné zkušenosti s chováním nových algoritmů v reálných podmínkách, otestovat jejich funkčnost, odladit chyby a připravit doporučení na volbu vhodných parametrů. Během testování se neobjevily žádné zásadní nedostatky, které by bránily praktickému nasazení popisovaných algoritmů.

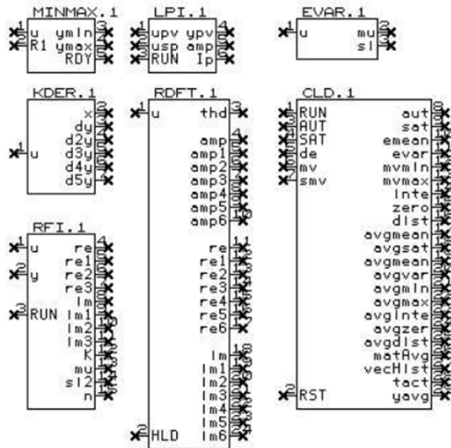
8.8 Použití vyvinutých algoritmů v dalších řídicích systémech

Některé z uvedených algoritmů byly předány firmě ZAT a.s. v rámci projektu TAČR – Nové metody pro monitorování, ohodnocování a optimalizaci kvality regulace a jejich implementace do řídicího systému ZAT Plant Suite (TA02010152). Algoritmy byly implementovány do systému ZAT Plant Suite a důkladně otestovány v rámci prostředí HIL.

Vyvinuté algoritmy implementované do systému ZAT Plant Suite ve formě funkčních bloků jsou zobrazeny na obr. 8.15 a). Na obr. 8.15 b) je testovací sestava řídicí stanice Z110 firmy ZAT, kde byly spuštěny testované funkční bloky a HIL simulátoru (Raspberry Pi),

8.8 Použití vyvinutých algoritmů v dalších řídicích systémech

na kterém v reálném čase běžel model řízeného systému. Propojení bylo realizováno přes standardní sběrnici Modbus.

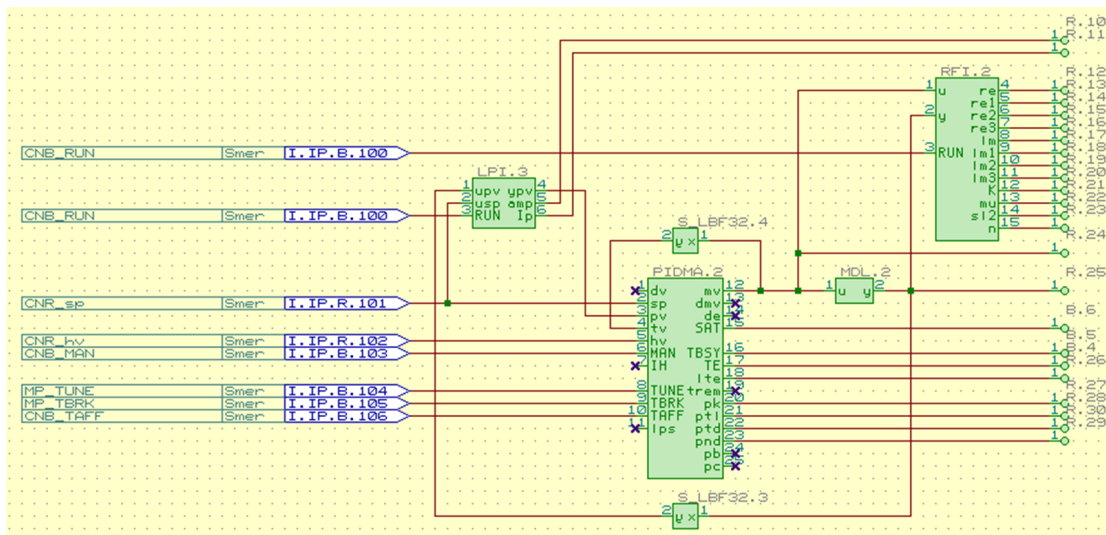


- (a) Nové algoritmy ve formě funkčních bloků systému ZAT Plant Suite (b) Testování nových algoritmů na řídicí stanici Z110 formou HIL simulace

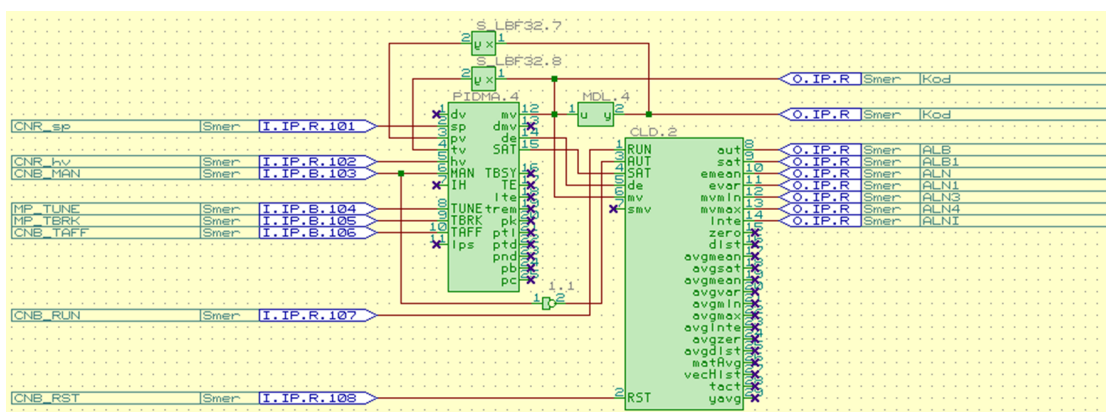
Obrázek 8.15: Nové algoritmy v systému ZAT Plant Suite

Schéματα zapojení nových algoritmů v systému ZAT Plant Suite jsou uvedena na obr. 8.16, kde bylo testováno ohodnocování regulační smyčky a identifikace v uzavřené smyčce a na obr. 8.17, kde je vidět zapojení diagnostického bloku CLD. Pomocí CLD je možné provádět diagnostiku regulační smyčky na základě jednoduchých inženýrských metod. K příslušnému regulátoru se připojuje pomocí odkazu (jeden z parametrů bloku).

8. NOVÉ METODY PRO OCEŇOVÁNÍ KVALITY REGULACE V PRAXI



Obrázek 8.16: Příklad zapojení bloků LPI a RFI v systému ZAT Plant Suite



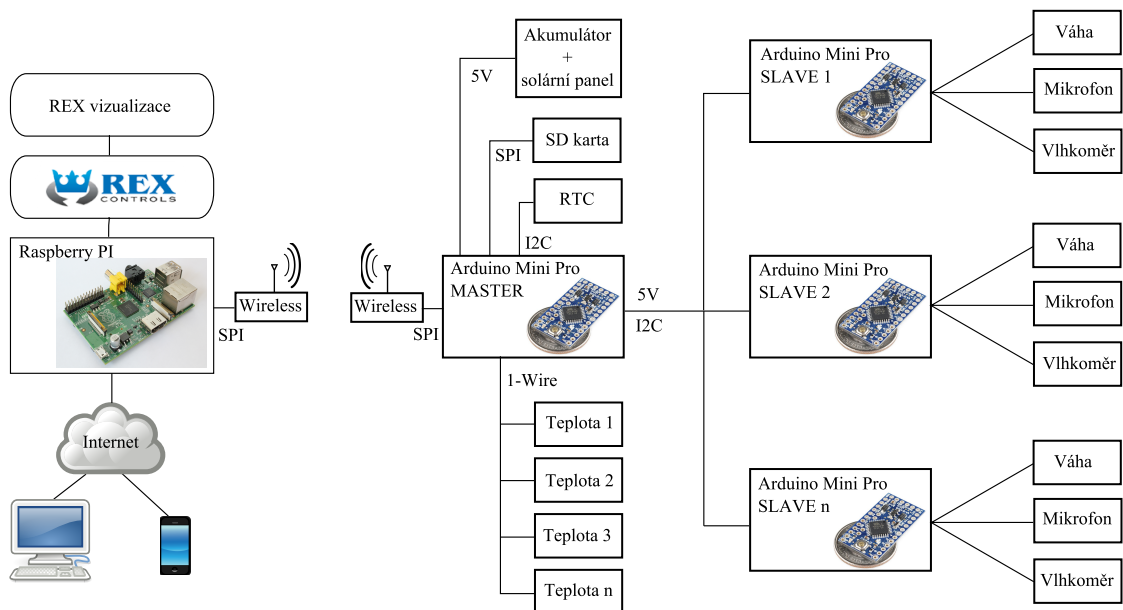
Obrázek 8.17: Příklad zapojení diagnostického bloku CLD v systému ZAT Plant Suite

8.9 Další možnosti využití algoritmů pro monitorování kvality řízení

Algoritmy pro monitorování kvality mohou mít uplatnění i v poměrně neobvyklých oblastech. Autor je včelař a ve svém volném čase vyvíjí **system pro monitorování včelstev s automatickou detekcí rojové nálady**. Součástí systému je úlová váha pro měření přírůstků (a v zimě úbytků) medových zásob, teploměry a vlhkoměry pro měření mikroklimatu v úle a subsystém pro analýzu zvuku (bzučení) včelstva. V rámci tohoto systému je nutné vyřešit celou řadu dílčích problémů. Hlavní problém plyne z nutnosti provozovat systém na baterie a následné nutnosti používat po energetické stránce velmi úsporný hardware, a požadavku na nízkou cenu.

Analýza zvuku je zásadní pro monitorování chování včelstva. Na základě rozložení výkonu signálu napříč frekvenčním spektrem je možné detekovat nejen ztrátu matky ale i přípravy na rojení až s třítydenním předstihem. Z důvodu nutnosti použití málo výkonného hardwaru, na kterém je chod FFT problematický, je možné místo FFT možné použít algoritmus RDFT a měřit výkon jen určitých frekvencí.

Pro vyhodnocování výsledků (jak z analýzy zvuku, tak například z úlové váhy) je možné využít některých standardních metod popsanych v přehledové kapitole (například statistické metody – Stewhartův nebo EWMA diagram). Návrh schématu celého systému je na obr. 8.18.



Obrázek 8.18: Schéma systému pro monitorování včelstev

8. NOVÉ METODY PRO OCEŇOVÁNÍ KVALITY REGULACE V PRAXI

9

Diskuse a závěr

Tato práce se zabývá monitorováním a oceňováním kvality řízení v jednoduchých regulačních smyčkách s PID regulátorem. Předkládané metody si kladou za cíl komplexní řešení této problematiky – od návrhu regulátoru po dlouhodobé monitorování kvality řízení. Hlavní dosažené výsledky jsou shrnuty v následujících bodech:

- **Robustní PID autotuner s omezenou šířkou pásma**

Algoritmus automatického naladění PID regulátoru má v praxi mimořádný aplikační potenciál, umožňuje totiž mnohem rychlejší a spolehlivější nastavení regulátoru než ruční ladění. Protože správné počáteční naladění regulátoru je nutný předpoklad pro dobrou kvalitu regulace, je použití autotuneru logicky prvním krokem ke zkvalitnění řízení. V této práci byla představena modifikace PID autotuneru, která zajišťuje jeho kompatibilitu s novou metodou pro ohodnocování kvality regulace. Algoritmus využívá množinový model neceločíselného řádu parametrizovaný třemi charakteristickými čísly – κ, μ, σ^2 a efektivní šířkou pásma Ω_a . Charakteristická čísla jsou identifikována pulsním experimentem, pro identifikaci Ω_a může být použit reléový experiment. Chování uzavřené smyčky je definováno dvěma návrhovými požadavky: 1) na maximální hodnotu citlivostní funkce M_s a 2) $|T(j\omega)| < 1$ pro $\omega > \Omega_a$. Na základě těchto požadavků byla pro výpočet parametrů regulátoru použita metoda robustních regionů. Představený autotuner má jednu zásadní výhodu: Při splnění všech předpokladů (řízený systém náleží do apriorní množiny přenosových funkcí a jsou identifikována jeho charakteristická čísla, návrhová metoda nikdy neselže. Zvolené návrhové požadavky zajišťují vhodné chování regulační smyčky (robustnost ve stabilitě, nevybuzování systému na frekvencích $\omega > \Omega_a$), navíc zajišťují plnou kompatibilitu s dalšími nově vyvinutými algoritmy.

- **Ohodnocování kvality regulace**

Byla představena nová metoda pro ohodnocování kvality jednoduché regulační smyčky v reálném čase, která je založena na Bodeho větě. Oceňování kvality probíhá na základě indexu I_p ve frekvenční oblasti. Index je definován jako poměr hodnoty referenční citlivostní funkce $|S_R(j\omega_d)|$ ku aktuální hodnotě $|S(j\omega_d)|$ na frekvenci ω_d . Tímto způsobem lze jednoduše posoudit, jak zpětnovazební systém odregulovává nízkofrekvenční poruchy, což je jeho nejobvyklejší úloha v oblasti řízení průmyslových procesů. Referenční citlivostní funkce je definována pomocí parametrů M_s a Ω_a , které jsou použity i v metodě návrhu PID regulátoru. Bod $|S(j\omega_d)|$ je měřen pomocí algoritmu běžící diskretní

9. DISKUSE A ZÁVĚR

Fourierovy transformace, v průběhu procesu identifikace musí být zpětnovazební systém vybuzován harmonickou perturbací (pokud na systém nepůsobí externí porucha na vhodné frekvenci). Pokud je znám model řízeného systému, je možné vypočítat relativní index kvality I_{pR} . Ten udává hodnoty kvality regulační smyčky v poměru k referenčnímu indexu (index, který je dosažen pomocí robustního PID regulátoru pro daný systém). Pokud model systému znám není, lze index používat a sledovat jeho změny.

- **Identifikace v uzavřené smyčce**

Nová metoda umožňuje online i offline identifikaci řízeného systému v uzavřené smyčce za běžného provozu. Metoda identifikuje body frekvenční charakteristiky řízeného systému (typicky 2 - 16). Je zde opět využit algoritmus běžící diskretní Fourierovy transformace, výsledky (identifikované body frekvenční charakteristiky) jsou validovány pomocí speciálního heuristického algoritmu, který využívá vypočtené chyby odhadu a hodnoty amplitud měřených frekvencí ve vstupním signálu. Díky tomu lze provádět identifikaci za běžného provozu, protože nerelevantní výsledky nejsou použity. Ze změřených bodů (pokud je jich více) jsou vybrány dva vhodné, ze kterých je vypočten model systému ve formě přenosu (obecně neceločíselného řádu). Tento model je možné využívat k detekci změny řízeného systému, pro výpočet relativního indexu kvality nebo po pečlivém uvážení k i návrhu regulátoru. Je nutné podotknout, že tato metoda nemůže být tak přesná jako identifikace pomocí pulsního experimentu použitá k návrhu PID regulátoru ve standardních případech; ta ovšem probíhá v otevřené smyčce.

- **Navržení struktury systému pro monitorování kvality regulační smyčky**

Byla navržena komplexní struktura systému pro monitorování kvality jednoduché regulační smyčky. Tento systém propojuje všechny výše uvedené algoritmy – robustní PID autotuner, ohodnocování kvality řízení a identifikaci v uzavřené smyčce, které spolu vzájemně spolupracují a doplňují se. Systém umožní automatické vyhodnocování kvality regulace, v případě problému (rozladění smyčky, porucha čidla nebo akčního členu) signalizuje problém obsluze které zvolí vhodné řešení – (automatické) přeladění regulátoru, oprava,... Systém lze realizovat propojením jednotlivých funkčních bloků nebo implementovat jako celek. Výše uvedené algoritmy sice lze samozřejmě provozovat samostatně, není ale možné využívat výhody plynoucí z jejich spolupráce.

- **Implementace algoritmu běžící diskretní Fourierovy transformace**

Nové metody identifikace v uzavřené smyčce a ohodnocování kvality regulace využívají algoritmus běžící diskretní Fourierovy transformace. Tento algoritmus byl implementován jako nedílná součást výše uvedených metod a také jako samostatný funkční blok. Při implementaci bylo využito inovativního přístupu, který eliminuje kumulaci numerických chyb, čímž je umožněno dlouhodobé používání tohoto algoritmu v řídicím systému bez rizika vzniku velkých numerických chyb.

- **Implementace pomocných a doplňkových metod**

Byly implementovány další pomocné a doplňkové metody vhodné k aplikaci v oblasti monitorování a ohodnocování kvality regulace. Jsou to například plovoucí střední hodnota a rozptyl, plovoucí maximum/minimum – zde byl opět využit postup pro eliminaci kumulace numerických chyb. Dále byly implementovány vybrané jednoduché metody pro monitorování/ohodnocování kvality řízení.

Výsledky mohou být použity v oblasti řízení průmyslových procesů, všechny metody byly důkladně otestovány jak simulačně, tak na reálných laboratorních experimentech. Metody byly implementovány do řídicího systému v podobě funkčních bloků a jsou připraveny k praktickému nasazení.

Hlavní praktické závěry plynoucí z výzkumu v této oblasti, který byl proveden v rámci této práce mohou být formulovány do následujících tezí:

- **Významná část regulačních smyček v praxi má problémy s kvalitou řízení.** Podle studií zabývajících se kvalitou řízení v praxi má 60% - 70% regulačních smyček závažné problémy s kvalitou regulace. Nejčastější důvody jsou špatně nastavený regulátor (nebo parametry ponechané v továrním nastavení), regulátor přepnutý do manuálního režimu (ruční řízení operátorem) a problémy s instrumentací.
- **Drtivá většina regulačních smyček v praxi používá PID regulátory.** Přestože existují moderní sofistikované regulační algoritmy, v průmyslové praxi stále převládají PI(D) regulátory. Na nižších úrovních řídicích systémů jsou zastoupeny prakticky výhradně.
- **K dosažení dobré kvality regulace je velmi důležitý vhodný autotuner.** Vzhledem k velmi rozšířenému problému špatně (nebo vůbec) naladěných PID regulátorů může být spolehlivý a uživatelsky přístupný algoritmus automatického naladění PID regulátoru (autotuner) velmi přínosný ke zlepšení celkového stavu kvality řízení.
- **Všechny reálné systémy mají omezenou šířku pásma.** Pro každý reálný systém existuje omezení ve frekvenční oblasti – efektivní šířka pásma Ω_a , za kterým se systém přestává chovat deterministicky a není ho možné řídit. Efektivní šířka pásma je závislá na fyzikální realizaci systému, použitím hardware (vzorkovací frekvenci řídicí jednotky, rozlišení, linearitě čidel a akčních členů,...), fyzickém umístění čidel v řízené technologii, atd.
- **Návrh regulátoru musí respektovat omezenou šířku pásma.** Kromě standardních návrhových požadavků je potřeba do návrhu regulátoru zahrnout i efektivní šířku pásma tak, aby se citlivostní funkce za frekvencí Ω_a blížila jedné, tedy $|S(j\omega)| \approx 1$, $\omega > \Omega_a$. Splněním tohoto požadavku je zajištěno, že regulátor do systému nezasahuje na frekvencích $\omega > \Omega_a$.
- **Algoritmus PID autotuneru, který nikdy neselže.** Pokud řízený systém patří do množiny apriorně přípustných funkcí (té vyhovuje většina systémů z oblasti řízení průmyslových procesů), známe charakteristická čísla κ, μ, σ^2 a parametr Ω_a , splňuje výsledný PID regulátor návrhové požadavky pro všechny systémy popsané množinovým modelem $S^{n,m}(\kappa, \mu, \sigma^2)$. Jinými slovy: Na rozdíl od konvenčních metod (například Ziegler- Nichols) nikdy neselže.
- **Kvalita regulace se u neudržované smyčky zhoršuje.** Proto je potřebné smyčku nejen dobře naladit, ale také průběžně monitorovat. To je možné v zásadě dvěma způsoby: 1) Ohodnocovat kvalitu řízení (index kvality) nebo 2) Provádět identifikaci systému v uzavřené smyčce a detekovat jeho změnu. Ukazuje se, že je výhodné kombinovat oba způsoby.

9. DISKUSE A ZÁVĚR

Příloha A

Návrh PID regulátoru pomocí robustních regionů

V této příloze jsou uvedeny koeficienty polynomiální rovnice (5.37), které jsou využívány k výpočtu parametrů PID regulátoru pomocí robustních regionů v kapitole 5.

$$0 = c_{16}d^{16} + c_{15}d^{15} + c_{14}d^{14} + c_{13}d^{13} + c_{12}d^{12} + c_{11}d^{11} + c_{10}d^{10} + c_9d^9 + c_8d^8 + c_7d^7 + c_6d^6 + c_5d^5 + c_4d^4 + c_3d^3 + c_2d^2 + c_1d + c_0,$$

kde koeficienty $c_{16}, c_{15}, \dots, c_0$ mají tvar:

$$c_{16} = (-r^2N^{12}b^4 + ((c^2 - 2r^2)N^{12}b^2 + (c^2 - r^2)N^{12}a^2)a^2 + (2r^2N^{12}b^3b_1 + (2r^2N^{12}b^2a_1 + (-2c^2 + 2r^2)N^{12}b_1b + (-2c^2 + 2r^2)N^{12}a_1a)a + (-r^2N^{12}b^2b_1^2 + (-2r^2N^{12}bb_1a_1 + (c^2b_1^2N^{12} + (c^2 - r^2)N^{12}a_1^2)a)a)\omega)\omega^2 \quad (\text{A.1})$$

$$c_{15} = c^2\omega^3((-2b^3N^{12} - 2bN^{12}a^2)a + ((4b_1N^{12}b^2 + (2bN^{12}a_1 + 2N^{12}b_1a)a)a + (-2N^{12}a_1^2 - 2b_1^2N^{12})ba\omega)\omega) \quad (\text{A.2})$$

$$c_{14} = ((-6r^2N^{10}f^2 + c^2N^{12})b^4 + ((c^2N^{12} + (-12r^2 + 6c^2)N^{10}f^2)b^2 + (-6r^2 + 6c^2)N^{10}f^2a^2)a^2 + (((-2c^2 + 2r^2)N^{12} + (-4r^2N^{12} + 12r^2N^{10}f)f)b_1b^3 + (((2r^2 + 2c^2)N^{12} + (-4r^2N^{12} + 12r^2N^{10}f)f)a_1b^2 + (((2r^2 - 4c^2)N^{12} + (-4r^2 + 4c^2)N^{12} + (12r^2 - 12c^2)N^{10}f)f)b_1b + (2r^2N^{12} + ((-4r^2 + 4c^2)N^{12} + (12r^2 - 12c^2)N^{10}f)f)a_1a)a + (((c^2 - 2r^2)N^{12} + (4r^2N^{12} - 6r^2N^{10}f)f)b_1^2 + c^2N^{12}a_1^2)b^2 + ((-4r^2N^{12} + (8r^2N^{12} - 12r^2N^{10}f)f)b_1a_1b + (c^2(N^{12} + (-4N^{12} + 6N^{10}f)f)b_1^2 + ((c^2 - 2r^2)N^{12} + ((4r^2 - 4c^2)N^{12} + (-6r^2 + 6c^2)N^{10}f)f)a_1^2)a)a)\omega)\omega^4 \quad (\text{A.3})$$

$$c_{13} = c^2\omega^5(((-2N^{12} + (-12 - 2N)N^{10}f)f)b^3 + (-2N^{12} + (-12 - 2N)N^{10}f)fba^2)a + (-2a_1N^{12}b^3 + ((2N^{12} + (-4N^{12} + (24 + 4N)N^{10}f)f)b_1b^2 + ((-2N^{12} + (12 - 2N)N^{10}f)f)a_1b + (-2N^{12} + (12 + 6N)N^{10}f)f)b_1a)a + (((-2N^{12} + (6N^{12} + (-12 - 2N)N^{10}f)f)b_1^2 + (-2N^{12} + (6N^{12} + (-12 - 2N)N^{10}f)f)a_1^2)ba\omega)\omega) \quad (\text{A.4})$$

A. NÁVRH PID REGULÁTORU POMOCÍ ROBUSTNÍCH REGIONŮ

$$\begin{aligned}
c_{12} = & ((2c^2N^{12} + ((6c^2 + (2c^2 + 4r^2 + 2r^2N)N)N)N^{10} + (4r^2N^{10} - 15r^2N^8f)f)fb^4 + ((2c^2N^{12} + ((6c^2 + (8r^2 + 2c^2 \\
& + (4r^2 - 2c^2)N)N)N^{10} + ((8r^2 - 4c^2)N^{10} + (-30r^2 + 15c^2)N^8f)f)fb^2 + ((4r^2 + (-2c^2 + 2r^2)N)N^{11} \\
& + ((4r^2 - 4c^2)N^{10} + (-15r^2 + 15c^2)N^8f)f)f^2a^2)a^2 + (((12r^2 - 12c^2 - 4c^2N)N^{10} + (-24r^2N^{10} \\
& + 30r^2N^8f)f)f^2b_1b^3 + (((12c^2 + 12r^2 + 12c^2N)N^{10} + (-24r^2N^{10} + 30r^2N^8f)f)f^2a_1b^2 + (((-24c^2 \\
& + 12r^2 - 12c^2N)N^{10} + ((24c^2 - 24r^2)N^{10} + (30r^2 - 30c^2)N^8f)f)f^2b_1b + ((12r^2 + 4c^2N)N^{10} \\
& + ((24c^2 - 24r^2)N^{10} + (30r^2 - 30c^2)N^8f)f)f^2a_1a)a + (((c^2 - r^2)N^{12} + ((4r^2 - 2c^2)N^{12} + ((-12r^2 + 6c^2 \\
& + (-4r^2 + 2c^2 - 6r^2N)N)N^{10} + (20r^2N^{10} - 15r^2N^8f)f)fb_1^2 + c^2(N^{12} + (-2N^{12} + (6 + 2N)N^{10}f)f)a_1^2)b^2 \\
& + ((-2r^2N^{12} + (8r^2N^{12} + ((-24r^2 + (-8r^2 - 12r^2N)N)N^{10} + (40r^2N^{10} - 30r^2N^8f)f)fb_1a_1b + (c^2(-2N^{12} \\
& + ((6 + (2 + 6N)N)N^{10} + (-20N^{10} + 15N^8f)f)fb_1^2 + (-r^2N^{12} + ((4r^2 - 2c^2)N^{12} + ((-12r^2 + 6c^2 \\
& + (-4r^2 + 2c^2 + (-6r^2 + 6c^2)N)N)N^{10} + ((20r^2 - 20c^2)N^{10} + (-15r^2 + 15c^2)N^8f)f)fa_1^2)a)a)\omega)\omega^6 \tag{A.5}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
c_{11} = & c^2\omega^7(((2N^{12} + ((-2 - 2N)N^{10} + (-30 - 10N)N^8f)f)f^2b^3 + (2N^{12} + ((-2 - 2N)N^{10} \\
& + (-30 - 10N)N^8f)f)f^2ba^2)a + ((-2N^{12} + (-12 - 10N)N^{10}f)f)a_1b^3 + ((2N^{12} + ((12 + (2 - 4N)N)N^{10} \\
& + ((-28 - 4N)N^{10} + (60 + 20N)N^8f)f)fb_1b^2 + (((-8 - 2N)N^{11} + ((-14 + 10N)N^{10} \\
& + (30 - 6N)N^8f)f)f^2a_1b + (-2N^{12} + ((-14 - 14N)N^{10} + (30 + 26N)N^8f)f)f^2b_1a)a + ((2N^{12} \\
& + ((-12 + (-6 - 6N)N)N^{10} + ((30 + 6N)N^{10} + (-30 - 10N)N^8f)f)fb_1^2 + (2N^{12} + ((-12 \\
& + (-6 - 6N)N)N^{10} + ((30 + 6N)N^{10} + (-30 - 10N)N^8f)f)fa_1^2)ba\omega)\omega \tag{A.6}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
c_{10} = & ((c^2N^{12} + (c^2(6 + 4N)N^{10} + ((15c^2 + (10c^2 + 16r^2 + (c^2 + 8r^2)N)N)N^8 + (16r^2N^8 - 20r^2N^6f)f)fb^4 \\
& + ((c^2N^{12} + (c^2(6 + 4N)N^{10} + ((15c^2 + (10c^2 + 32r^2 + (c^2 + 16r^2)N)N)N^8 + ((-16c^2 + 32r^2)N^8 + (-40r^2 \\
& + 20c^2)N^6f)f)fb^2 + (8r^2(2 + N)N^9 + ((-16c^2 + 16r^2)N^8 + (-20r^2 + 20c^2)N^6f)f)f^4a^2)a^2 + (((-4r^2 + 4c^2 \\
& + (2c^2 - 2r^2)N)N^{11} + ((-4r^2 + 4c^2 + (8r^2 + 4r^2N)N)N^{10} + ((30r^2 - 30c^2 + (-20c^2 + 4r^2 + (10r^2 - 2c^2)N)N)N^8 \\
& + (-56r^2N^8 + 40r^2N^6f)f)fb_1b^3 + (((-4r^2 + 4c^2 + (-2c^2 - 2r^2)N)N^{11} + ((-4c^2 - 4r^2 + (-16c^2 + 8r^2 \\
& + 4r^2N)N)N^{10} + ((30c^2 + 30r^2 + (52c^2 + 4r^2 + (10r^2 + 10c^2)N)N)N^8 + (-56r^2N^8 + 40r^2N^6f)f)fb_1b^2 \\
& + (((-4r^2 + (4c^2 - 2r^2)N)N^{11} + ((-4r^2 + 8c^2 + (8r^2 + 8c^2 + (4r^2 - 4c^2)N)N)N^{10} + ((30r^2 - 60c^2 + (4r^2 - 56c^2 \\
& + (-20c^2 + 10r^2)N)N)N^8 + ((-56r^2 + 56c^2)N^8 + (-40c^2 + 40r^2)N^6f)f)fb_1b + (-2r^2(2 + N)N^{11} + ((-4r^2 \\
& + (8r^2 - 8c^2 + (4r^2 - 4c^2)N)N)N^{10} + ((30r^2 + (16c^2 + 4r^2 + (-8c^2 + 10r^2)N)N)N^8 + ((-56r^2 + 56c^2)N^8 \\
& + (-40c^2 + 40r^2)N^6f)f)fb_1a)a + ((((-6r^2 + 6c^2 + (-4r^2 + 4c^2 + (c^2 - 2r^2)N)N)N^{10} + ((-10c^2 + 20r^2 \\
& + (8r^2 - 4c^2 + 4r^2N)N)N^{10} + ((-30r^2 + 15c^2 + (-20r^2 + 10c^2 + (c^2 - 26r^2)N)N)N^8 + (40r^2N^8 \\
& - 20r^2N^6f)f)fb_1^2 + c^2((6 + (4 + N)N)N^{10} + ((-10 - 4N)N^{10} + (15 + (10 + N)N)N^8f)f)f^2a_1^2)b^2 \\
& + (((-12r^2 + (-8r^2 - 4r^2N)N)N^{10} + ((40r^2 + (16r^2 + 8r^2N)N)N^{10} + ((-60r^2 + (-40r^2 - 52r^2N)N)N^8 \\
& + (80r^2N^8 - 40r^2N^6f)f)fb_1a_1b + (c^2(N^{12} + ((-10 + (-4 - 4N)N)N^{10} + ((15 + (10 + 25N)N)N^8 \\
& + (-40N^8 + 20N^6f)f)fb_1^2 + ((-6r^2 + (-4r^2 + (c^2 - 2r^2)N)N)N^{10} + ((-10c^2 + 20r^2 + (8r^2 - 4c^2 \\
& + (4r^2 - 4c^2)N)N)N^{10} + ((-30r^2 + 15c^2 + (-20r^2 + 10c^2 + (25c^2 - 26r^2)N)N)N^8 + ((-40c^2 + 40r^2)N^8 \\
& + (-20r^2 + 20c^2)N^6f)f)fb_1^2)a)a)\omega)\omega^8 \tag{A.7}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + (-40c^2 + 40r^2)N^6f)f)fb_1a)a + ((((-6r^2 + 6c^2 + (-4r^2 + 4c^2 + (c^2 - 2r^2)N)N)N^{10} + ((-10c^2 + 20r^2 \\
& + (8r^2 - 4c^2 + 4r^2N)N)N^{10} + ((-30r^2 + 15c^2 + (-20r^2 + 10c^2 + (c^2 - 26r^2)N)N)N^8 + (40r^2N^8 \\
& - 20r^2N^6f)f)fb_1^2 + c^2((6 + (4 + N)N)N^{10} + ((-10 - 4N)N^{10} + (15 + (10 + N)N)N^8f)f)f^2a_1^2)b^2 \\
& + (((-12r^2 + (-8r^2 - 4r^2N)N)N^{10} + ((40r^2 + (16r^2 + 8r^2N)N)N^{10} + ((-60r^2 + (-40r^2 - 52r^2N)N)N^8 \\
& + (80r^2N^8 - 40r^2N^6f)f)fb_1a_1b + (c^2(N^{12} + ((-10 + (-4 - 4N)N)N^{10} + ((15 + (10 + 25N)N)N^8 \\
& + (-40N^8 + 20N^6f)f)fb_1^2 + ((-6r^2 + (-4r^2 + (c^2 - 2r^2)N)N)N^{10} + ((-10c^2 + 20r^2 + (8r^2 - 4c^2 \\
& + (4r^2 - 4c^2)N)N)N^{10} + ((-30r^2 + 15c^2 + (-20r^2 + 10c^2 + (25c^2 - 26r^2)N)N)N^8 + ((-40c^2 + 40r^2)N^8 \\
& + (-20r^2 + 20c^2)N^6f)f)fb_1^2)a)a)\omega)\omega^8 \tag{A.8}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
c_9 = & c^2\omega^9(((2N^{12} + (2N^{11} + (12N^8 + (-40 - 20N)N^6f)f)fb^3 + (2N^{12} + (2N^{11} + (12N^8 + (-40 \\
& - 20N)N^6f)f)fb^2a^2)a + (((-6 - 2N)N^{10} + (-30 + (-46 - 14N)N)N^8f)f)a_1b^3 + (((6 + (10 + 4N)N)N^{10} \\
& + ((30 + (14 + (-2 - 4N)N)N)N^8 + ((-72 - 24N)N^8 + (80 + 40N)N^6f)f)fb_1b^2 + (((8 + 2N)N^{11} + ((-32 \\
& + (-16 - 14N)N)N^9 + ((-36 + 24N)N^8 + (40 - 4N)N^6f)f)fb_1a_1b + (2N^{12} + (10N^{11} + ((-36 - 48N)N^8 \\
& + (40 + 44N)N^6f)f)fb_1a)a + (((10 + (6 + 2N)N)N^{10} + ((-30 + (-30 + (-30 - 6N)N)N)N^8 + ((60 \\
& + 24N)N^8 + (-40 - 20N)N^6f)f)fb_1^2 + ((10 + (6 + 2N)N)N^{10} + ((-30 + (-30 + (-30 - 6N)N)N)N^8 \\
& + ((60 + 24N)N^8 + (-40 - 20N)N^6f)f)fb_1^2)ba\omega)\omega \tag{A.9}
\end{aligned}$$

A. NÁVRH PID REGULÁTORU POMOCÍ ROBUSTNÍCH REGIONŮ

$$\begin{aligned}
c_6 = & (((-8r^2 + 6c^2 + (-8r^2 + 6c^2 + (c^2 - 2r^2)N)N)N)N^8 + ((-4c^2 + (-16r^2 + (2c^2 - 8r^2)N)N)N^6 + ((15c^2 + (20c^2 \\
& + 16r^2 + 6c^2)N)N^4 + (16r^2N^4 - 6r^2N^2f)f)f)f^6b^4 + (((6c^2 - 16r^2 + (6c^2 - 16r^2 + (3c^2 - 4r^2)N)N)N^8 \\
& + ((-4c^2 + (-32r^2 + (-6c^2 - 16r^2)N)N)N^6 + ((15c^2 + (20c^2 + 32r^2 + 22c^2N)N)N^4 + ((-16c^2 + 32r^2)N^4 \\
& + (-12r^2 + 6c^2)N^2f)f)f)f^6b^2 + ((-8r^2 + (-8r^2 + (2c^2 - 2r^2)N)N)N^8 + ((-16r^2 + (-8r^2 - 8c^2)N)N^7 \\
& + ((16r^2 + 16c^2)N)N^5 + ((-16c^2 + 16r^2)N^4 + (-6r^2 + 6c^2)N^2f)f)f)f^6a^2a^2 + (((24c^2 - 24r^2 + (-36r^2 + 36c^2 \\
& + (-24r^2 + 16c^2 + (-6r^2 + 2c^2)N)N)N^7 + ((24c^2 - 24r^2 + (24c^2 + 4c^2N)N)N^6 + ((30r^2 - 30c^2 + (-40c^2 \\
& + 24r^2 + (36r^2 - 12c^2)N)N)N^4 + (-36r^2N^4 + 12r^2N^2f)f)f)f^6b_1b^3 + (((24c^2 - 24r^2 + (-36r^2 + 36c^2 + (24c^2 \\
& - 24r^2 + (-6r^2 + 6c^2)N)N)N^7 + ((-24c^2 - 24r^2 + (-72c^2 - 36c^2N)N)N^6 + ((30r^2 + 30c^2 + (72c^2 + 24r^2 \\
& + (36r^2 + 36c^2)N)N)N^4 + (-36r^2N^4 + 12r^2N^2f)f)f)f^6a_1b^2 + (((-24r^2 + (-36r^2 + (-24r^2 - 6r^2)N)N)N^7 \\
& + ((-24r^2 + 48c^2 + (72c^2 + 36c^2N)N)N^6 + ((30r^2 - 60c^2 + (24r^2 - 96c^2 + (-72c^2 + 36r^2)N)N)N^4 + ((-36r^2 \\
& + 36c^2)N^4 + (12r^2 - 12c^2)N^2f)f)f)f^6b_1b + ((-24r^2 + (-36r^2 + (8c^2 - 24r^2 + (4c^2 - 6r^2)N)N)N)N^7 \\
& + ((-24r^2 + (-24c^2 - 4c^2N)N)N^6 + ((30r^2 + (24r^2 + 16c^2 + (36r^2 - 24c^2)N)N)N^4 + ((-36r^2 + 36c^2)N^4 + (12r^2 \\
& - 12c^2)N^2f)f)f)f^6a_1a)a + ((((-20r^2 + 20c^2 + (-40r^2 + 40c^2 + (-36r^2 + 30c^2 + (10c^2 - 16r^2 + (c^2 \\
& - 4r^2)N)N)N)N^6 + ((40r^2 - 20c^2 + (-24c^2 + 48r^2 + (24r^2 - 6c^2)N)N)N^6 + ((-30r^2 + 15c^2 + (-40r^2 + 20c^2 \\
& + (-36r^2 + 6c^2)N)N)N^4 + (20r^2N^4 - 6r^2N^2f)f)f)f^6b_1^2 + c^2((20 + (40 + (30 + (10 + N)N)N)N)N^6 \\
& + ((-20 + (-24 - 6N)N)N^6 + (15 + (20 + 6N)N)N^4f)f)f^6a_1^2b^2 + (((-40r^2 + (-80r^2 + (-72r^2 + (-32r^2 \\
& - 8r^2)N)N)N)N^6 + ((80r^2 + (96r^2 + 48r^2)N)N)N^6 + ((-60r^2 + (-80r^2 - 72r^2)N)N^4 + (40r^2N^4 \\
& - 12r^2N^2f)f)f)f^6b_1a_1b + (c^2((6 + (6 + 3N)N)N^8 + ((-20 + (-24 - 18N)N)N^6 + ((15 + (20 + 30N)N)N^4 \\
& + (-20N^4 + 6N^2f)f)f)f^6b_1^2 + ((-20r^2 + (-40r^2 + (-36r^2 + 6c^2 + (6c^2 - 16r^2 + (3c^2 - 4r^2)N)N)N)N)N^6 \\
& + ((40r^2 - 20c^2 + (-24c^2 + 48r^2 + (24r^2 - 18c^2)N)N)N^6 + ((-30r^2 + 15c^2 + (-40r^2 + 20c^2 + (-36r^2 \\
& + 30c^2)N)N)N^4 + ((20r^2 - 20c^2)N^4 + (-6r^2 + 6c^2)N^2f)f)f)f^6a_1^2a)a)\omega)\omega^{12}
\end{aligned} \tag{A.13}$$

$$\begin{aligned}
c_5 = & c^2\omega^{13}(((6 + 4N)N^8 + ((-16 - 10N)N^6 + ((22 + 16N)N^4 + (-12 - 10N)N^2f)f)f^7b^3 + ((6 + 4N)N^8 \\
& + ((-16 - 10N)N^6 + ((22 + 16N)N^4 + (-12 - 10N)N^2f)f)f^7ba^2)a + (((4 + (12 + (10 + 2N)N)N)N)N^6 + (-30 \\
& + (-76 + (-60 - 14N)N)N^4f^7a_1b^3 + (((-4 + (12 + (18 + 6N)N)N)N)N^6 + ((30 + (44 + (44 + 18N)N)N)N^4 \\
& + ((-52 - 40N)N^4 + (24 + 20N)N^2f)f)f^7b_1b^2 + (((24 + (30 + 12N)N)N)N^7 + ((-32 + (-32 - 18N)N)N^5 \\
& + ((-26 - 8N)N^4 + (12 + 6N)N^2f)f)f^7a_1b + ((-2 - 4N)N^8 + ((16 + 22N)N^6 + ((-26 - 32N)N^4 + (12 \\
& + 14N)N^2f)f)f^7b_1a)a + (((20 + (36 + (24 + 6N)N)N)N)N^6 + ((-30 + (-60 + (-60 - 24N)N)N)N^4 \\
& + ((30 + 24N)N^4 + (-12 - 10N)N^2f)f)f^7b_1^2 + ((20 + (36 + (24 + 6N)N)N)N^6 + ((-30 + (-60 + (-60 \\
& - 24N)N)N)N^4 + ((30 + 24N)N^4 + (-12 - 10N)N^2f)f)f^7a_1^2)ba\omega)\omega)
\end{aligned} \tag{A.14}$$

$$\begin{aligned}
c_4 = & (((-4r^2 + 4c^2 + (-4r^2 + 6c^2 + (-r^2 + 2c^2)N)N)N^6 + ((-6c^2 + (-8r^2 - 8c^2 + (-2c^2 - 4r^2)N)N)N^4 + ((6c^2 \\
& + (10c^2 + 4r^2 + (4c^2 - 2r^2)N)N)N^2 + (4r^2N^2 - r^2f)f)f)f^8b^4 + (((-8r^2 + 4c^2 + (-8r^2 + 6c^2 + (-2r^2 \\
& + 3c^2)N)N)N^6 + ((-6c^2 + (-8c^2 - 16r^2 + (-6c^2 - 8r^2)N)N)N^4 + ((6c^2 + (10c^2 + 8r^2 + (10c^2 - 4r^2)N)N)N^2 \\
& + ((8r^2 - 4c^2)N^2 + (c^2 - 2r^2)f)f)f)f^8b^2 + (((-4r^2 + (-4r^2 + (c^2 - r^2)N)N)N^6 + ((-8r^2 + (-4c^2 - 4r^2)N)N^5 \\
& + ((4r^2 + (6c^2 - 2r^2)N)N^3 + ((4r^2 - 4c^2)N^2 + (c^2 - r^2)f)f)f)f^8a^2a^2 + (((-16r^2 + 16c^2 + (-32r^2 + 32c^2 \\
& + (-24r^2 + 20c^2 + (4c^2 - 6r^2)N)N)N^5 + ((-16r^2 + 16c^2 + (-16r^2 + 24c^2 + (-8r^2 + 8c^2)N)N)N^4 + ((12r^2 \\
& - 12c^2 + (16r^2 - 20c^2 + (16r^2 - 8c^2)N)N)N^2 + (-8r^2N^2 + 2r^2f)f)f)f^8b_1b^3 + (((-16r^2 + 16c^2 + (-32r^2 + 40c^2 \\
& + (-24r^2 + 36c^2 + (-6r^2 + 12c^2)N)N)N^5 + ((-16r^2 - 16c^2 + (-16r^2 - 40c^2 + (-8r^2 - 24c^2)N)N)N^4 + ((12r^2 \\
& + 12c^2 + (16r^2 + 28c^2 + (16c^2 + 16r^2)N)N)N^2 + (-8r^2N^2 + 2r^2f)f)f)f^8a_1b^2 + (((-16r^2 + (-32r^2 - 8c^2 \\
& + (-24r^2 - 12c^2 + (-6r^2 - 6c^2)N)N)N^5 + ((-16r^2 + 32c^2 + (-16r^2 + 56c^2 + (-8r^2 + 32c^2)N)N)N^4 + ((12r^2 \\
& - 24c^2 + (16r^2 - 44c^2 + (16r^2 - 32c^2)N)N)N^2 + ((-8r^2 + 8c^2)N^2 + (-2c^2 + 2r^2f)f)f)f^8b_1b + ((-16r^2
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + (-32r^2 + (-24r^2 + 4c^2 + (-6r^2 + 2c^2)N)N)N^5 + ((-16r^2 + (-8c^2 - 16r^2 - 8r^2)N)N)N^4 + ((12r^2 + (16r^2 \\
& + 4c^2 + (16r^2 - 8c^2)N)N)N^2 + ((-8r^2 + 8c^2)N^2 + (-2c^2 + 2r^2)f)f)f^8 a_1 a) a + (((-15r^2 + 15c^2 + (-40r^2 \\
& + 40c^2 + (-44r^2 + 40c^2 + (18c^2 - 24r^2 + (-6r^2 + 3c^2)N)N)N)N^4 + ((20r^2 - 10c^2 + (-16c^2 + 32r^2 + (-6c^2 \\
& + 16r^2)N)N)N^4 + ((-12r^2 + 6c^2 + (10c^2 - 20r^2 + (-14r^2 + 4c^2)N)N)N^2 + (4r^2 N^2 - r^2 f)f)f^8 b_1^2 \\
& + c^2((15 + (40 + (40 + (18 + 3N)N)N)N)N^4 + ((-10 + (-16 - 6N)N)N^4 + (6 + (10 + 4N)N)N^2 f)f)f^8 a_1^2 b^2 \\
& + (((-30r^2 + (-80r^2 + (-88r^2 + (-48r^2 - 12r^2)N)N)N)N^4 + ((40r^2 + (64r^2 + 32r^2)N)N)N^4 + ((-24r^2 \\
& + (-40r^2 - 28r^2)N)N^2 + (8r^2 N^2 - 2r^2 f)f)f^8 b_1 a_1 b + (c^2((4 + (6 + 3N)N)N^6 + ((-10 + (-16 - 10N)N)N^4 \\
& + ((6 + (10 + 10N)N)N^2 + (-4N^2 + f)f)f)f^8 b_1^2 + ((-15r^2 + (-40r^2 + (-44r^2 + 4c^2 + (-24r^2 + 6c^2 + (-6r^2 \\
& + 3c^2)N)N)N)N^4 + ((20r^2 - 10c^2 + (-16c^2 + 32r^2 + (16r^2 - 10c^2)N)N)N^4 + ((-12r^2 + 6c^2 + (10c^2 - 20r^2 \\
& + (-14r^2 + 10c^2)N)N)N^2 + ((4r^2 - 4c^2)N^2 + (c^2 - r^2)f)f)f^8 a_1^2 a) a) \omega) \omega) \omega^{14}
\end{aligned} \tag{A.15}$$

$$\begin{aligned}
c_3 = & c^2 \omega^{15} (((2 + 2N)N^6 + ((-6 - 6N)N^4 + ((6 + 6N)N^2 + (-2 - 2N)f)f)f^9 b^3 + ((2 + 2N)N^6 + ((-6 - 6N)N^4 \\
& + ((6 + 6N)N^2 + (-2 - 2N)f)f)f^9 b a^2) a + (((6 + (16 + (14 + 4N)N)N)N^4 + (-12 + (-34 + (-32 \\
& - 10N)N)N)N^2 f)f^9 a_1 b^3 + (((-6 + (-8 - 2N)N)N^4 + ((12 + (26 + (28 + 14N)N)N)N^2 + ((-12 - 12N)N^2 \\
& + (4 + 4N)f)f)f^9 b_1 b^2 + (((8 + (14 + 6N)N)N^5 + ((-8 + (-10 - 2N)N)N^3 + ((-6 - 6N)N^2 + (2 \\
& + 2N)f)f)f^9 a_1 b + ((-2 - 2N)N^6 + ((6 + 6N)N^4 + ((-6 - 6N)N^2 + (2 + 2N)f)f)f^9 b_1 a) a) a + (((10 + (24 \\
& + (20 + 6N)N)N)N^4 + ((-12 + (-30 + (-30 - 12N)N)N)N^2 + ((6 + 6N)N^2 + (-2 - 2N)f)f)f^9 b_1^2 \\
& + ((10 + (24 + (20 + 6N)N)N)N^4 + ((-12 + (-30 + (-30 - 12N)N)N)N^2 + ((6 + 6N)N^2 + (-2 \\
& - 2N)f)f)f^9 a_1^2) b a \omega) \omega)
\end{aligned} \tag{A.16}$$

$$\begin{aligned}
c_2 = & (c^2(((1 + (2 + N)N)N^4 + ((-2 + (-4 - 2N)N)N^2 + (1 + (2 + N)N)f)f)f^{10} b^4 + ((1 + (2 + N)N)N^4 \\
& + ((-2 + (-4 - 2N)N)N^2 + (1 + (2 + N)N)f)f)f^{10} b^2 a^2) + (((-4r^2 + 4c^2 + (10c^2 - 10r^2 + (-8r^2 + 8c^2 \\
& + (2c^2 - 2r^2)N)N)N^3 + ((-4r^2 + 4c^2 + (-8r^2 + 8c^2 + (-4r^2 + 4c^2)N)N)N^2 + (-2c^2 + 2r^2 + (4r^2 - 4c^2 \\
& + (-2c^2 + 2r^2)N)N)f)f^{10} b_1 b^3 + (((-4r^2 + 4c^2 + (14c^2 - 10r^2 + (16c^2 - 8r^2 + (6c^2 - 2r^2)N)N)N)N^3 \\
& + ((-4c^2 - 4r^2 + (-8r^2 - 8c^2 + (-4c^2 - 4r^2)N)N)N^2 + (2r^2 + 2c^2 + (4c^2 + 4r^2 + (2r^2 + 2c^2)N)N)f)f^{10} a_1 b^2 \\
& + (((-4r^2 + (-4c^2 - 10r^2 + (-8r^2 - 8c^2 + (-4c^2 - 2r^2)N)N)N)N^3 + ((8c^2 - 4r^2 + (16c^2 - 8r^2 + (8c^2 \\
& - 4r^2)N)N)N^2 + (2r^2 - 4c^2 + (-8c^2 + 4r^2 + (2r^2 - 4c^2)N)N)f)f^{10} b_1 b - 2r^2(1 + (2 + N)N)f^{10} a_1((2 + N)N^3 \\
& + (2N^2 - f)f)a) a) a + ((((-6r^2 + 6c^2 + (-20r^2 + 20c^2 + (25c^2 - 26r^2 + (-16r^2 + 14c^2 + (3c^2 - 4r^2)N)N)N)N^2 \\
& + ((4r^2 - 2c^2 + (8r^2 - 4c^2 + (4r^2 - 2c^2)N)N)N^2 + (c^2 - 2r^2 + (-4r^2 + 2c^2 + (c^2 - 2r^2)N)N)f)f^{10} b_1^2 + c^2((6 \\
& + (20 + (25 + (14 + 3N)N)N)N^2 + ((-2 + (-4 - 2N)N)N^2 + (1 + (2 + N)N)f)f)f^{10} a_1^2) b^2 + (((-12r^2 \\
& + (-40r^2 + (-52r^2 + (-32r^2 - 8r^2)N)N)N^2 + (8r^2(1 + (2 + N)N)N^2 - 4r^2(1 + (2 + N)N)f)f^{10} b_1 a_1 b \\
& + (c^2((1 + (2 + N)N)N^4 + ((-2 + (-4 - 2N)N)N^2 + (1 + (2 + N)N)f)f)f^{10} b_1^2 + ((-6r^2 + (-20r^2 + (c^2 - 26r^2 \\
& + (-16r^2 + 2c^2 + (c^2 - 4r^2)N)N)N)N^2 + ((4r^2 - 2c^2 + (8r^2 - 4c^2 + (4r^2 - 2c^2)N)N)N^2 \\
& + (c^2 - 2r^2 + (-4r^2 + 2c^2 + (c^2 - 2r^2)N)N)f)f^{10} a_1^2) a) a) \omega) \omega) \omega^{16}
\end{aligned} \tag{A.17}$$

$$\begin{aligned}
c_1 = & c^2 \omega^{18} (((2 + (6 + (6 + 2N)N)N)N^2 + (-2 + (-6 + (-6 - 2N)N)N)f)f^{11} a_1 b^3 + ((-2 + (-6 + (-6 - 2N)N)N)N^2 \\
& + (2 + (6 + (6 + 2N)N)N)f)f^{11} b_1 b^2 a + (((2 + (6 + (6 + 2N)N)N)N^2 + (-2 + (-6 + (-6 - 2N)N)N)f)f^{11} b_1^2 \\
& + ((2 + (6 + (6 + 2N)N)N)N^2 + (-2 + (-6 + (-6 - 2N)N)N)f)f^{11} a_1^2) b a \omega)
\end{aligned} \tag{A.18}$$

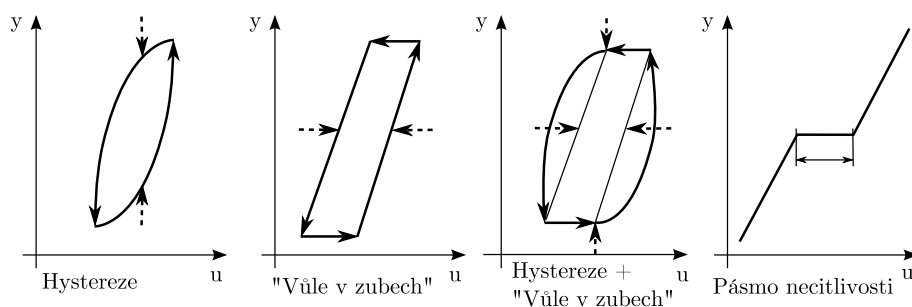
$$\begin{aligned}
c_0 = & (((c^2 - r^2 + (-4r^2 + 4c^2 + (-6r^2 + 6c^2 + (-4r^2 + 4c^2 + (c^2 - r^2)N)N)N)N)f^{12} b_1^2 + c^2(1 + (4 + (6 + (4 \\
& + N)N)N)N)f^{12} a_1^2) b^2 + (-2r^2(1 + (2 + N)N)^2 f^{12} b_1 b a_1 - r^2(1 + (2 + N)N)^2 f^{12} a_1^2 a) a) \omega^{20}
\end{aligned} \tag{A.19}$$

A. NÁVRH PID REGULÁTORU POMOCÍ ROBUSTNÍCH REGIONŮ

Příloha B

Tření v reg. ventilech

Jak již bylo zmíněno výše, tření představuje vážný problém. Jeho vlivem dochází k nelineárnímu chování ventilu. Na obr. B.1 jsou zobrazeny nejběžnější typy nelinearity vyskytujících se u reg. ventilů.



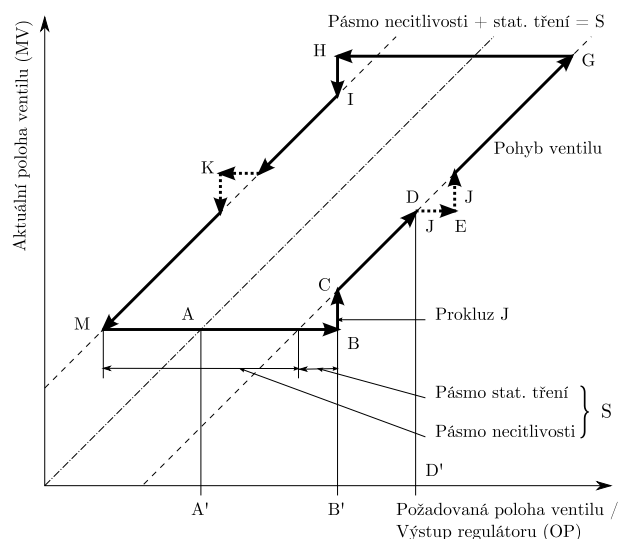
Obrázek B.1: Nelinearity vyskytující se u reg. ventilů.

Pravděpodobně největší vliv má statické tření (stiction), které se projevuje při rozjždění ventilu nebo při velmi malých rychlostech. Tato problematika je přehledně popsána v Choudhury et al. (2008) a ilustrována na obr. B.2.

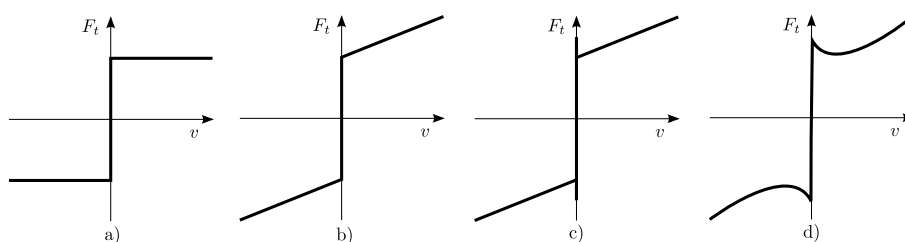
V případě, kdyby se ve ventilu neprojevovalo tření, aktuální poloha by byla lineárně závislá na požadované (čerchovaná čára). V případě tření je chování popsáno tučnou čarou. Na počátku je ventil v pozici A. Pokud bude požadovaná poloha ventilu v intervalu A'B', poloha ventilu se díky statickému tření vůbec nezmění. Při změně požadované polohy na D' dojde v bodě B k přemožení statického tření a poloha ventilu díky nahromaděné potenciální energii poskočí na C a bude dále plynule pokračovat na D. Při velmi malé rychlosti pohybu se může opět uplatnit statické tření a ventil se může opět zaseknout. Posléze opět dojde ke skokové změně polohy na často větší hodnotu, než je požadovaná. Tímto způsobem snadno dojde k rozkmitání ventilu. Tím se nejen zhorší kvalita regulace, ale dochází k jeho rychlejšímu opotřebení a tím i k dalšímu zhoršování stávajícího problému.

Samotné statické tření lze popsat různými modely (obr. B.3). Nejpresnější ze standardně používaných je Stribeckův model tření (obr. B.3 d)). Bohužel problém identifikace tření je poměrně složitý problém. Modelováním tření vyskytujícího se v regulačních ventilech se zabývají publikace Olsson (1996), Kano et al. (2004), Choudhury et al. (2005), Choudhury et al. (2008), Sivagamasundari & Sivakumar (2012) a Xie et al. (2013). V následujících sekcích bude tato problematika velmi stručně popsána.

B. TŘENÍ V REG. VENTILECH



Obrázek B.2: Závislost polohy ventilu na požadované poloze u ventilu zatíženého třením.



Obrázek B.3: Obecně používané modely tření.

B.1 Fyzikální model tření

Jak již bylo uvedeno výše, tření v regulačních ventilech vzniká na rozhraní mezi těsněním a ovládací tyčí. Pro nejrozšířenější pneumatické ventily platí následující vztah:

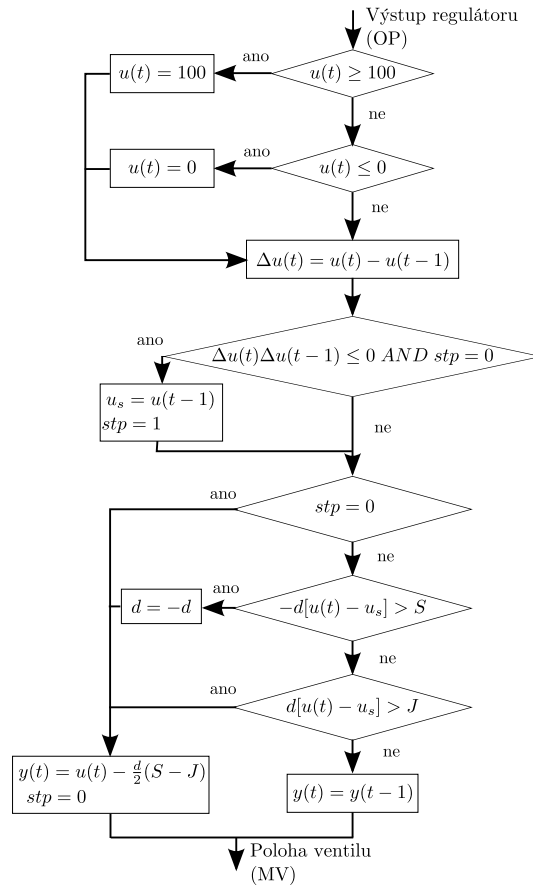
$$M \frac{d^2 x}{dt^2} = F_a + F_r + F_f + F_p + F_i, \quad (\text{B.1})$$

kde F_a je síla působící na pneumatický aktuátor, F_r je síla pružiny, F_p síla vznikající poklesem tlaku, F_i síla potřebná k úplnému zavření ventilu a F_f je třecí síla (zahrnuje statické i Coulombovo tření). F_p a F_i mohou být zanedbány. F_f je definována jako

$$F_f = \begin{cases} -F_c \operatorname{sign}(v) - vF_v & \text{pokud } v \neq 0 \\ -(F_a + F_r) & \text{pokud } v = 0 \text{ a } |F_a + F_r| \leq F_S \\ -F_S \operatorname{sign}(F_a + F_r) & \text{pokud } v = 0 \text{ a } |F_a + F_r| > F_S \end{cases} \quad (\text{B.2})$$

První řádek rovnice (B.2) reprezentuje třecí síly působící na ventil v pohybu. F_c je Coulombovo tření a vF_v reprezentuje viskózní tření závislé na rychlosti. Druhý a třetí řádek rovnice popisují tření u stojícího ventilu. F_S je hodnota max. statického tření. Pokud je překonána ventil se opět začne pohybovat.

Fyzikální modely dobře popisují tření v regulačních ventilech, jejich nevýhodou ale je velké množství parametrů, které lze jen velmi obtížně identifikovat.

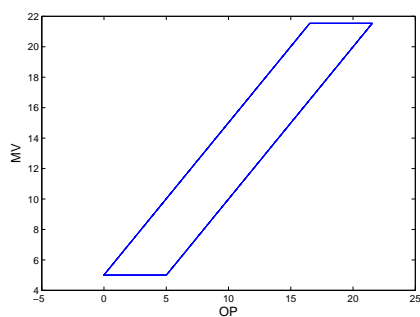


Obrázek B.4: Kanův model tření

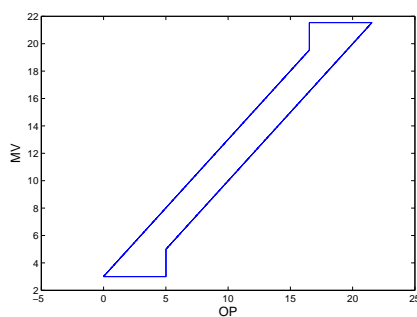
B.2 Parametrické modely tření

Další způsob popisu tření ve ventilech představují parametrické modely. Existují jedno, dvou i tříparametrové (přehled uveden v Garcia (2008)), v následujícím textu bude popsán dvouparametrový Kanův model Kano et al. (2004). Tento model využívá parametry S (statické tření) a J (prokluz), jejich význam je ilustrován na obr. B.2. Algoritmus výpočtu modelu je znázorněn na obr. B.4, výsledky z testování modelu pro různé hodnoty parametrů pak na obr. B.5.

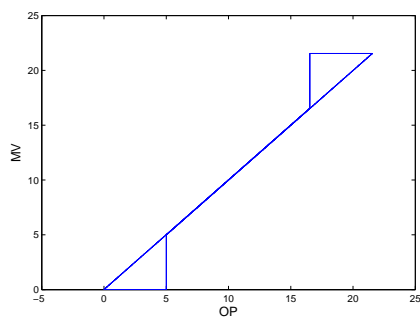
B. TŘENÍ V REG. VENTILECH



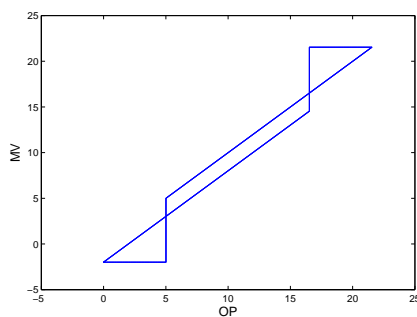
(a) $S=5, J=0$



(b) $S=5, J=2$



(c) $S=5, J=5$



(d) $S=5, J=7$

Obrázek B.5: Testování Kanova modelu tření pro různé parametry S a J

Příloha C

Přehled komerčních systémů pro monitorování regulačních smyček

C.1 Nástroje pro monitorování a analýzu řídicích smyček jako součást řídicího systému

Přední výrobci hardware a software pro automatizaci dodávají komplexní řídicí systémy, které mají často funkce umožňující monitorování kvality regulace. V této sekci je uveden jejich přehled se stručnou charakteristikou, kompletní přehled je uveden v tabulce C.1.

C.1.1 Rockwell Automation - RSLoop Optimizer

Firma Rockwell nabízí ke svým PLC Allen-Bradley mimo jiné i softwarový balík pro monitorování a analýzu řídicích smyček. Pomocí tohoto SW je možné provádět statistickou analýzu naměřených dat, zjišťovat interakce mezi jednotlivými smyčkami, diagnostikovat vadné ventily a prediktivně plánovat jejich údržbu. Dále je možné provádět oceňování regulačních smyček (k dispozici je několik jednoduchých indexů - např. index pohybu ventilů, index reverzací...) a přeladovat špatně nastavené PID regulátory.

C.1.2 ABB – Loop Performance Manager

Systém Loop Performance Manager od firmy ABB je zaměřený především na identifikaci a verifikaci modelů řízených systémů a návrh PID regulátorů. Diagnostika a oceňování řídicích smyček je zahrnuta spíše okrajově. Smyčky lze oceňovat pomocí základních kritérií (např. doba odregulování poruch, max. přeregulování, doba regulace, IAE, frekvenční odezva), viz Bonavita et al. (2004), Horch (2007) a Thornhill et al. (2006). Část diagnostických funkcí (např. detekce oscilací) je zabudovaná přímo v regulátorech.

C.1.3 Yokogawa – InsightSuiteAE

Také Yokogawa nabízí systém umožňující diagnostiku a monitorování řídicích smyček a dokonce i predikci jejich kvality v budoucnosti. Součástí systému je i detekce vadných ventilů (případně i jiných vadných součástí systému) a prediktivní údržba, viz obr. C.1.

C. PŘEHLED KOMERČNÍCH SYSTÉMŮ PRO MONITOROVÁNÍ REGULAČNÍCH SMYČEK



Obrázek C.1: Systém InsightSuiteAE

C.1.4 Honeywell – Loop Scout

Systém Loop Scout umožňuje monitorování regulačních smyček, detekci možných problémů a udělování priorit jednotlivým smyčkám. Data z provozu jsou přes internet odesílána na servery Honeywellu, kde jsou diagnostikovány; systém je vázaný hardware firmy Honeywell. Výsledky jsou porovnávány s rozsáhlou databází, je navrženo možné řešení problému. Systém dále obsahuje nástroj na ladění PID a nástroj na správu alarmů. Pro některé zákazníky může být problematické zpracování dat na cizích serverech.

C.2 Specializované systémy pro monitorování a analýzu řídicích smyček

Na trhu je několik systémů pro analýzu a optimalizaci řízení dodávaných nezávisle na výrobcích řídicích systémů. Jejich přehled je uveden v tabulkách C.1 a C.2.

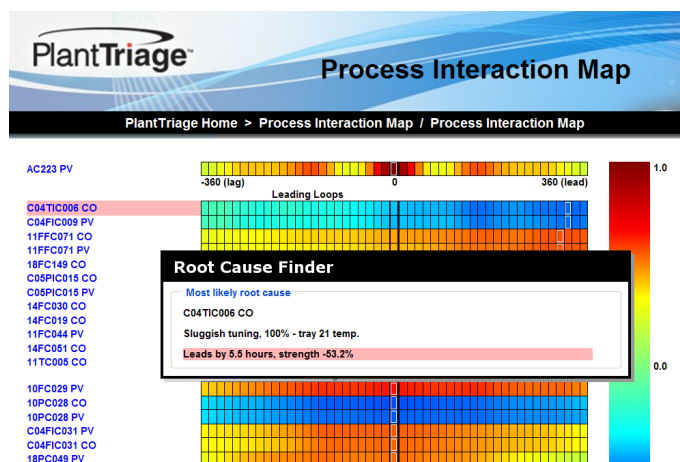
C.2.1 Expertune – Plant Triage

Systém pro diagnostiku, monitorování, nastavování řídicích smyček a správu alarmů, obr.C.2. Detekuje problematické řídicí smyčky, identifikuje zdroj problémů. Obsahuje také nástroj, který nalezne řídicí smyčky s největším vlivem na systém (ekonomickým, kvalitativním), pomocí kterého lze efektivně nastavit priority údržby. V systému jsou implementovány prakticky všechny jednoduché metody oceňování regulace, dále algoritmy pro detekci a diagnostiku oscilací a vadných ventilů. Dále systém umožňuje automatické nastavování PID regulátorů bez nutnosti zásahu obsluhy a umožňuje oceňování kvality MPC řízení. Systém spolupracuje s hardware (DCS, PLC i kompaktními regulátory) všech významných světových výrobců, sběr dat probíhá přes OPC. Data i analýzy mohou být dostupné i přes smartphone. Paulonis & Cox (2003)

C.2.2 Aspentech – AspenONE (PID Watch)

Firma Aspentech se svými produkty zaměřuje především na řídicí systémy pro chemický průmysl. AspenOne umožňuje modelování jednotlivých chemických procesů a návrh příslušných regulátorů a správu alarmů. Dále zajišťuje sběr dat a jejich následnou analýzu zaměřenou především na energetickou efektivitu celého procesu, kdy je možné ušetřit obrovské částky. Aspen PID Watch je systém zaměřený na oceňování kvality, modelování a nastavování řídicích smyček s PID regulátory. Metody oceňování kvality řízení nejsou specifikovány, pravděpodobně

C.2 Specializované systémy pro monitorování a analýzu řídicích smyček



Obrázek C.2: Příklad obrazovky systému Plant Triage

se jedná jen o jednoduché algoritmy. Dále má systém nástroje pro správné dimenzování a diagnostiku ventilů. Sběr dat probíhá přes OPC, data jsou dostupná i přes smartphone.

C.2.3 Honeywell – Control Performance monitor

Control Performance Monitor byl vyvinut firmou Matrikon. Systém odkoupila firma Honeywell, která pokračuje v jeho vývoji. Systém umožňuje monitorování, sběr dat a oceňování řídicích smyček. K oceňování kvality jsou používány jak jednoduché metody, tak metody založené na minimální varianci. Dále systém detekuje oscilace a provádí jejich základní diagnostiku, upozorňuje na pravděpodobné tření. Výsledky monitorování spolu s dopady jednotlivých smyček na celý řízený systém jsou zobrazovány v přehledném diagramu (viz obrázek) Shah et al. (2005). Dále je možné z nasbíraných dat identifikovat a modelovat řízené systémy a ladit PID, případně MPC regulátory. Umožňuje testování regulátorů v uzavřené smyčce. Přestože je systém vlastněn firmou Honeywell, je stále nezávislý na jejím hardwaru a umožňuje sběr dat přes OPC.

C.2.4 Control Station – PlantESP

Systém zaměřený na monitorování, diagnostiku a optimalizaci smyček s PID regulátory. Na základě online (případně i archivovaných) dat je prováděna analýza řízení. PlantESP oceňuje jednotlivé smyčky pomocí různých kritérií a tím umožňuje nalézt špatně nastavené PID regulátory. Z metod pro oceňování jsou zastoupeny především ty jednoduché, dále pak autokorelační funkce, metody pro detekci a diagnostiku oscilací (na základě frekvenčního spektra signálu - viz obr. C.4), viz Rice et al. (2010). Pro ladění PID je určen LOOP-PRO Product Suite, ladění probíhá na základě modelu vytvořeného z offline dat.

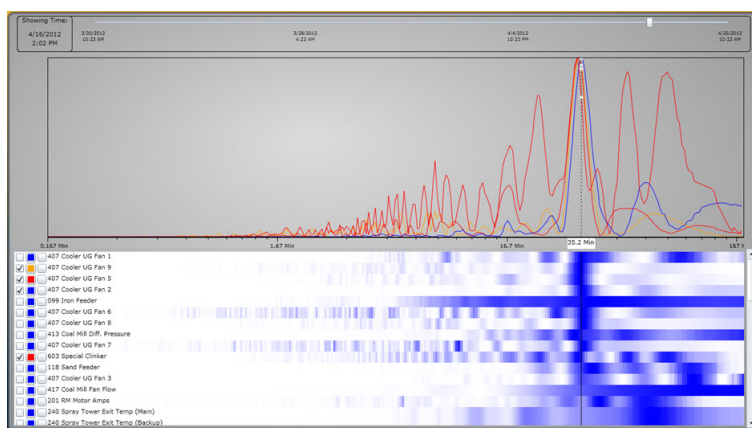
C.2.5 RoviSys – rCAAM

rCAAM monitoruje řízený systém a diagnostikuje jednotlivé řídicí smyčky. Používá jednoduché metody oceňování kvality řízení, umožňuje i detekci oscilací a vadných ventilů. Špatně nastavené PID regulátory je možné automaticky přeladit. Umožňuje sběr dat přes OPC.

C. PŘEHLED KOMERČNÍCH SYSTÉMŮ PRO MONITOROVÁNÍ REGULAČNÍCH SMYČEK

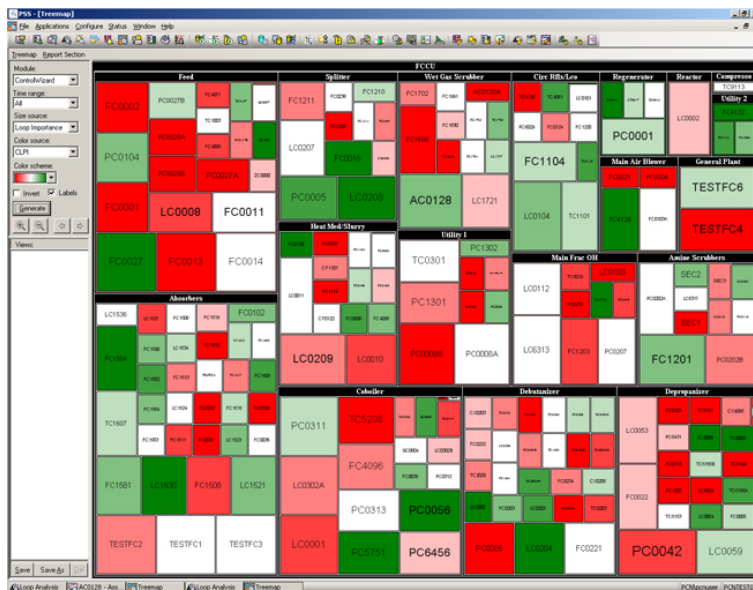


Obrázek C.3: Příklad obrazovky systému monitorování kvality řízení - Honeywell (Matrikon) Control Performance Monitor



Obrázek C.4: PlantESP, frekvenční analýza signálů

C.2 Specializované systémy pro monitorování a analýzu řídicích smyček



Obrázek C.5: PlantState Suite, přehledová obrazovka systému

C.2.6 PAS (Plant Automation Services) - PlantState Suite

PlantState Suite je nástroj pro analýzu, sběr dat a oceňování regulačních smyček. Na základě naměřených dat je možné modelování řízených systémů a následná simulace s navrhovaným regulátorem. Dále umožňuje analýzu regulační smyčky včetně detekce oscilací, vadných ventilů a špatně nastavených regulátorů (PID, MPC). Jednotlivé regulační smyčky řízeného systému je možné seřadit a přehledně zobrazit podle jejich (ekonomického) dopadu na systém a potenciálního zlepšení při přeladění regulátoru (obr. C.5). Pro oceňování a monitorování kvality řízení jsou implementovány metody založené na přechodové odezvě a další jednoduché metody. Dále Harrisův index a metody využívající korelační a spektrální analýzu. Součástí systému je i nástroj pro ladění PID. Sběr dat probíhá přes OPC.






C.2.7 Lambda Controls – Control Loop Assistant

Software pro analýzu naměřených dat — ta jsou získávána pomocí vlastního HW. Z naměřených dat je možné identifikovat model systému, na základě tohoto modelu se provádí návrh PID regulátoru. Systém také umožňuje detekci opotřebovaných ventilů a jejich diagnostiku.

C.2.8 ACT – TOPAS

Topas je softwarový nástroj pro analýzu naměřených dat, stejně jako u předchozích systémů jsou data využita k identifikaci řízeného systému. Pro takto identifikovaný model systému je možné navrhnout PID regulátor (jsou k dispozici různé metody návrhu), případně je navržena jiná, vhodná struktura řízení. Kromě klasického PID je možné navrhovat i Smithův prediktor, případně regulátory pro vícerozměrné systémy (do velikosti 4x4). Systému umožňuje jednoduchou analýzu regulačních smyček a ekonomických dopadů.

C. PŘEHLED KOMERČNÍCH SYSTÉMŮ PRO MONITOROVÁNÍ REGULAČNÍCH SMYČEK

Name: Final Element Report Date/Time: Date09-07-2010-Time13:57:34 Report Style: Loop Performance General Report					
Ordering Type: Site Based					
Loop	PIC-1051 EFB Inlet Pressure	PIC-1052 Cyclone Differential Pressure	PIC-1055 Inlet Pressure	PIC-1057 Cyclone Discharge Pressure	TIC-1059 Outlet Temperature
Loop Plugin(s)	HRS9 101 LP ECON INLET FLOW CNTL DMD_FESlats	1SQAACV1032DMD ACV-1032 DMD_FESlats	HRS9 101 HP DRUM LVL STARTUP ACV-1010 DMD_FESlats	HRS9 101 HP DRUM LVL MAIN ACV- 1009 DMD_FESlats	FUEL GAS SUPPLY PRESSURE VALVE_FESlats
ReportOrder	1	1	1	1	1
Valve Performance					
Valve Status	Stiction	Weak Stiction	Unknown	No Stiction	Weak Stiction
Stiction Size	67	12	-1	0	17
Stiction Index	25	64	55	23	62

Obrázek C.6: INTUNE+, příklad diagnostiky ventilů

C.2.9 ControlSoft – INTUNE+

INTUNE+ je software určený k monitorování a diagnostice smyček s PID regulátory. Pro jednotlivé smyčky je počítán index kvality, při špatné kvalitě regulace je možné automatické přeladění regulátoru. Systém automaticky detekuje problematické smyčky, provádí jejich diagnostiku a umožňuje určit příčinu jejich špatné funkce. Dále jsou vypočítávány ekonomické dopady jednotlivých smyček na celý provoz. Nástroj pro ladění PID je poměrně propracovaný, mimo jiné lze například ladit celou PID kaskádu najednou. Dále je v systému obsažen nástroj pro nastavování regulátorů pro vícerozměrné systémy a pro detekci opotřebovaných ventilů (viz obr. C.6).

C.2.10 Emerson Process management – DeltaV InSight, DeltaV Inspect

Systémy DeltaV InSight a Inspect počítají indexy kvality jednotlivých řídicích smyček, umožňují automatické přeladění špatně nastavených PID regulátorů. Jednotlivé nastavení se mohou simulačně ověřit. Dále je obsažena pokročilá správa alarmů.

C.2.11 PiControl Solutions – Apromon

Systém Apromon dokáže monitorovat regulační smyčky a oceňovat jejich kvalitu a detekovat oscilace. K oceňování je možné využít 25 kritérií (většinou založená na přechodové odezvě a spektrální analýze). U smyček se špatnou kvalitou regulace je možné automaticky přeladit příslušný PID regulátor. Dále je možné v řízeném systému diagnostikovat oscilace a špatně fungující ventily.

C.2.12 Process IT Development – ProLoop Control Loop Monitor

Systém zaměřený na diagnostiku regulačních smyček s PID regulátory. K oceňování kvality řízení jsou používána tři kritéria: integrální IE a IAE, dále pak absolutní variance výstupní veličiny. Při překročení předem nastavené meze kvality jsou generovány alarmy. Sběr dat probíhá přes OPC, případně u HW Honeywell je využít speciální SW plugin.

C.2.13 Control Arts – ControlMonitor, Model ID and PID Tuning

Control monitor je software pro monitorování řídicích smyček. K oceňování je možné využít různá kritéria – především je ale využíváno porovnávání variance výstupu s variancí výstupu

C.2 Specializované systémy pro monitorování a analýzu řídicích smyček

systemu s ideálně naladěným PI regulátorem. Dále jsou k dispozici metody využívající spektrální analýzu, vzájemnou korelaci a další, především jednoduché metriky. Systém umožňuje detekovat oscilace v systému a jejich zdroj, provádět statistickou analýzu, při špatné funkci řízení jsou generovány alarmy. Regulátory typu PID je možné nastavovat offline pomocí programu Model ID and PID Tuning.

Produkt	<i>RSLoop mizer</i>	<i>Opti- mizer</i>	<i>Loop formance Manager</i>	<i>Per- formance</i>	<i>InsightSuiteAE</i>	<i>Loop Scout</i>	<i>PlantTriage</i>	<i>AspenONE</i>	<i>Control formance monitor</i>	<i>Per- formance</i>	<i>PlantESP</i>	<i>rCAAM</i>
Výrobce	<i>Rockwell</i>		ABB		<i>Yokogawa</i>	<i>Honeywell</i>	Expertune	Aspentech	Honeywell		Control Station	RoviSys
Detekce zdroje oscilací	ne		ano			ano	ano	ne	ano		ne	ano
Detekce vadných ventilů	ano		ne		ano	ne	ano	ano	ano		ne	ano
Model systému z naměřených dat	ano		ano			ne	ano	ano	ano		ano	ne
Online/Offline analýza	online		offline		online	offline	offline	offline	offline/online		online	offline
Základní metody oceňování	ano		ano		ano	ano	ano	ano	ano		ano	ano
Pokročilé metody oceňování	ne		ne		?	?	ne ?	ne?	ne ?		ne ?	ne?
Statistická analýza	ano		ano		ne	ano	ne	ano	ne		ano	ano
Analýza dopadů na řízený systém	ne		ne		ne	ano	ano	ne	ano		ne	ne
Grafické zobrazení stavu smyček	ne		ne		ne	ne	ano	ano	ano		ano	ne
Správa alarmů	ne		ne		ano	ano	ano	ano	ano		ano	ne
Automatické ladění PID	ano		ano		ne	ano	ano	ano	ano		ano / offline	ano
Automatické ladění MPC	ne		ne		ne	ne	ano	ne	ano		ne	ne
Analýza interakce smyček	ano		ne		ne	ne	ano	ne	ne		ano	ne
Vázané na konkrétní HW	Allen-Bradley		ABB		Yokogawa	Honeywell	ne	ne	ne ?		ne	ne
Prediktivní údržba	ano (ventily)		ne		ano	ne	ano (ventily)	ne	ano		ne	ano
Komunikace	NetLynx		OPC				OPC	OPC	OPC		OPC	OPC
Vzdálená správa/vizualizace	ne		ano, web		ne	ne	ano, web, smartphone	ano, web, smartphone	ne		ne	ne

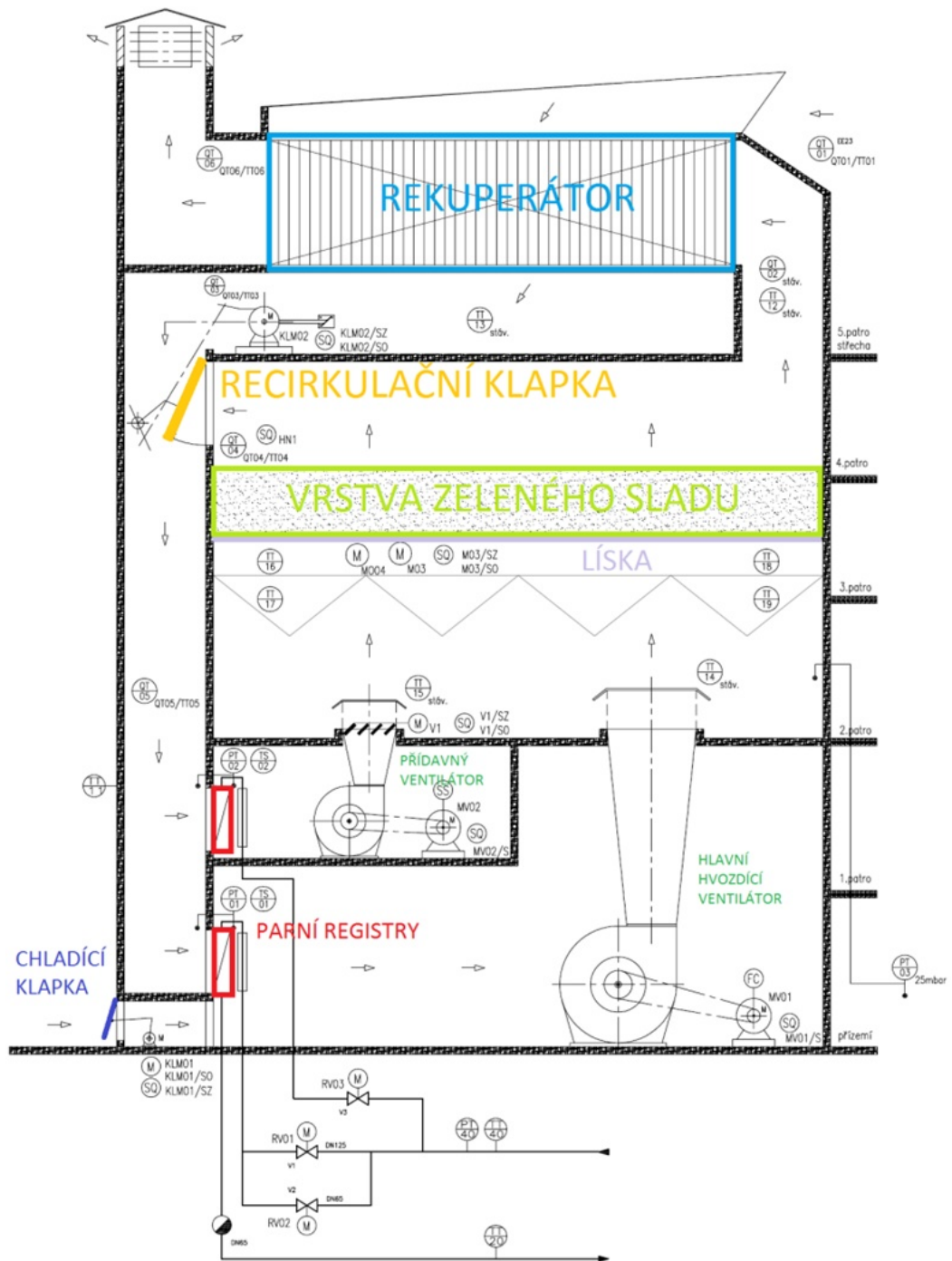
Tabulka C.1: Komerční systémy pro oceňování a monitorování kvality regulace, tabulka 1

Produkt	Loop Optimization Software	Control Assistant	Loop Protuner	TOPAS	INTUNE+	DeltaV	Apromon	ProLoop	Control Monitor
Výrobce	PAS	Lambda Controls	Techmation	ACT	ControlSoft	Emmerson Process management	PiControl Solutions	Process Development	IT Control Arts
Detekce zdroje oscilací	ano	ne	ne	ne	ne	ne	ano	ne	ano
Detekce vadných ventilů	ano	ano	ne	ne	ano	ne	ano	ne	ne
Model systému z naměřených dat	ano	ano	ano	ano	ano	ano	ano	ne	ano
Online/Offline analýza	offline	offline	ne	offline	online/offline	offline	online	online	online/offline
Základní metody oceňování	ano	ano ?	ne	ano?	ano	ano	ano	ano	ano
Pokročilé metody oceňování	ne?	ne	ne	ne	ano?	?	?	?	?
Statistická analýza	ano	ano	ano	ne	ne	ne	ne	ne	ne
Analýza dopadů na řízený systém	ne	ne	ne	ne	ne	ne	ne	ne	ano
Grafické zobrazení stavu smyček	ano	ne	ne	ne	ne	ne	ne	ne	ne
Správa alarmů	ano	ne	ne	ne	ne	ano	ne	ano	ano
Automatické ladění PID	ne	ano	ano?	ano	ano	ano	ano	ne	ano
Automatické ladění MPC	ne	ne	ne	ne	ne	ne	ne	ne	ne
Analýza interakce smyček	ne	ne	ne	omezeně	ne	ne	ne	ne	ne
Vázané na konkrétní HW	ne	vlastní HW	vlastní HW	ne	ne	ne	ne	ne	ne
Prediktivní údržba	ne	ne	ne	ne	ano (ventily)	ne	ne	ne	ne
Komunikace	OPC	-	OPC, DDE	OPC	OPC	OPC	OPC	OPC , Honeywell	OPC
Vzdálená správa/vizualizace	ne	ne	ne	ne	ne	ne	ne	ne	ne

Tabulka C.2: Komerční systémy pro oceňování a monitorování kvality regulace, tabulka 2

C. PŘEHLED KOMERČNÍCH SYSTÉMŮ PRO MONITOROVÁNÍ REGULAČNÍCH SMYČEK

Příloha D



Obrázek D.1: Schéma hvozdu, Plzeňský Prazdroj

D.

V některých příkladech byla pro ilustraci metod použita data získaná z procesu sušení sladu. Pro lepší pochopení významu testovacích jednotlivých dat je na obr. D.1 uvedeno schéma sušárny sladu – tzv. hvozdu, která je součástí sladovny v Plzeňském Prazdroji.

Příloha E

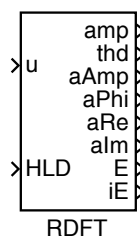
Uživatelský popis vyvinutých funkčních bloků

Algoritmy pro monitorování a oceňování kvality regulační smyčky, které byly vyvinuty v rámci této práce byly implementovány do řídicího systému REX v podobě funkčních bloků. V této kapitole je uveden jejich uživatelský popis.

E.1 RDFT – Vlečná diskrétní Fourierova transformace

Blok RDFT počítá diskrétní Fourierovu transformaci vstupního signálu pro základní frekvenci freq (a případně několik dalších) z posledních m vzorků vstupního signálu u , kde $m = n_{\text{per}} = \text{freq} \cdot T_s$, tj. z časového okna o délce odpovídající n_{per} periodám základní frekvence. Pokud je $n_{\text{harm}} > 0$, je počet vyčíslovaných vyšších harmonických frekvencí dán právě tímto parametrem. Pokud je $n_{\text{harm}} = 0$, další vyčíslované frekvence určuje vektorový parametr freq2 . Pro každou frekvenci se vyčísluje amplituda (výstup v_{Amp}), fáze (výstup v_{Phi}), reálná/kosinová složka (výstup v_{Re}) a imaginární/sinová složka (výstup v_{Im}). Výstupy bloku jsou vektorové, takže obsahují příslušné hodnoty pro všechny analyzované frekvence. Hodnoty pro jednotlivé frekvence se získají pomocí bloků VTOR.

Struktura bloku RDFT:



Vstupy:

u	analogový vstupní signál
HLD	pozastavení funkce bloku

E. UŽIVATELSKÝ POPIS VYVINUTÝCH FUNKČNÍCH BLOKŮ

Výstupy:

amp	amplituda základní frekvence (určená parametrem freq)
thd	celkové harmonické zkreslení, podíl základní a vyšších harmonických (jen pokud $nharm > 1$)
vAmp	vektor amplitud pro zadané frekvence
vPhi	vektor fázových posunů pro zadané frekvence
vRe	vektor reálných částí pro zadané frekvence
vIm	vektor imaginárních částí pro zadané frekvence
E	příznak chyby
iE	číslo chyby

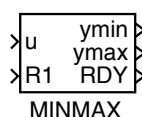
Parametry:

freq	základní frekvence
nper	počet period signálu na kterých provádět výpočet
nharm	počet monitorovaných harmonických frekvencí
ifrunit	jednotky pro frekvenci [Hz, rad/s]
iphunit	jednotky pro fázový posun [$^{\circ}$, rad]
freq2	vektor uživatelem definovaných frekvencí

E.2 MINMAX – maximum a minimum

Blok MINMAX vyhodnocuje minimum a maximum z posledních n vzorků vstupního signálu u . Pokud není k dispozici n vzorků, je nastaveno RDY = off a minimum a maximum se hledá mezi dostupnými vzorky

Struktura bloku MINMAX:



Vstupy:

u	vstupní signál
R1	reset bloku

Výstupy:

ymin	minimální hodnota veličiny u na daném běžícím okně
ymax	maximální hodnota veličiny u na daném běžícím okně
RDY	příznak připravenosti (buffer je naplněn)

Parametry:

n	počet prvků pro výpočet minima a maxima (délka bufferu)
---	---

Tento blok je poměrně univerzální, s největší pravděpodobností najde uplatnění i v jiných oblastech regulace, než je monitorování regulačních smyček. Přestože je samotný algoritmus poměrně jednoduchý, blok byl důkladně otestován.

E.3 EVAR – střední hodnota a směrodatná odchylka

Blok pro výpočet střední hodnoty a směrodatné odchylky vstupního signálu u na okně délky n (tedy za posledních n vzorků). Jedná se o rekurzivní algoritmus, který je stejně jako blok rDFT implementován pomocí dvou kruhových bufferů. Tím se eliminuje riziko kumulování numerických a zaokrouhlovacích chyb.

Struktura bloku EVAR:



Vstupy:

u vstupní signál

Výstupy:

μ střední hodnota veličiny u na daném běžícím okně

si směrodatná odchylka veličiny u na daném běžícím okně

Parametry:

n délka běžícího okna (n = počet posledních vzorků, ze kterých probíhá výpočet)

E.4 LPI – control Loop Performance Index

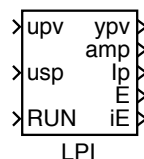
Blok LPI umožňuje monitorovat kvalitu řízení jedné regulační smyčky. Kvalita regulace je vyčíslena hodnotou I_p – indexem kvality regulace. Hodnota indexu kvality je vypočtena jako poměr aktuální hodnoty citlivostní funkce ku hodnotě referenční citlivostní funkce na zvolené frekvenci ω_d (viz obr. 1). Pro výpočet indexu jsou důležité parametry m_s - maximální hodnota citlivostní funkce (často je i návrhovým parametrem PID regulátoru) a f_a (Ω_a) – efektivní šířka pásma. To je frekvence, od které se systém přestává chovat lineárně; tuto hodnotu je nutné odhadnout nebo určit. Aktuální hodnota bodu citlivostní funkce se počítá pomocí algoritmu běžící diskrétní Fourierovy transformace. Do systému je nutné zavést harmonickou perturbaci s frekvencí f_d a amplitudou a_d .

Struktura bloku LPI:

Vstupy:

u_{pv} řízená veličina (vstup)

E. UŽIVATELSKÝ POPIS VYVINUTÝCH FUNKČNÍCH BLOKŮ



usp požadovaná hodnota (setpoint)
RUN aktivace bloku

Výstupy:

ypv řízená veličina (s přidaným perturbačním signálem)
amp amplituda citlivostní funkce na frekvenci ω_d
 I_p hodnota indexu kvality regulace
E příznak chyby
iE číslo chyby

Parametry:

ms maximální hodnota citlivostní funkce M_S
fa hodnota efektivní šířky pásma Ω_a
fd frekvence perturbačního signálu ω_d / frekvence měřeného bodu citlivostní funkce
ad amplituda perturbačního signálu
nper délka okna pro výpočet RDFT (v násobcích periody fd)
ifrunit jednotky frekvence [Hz, rad/s]

Doporučené nastavení parametrů bloku LPI

V následujícím textu jsou uvedeny doporučené postupy pro nastavení důležitých parametrů bloku LPI.

E.4.1 Efektivní šířka pásma Ω_a

Efektivní šířka pásma je jedním z nejdůležitějších parametrů algoritmu pro odhad indexu kvality řízení. Parametr Ω_a odhadnut na základě identifikační metody popsané v sekci 5.1.1, která je pak ilustrována na praktickém experimentu v sekci 8.3. Pro identifikaci Ω_a je nutné řízený systém vybudit (za pomoci relé) tak, aby na jeho výstupu byly oscilace. Pomocí bloku RDFT je analyzován výstupní signál, o tom, že frekvence Ω_a byla překročena se rozhoduje na základě činitele harmonického zkreslení, pokud $\text{THD} > 50$. Pokud tato podmínka není splněna, je před relé zařazen derivační článek, který zavede do systému fázový předstih a tím dojde ke zvýšení frekvence oscilací, Znovu se změří hodnota THD a v případě potřeby se experiment opakuje.

Maximum citlivostní funkce M_S

Pokud je před nasazením metody pro odhad kvality řízení použit v dané regulační smyčce algoritmus pro automatické naladění PID regulátoru popsáný v kapitole 5, je volba M_S prostá, protože tento parametr je zároveň návrhovým parametrem PID autotuneru.

E.4.2 Frekvence ω_d měřeného bodu citlivostní funkce $|S(j\omega_d)|$

Frekvenci ω_d je v každém případě nutno volit tak, aby platilo $\omega_d < \Omega_0$, kde Ω_0 je frekvence na které je referenční citlivostní funkce nulová. Vhodné je volit ω_d tak, aby $5\omega_d < \Omega_0$ nebo raději $10\omega_d < \Omega_0$. Volba vyšší frekvence ω_d umožní kratší dobu trvání experimentu. Na druhou stranu volba nižší ω_d je bezpečnější, protože v případě špatné kvality řízení bude měření $|S(j\omega_d)|$ probíhat v úseku citlivostní funkce, kde jsou poruchy potlačovány.

Protože určování frekvence ω_d pomocí Ω_0 není příliš přímočaré, je vhodnější využít rovnice (6.11) a (6.11) ω_d určit na základě parametrů Ω_a a M_S :

$$10\omega_d < \Omega_0 \doteq \frac{\Omega_a (\ln(M_S) M_S - M_S + 1)}{M_S \ln(M_S)} \quad (\text{E.1})$$

hodnotu parametru ω_d lze snadno vypočítat na základě vztahu (E.1). Například pokud bude $M_S = 1,4$ je vhodné volit $\omega_d < 0,015\Omega_a$.

Amplituda perturbačního signálu A_d

Volba amplitudy perturbací A_d souvisí s volbou frekvence perturbací ω_d . Na jednu stranu sice požadujeme, aby měly perturbace co nejmenší amplitudu. Na druhou stranu musí být amplituda A_d dostatečně velká, aby se po průchodu systémem (v případech, kdy $\omega_d < \Omega_0$ je utlumována regulátorem) neztratila v šumu.

E.5 RFI – Running frequency identification

Blok RFI (vlečná frekvenční identifikace) umožňuje neinvazivní identifikaci systému v uzavřené smyčce. S pomocí běžící Fourierovy transformace (RDFT) jsou odhadnuty amplitudy na vstupu a výstupu identifikovaného systému na předem zvolených frekvencích. Z těch jsou vypočítány body frekvenční charakteristiky a následně i model systému ve tvaru $P(s) = K \frac{e^{-Ds}}{(\tau s + 1)^n}$, $K, D, \tau, n \in \mathbb{R}^+$, případně mohou být vypočtena charakteristická čísla procesu – κ, μ, σ^2 a jeho řád n , který může být obecně neceločíselný.

K tomu, aby mohl být model systému identifikován, je nutné, aby byl systém na daných frekvencích dostatečně vybuzen (například šumem, poruchami, změnami požadované hodnoty). Blok proto obsahuje speciální algoritmus, který na základě odhadu chyby estimace a měření vybuzení vstupu systému v nepříznivých podmínkách zastaví odhad modelu. Tento algoritmus vyžaduje určitou apriorní informaci o systému – přibližnou časovou konstantu, statické zesílení a dopravní zpoždění.

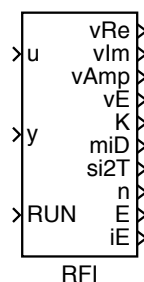
Na výstupech $v_{\text{Re}}, v_{\text{Im}}$ jsou reálné a imaginární složky bodů frekvenční charakteristiky identifikovaných na zadaných frekvencích freq . Blok umožňuje současně identifikovat až 16 bodů. Protože model systému ve formě přenosu je počítán jen ze dvou bodů frekvenční charakteristiky, jsou v případě zadání více bodů pro výpočet parametrů přenosu automaticky vybrány dva vhodné body. Identifikovaný model systému je možné využít pro zpřesnění výpočtu indexu kvality řízení blokem LPI nebo pro detekci změny systému.

Struktura bloku RFI:

Vstupy:

u vstup systému

E. UŽIVATELSKÝ POPIS VYVINUTÝCH FUNKČNÍCH BLOKŮ



y výstup systému
 RUN aktivace bloku

Výstupy:

vRe reálná část bodů frekvenční charakteristiky (vektorový výstup)
 vIm imaginární část bodů frekvenční charakteristiky (vektorový výstup)
 vAmp amplituda vstupního signálu (vektorový výstup)
 vEps chyba odhadu bodů frekvenční charakteristiky (vektorový výstup)
 K odhadnutý parametr (κ/K)
 muD odhadnutý parametr (μ/D)
 si2T odhadnutý parametr (σ^2/τ)
 n řád systému
 E příznak chyby
 iE číslo chyby

Parametry:

tau předpokládaná časová konstanta systému (pro výpočet chyby estimace)
 d předpokládané dopravní zpoždění systému (pro výpočet chyby estimace)
 kmax předpokládané maximální statické zesílení systému (pro výpočet chyby estimace)
 kmin předpokládané minimální statické zesílení systému (pro výpočet chyby estimace)
 eps mezní hodnota chyby
 alfa tolerance chyby
 omode typ odhadovaných parametrů
 1. κ, μ, σ^2
 2. K, D, τ, n
 3. $K, D, \tau, 1$
 4. $K, D, \tau, 2$
 5. $K, D, \tau, 3$
 ifrunit Jednotky pro frekvenci
 1. Hz
 2. $\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$
 xi tlumení filtru ξ
 nf velikost bufferu pro RDFT v násobcích periody nejnižší frekvence
 ntau předpokládaná délka impulsní posloupnosti v násobcích τ (pro výpočet chyby estimace)
 mmax velikost bufferu pro RDFT (ruční zadávání, umožňuje změnu za běhu)
 nmax délka impulsní posloupnosti (ruční zadávání, umožňuje změnu za běhu)

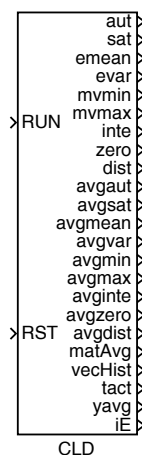
freq frekvence měřených bodů frekvenční charakteristiky

Doporučené nastavení parametrů bloku RFI

E.6 CLD – Control loop diagnostics

Blok CLD umožňuje diagnostiku regulační smyčky pomocí více jednoduchých a intuitivních inženýrských metod. Blok CLD je pomocí odkazu svázán s konkrétním regulátorem, v případě použití regulačního ventilu je sledováno i ovládání ventilu (blok SCUV). Pomocí bloku CLD je monitorován stav regulátoru (kolik procent času je regulátor v automatickém režimu a v saturaci), dále je počítána střední hodnota a rozptyl regulační odchylky $e(t)$. Pro kontrolu vhodně zvolené velikosti akčního členu je sledováno maximum a minimum výstupu regulátoru mv , dále je z mv počítán histogram – pokud histogram pokrývá pouze malou část rozsahu výstupu regulátoru, je pravděpodobně použit předdimenzovaný akční člen (např. ventil). Dále je pro ocenění kvality řízení možné využít standardní integrační kritéria (ISE, IAE, ITAE), jejichž výpočet se spouští při změně požadované hodnoty a trvá zvolený čas. U systémů, kde jako akční člen slouží ventil je počítán počet průchodů nulou a celková ujetá vzdálenost za zvolený čas.

Struktura bloku CLD:



Vstupy:

RUN aktivace bloku
RST reset bloku

Výstupy:

aut doba v automatickém režimu [%]
sat doba po kterou je výstup regulátoru v saturaci [%]
emean střední hodnota regulační odchylky
evar rozptyl regulační odchylky
mvmin minimální hodnota výstupu regulátoru

E. UŽIVATELSKÝ POPIS VYVINUTÝCH FUNKČNÍCH BLOKŮ

mvmax	maximální hodnota výstupu regulátoru
inte	hodnota integrálního kritéria
zero	počet průchodů nulou
dist	celková ujetá vzdálenost (ventilu)
avg*	průměry výše uvedených výstupů za zvolený čas
iE	číslo chyby

Parametry:

refPID	odkaz na diagnostikovaný PID regulátor
refSCU	odkaz na diagnostikovaný ventil
refPWM	odkaz na diagnostikované PWM
period	počet vzorků pro průměrování
iavg	mezní hodnota chyby
qmin	kvantil pro detekci minima
qmax	kvantil pro detekci maxima
dsp	min. změna sp pro aktivaci výpočtu integrálního kritéria
ti	délka čas. úseku pro výpočet integrálního kritéria
iitype	typ integrálního kritéria
	1. IAE
	2. ITAE
	3. ISE
	4. ITSE

Literatura

- Arjomandi, R. (2011). Statistical methods for control loop performance assessment. In *Communications, Computing and Control Applications (CCCA), 2011 International Conference on*, (pp. 1–6). 20, 42
- Åström, K. & Hägglund, T. (1984). Automatic tuning of simple regulators with specifications on phase and amplitude margins. *Automatica*, 20(5), 645 – 651. 38
- Åström, K. J. (1970). *Introduction to stochastic control theory*. Academic Press. 12, 28
- Balda, P. & Schlegel, M. (2012). Advanced pid control algorithms built into the rex control system. *Advances in PID Control*, 2(1), 465–470. 120
- Balda, P., Schlegel, M., & Štětina, M. (2005). Advanced control algorithms + simulink compatibility + real-time os = REX. (pp. 1–6)., Prague. IFAC. 120
- Bauer, M., Cox, J. W., Caveness, M. H., Downs, J. J., & Thornhill, N. F. (2007). Finding the direction of disturbance propagation in a chemical process using transfer entropy. *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, 15(1), 12–21. 50
- Bauer, M. & Craig, I. K. (2008). Economic assessment of advanced process control—a survey and framework. *Journal of Process Control*, 18(1), 2–18. 8
- Beall, J. (2010). Improving control valve performance. *Chemical Engineering*, 117(10), 41–45. 56
- Bezergianni, S. & Georgakis, C. (2000). Controller performance assessment based on minimum and open-loop output variance. *Control Engineering Practice*, 8(7), 791 – 797. 28
- Bezergianni, S. & Georgakis, C. (2003). Evaluation of controller performance—use of models derived by subspace identification. *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, 17(7-9), 527–552. 28
- Björklund, S. (2003). *A survey and comparison of time-delay estimation methods in linear systems*. PhD thesis, Linköpings universitet. 30
- Björklund, S. & Ljung, L. (2003). A review of time-delay estimation techniques. In *Decision and Control, 2003. Proceedings. 42nd IEEE Conference on*, volume 3, (pp. 2502–2507 Vol.3). 30
- Bonavita, N., Bovero, J. C., & Martini, R. (2004). Control loops: performance and diagnostics. In *Presented at: 48th ANIPLA Conference*, volume 14. 20, 35, 149

LITERATURA

- Bonavita, N., Bovero, J. C., Martini, R., & Lorenzo, L. D. (2006). Control performance monitoring: a data-driven approach. In *Process and Control System Performance Monitoring Workshop*. 20
- Boyd, S. P. & Barratt, C. H. (1991). *Linear controller design: limits of performance*. Prentice-Hall. 32
- Brisk, M. L. (2004). Process control: potential benefits and wasted opportunities. In *Control Conference, 2004. 5th Asian*, volume 1, (pp. 10–16 Vol.1). 20
- Brownjohn, J., Carden, E., Goddard, C., & Oudin, G. (2010). Real-time performance monitoring of tuned mass damper system for a 183m reinforced concrete chimney. *Journal of Wind Engineering and Industrial Aerodynamics*, 98(3), 169 – 179. 50
- Bulut, B., Uduchi, D., Ordys, A., & Grimble, M. (2001). Application of process control loop benchmarking to an oil production platform. In *American Control Conference, 2001. Proceedings of the 2001*, volume 3, (pp. 2003–2008 vol.3). 57
- Cano-Izquierdo, J.-M., Ibarrola, J., & Kroeger, M. (2012). Control loop performance assessment with a dynamic neuro-fuzzy model (dfasart). *Automation Science and Engineering, IEEE Transactions on*, 9(2), 377–389. 49
- Čech, M. (2008). *Návrh robustních regulátorů s omezenou strukturou pro systémy neceločíselného řádu*. Plzeň: Disertační práce, ZČU Plzeň. 65, 67
- Čech, M., Schlegel, M., & Reitinger, J. (2015). Fractional-order process simulator based on exact step response discretization. In *Proceedings of International Symposium on Advanced Control of Chemical Processes*, (pp. 865 – 870)., Whistler, British Columbia, Canada. IFAC. 67
- Charef, A., Sun, H., Tsao, Y., & Onaral, B. (1992). Fractal system as represented by singularity function. *IEEE Trans. on Automatic Control*, 37, 1465–1470. 67
- Choudhury, M. (2006). Troubleshooting plantwide oscillations using nonlinearity information. *Journal of Chemical Engineering*, 24(1), 50–60. 20, 53
- Choudhury, M. S., Jain, M., & Shah, S. L. (2008). Stiction – definition, modelling, detection and quantification. *Journal of Process Control*, 18(3–4), 232 – 243. 145
- Choudhury, M. S., Shah, S., & Thornhill, N. (2004). Diagnosis of poor control-loop performance using higher-order statistics. *Automatica*, 40(10), 1719 – 1728. 51
- Choudhury, M. S., Shah, S., Thornhill, N., & Shook, D. S. (2006). Automatic detection and quantification of stiction in control valves. *Control Engineering Practice*, 14(12), 1395 – 1412. 49, 51
- Choudhury, M. S., Thornhill, N., & Shah, S. (2005). Modelling valve stiction. *Control Engineering Practice*, 13(5), 641 – 658. 20, 145
- Cinar, A. & Undey, C. (1999). Statistical process and controller performance monitoring. a tutorial on current methods and future directions. In *American Control Conference, 1999. Proceedings of the 1999*, volume 4, (pp. 2625–2639 vol.4). 42

- Daneshwar, M. & Noh, N. (2012). Valve stiction in control loops - a survey on effective methods of detection and compensation. In *Control System, Computing and Engineering (ICCSCE), 2012 IEEE International Conference on*, (pp. 155–159). 20, 52
- de Souza L. Cuadros, M. A., Munaro, C. J., & Munareto, S. (2012). Improved stiction compensation in pneumatic control valves. *Computers & Chemical Engineering*, 38(0), 106 – 114. 56
- Desborough, L. & Harris, T. (1992). Performance assessment measures for univariate feedback control. *The Canadian Journal of Chemical Engineering*, 70(6), 1186–1197. 21, 23, 24, 25, 27
- Desborough, L. & Miller, R. (2002). Increasing customer value of industrial control performance monitoring - Honeywell's experience. In *Preprint of Chemical Process Control, CPC-6*, (pp. 153–186)., Tucson, Arizona. xi, 1, 4, 6, 7, 8
- Desborough, L., Nordh, P., & Miller, R. (2001). Control system – process out of control. *Industrial computing*, (4), 52–55. 6
- Elnaggar, A., Dumont, G., & Elshafei, A.-L. (1990). New method for delay estimation. In *Decision and Control, 1990., Proceedings of the 29th IEEE Conference on*, (pp. 1629–1630 vol.3). 30
- Elnaggar, A., Dumont, G., & Elshafei, A.-L. (1991). Delay estimation using variable regression. In *American Control Conference, 1991*, (pp. 2812–2817). 30
- Emmerson (2005). *CONTROL VALVE HANDBOOK*. Emmerson. 51
- Ender, D. B. (1993). Process control performance: Not as good as you think. *Control Engineering*, 40(10), 180–190. 6, 29
- EnTech (1998). Control valve dynamic specification. Technical report, Entech Control Inc. 51
- Eriksson, P.-G. & Isaksson, A. (1994). Some aspects of control loop performance monitoring. In *Control Applications, 1994., Proceedings of the Third IEEE Conference on*, (pp. 1029–1034 vol.2). 28
- Ettaleb, L. (1999). *Control Loop Performance Assessment and Oscillation Detection*. PhD thesis, The University of British Columbia. 30, 44
- Farenzena, M. & Trierweiler, J. O. (2010). Modified pi controller for stiction compensation. In *International Symposium on Dynamics and Control of Process Systems*. 56
- Ferretti, G., Maffezzoni, C., & Scattolini, R. (1991). Recursive estimation of time delay in sampled systems. *Automatica*, 27(4), 653 – 661. 30
- Forsman, K. & Stattin, A. (1999). A new criterion for detecting oscillations in control loops. In *European control conference*. xi, 45, 46
- Freudenberg, J. & Looze, D. (1985). Right half plane poles and zeros and design tradeoffs in feedback systems. *Automatic Control, IEEE Transactions on*, 30(6), 555–565. 16

LITERATURA

- Garcia, C. (2008). Comparison of friction models applied to a control valve. *Control Engineering Practice*, 16(10), 1231 – 1243. 20, 147
- Garcia, O. P., Tikkala, V.-M., Zakharov, A., & Jämsä-Jounela, S.-L. (2013). Integrated {FDD} system for valve stiction in a paperboard machine. *Control Engineering Practice*, 21(6), 818 – 828. 55, 57
- Ghraizi, R. A., Martínez, E. C., & De Prada, C. (2009). Control loop performance monitoring using the permutation entropy of error residuals. *Advanced Control of Chemical Processes*, 7(1), 494–499. 43
- Gomez, D., Becares, J., Janeiro, J. R., Gorostiaga, L., Baeyens, E., & Moya, E. J. (2011). Assessment of ziegler-nichols tuned loops using control performance monitoring indices. In *Emerging Technologies Factory Automation (ETFA), 2011 IEEE 16th Conference on*, (pp. 1–4). 28
- Gomez, D., Janeiro, J., Baeyens, E., & Moya, E. (2012). Performance monitoring of PID controllers through unfalsified control theory. In *Emerging Technologies Factory Automation (ETFA), 2012 IEEE 17th Conference on*, (pp. 1–7). 28
- Goradia, D. B., Lakshminarayanan, S., & Rangaiah, G. P. (2005). Attainment of PI achievable performance for linear SISO processes with deadtime by iterative tuning. *The Canadian Journal of Chemical Engineering*, 83(4), 723–736. 25
- Grimble, M. (2002a). Controller performance benchmarking and tuning using generalised minimum variance control. *Automatica*, 38(12), 2111 – 2119. 30
- Grimble, M. (2002b). Restricted structure controller tuning and performance assessment. *Control Theory and Applications, IEE Proceedings -*, 149(1), 8–16. 33
- Grimble, M. (2004). Integral minimum variance control and benchmarking. *Journal of Process Control*, 14(2), 177 – 191. 29
- Grimble, M. & Uduehi, D. (2001). Process control loop benchmarking and revenue optimization. In *American Control Conference, 2001. Proceedings of the 2001*, volume 6, (pp. 4313–4327 vol.6). 20, 30
- Grimble, M. J. (2006a). Design of generalized minimum variance controllers for nonlinear multivariable systems. *International Journal of Control, Automation and Systems*, 4(3), 281–292. 30
- Grimble, M. J. (2006b). *Robust industrial control systems: optimal design approach for polynomial systems*. John Wiley & Sons. 32
- Harris, T., Seppala, C., & Desborough, L. (1999). A review of performance monitoring and assessment techniques for univariate and multivariate control systems. *Journal of Process Control*, 9(1), 1 – 17. 20, 21, 27
- Harris, T. J. (1989). Assessment of control loop performance. *The Canadian Journal of Chemical Engineering*, 67(5), 856–861. 1, 19, 21

- Harris, T. J. & Seppala, C. T. (2002). Recent developments in controller performance monitoring and assessment techniques. In *AIChE Symposium Series*, (pp. 208–222). New York; American Institute of Chemical Engineers; 1998. 20
- Harrison, C. A. & Qin, S. J. (2004). Closed-loop time delay estimation of siso processes for control performance monitoring. In *IFAC Dynamics and Control of Process Systems*. 30
- Harrison, C. A. & Qin, S. J. (2009). Minimum variance performance map for constrained model predictive control. *Journal of Process Control*, 19(7), 1199 – 1204. 51
- He, Q. P., Wang, J., Pottmann, M., & Qin, S. J. (2007). A curve fitting method for detecting valve stiction in oscillating control loops. *Industrial & engineering chemistry research*, 46(13), 4549–4560. 55
- Hetthéssy, J. & Keviczky, L. (1977). Minimum variance control a review and outlook. *Electrical Engineering*, 21(1), 31–45. 12
- Hägglund, T. (1995). A control-loop performance monitor. *Control Engineering Practice*, 3(11), 1543 – 1551. 44
- Hägglund, T. (1999). Automatic detection of sluggish control loops. *Control Engineering Practice*, 7(12), 1505 – 1511. 37
- Hägglund, T. (2002). A friction compensator for pneumatic control valves. *Journal of Process Control*, 12(8), 897 – 904. 56
- Hägglund, T. (2005). Industrial implementation of on-line performance monitoring tools. *Control Engineering Practice*, 13(11), 1383 – 1390. 37, 44
- Hägglund, T. (2011). A shape-analysis approach for diagnosis of stiction in control valves. *Control Engineering Practice*, 19(8), 782 – 789. 55
- Hölttä, V. & Koivo, H. (2009). Quality index framework for plant-wide performance evaluation. *Journal of Process Control*, 19(7), 1143 – 1148. 51
- Hoo, K. A., Piovoso, M. J., Schnelle, P. D., & Rowan, D. A. (2003). Process and controller performance monitoring: overview with industrial applications. *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, 17(7-9), 635–662. 20
- Horch, A. (1999). A simple method for detection of stiction in control valves. *Control Engineering Practice*, 7(10), 1221 – 1231. 55
- Horch, A. (2000). *Condition Monitoring of Control Loops*. PhD thesis, KTH, Signals, Sensors and Systems. 19, 25, 29, 55
- Horch, A. (2006). Oscillation diagnosis in control loops – stiction and other causes. In *American Control Conference, 2006*, (pp. 2086 –2096). 20, 50, 51, 52
- Horch, A. (2007). A maintenance view on control performance monitoring. In *Control Applications, 2007. CCA 2007. IEEE International Conference on*, (pp. 849–854). 20, 55, 149

LITERATURA

- Horch, A. & Isaksson, A. J. (1999). A modified index for control performance assessment. *Journal of Process Control*, 9(6), 475 – 483. 29
- Howard, R. & Cooper, D. (2010). A novel pattern-based approach for diagnostic controller performance monitoring. *Control Engineering Practice*, 18(3), 279 – 288. 51
- Howard, R. & Cooper, D. J. (2009). Performance assessment of non-self-regulating controllers in a cogeneration power plant. *Applied Energy*, 86(10), 2121 – 2129. 51
- Huang, B. (1998). *Multivariate statistical methods for control loop performance assessment*. PhD thesis, University of Alberta. 25
- Huang, B. (2003). A pragmatic approach towards assessment of control loop performance. *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, 17(7-9), 589–608. 31, 32, 33
- Huang, B. & Kadali, R. (2008). *Dynamic modeling, predictive control and performance monitoring: A data-driven subspace approach*, volume 374. Springer. 20
- Huang, B. & Shah, S. L. (1998). Practical issues in multivariable feedback control performance assessment. *Journal of Process Control*, 8(5–6), 421 – 430. 29
- Huang, B. & Shah, S. L. (1999). *Performance assessment of control loops: theory and applications*. Springer. 20, 25, 31
- Hugo, A. J. (1999). Process controller performance monitoring and assessment. Technical report, Control Arts Inc. 20
- Hugo, A. J. (2006). Performance assessment of single-loop industrial controllers. *Journal of Process Control*, 16(8), 785 – 794. 20, 28
- Ingimundarson, A. (2003). *Dead-Time Compensation and Performance Monitoring in Process Control*. PhD thesis, Lund Institute of Technology. 25, 50
- Ingimundarson, A. (2006). Performance assessment using a normalized gradient. *Journal of Process Control*, 16(10), 1013 – 1020. 50
- Ingimundarson, A. & Hägglund, T. (2005). Closed-loop performance monitoring using loop tuning. *Journal of Process Control*, 15(2), 127 – 133. 50
- Jelali, M. (2006). An overview of control performance assessment technology and industrial applications. *Control Engineering Practice*, 14(5), 441 – 466. 20, 27
- Jelali, M. (2007). Performance assessment of control systems in rolling mills – application to strip thickness and flatness control. *Journal of Process Control*, 17(10), 805 – 816. 57
- Jelali, M. (2013). *Control Performance Management in Industrial Automation: Assessment, Diagnosis and Improvement of Control Loop Performance*. Advances in industrial control. Springer. 12, 19, 20, 21, 22, 25, 44, 52
- Jelali, M. & Huang, B. (2010). *Detection and diagnosis of stiction in control loops: state of the art and advanced methods*. Springer. 44, 52

- Jiang, H., Choudhury, M. S., & Shah, S. L. (2007). Detection and diagnosis of plant-wide oscillations from industrial data using the spectral envelope method. *Journal of Process Control*, 17(2), 143 – 155. 50
- Jämsä-Jounela, S.-L., Poikonen, R., Vatanski, N., & Rantala, A. (2003). Evaluation of control performance: methods, monitoring tool and applications in a flotation plant. *Minerals Engineering*, 16(11), 1069 – 1074. 55
- Julien, R. H., Foley, M. W., & Cluett, W. R. (2004). Performance assessment using a model predictive control benchmark. *Journal of Process Control*, 14(4), 441 – 456. 51
- Kadali, R. & Huang, B. (2002). Controller performance analysis with LQG benchmark obtained under closed loop conditions. *ISA Transactions*, 41(4), 521 – 537. 31
- Kano, M., Maruta, H., Kugemoto, H., & Shimizu, K. (2004). Practical model and detection algorithm for valve stiction. In *IFAC symposium on dynamics and control of process systems*, (pp. 5–7). 53, 55, 145, 147
- Kano, M. & Ogawa, M. (2010). The state of the art in chemical process control in japan: Good practice and questionnaire survey. *Journal of Process Control*, 20(9), 969 – 982. 8
- Karra, S. & Karim, M. N. (2009). Comprehensive methodology for detection and diagnosis of oscillatory control loops. *Control Engineering Practice*, 17(8), 939 – 956. 20, 44
- Ko, B.-S. & Edgar, T. (1998). Assessment of achievable PI control performance for linear processes with dead time. In *American Control Conference, 1998. Proceedings of the 1998*, volume 3, (pp. 1548–1552 vol.3). 28
- Ko, B.-S. & Edgar, T. F. (2004). PID control performance assessment: The single-loop case. *AIChE Journal*, 50(6), 1211–1218. 28
- Kozub, D. J. (2002). Controller performance monitoring and diagnosis. industrial perspective. In *Proc. 15th IFAC Triennial World Congress*. 20
- Kuehl, P. & Horch, A. (2005). Detection of sluggish control loops-experiences and improvements. *Control Engineering Practice*, 13(8), 1019 – 1025. 37
- Lee, K. H., Tamayo, E. C., & Huang, B. (2010). Industrial implementation of controller performance analysis technology. *Control Engineering Practice*, 18(2), 147 – 158. 57
- Li, Q., Whiteley, J., & Rhinehart, R. (2003). A relative performance monitor for process controllers. *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, 17(7-9), 685–708. 50
- Liu, H., Kim, M., Lim, J., & Yoo, C. (2010). Performance assessment of cascade control strategy in wastewater treatment process. In *Control Automation and Systems (ICCAS), 2010 International Conference on*, (pp. 696–701). 57
- Liu, Z., Gu, Y., & Xie, L. (2012). An improved LQG benchmark for MPC economic performance assessment and optimisation in process industry. *The Canadian Journal of Chemical Engineering*, 90(6), 1434–1441. 31, 51

LITERATURA

- Ljung, L. (1999). *System identification*. Wiley Online Library. 10
- Lynch, C. & Dumont, G. (1996). Control loop performance monitoring. *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, 4(2), 185–192. 25
- MacGregor, J. & Kourti, T. (1995). Statistical process control of multivariate processes. *Control Engineering Practice*, 3(3), 403 – 414. 43
- Majecki, P. & Grimble, M. J. (2004). Gmv and restricted-structure GMV controller performance assessment multivariable case. In *American Control Conference, 2004. Proceedings of the 2004*, volume 1, (pp. 697–702). IEEE. 30
- Maruta, H., Kano, M., Kugemoto, H., & Shimizu, K. (2004). Modeling and detection of stiction in pneumatic control valve. *TRANSACTIONS-SOCIETY OF INSTRUMENT AND CONTROL ENGINEERS*, 40, 825–833. 55
- Meng, Q., Gu, J., Zhong, Z., Ch, S., & Niu, Y. (2013). Control performance assessment and improvement with a new performance index. In *Control and Decision Conference (CCDC), 2013 25th Chinese*, (pp. 4081–4084). 29
- Miao, T. & Seborg, D. (1999). Automatic detection of excessively oscillatory feedback control loops. In *Control Applications, 1999. Proceedings of the 1999 IEEE International Conference on*, volume 1, (pp. 359–364 vol. 1). xi, 47
- Mohammad, M. A. & Huang, B. (2012). Compensation of control valve stiction through controller tuning. *Journal of Process Control*, 22(9), 1800 – 1819. 56
- Nikias, C. & Mendel, J. (1993). Signal processing with higher-order spectra. *Signal Processing Magazine, IEEE*, 10(3), 10–37. 51
- O’Connor, N. & O’Dwyer, A. (2004). Control loop performance assessment: a classification of methods. 34, 35
- Olkkonen, H. (1995). Running discrete fourier transform for time-frequency analysis of biomedical signals. *Medical Engineering & Physics*, 17(6), 455 – 458. 98
- Olsson, H. (1996). *Control systems with friction*. PhD thesis, Lund Institute of Technology. 145
- Ooi, S. K. & Weyer, E. (2011). Detection of oscillations in control loops in irrigation channels. *Control Engineering Practice*, 19(3), 311 – 319. 50
- Ordys, A., Uduehi, D., & Johnson, M. A. (2007). *Process control performance assessment: from theory to implementation*. Springer. 12, 20
- Paulonis, M. A. & Cox, J. W. (2003). A practical approach for large-scale controller performance assessment, diagnosis, and improvement. *Journal of Process Control*, 13(2), 155 – 168. xi, 6, 7, 57, 150
- Peterka, V. (1972). On steady state minimum variance control strategy. *Kybernetika*, 8(3), 219–232. 12

- Pour, N. D., Huang, B., & Shah, S. (2009). Consistency of noise covariance estimation in joint input–output closed-loop subspace identification with application in LQG benchmarking. *Journal of Process Control*, 19(10), 1649 – 1657. 31
- Pour, N. D., Huang, B., & Shah, S. (2010). Performance assessment of advanced supervisory–regulatory control systems with subspace {LQG} benchmark. *Automatica*, 46(8), 1363 – 1368. 31
- Qin, S. J. (1998). Control performance monitoring – a review and assessment. *Computers & Chemical Engineering*, 23(2), 173 – 186. 20
- Qin, S. J. (2012). Survey on data-driven industrial process monitoring and diagnosis. *Annual Reviews in Control*, 36(2), 220 – 234. 20
- Qin, S. J. & Yu, J. (2007). Recent developments in multivariable controller performance monitoring. *Journal of Process Control*, 17(3), 221 – 227. 20
- Recalde, L., Katebi, R., & Tauro, H. (2013). Pid based control performance assessment for rolling mills: A multiscale pca approach. In *Control Applications (CCA), 2013 IEEE International Conference on*, (pp. 1075–1080). 43, 57
- Rhinehart, R. (1995). A watchdog for controller performance monitoring. In *American Control Conference, Proceedings of the 1995*, volume 3, (pp. 2239–2240 vol.3). 30
- Rice, R. (2012). Monitoring controller performance and production reliability. Presentation. 7
- Rice, R. C., Rachelle, P., Jyringi, R., & Cooper, D. J. (2010). Performance monitoring fundamentals: Demystifying performance assessment techniques. 34, 151
- Rossi, M. & Scali, C. (2005). A comparison of techniques for automatic detection of stiction: simulation and application to industrial data. *Journal of Process Control*, 15(5), 505 – 514. 52
- Ruel, M. (1999). A simple method to determine control valve performance and its impacts on control loop performance. *TECHNICAL PAPERS-ISA*, 393, 301–310. 55
- Ruel, M. (2003). The conductor directs this orchestra. *InTech*, (6). 6
- Ruel, M. (2004). Tools to troubleshoot processes. *ISA*. 44
- Salahshoor, K., Karimi, I., Fazel, E., & Beitari, H. (2011). Practical design and implementation of a control loop performance assessment package in an industrial plant. In *Control Conference (CCC), 2011 30th Chinese*, (pp. 5888–5893). 50
- Salahshoor, K. & Khalil Arjomandi, R. (2010). Comparative evaluation of control loop performance assessment schemes in an industrial chemical process plant. In *Control and Decision Conference (CCDC), 2010 Chinese*, (pp. 2603–2608). 20
- Salsbury, T. I. (2005). A practical method for assessing the performance of control loops subject to random load changes. *Journal of Process Control*, 15(4), 393 – 405. 50

LITERATURA

- Salsbury, T. I. (2006). Control performance assessment for building automation systems. In *Energy Saving Control*, volume 1, (pp. 7–18). 50
- Salsbury, T. I. (2007). Continuous-time model identification for closed loop control performance assessment. *Control Engineering Practice*, 15(1), 109 – 121. 51
- Scali, C. & Farnesi, M. (2010). Implementation, parameters calibration and field validation of a closed loop performance monitoring system. *Annual Reviews in Control*, 34(2), 263 – 276. 55, 57
- Scali, C. & Ghelardoni, C. (2008). An improved qualitative shape analysis technique for automatic detection of valve stiction in flow control loops. *Control Engineering Practice*, 16(12), 1501 – 1508. 55
- Schlegel, M. (2000). *Nový přístup k robustnímu návrhu průmyslových regulátorů*. Habilitační práce, ZČU Plzeň. 65, 70
- Schlegel, M. (2008). Robustní identifikace procesů pro automatické ladění regulátorů. In *ARTEP*. 65, 68
- Schlegel, M., Balda, P., & Štětina, M. (2003). Robustní PID autotuner - momentová metoda. *Automatizace*, 4, 242–246. 65
- Schlegel, M. & Čech, M. (2005). Computing value sets from one point of frequency response with applications. In *Proceedings of IFAC World Congress 2005*, Prague, Czech Republic. 71
- Schlegel, M., Mertl, J., & Čech, M. (2003). Robustness region method for PID controller design. (pp. 574–577), Košice. Technical University. 74
- Schlegel, M., Skarda, R., & Cech, M. (2013). Running discrete fourier transform and its applications in control loop performance assessment. In *Process Control (PC), 2013 International Conference on*, (pp. 113–118). 55
- Schlegel, M. & Večerek, O. (2005). Robust design of Smith predictive controller for moment model set. In *Proceedings of IFAC 2005*, Prague, Czech Republic. 59, 61, 65
- Seborg, D. E., Mellichamp, D. A., Edgar, T. F., & Doyle III, F. J. (2004). *Process dynamics and control*. John Wiley & Sons. 20, 42
- Sendjaja, A. Y. & Kariwala, V. (2009). Achievable PID performance using sums of squares programming. *Journal of Process Control*, 19(6), 1061 – 1065. 28
- Shah, S., Mitchell, W., & Shook, D. (2005). Challenges in the detection, diagnosis and visualization controller performance data. In *Control Loop Assessment and Diagnosis, 2005. The IEE Seminar on (Ref. No. 2005/11008)*, (pp. 7–21). 20, 151
- Shardt, Y., Zhao, Y., Qi, F., Lee, K., Yu, X., Huang, B., & Shah, S. (2012). Determining the state of a process control system: Current trends and future challenges. *The Canadian Journal of Chemical Engineering*, 90(2), 217–245. 20
- Singhal, A. & Salsbury, T. I. (2005). A simple method for detecting valve stiction in oscillating control loops. *Journal of Process Control*, 15(4), 371 – 382. 55

- Sivagamasundari, S. & Sivakumar, D. (2012). A practical modelling approach for stiction in control valves. *Procedia Engineering*, 38(0), 3308 – 3317. 145
- Sivalingam, S. & Hovd, M. (2011). Controller performance monitoring and assessment. *Selected Topics on Constrained and Nonlinear Control*, 27. 35
- Skogestad, S. (2003). Simple analytic rules for model reduction and PID controller tuning. *Journal of Process Control*, 13(4), 291 – 309. 41
- Smith, R. & Doyle, J. (1993). Closed loop relay estimation of uncertainty bound for robust control models. In *IFAC World Congress*. 64
- Srinivasan, B. & Rengaswamy, R. (2012). Automatic oscillation detection and characterization in closed-loop systems. *Control Engineering Practice*, 20(8), 733 – 746. 50
- Srinivasan, R. & Rengaswamy, R. (2008). Approaches for efficient stiction compensation in process control valves. *Computers & Chemical Engineering*, 32(1–2), 218 – 229. 56
- Srinivasan, R., Rengaswamy, R., & Miller, R. (2007). A modified empirical mode decomposition (EMD) process for oscillation characterization in control loops. *Control Engineering Practice*, 15(9), 1135 – 1148. 50
- Stanfelj, N., Marlin, T. E., & Macgregor, J. (1991). Monitoring and diagnosing process control performance: The single-loop case. In *American Control Conference, 1991*, (pp. 2886–2892). 21
- Stein, G. (2003). Respect the unstable. *IEEE Control Systems Magazine*, 23(4), 12–25. 62
- Swanda, A. & Seborg, D. (1999). Controller performance assessment based on setpoint response data. In *American Control Conference, 1999. Proceedings of the 1999*, volume 6, (pp. 3863–3867 vol.6). 35, 36
- Taha, O., Dumont, G., & Davies, M. (1996). Detection and diagnosis of oscillations in control loops. In *Decision and Control, 1996., Proceedings of the 35th IEEE Conference on*, volume 3, (pp. 2432–2437 vol.3). 50
- Tan, W., Marquez, H., & Chen, T. (2012). Performance assessment for the water level control system in steam generator of the nuclear power plant. *Annals of Nuclear Energy*, 45(3), 94 – 105. 57
- Tangirala, A., Shah, S., & Thornhill, N. (2005). PSCMAP: A new tool for plant-wide oscillation detection. *Journal of Process Control*, 15(8), 931 – 941. 49
- Teck, T. W., Kiong, T. C., Samavedham, L., & Kariwala, V. (2007). Comparison of plant-wide oscillation detection methods. In *Control Applications, 2007. CCA 2007. IEEE International Conference on*, (pp. 964 –969). 50
- Thornhill, N. & Hägglund, T. (1997). Detection and diagnosis of oscillation in control loops. *Control Engineering Practice*, 5(10), 1343 – 1354. 44
- Thornhill, N., Horch, A., & Rode, M. (2006). Control loop performance assessment for power plants. In *Power Generation Control, 2006. The Institution of Engineering and Technology Seminar on*, (pp. 63–79). 149

LITERATURA

- Thornhill, N., Huang, B., & Zhang, H. (2003). Detection of multiple oscillations in control loops. *Journal of Process Control*, 13(1), 91 – 100. 44, 48, 49
- Thornhill, N., Oettinger, M., & Fedenczuk, P. (1999). Refinery-wide control loop performance assessment. *Journal of Process Control*, 9(2), 109–124. 27, 57
- Thornhill, N. F., Cox, J. W., & Paulonis, M. A. (2003). Diagnosis of plant-wide oscillation through data-driven analysis and process understanding. *Control Engineering Practice*, 11(12), 1481 – 1490. 50
- Thornhill, N. F. & Horch, A. (2007). Advances and new directions in plant-wide disturbance detection and diagnosis. *Control Engineering Practice*, 15(10), 1196 – 1206. 20, 44
- Thyagarajan, T., Yu, C.-C., & Huang, H.-P. (2003). Assessment of controller performance: a relay feedback approach. *Chemical Engineering Science*, 58(2), 497 – 512. 38, 40
- Torres, B. S., de Carvalho, F. B., de Oliveira Fonseca, M., & Seixas Filho, C. (2006). Performance assessment of control loops—case studies. In *IFAC ADCHEM, Gramado, Brasil*. 7
- Tsung, F. (2000). Statistical monitoring and diagnosis of automatic controlled processes using dynamic pca. *International Journal of Production Research*, 38(3), 625 – 637. 43
- Veronesi, M. & Visioli, A. (2008). A technique for abrupt load disturbance detection in process control systems. In *Proceedings 17th IFAC World Congress on Automatic Control*, (pp. 14900–14905). 45
- Veronesi, M. & Visioli, A. (2009). Performance assessment and retuning of pid controllers. *Industrial & Engineering Chemistry Research*, 48(5), 2616–2623. 41
- Veronesi, M. & Visioli, A. (2010a). An industrial application of a performance assessment and retuning technique for pi controllers. *ISA Transactions*, 49(2), 244 – 248. 41, 57
- Veronesi, M. & Visioli, A. (2010b). Performance assessment and retuning of PID controllers for integral processes. *Journal of Process Control*, 20(3), 261 – 269. 41
- Večerek, O. (2004). *Metody automatického návrhu robustních regulátorů pro procesy s dominantním dopravním zpožděním*. PhD thesis, ZČU Plzeň. 69
- Visioli, A. (2005). Assessment of tuning of PI controllers for self-regulating processes. In *Proc IFAC world congress*. 38
- Visioli, A. (2006). *Practical PID control*. Springer. 20, 40
- Wang, Y. & Wang, X. (2010). Performance assessment and monitoring of MPC with mismatch based on covariance benchmark. In *Intelligent Control and Automation (WCICA), 2010 8th World Congress on*, (pp. 3795–3800). 51
- Xia, C. & Howell, J. (2003). Loop status monitoring and fault localisation. *Journal of Process Control*, 13(7), 679 – 691. 51
- Xia, C. & Howell, J. (2005). Isolating multiple sources of plant-wide oscillations via independent component analysis. *Control Engineering Practice*, 13(8), 1027 – 1035. 50

- Xia, C., Howell, J., & Thornhill, N. F. (2005). Detecting and isolating multiple plant-wide oscillations via spectral independent component analysis. *Automatica*, 41(12), 2067 – 2075. 50
- Xie, L., Cong, Y., & Horch, A. (2013). An improved valve stiction simulation model based on {ISA} standard tests. *Control Engineering Practice*, 21(10), 1359 – 1368. 145
- Xu, Q., Zhao, C., Zhang, D., An, A., & Zhang, C. (2011). Data-driven lqg benchmarking for economic performance assessment of advanced process control systems. In *American Control Conference (ACC), 2011*, (pp. 5085–5090). 31
- Xu, Z., Zhan, C., & Zhang, S. (2009). A new non-invasive method for valve stiction detection using wavelet technology. *Journal of Electronics (China)*, 26(5), 673–680. 55
- Yamashita, Y. (2006). An automatic method for detection of valve stiction in process control loops. *Control Engineering Practice*, 14(5), 503 – 510. 54
- Yu, W., Wilson, D. I., & Young, B. R. (2012). A comparison of nonlinear control performance assessment techniques for nonlinear processes. *The Canadian Journal of Chemical Engineering*, 90(6), 1442–1449. 20
- Yu, Z., Wang, J., Huang, B., & Bi, Z. (2011). Performance assessment of PID control loops subject to setpoint changes. *Journal of Process Control*, 21(8), 1164 – 1171. 41
- Yuan, Q. & Lennox, B. (2009). Control performance assessment for multivariable systems based on a modified relative variance technique. *Journal of Process Control*, 19(3), 489 – 497. 28
- Yuan, Q., Lennox, B., & McEwan, M. (2009). Analysis of multivariable control performance assessment techniques. *Journal of Process Control*, 19(5), 751 – 760. 20
- Zakharov, A., Zattoni, E., Xie, L., Garcia, O. P., & Jämsä-Jounela, S.-L. (2013). An autonomous valve stiction detection system based on data characterization. *Control Engineering Practice*, 21(11), 1507 – 1518. 55
- Zang, X. & Howell, J. (2005). Isolating the root cause of propagated oscillations in process plants. *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, 19(4), 247–265. 50
- Zang, X. & Howell, J. (2006). The propagation of whole plant oscillations through a chemical process plant. *Journal of Process Control*, 16(9), 959 – 970. 50
- Zang, X. & Howell, J. (2007). Isolating the source of whole-plant oscillations through bi-amplitude ratio analysis. *Control Engineering Practice*, 15(1), 69 – 76. 50
- Zhao, C., Zhao, Y., Su, H., & Huang, B. (2009). Economic performance assessment of advanced process control with LQG benchmarking. *Journal of Process Control*, 19(4), 557 – 569. 31
- Zheng, Y., Qin, S. J., & Barham, M. (2012). Control performance monitoring of excessive oscillations of an offshore production facility. In *Proceedings of the 2012 IFAC Workshop on Automatic Control in Offshore Oil and Gas Production, Norwegian University of Science and Technology, Trondheim, Norway*. 50

LITERATURA

Zhou, M., Xie, L., Pan, H., & Wang, S. (2011). Performance assessment of pid controller with time-variant disturbance dynamics. In *Advanced Control of Industrial Processes (ADCO-NIP), 2011 International Symposium on*, (pp. 650–655). 33

Curriculum vitae

Radek Škarda se narodil v roce 1984 v Plzni. Vystudoval Fakultu aplikovaných věd Západočeské univerzity v Plzni, kde získal titul Bc. (2006) a Ing. (2008) v oboru Kybernetika a řídicí technika. Od roku 2006 se podílí na výzkumných a vývojových projektech řešených na katedře kybernetiky Západočeské univerzity v Plzni.

Seznam publikací autora

- [1] ŠKARDA, R., ČECH, M., SCHLEGEL, M. Simultaneous Control Loop Performance Assessment and Process Identification Based on Fractional Models. In Proceedings of 9th IFAC Symposium on Advanced Control of Chemical Processes ADCHEM 2015. IFAC, 2015. s. 859-864. ISSN: 2405-8963
- [2] SCHLEGEL, M., ŠKARDA, R., ČECH, M. Bode-Like Control Loop Performance Index Evaluated for a Class of Fractional-Order Processes. In IFAC Proceedings Volumes (IFAC-PapersOnline). Cape Town, South Africa: International Federation of Automatic Control, 2014. s. 10622-10627. ISBN: 978-3-902823-62-5, ISSN: 1474-6670
- [3] ŠKARDA, R., ČECH, M., SCHLEGEL, M. Minimally invasive control loop performance evaluation. In 2014 IEEE International Conference on Control Applications. Danvers, MA, USA: IEEE, 2014. s. 468-473. ISBN: 978-1-4799-7405-4
- [4] ŠKARDA, R. Systém pro monitorování včelstev s automatickou detekcí rojové nálady. In Sborník rozšířených abstraktů SVK FAV 2014. 2014. ISBN: 978-80-261-0365-3
- [5] SCHLEGEL, M., ŠKARDA, R., ČECH, M. Running discrete Fourier transform and its applications in control loop performance assessment. In Proceedings of the 2013 International Conference on Process Control, PC 2013. New York: IEEE, 2013. s. 113-118. ISBN: 978-1-4799-0927-8
- [6] GOUBEJ, M., SCHLEGEL, M., ŠKARDA, R. Mechatronic models for education - Robotic sea lion. IFAC Proceedings Volumes (IFAC-PapersOnline), 2011, roč. 18, č. 1, s. 1-6. ISSN: 1474-6670
- [7] ŠKARDA, R. Extremální řízení. ZČU, Plzeň : 2011, 71 s.
- [8] ŠKARDA, R., GOUBEJ, M. Self tuning algorithm for motion control applications using extremum seeking method. In 11th International Carpathian Control Conference. Eger, Hungary: REKATEL Bt., Miskolc, Hungary, 2010. s. 157-160. ISBN: 978-963-06-9289-2
- [9] GOUBEJ, M., ŠKARDA, R., SCHLEGEL, M. Input shaping filters for the control of electrical drive with flexible load. AT&P journal, 2009, č. 2, s. 116-121. ISSN: 1336-5010
- [10] GOUBEJ, M., ŠKARDA, R., SCHLEGEL, M. Input shaping filters for the control of electrical drive with flexible load. In Proceedings of the 17th International Conference on Process Control '09. Bratislava: Slovak University of Technology, 2009. s. 595-601. ISBN: 978-80-227-3081-5
- [11] GOUBEJ, M., ŠKARDA, R. Sliding mode controller for heating-cooling processes, testing results, MATEO Workshop, 2007

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto disertační práci vypracoval samostatně a výhradně s použitím citovaných pramenů, literatury a dalších odborných zdrojů. Disertační práce byla vypracována pod vedením Prof. Ing. Miloše Schlegela na Západočeské univerzitě v Plzni.

V Plzni dne

