

Západočeská univerzita v Plzni
Fakulta aplikovaných věd
Katedra kybernetiky

Diplomová práce

Vývoj metod pro diagnostiku komponent regulační smyčky

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem diplomovou práci vypracoval samostatně s použitím odborné literatury a pramenů, jejichž úplný seznam je její součástí.

V Plzni dne

.....

Bc. Jan Holub

Poděkování

Touto cestou bych chtěl poděkovat vedoucímu diplomové práce, panu Ing. Martinu Čechovi, Ph.D., za odborné vedení, poskytnuté rady a materiály potřebné pro řešení této práce. Dále bych rád poděkoval své rodině za podporu během studia.

Abstrakt

Diplomová práce se zabývá detekcí nelinearit a určováním příčin oscilací v regulačních smyčkách. Jejím cílem je nalezení vhodných metod a určení podmínek, za kterých budou metody korektně vyhodnocovat a detekovat příčiny oscilací. Podstatná je možnost využití těchto metod v reálném čase.

Práce prezentuje základní typy regulačních ventilů a také základní typy nelinearit, které se u ventilů vyskytují. Dále jsou uvedeny nejpoužívanější druhy modelů tření – Kanův model tření a Choudhuryho model tření. Nejvhodnější metodou pro detekování příčiny oscilací v reálném čase je metoda měření činitele harmonického zkreslení THD. Metoda byla implementována v programovém prostředí MATLAB/Simulink pro otestování předpokládané funkčnosti, a poté využita při vývoji HIL simulátoru.

Klíčová slova

THD, tření, oblast necitlivosti, MATLAB, Simulink, regulační ventil, detekce, oscilace, HIL simulátor

Abstract

The thesis gives an overview of detection of nonlinearities and determines the cause of oscillations in control loops. It provides a searching for suitable methods and determines conditions for correct evaluation and detection of the oscillations causes. An important aspect is the possibility of using these methods in real time.

The basic types of control valves and basic types of nonlinearities of control valves are presented. Kano's stiction model and Choudhury's stiction model are considered. The most suitable method for detecting the causes oscillations in real-time is the total harmonic distortion (THD) measurement. The method has been implemented in the MATLAB/Simulink software to test the functionality (prove the concept) and then used in the HIL simulator development.

Keywords

THD, stiction, deadband, MATLAB, Simulink, control valve, detection, oscillation, HIL simulator

Obsah

1	Úvod	2
2	Přehled nelinearit v regulačních ventilech	4
2.1	Druhy regulačních ventilů	4
2.2	Tření v regulačních ventilech	5
2.3	Fyzikální model tření	7
2.4	Parametrické modely tření (Data-driven modely)	7
2.4.1	Jednparametrový model tření	8
2.4.2	Dvouparametrové modely tření	8
2.5	Invazivní metody pro detekci tření ve ventilech	8
3	Detekce oscilací	11
3.1	Detekce oscilací využívající IAE	11
3.2	Detekce oscilací využívající IAE pro nesymetrické oscilace	13
3.3	Detekce oscilací využívající výkonové spektrální hustoty	14
3.4	Detekce oscilací pomocí činitele útlumu autokorelační funkce	15
3.5	Detekce oscilací pomocí pravidelnosti průchodů nulou	17
3.6	Detekce oscilací pomocí autokovarianční funkce	18
3.7	Detekce oscilací v rozsáhlých systémech	18
3.8	Další metody pro detekci a diagnostiku oscilací	19
4	Metody detekce druhu/příčiny oscilací	20
4.1	Detekce nelinearit	20
4.1.1	Bispektrum a bikoherence	20
4.1.2	Index negaussovskosti	20
4.1.3	Index nonlinearity	21
4.1.4	Celkový index nonlinearity	21
4.1.5	Poměr biamplitud	22
4.2	Detekce tření v regulačních ventilech	22
4.2.1	Detekce tření pomocí analýzy tvaru OP-MV, OP-PV diagramů	23
4.2.2	Detekce tření pomocí metody vzájemné korelace	26
4.2.3	Další metody pro detekci tření ve ventilech	26
4.2.4	Kompenzace tření ve ventilech	27
4.3	Detekce pomocí časo-frekvenčních metod	27
4.3.1	Krátkodobá Fourierova transformace	27
4.3.2	Hilbert-Huangova transformace	28
4.3.3	Další metody časo-frekvenční analýzy	31

4.4	Detekce pomocí metody měření THD	31
5	Implementace metody měření THD	33
5.1	Implementace modelu tření	33
5.2	Výpočet THD pomocí bloku RDFT	35
5.3	Množina testovaných systémů	36
5.4	Simulační testování implementované metody	39
5.4.1	Simulační schéma	39
5.4.2	Simulační proces	41
5.4.3	Výsledky simulačního procesu	44
5.4.4	Oscilace vzniklé harmonickou poruchou nebo agresivním regulátorem	48
5.5	Možnosti využití a kombinování testovaných metod	49
5.6	Implementace metody na HIL simulátoru	50
6	Závěr	53
	Seznam obrázků	59
	Seznam tabulek	61
A	Algoritmy modelů tření	63
A.1	Algoritmus jednoparametrového modelu tření	63
A.2	Algoritmus Kanova modelu tření	64
B	Závislosti THD měřených signálů nezatížených šumem	66
C	Závislosti THD měřených signálů zatížených šumem	74

Seznam použitých zkratek

Zkratka	Význam
ACF	Autokorelační funkce (Autocorrelation function)
DFT	Diskrétní Fourierova transformace (Discrete Fourier transform)
EMD	Přesná modální dekompozice (Exact Modal Decomposition)
EWMA	Exponenciálně vážený klouzavý průměr (Exponentially Weighted Moving Average)
HHT	Hilbert-Huangova transformace (Hilbert-Huang transform)
HIL	Hardware v regulační smyčce (Hardware in the loop)
IAE	Kritérium absolutní regulační plochy (Integral absolute error)
IMF	Vlastní modální funkce (Intrinsic Mode Function)
IO	Celočíselný řád (Integer order)
MATLAB	Programové prostředí (Matrix laboratory)
MV	Signál řídicí veličiny (Manipulating variable)
NGI	Index negausovosti (Non-gaussian index)
NLI	Index nelinearity (Nonlinearity index)
OP	Výstupní signál regulátoru (Controller output)
PSCI	Index korelace spektrálního výkonu (Power spectral correlation index)
PSCMAP	Mapa korelací spektrálních výkonů (Power spectral correlation map)
PV	Signál výstupu systému (Process variable)
THD	Činitel harmonického zkreslení (Total harmonic distortion)
TNLI	Celkový index nelinearity (Total nonlinearity index)

1 Úvod

Cílem diplomové práce je nalezení a implementace vhodných metod, které budou schopny detekovat nelinearity a určovat příčiny oscilací v regulačních smyčkách. Renomované studie odhadují, že až 70% regulačních smyček nepracuje efektivně z různých důvodů ([1] a [21]). Regulátory často pracují s přednastavenými parametry, či dokonce v manuálním režimu [56]. Jedním z typických důsledků je pak výskyt oscilací, které způsobují snížení kvality regulace [29]. Častou příčinou oscilací jsou nelinearity vyskytující se v regulační smyčce [52]. Oscilace mohou být způsobeny i agresivně nastaveným regulátorem nebo vnější poruchou. Spolehlivé metody musí být schopny rozpoznat přítomnost oscilací a také jejich příčinu, viz [53], [43], [25]. Po správném zjištění příčiny je možné problém eliminovat a dosáhnout tak vyšší kvality řízení.

Tření je nežádoucí jev způsobený pohyblivými mechanickými částmi jednotlivých komponent řídicího systému (ložiska, pneumatické členy, hydraulické členy, ventily, brzdy, atd.). Tímto problémem se zabývají články [7], [51], [32]. V některých systémech je tření důležitým aspektem, jehož detailní znalost by umožnila zvýšení bezpečnosti a zlepšení řídicích mechanismů. Typickým příkladem jsou systémy sloužící proti zablokování brzdových systémů, které upravují brzdovou sílu tak, aby bylo dosaženo co nejlepšího a nejbezpečnějšího brzdného účinku. Konstrukce anti-blokujících systémů jsou v dnešní době navrhovány pouze heuristicky. Při lepších znalostech vlastností tření za různých podmínek, jako například typ povrchu vozovky, by bylo možné navrhovat mnohem bezpečnější anti-blokové systémy. Znalost konkrétních hodnot tření při různých rychlostech pohybu v robotickém průmyslu je zásadní pro docílení vysoké přesnosti polohování, která je vyžadována u náročných aplikací. Podrobnější popis výskytu tření nalazneme v [41] a [56].

Tato práce se zaměřuje speciálně na řízení technologických procesů (process control). Zde bývá regulační ventil jediným mechanicky pohyblivým prvkem regulační smyčky, a proto se budeme dále zabývat třením vyskytujícím se v regulačních ventilech. Tření ve ventilu je možno detekovat dvěma způsoby. Pokud chceme tření detekovat spolehlivě, je zapotřebí využít invazivních metod [56]. Tyto metody jsou však časově náročné a musejí se provádět na odpojeném ventilu, kdy je celý proces odstaven. Odstavení procesu je z ekonomického hlediska extrémně nevýhodné, a proto je v dnešní době výrazná poptávka po vývoji a implementaci neinvazivních metod, které pracují s daty získanými za běhu výrobního procesu. Dle některých studií (např. [4]) je až 30% špatně fungujících regulačních smyček způsobeno vadným ventilem. Metody pro detekci vadného ventilu tak mohou být klíčové pro zlepšení kvality regulace.

Samotná práce je rozdělena do několika kapitol. První kapitolu tvoří úvodní seznámení s problémem výskytu nelinearit v procesním řízení. V druhé kapitole nalezneme stručný popis ventilů využívaných v řízení procesů (podrobněji v [14]) společně s druhy nelinearit, které se u regulačních ventilů vyskytují. Nalezneme zde přehled dvou základních typů modelů tření – fyzikální a parametrický. Modelováním tření se zabývají i publikace [41], [33], [10], [7], [55], [70], [29] a [51].

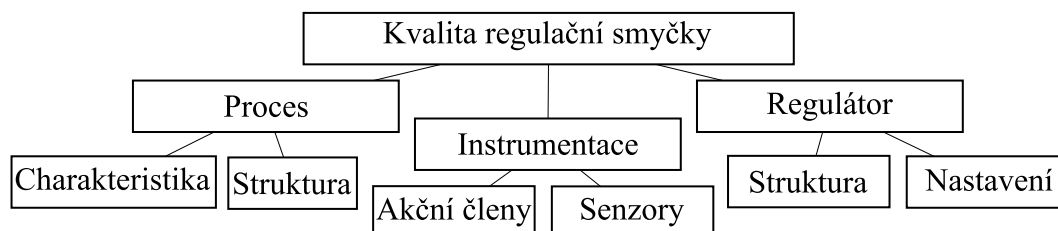
Před určením samotné příčiny oscilací je zapotřebí určit, zda se oscilace v regulačním obvodu vyskytují a případně na jaké dominantní frekvenci. K tomuto účelu bylo navrženo velké množství metod, které jsou popsány v [22], [29], [66], [36] a [16]. Ve třetí kapitole je proveden popis některých vybraných metod, které se využívají nejčastěji. Po detekování

oscilací je zapotřebí určit jejich příčinu, viz [29], [28], [25] a [9]. Přehled těchto metod společně s podmínkami, za kterých se dají využít, nalezneme ve čtvrté kapitole. V kapitolách 2, 3 a 4 byly použity rešeršní práce provedené dříve v rámci projektu TA02010152 „Metody detekce oscilací a nelinearit“, viz [34] a [35].

Pátá kapitola popisuje vlastní výsledky autorovy práce. Zabývá se implementací originální metody měření činitele harmonického zkreslení (THD), která je založena na běžící Fourierově transformaci. Je zde popsána také implementace modelu tření. Metoda je testována v programovém prostředí MATLAB a jeho nadstavbě Simulink. Pomocí simulací byly vykresleny grafy znázorňující vývoj hodnoty THD v závislosti na změnách parametrů modelu tření. Získané hodnoty THD byly následně porovnány s hodnotami odpovídajícími oscilacím, které byly způsobeny použitím agresivního regulátoru či vnější harmonické poruchy. Testované metody byly v závěru implementovány na HIL (Hardware In the Loop) simulátoru, na kterém byla ověřena jejich funkčnost. V závěrečné kapitole nalezneme stručné shrnutí použitých metod a možnosti jejich využití.

2 Přehled nelinearit v regulačních ventilech

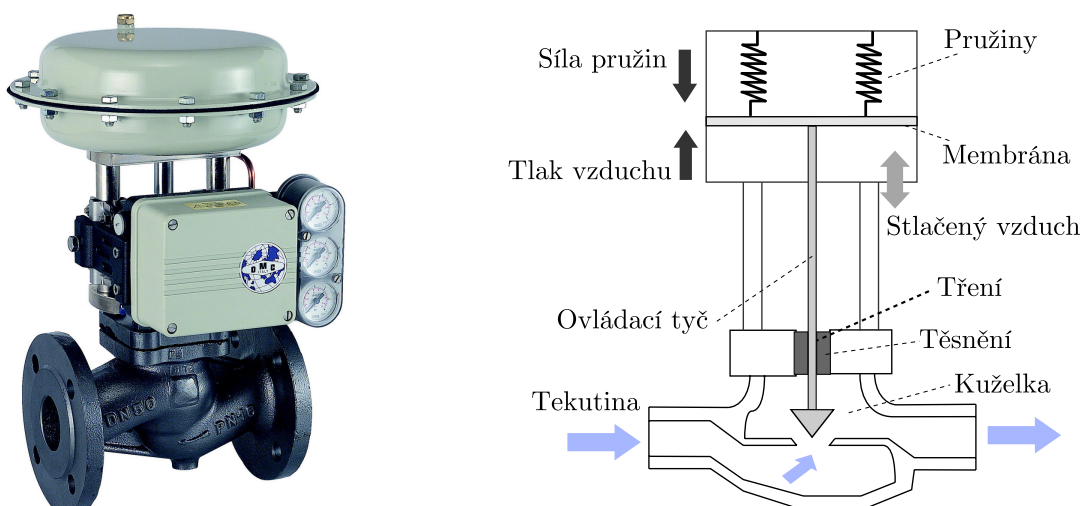
Kvalita regulačních smyček přímo ovlivňuje celkovou ekonomickou efektivitu provozu i kvalitu výstupů. Zdůrazněme, že i při správném počátečním nastavení parametrů regulátorů (což není vždy splněno) se kvalita řízení působením různých vlivů zhoršuje. Ta je ovlivňována prakticky všemi částmi systému – viz Obr. 2.1.



Obrázek 2.1: Dekompozice procesu z hlediska vlivu na kvalitu řízení.

2.1 Druhy 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 opotřebení nebo špatně zvolené velikosti velmi častým důvodem zhoršení kvality řízení. Porucha nebo opotřebení ventilu vede často k jeho nelineárnímu chování (díky nadměrnému tření) a to následně způsobuje oscilace řízené veličiny, které se mohou šířit celým systémem [15]. Proto je metodám pro diagnostiku regulačních ventilů věnována velká pozornost. Tato problematika velmi úzce souvisí s oceňováním kvality řízení, je ale velmi rozsáhlá. Proto bude v této kapitole popsána velmi stručně.

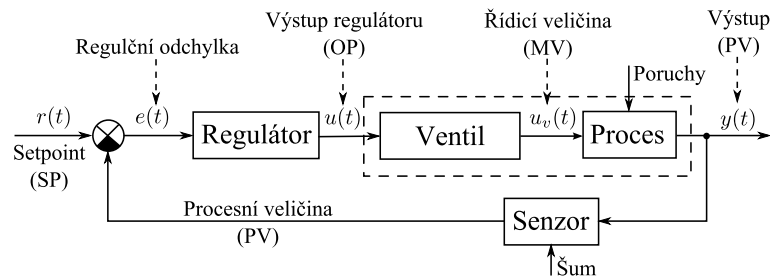


Obrázek 2.2: Pneumatický ventil a jeho schéma

Existuje mnoho druhů regulačních ventilů (pneumatický, mechanický, hydraulický, elektromechanický, atd.). Podrobný popis ventilů nalezneme v [14]. Na Obr. 2.2 je zobra-

zen 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 opotřebení 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 problematické. Takovýto ventil často začne trvale oscilovat a tyto oscilace se mohou šířit celým systémem. Typické zapojení ventilu v regulační smyčce je na Obr. 2.3.

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, nařídít jeho výměnu nebo přejít na ruční řízení (velmi nepraktické, ale bohužel běžné).



Obrázek 2.3: Schéma jednoduché regulační smyčky s ventilem.

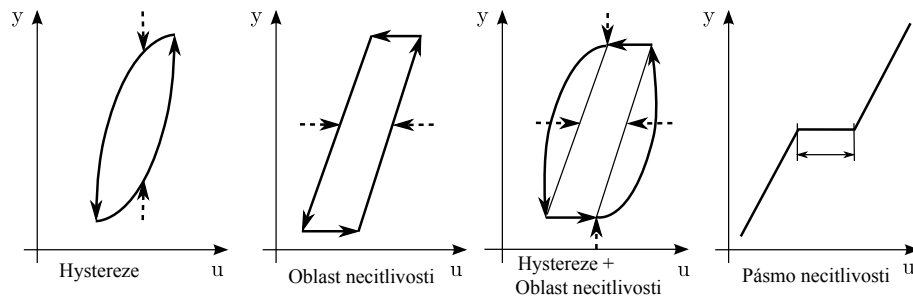
V reálných obvodech je možné se setkat s problémem nelineárního průtoku kapaliny ventilem, přestože je jeho řízení ovládající polohu ovládací tyče lineární. Nelinearita průtoku při změně polohy tyče souvisí se změnou tlaku, který nastane, a také s fyzikálními vlastnostmi konkrétního média. Detailní popis tohoto problému nalezneme v [56]. Nelineární změny průtoku jsou opět příčinou nežádoucích oscilací. Některé regulační ventily umožňují volit z několika přednastavených závislosti řídicí veličiny na průtoku tak, aby byla změna průtoku kapaliny lineární. Zvolené nastavení nemění přirozené chování řízené kapaliny, ale pouze upravuje polohu ovládací tyče tak, aby bylo dosaženo požadované výstupní hodnoty. Charakteristika závislosti řízení ovládání polohy tyče a průtoku kapaliny se mění v závislosti na obvodu, do kterého byl regulační ventil nainstalován. Může tedy nastat situace, že žádný z přednastavených módů nebude vhodný. Z tohoto důvodu byly navrženy regulační ventily, které upravují přednastavené módy podle aktuálního chování ventilu tak, aby bylo výstupní chování lineární.

V následujícím textu budeme předpokládat, že je obvod navržen tak, aby při lineární změně řízení ventilu docházelo i k lineární změně průtoku kapaliny.

2.2 Tření v regulačních ventilech

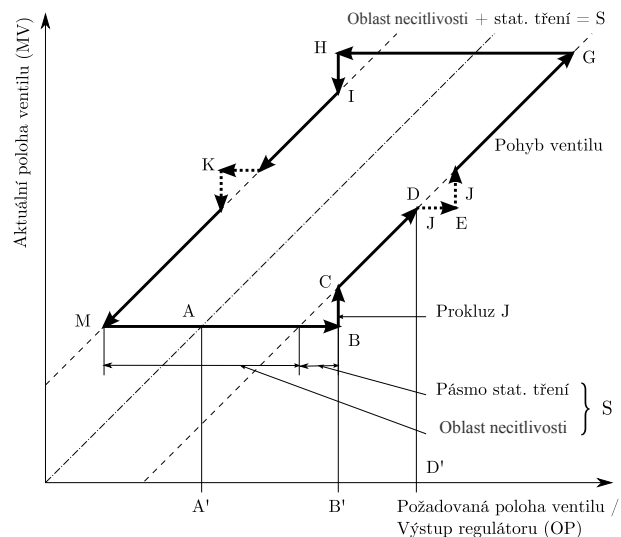
Jak již bylo zmíněno výše, tření představuje vážný problém. Jeho vlivem dochází k nelineárnímu chování ventilu. Na Obr. 2.4 jsou zobrazeny nejběžnější typy nelinearit

vyskytujících se u regulačních ventilů.



Obrázek 2.4: Nelinearity vyskytující se u regulačních ventilů.

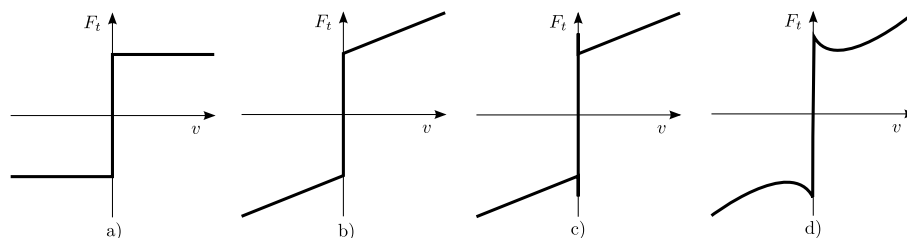
Na Obr. 2.5 je znázorněn případ nelineárního chování, které se často vyskytuje u pneumatických ventilů. Je zde patrný výskyt oblasti necitlivosti společně se statickým třením, jenž má pravděpodobně největší vliv na vznik oscilací. Statické tření (stiction) se projevuje při rozjždění ventilu nebo při velmi malých rychlostech. Tato problematika je přehledně popsána v [7].



Obrázek 2.5: Závislost polohy ventilu na požadované poloze u ventilu zatíženého třením.

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. Po překročení intervalu A'B' dojde v bodě B k přemnožení 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. 2.6). Význam popisů jednotlivých os je popsán v 2.3. Nejpresnější ze standardně používaných je Stribeckův model tření



Obrázek 2.6: Obecně používané modely tření.

(Obr. 2.6 (d)). Na Obr. 2.6 (a) je znázorněno Coloumbovo tření. Spojení Coloumbova tření a viskózního tření je patrné na Obr. 2.6 (b). Poslední model (Obr. 2.6 (c)) je tvořen statickým třením, Coloumbovým třením a třením viskózním. Bohužel problém identifikace tření je poměrně složitý problém. Modelováním tření vyskytujícího se v regulačních ventilech se zabývají publikace [41], [33], [10], [7], [55] a [70]. V následujících kapitolách bude tato problematika stručně popsána.

2.3 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:

$$M \frac{d^2 x}{dt^2} = F_a + F_r + F_t + F_p + F_i, \quad (2.1)$$

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_t je třecí síla (zahrnuje statické i Coulombovo tření). F_p a F_i mohou být zanedbány. F_t je definována jako

$$F_t = \begin{cases} -F_c \operatorname{sign}(v) - vF_v & \text{pokud } v \neq 0 \\ -(F_a + F_r) & \text{pokud } v = 0 \text{ a } |F_a + F_r| \leq F_S \\ -F_S \operatorname{sign}(F_a + F_r) & \text{pokud } v = 0 \text{ a } |F_a + F_r| > F_S \end{cases} \quad (2.2)$$

První řádek rovnice (2.2) 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 maximálního statického tření. Pokud je překonána, ventil se opět začne pohybovat.

Fyzikální modely dobře popisují tření v regulačních ventilech, aby však bylo možné modely používat, je zapotřebí znalost parametrů (ventilové třecí síly, hmotnost tyče, tuhost pružiny, atd.). Explicitní hodnoty těchto parametrů jsou závislé na velikosti samotného ventilu a na jeho výrobci. Největší nevýhodou je, že je lze jen velmi obtížně identifikovat. Z tohoto důvodu nejsou fyzikální modely tření příliš využívány.

2.4 Parametrické modely tření (Data-driven models)

Více využívány jsou parametrické modely, které jsou jednodušší na použití a nevyžadují znalost fyzikálních parametrů konkrétního ventilu. Dělíme je podle počtu volitelných parametrů na jedno, dvou a tříparametrové (podrobný přehled uveden v [18]).

2.4.1 Jednparametrový model tření

Nejjednodušším parametrickým modelem je jednparametrový model tření [51]. Model je popsán následujícím způsobem:

$$y(k) = \begin{cases} u(k-1) & \text{pokud } |u(k) - y(k-1)| < d \\ u(k) & \text{jinak,} \end{cases} \quad (2.3)$$

kde u a y je vstupní respektive výstupní proměnná ventilu. Parametr d určuje pásmo statického tření.

Testování uvedeného jednparametrového modelu bylo provedeno v 5.1.

2.4.2 Dvoupparametrové modely tření

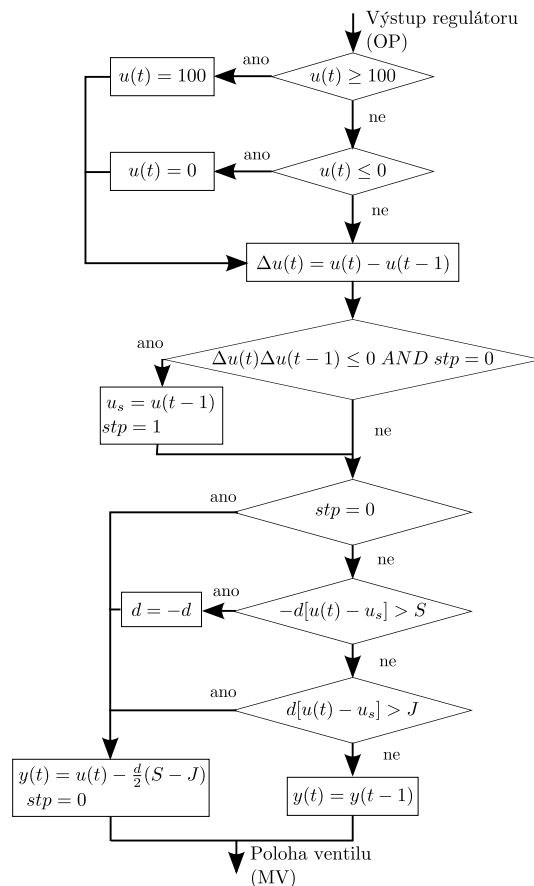
U dynamických modelů statického tření je důležité modelovat tendenci ventilu setrávat na konstantní hodnotě v určitém pásmu, i přesto, že dochází ke změně vstupního signálu. Navíc musí být v modelu zahrnuty účinky pásma necitlivosti a prokluzu.

Obsahem této kapitoly je seznámení se dvěma základními a nejvíce využívanými typy dvoupparametrových modelů tření. První dvoupparametrový model se poprvé objevil v Choudhuryho publikaci [29]. Parametry tohoto modelu přímo udávají průběh otevřené a uzavřené smyčky, které se shodují s průběhy odpovídajícími fyzikálnímu modelu. Uvažovaný model vyžaduje pouze vstupní signál a specifikaci dvou parametrů S (pásmo necitlivosti + statické tření) a J (prokluz), jejichž význam je vysvětlen v kapitole 2.2. Znalosti o konkrétním provedení regulačního ventilu nejsou potřebné.

Druhým uvažovaným typem je Kanův model tření [33]. Algoritmus výpočtu Choudhuryho modelu tření je znázorněn na Obr. 2.8 a algoritmus pro Kanův model na Obr. 2.7. Podrobný popis obou zmíněných algoritmů nalezneme v [29]. Kanův model vychází z původního Choudhuryho modelu, a proto lze u těchto modelů nalézt společné vlastnosti. Oba dva modely využívají stejné parametry S a J . Mohou produkovat statické tření při zachycení ventilu ve dvou případech: při změně směru, a také při zachycení v malých rychlostech v souhlasném směru. Liší se ve způsobu detekování zachycení ventilu. Choudhuryho model využívá funkci signum, zatímco Kanův model vyhodnocuje přírůstek změny vstupního signálu. Rozdílný je přístup k vyhodnocení stochastického řídicího signálu. Choudhuryho model používá EWMA (exponenciálně vážený klouzavý průměr) graf, naopak Kanův model obsahuje model vzduchové komory ventilu (první řád).

2.5 Invazivní metody pro detekci tření ve ventilech

Detekci tření ve ventilu lze provádět dvěma způsoby. Prvním z nich jsou invazivní metody, které provádí testování na ventilu odpojeném z procesu. V průmyslu se nejčastěji odpojený ventil testuje pomocí skokového vstupního signálu (skokové změny po 25% z maximální hodnoty), kterému by měl odpovídat určitý poměr otevření ventilu. Z rozdílu očekávané a výstupní veličiny je určeno, zda ventil pracuje požadovaným způsobem. Tento způsob je sice jednoduchý, ale nedokáže odhalit jakým způsobem je ventil schopný reagovat na malé změny vstupního signálu, a proto není schopný identifikovat všechny druhy tření (oblast necitlivosti, statické tření atd.). Z tohoto důvodu je nutné identifikovat druh tření pomocí sofistikovanějších metod. Pro identifikaci nelinearity tzv. oblasti



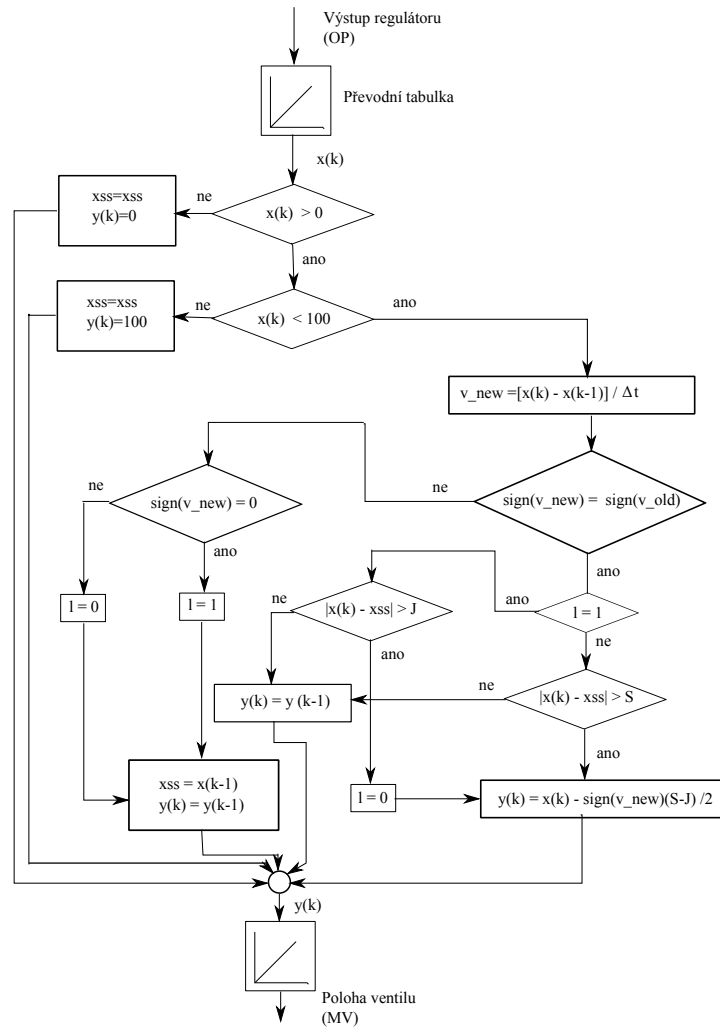
Obrázek 2.7: Kanův model tření

necitlivosti (deadband), její význam je patrný na Obr. 2.4, lze použít metodu využívající dvě skokové změny v jednom směru a jednu ve směru druhém. Změny jsou však pouze 3-5% z maximálního rozmezí. Z naměřených hodnot vstupních a výstupních veličin v jednotlivých skocích je možné určit velikost nelinearity (deadband).

Chceme-li detekovat statické tření ve ventilu, jehož význam je patrný z Obr. 2.5, využijeme opět skokového vstupního signálu. Vstupní veličinu měníme vždy o 0.5% v stále stejném směru. Při změně vstupní veličiny pozorujeme, zda došlo ke změně i u veličiny výstupní. Změnu vstupní veličiny provádíme do doby, než výstupní veličina změní třikrát svou hodnotu. Reaguje-li výstupní veličina na každou změnu veličiny vstupní, neprojevuje se ve ventilu žádné statické tření. Jsou-li reakce výstupní veličiny jen na některé změny vstupu, je to důkaz o přítomnosti statického tření. Jeho velikost pak určíme jako průměrnou hodnotu, o kterou se musel změnit vstup, aby došlo k reakci výstupní veličiny. Chceme-li dosáhnout vyšší přesnosti měření, musíme snížit velikost skoku vstupního signálu.

Podrobný popis obou metod je popsán v [56]. Identifikujeme-li ve ventilu výrazné tření, je zapotřebí ventil opravit ještě před jeho implementací do procesu.

Odpojení ventilu z procesu je finančně nákladné, a proto je v dnešní době vysoká poptávka po neinvazivních metodách, které jsou popsány v kapitole 4.



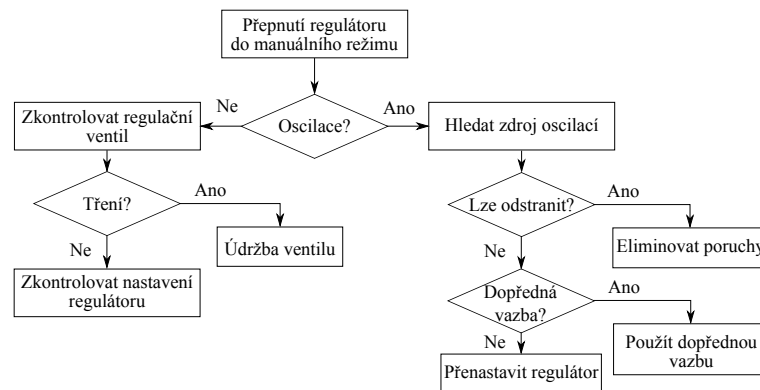
Obrázek 2.8: Choudhuryho model tření

3 Detekce oscilací

Oscilace jsou jednou z nejčastějších příčin špatné kvality řízení. Existuje proto mnoho algoritmů umožňujících jejich detekci. Příčin oscilací může být několik – příliš agresivně nastavený regulátor, externí poruchy nebo nelinearity (tření – nejčastěji opotřebovaný regulační ventil). Pro člověka je rozpoznání oscilací v několika signálech triviální problém. V technologickém procesu jich však bývají stovky, někdy i tisíce, a proto je pro jejich detekci nezbytné využívat automatické metody. Spolehlivá automatická detekce může být značně problematická. Komplikace nastávají zejména v případech, kdy je signál zatížen šumem. Metody detekce oscilací je možné rozdělit do několika kategorií:

1. Metody založené na kritériu IAE
2. Metody detekující maximum frekvenčního spektra
3. Metody využívající autokorelační 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. Pokud se frekvence oscilací na měřených signálech shodují, je možné identifikovat jejich šíření 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. Aby bylo možné určit správné parametry oscilací, je zapotřebí pracovat s vhodnou oblastí dat, ve které jsou oscilace pravidelné. Zvolená oblast dat by neměla obsahovat skokové změny, protože jejich detekce je komplikovaná.



Obrázek 3.1: Diagnostika oscilací

Bylo vyvinuto mnoho metodik umožňující diagnostiku oscilací. V této práci je uvedena jen jedna – pro jednoduchý regulační obvod, která byla publikována v [22], viz Obr. 3.1. Problematiku detekce a diagnostiky oscilací mapují například knihy [29] a [28], přehledové články [66], [36] a disertační práce [16].

3.1 Detekce oscilací využívající IAE

Jedna z prvních metod detekce oscilací popsaná v [22] a dále rozvinutá např. v [63] a [23] je založená na detekci na významně vysokých hodnot kritéria IAE mezi dvěma

průchody nulou.

$$IAE = \int_{t_{i-1}}^{t_i} |e(t)| dt, \quad (3.1)$$

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 k detekci vstupních poruch. Aktuální hodnota kritéria IAE (3.1) je porovnávána s hodnotou limitní IAE_{lim} . Za předpokladu, že oscilace mají sinusový průběh o frekvenci ω a amplitudě a platí:

$$IAE_{lim} \leq \int_0^{\pi/\omega} |a \sin(\omega t)| dt = \frac{2a}{\omega}. \quad (3.2)$$

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

$$IAE_{lim} = \frac{2}{\omega_k}. \quad (3.3)$$

U detekce oscilací je sledován počet překročení n_l mezní hodnoty IAE_{lim} za dobu sledování T_{sup} . Tyto parametry je doporučováno volit $n_{lim} = 10$, $T_{sup} = 50T_u = \frac{100\pi}{\omega_u}$, kde T_u je kritická perioda. V případě zvolení těchto hodnot parametrů jsou detekovány oscilace se sinusovým průběhem s frekvencí v intervalu $\omega \in < \frac{\omega_k}{10}, \omega_k >$. Pro detekci oscilací v reálném čase je vhodné použít rekurzivní verzi algoritmu ve tvaru

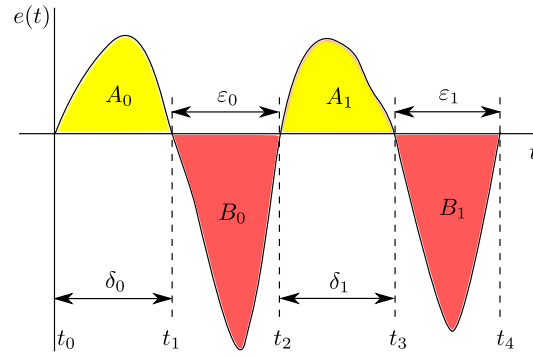
$$n_l(k) = \gamma n_l(k-1) + l, \quad (3.4)$$

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

Detekce vstupních poruch je v oblasti monitorování kvality regulace poměrně důležitá. Mnoho metod se s působením neměřených vstupních poruch nedokáže seriózně vypořádat a mohou například generovat falešné poplachy i v případech, kdy je vše v pořádku. Kromě výše popsaného algoritmu je možné použít jednoduchou metodu popsanou v [67].

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.



Obrázek 3.2: Detekce oscilací podle [17]

3.2 Detekce oscilací využívající IAE pro nesymetrické oscilace

Další metoda pro detekci oscilací v reálném čase využívající kritéria IAE je popsána v publikaci [17]. Tato metoda je založena na samostatném výpočtu hodnot kritéria IAE pro kladné a záporné hodnoty regulační odchylky (3.5), umožňuje tak detekovat i nesymetrické oscilace:

$$A_i = \int_{t_{2i}}^{t_{2i+1}} |e(t)| dt, \quad B_i = \int_{t_{2i+1}}^{t_{2i+2}} |e(t)| dt \quad (3.5)$$

index oscilací h je definován jako

$$h = \frac{h_A + h_B}{N}, \quad (3.6)$$

$$h_A = \# \left\{ i < \frac{N}{2}; \alpha < \frac{A_{i+1}}{A_i} < \frac{1}{\alpha} \wedge \gamma < \frac{\delta_{i+1}}{\delta_i} < \frac{1}{\delta} \right\}, \quad (3.7)$$

$$h_B = \# \left\{ i < \frac{N}{2}; \alpha < \frac{B_{i+1}}{B_i} < \frac{1}{\alpha} \wedge \gamma < \frac{\varepsilon_{i+1}}{\varepsilon_i} < \frac{1}{\delta} \right\}, \quad (3.8)$$

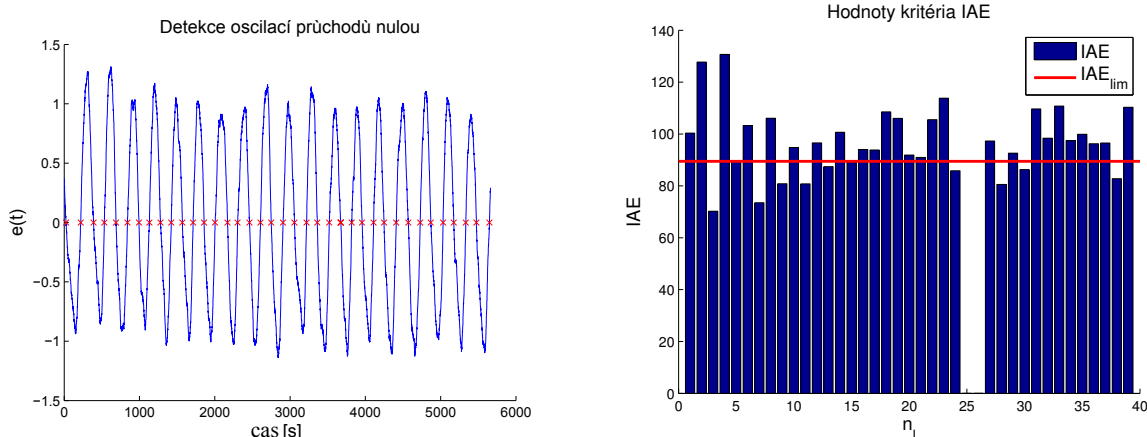
kde N je počet průchodů nulou, $\#$ označuje počet prvků splňující dané podmínky, $\alpha \in (0, 1)$ a $\gamma \in (0, 1)$ jsou návrhové parametry metody. Výpočet indexu oscilací podle [17] je znázorněn na Obr. 3.2.

Index oscilací může nabývat hodnot $h \in \langle 0, 1 \rangle$, 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 1. 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. 3.3. Protože nebyla známa kritická frekvence systému, ani parametry regulátoru, byla pro výpočet mezní hodnoty kritéria použita průměrná doba mezi průchody nulou –

¹v 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

²dává 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 $\omega_i = \frac{2\pi}{T_i}$



Obrázek 3.3: Detekce oscilací IAE

$IAE_{lim} = \frac{2\Delta t_i}{\pi} = 89,5$. Tato mez byla překročena 26 krát za dané sledovací období, což jasně ukazuje na oscilace. Na Obr. 3.3 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.

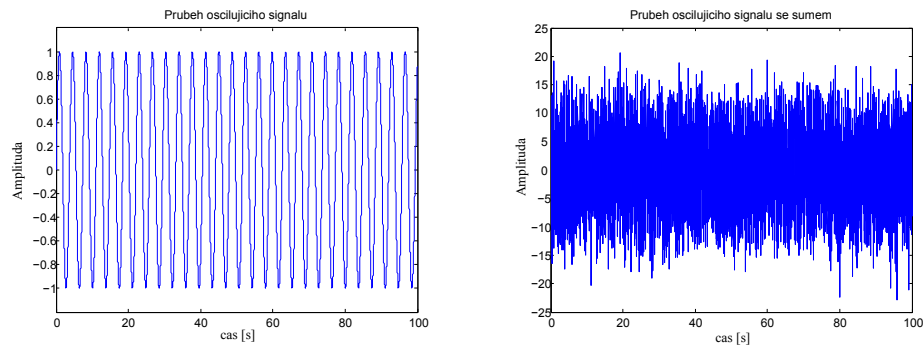
3.3 Detekce oscilací využívající výkonové spektrální hustoty

Detekce oscilací pomocí hledání špiček ve výkonové spektrální hustotě patří mezi klasické způsoby detekce oscilací. Existují metody pro automatickou detekci špiček, přesto však většina z nich není vhodná pro použití v reálném čase z důvodu vysoké časové náročnosti. Bývají častěji využívány pro práci s offline daty (kapitola 5.), kde náročnost zpracování není omezující. Tato metoda bývá také často využívána pro "vizuální kontrolu".

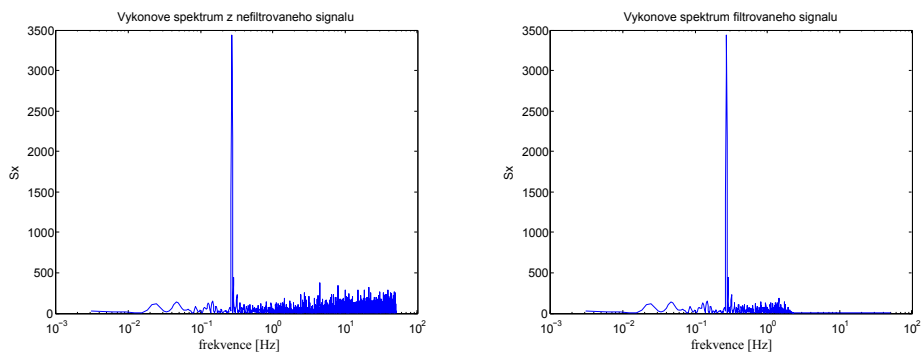
Podrobnější informace o této metodě nalezneme například v publikacích [64], [45] a [36].

Příklad 2. V tomto příkladu je ilustrováno použití metody určující maximum výkonové spektrální hustoty. Metoda bude využita pro automatickou detekci frekvence oscilujícího signálu (sinusový signál). Signál má frekvenci oscilací $f = 0.2717$ a amplitudu $A = 1$. Průběh je znázorněn na Obr. 3.4 (a). Testovaný signál byl zatížen výrazným šumem 500%, viz Obr. 3.4 (b). Pro detekci oscilujícího signálu byla využita autokorelační funkce (popis funkce viz kapitola 3.6), ze které bylo vypočítáno odpovídající výkonové spektrum, které je znázorněno na Obr. 3.4 (c). Na získaném spektru je patrná jedna dominantní frekvence f , které odpovídá nejvyšší hodnota výkonu $S_x(f)$ ($S_x = 1530.5, f = 0.2717$). Dominantní frekvence odpovídá frekvenci původního oscilujícího signálu. Z této skutečnosti je patrné, že lze určit frekvenci oscilací i z výrazně zašuměného signálu. Pro automatickou detekci dominantní frekvence byla využita funkce *max* z programového prostředí MATLAB, která umožňuje určit maximální hodnotu výkonu S_x daného spektra a její odpovídající frekvenci f . Na výkonovém spektru na Obr. 3.4 (c) je patrná přítomnost

vyšších hodnot výkonu odpovídajících vyšším frekvencím, které jsou způsobeny přítomným šumem. Pokud by došlo k nárůstu šumu, který by působil na testovaný signál, mohlo by dojít k chybnému detekování dominantní frekvence ve spektru. Abychom předešli této chybě, je vhodné použít filtr testovaného signálu s charakterem dolní propusti, který vysoké frekvence potlačí. Na Obr. 3.4 (d) je patrné výkonové spektrum, které bylo určeno z filtrované autokorelační funkce.



(a) Průběh oscilujícího signálu bez šumu (b) Průběh oscilujícího signálu se šumem



(c) Výkonové spektrum nefiltrovaného signálu (d) Výkonové spektrum filtrovaného signálu

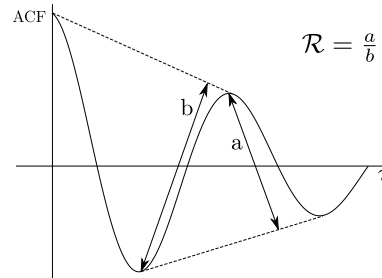
Obrázek 3.4: Detekce frekvence oscilujícího signálu pomocí maxima výkonové spektrální hustoty

3.4 Detekce oscilací pomocí činitele útlumu autokorelační funkce

Pro detekci oscilací je možné využít autokorelační funkci zkoumaného signálu. Metoda pro výpočet indexu oscilací je popsána v publikaci [38]. Index kmitavosti je definován jako

$$\mathcal{R} = \frac{a}{b}, \tag{3.9}$$

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. 3.5. V případě, že autokorelační funkce neobsahuje dvě minima, je index $\mathcal{R} = 0$.

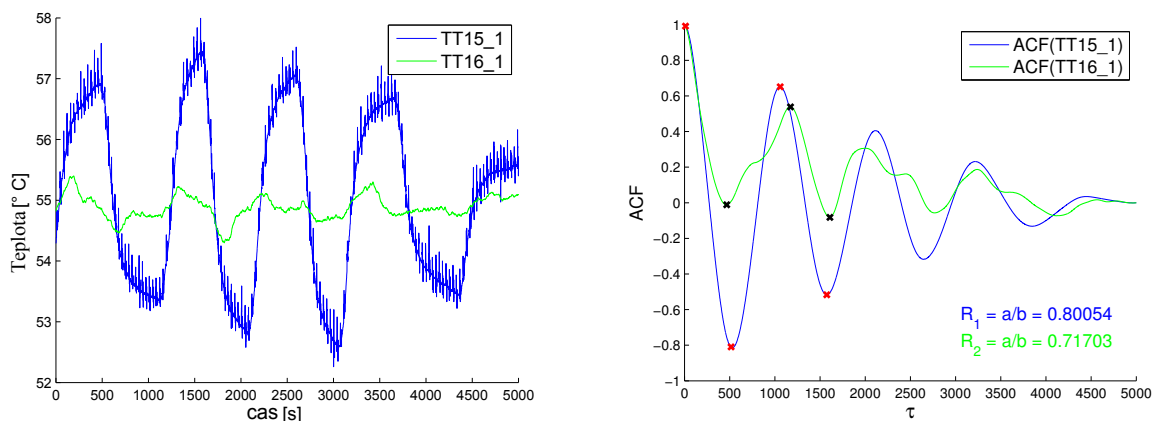


Obrázek 3.5: Detekce oscilací podle [38]

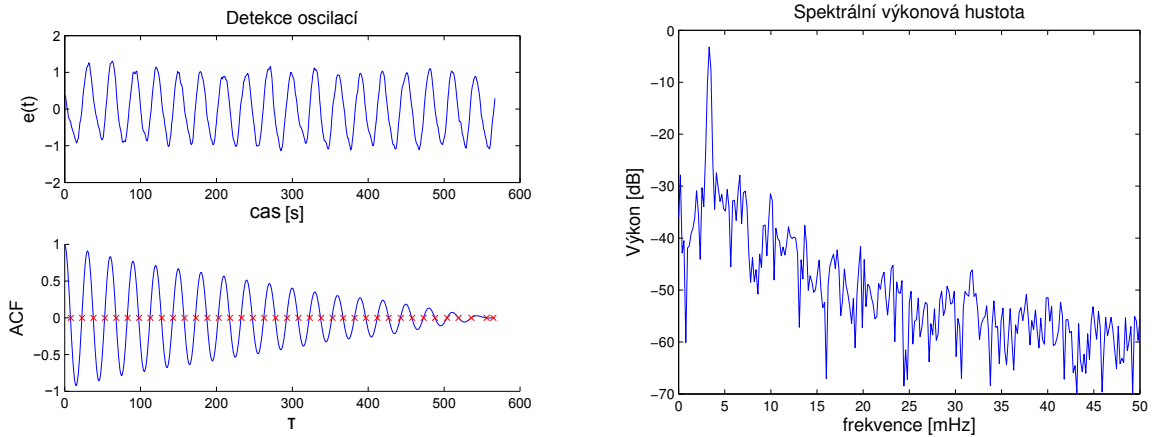
Příklad 3. V tomto příkladu je ilustrováno použití této metody na reálných datech (sušení sladu, teplota vzduchu ve hvozdu pod lískou). Z naměřených dat byl vybrán úsek, kde byla teplota řízena na 55 °C. Na Obr. 3.6 vlevo jsou průběhy teplot ve dvou místech: TT15_1 evidentně kmitá s velkou amplitudou, TT16_1 osciluje s odchylkou maximálně 0.4 °C. Na Obr. 3.6 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 $(e(t))$ je nutné vhodně předzpracovat, protože je citlivá na změny požadované hodnoty a vstupní poruchy. Dále je metoda detekuje jako kmitavé i signály s velmi malou amplitudou kmitů, což je u praktického nasazení nežádoucí.



Obrázek 3.6: Testování detekce oscilací na reálných datech



Obrázek 3.7: Detekce oscilací pomocí pravidelnosti průchodů nulou autokorelační funkce

3.5 Detekce oscilací pomocí pravidelnosti průchodů nulou

Další metoda umožňující detekci oscilací popsaná v [64] 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 autokorelační funkce nulou je vypočtena střední perioda oscilací:

$$\overline{T_p} = \frac{2}{n} \sum_{i=1}^n (t_i - t_{i-1}), \quad (3.10)$$

pomocí tohoto údaje je možné vypočítat index pravidelnosti oscilací

$$r = \frac{\overline{T_p}}{3\sigma_{T_p}}, \quad (3.11)$$

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 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. 3.7). 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. 3.7).

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 [64].

3.6 Detekce oscilací pomocí autokovarianční funkce

V některých publikacích [53], [29] se místo autokorelační funkce využívá funkce autokovarianční. Hodnotu autokovarianční funkce y_k v bodě k pro stacionární časovou řadu definujeme jako

$$y_k = cov(y_t, y_{t+k}) = E(y_t - \mu)(y_{t+k} - \mu), \quad (3.12)$$

pro $k = \dots, -1, 0, 1, \dots$,

a hodnotu její autokorelační funkce q_k v bodě k jako

$$q_k = \frac{y_k}{y_0} = \frac{y_k}{\sigma_y^2}, \quad (3.13)$$

pro $k = \dots, -1, 0, 1, \dots$,

kde $\mu = E(y_t)$ je střední hodnota a $\sigma_y^2 = y_0 = var(y_t)$ je rozptyl dané stacionární řady. Hodnoty y_k (resp. q_k) se označují jako autokovariance (resp. autokorelace) řádu k .

Z rovnic 3.12 a 3.13 je patrné, že se autokovarianční a autokorelační funkce liší pouze ve velikosti amplitudy (autokorelační funkce má amplitudu y_0 krát nižší), časové hodnoty k zůstávají totožné. Obě dvě funkce tak oscilují se shodnou frekvencí. Jelikož je rozptyl y_0 vždy konstantní, nezmění se index kmitavosti \mathcal{R} určený v metodě 3.4, ani střední perioda oscilací \overline{T}_p počítaná v 3.5. Z těchto předpokladů vyplývá, že lze v obou uvažovaných metodách autokorelační funkci nahradit funkcí autokovarianční, aniž by došlo ke změně výsledných hodnot.

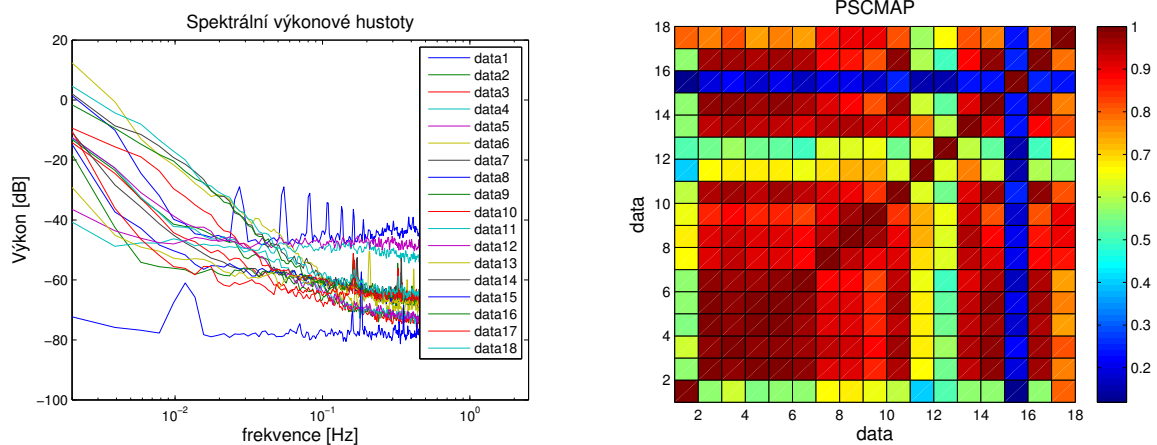
3.7 Detekce oscilací v rozsáhlých systémech

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 [61] a [6]. 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):

$$\rho_{XY\omega} = \frac{\sum_{\omega_k} |X_i(\omega_k)|^2 |Y_i(\omega_k)|^2}{\sqrt{|X_i(\omega_k)|^4 |Y_i(\omega_k)|^4}}. \quad (3.14)$$

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.

Příklad 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. 3.8) lze snadno poznat vzájemné závislosti jednotlivých veličin.



Obrázek 3.8: Ukázka metody PSCMAP na reálných datech

3.8 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 kapitolách 3.1 - 3.5 podrobněji popsány a otestovány pouze vybrané metody. Další metody detekující oscilace jsou popsány v publikacích [59] a [57]. Poměrně častým problémem je šíření oscilací pocházejících z jednoho zdroje celým systémem. Nalézt jejich zdroj je poměrně obtížné: [65], [68], [69], [74], [75], [2], [62], [30], [76]. Další metody zabývající se diagnostikou jsou popsány v [60], [25]. Aplikace automatické detekce a diagnostiky oscilací jsou popsány v publikacích [5], [42], [46] a [77].

Problematika oscilací a jejich detekce a diagnostiky je velmi úzce spojena s regulačními ventily, které se při špatné funkci projevují kmitavým chováním se specifickým tvarem kmitů. Protože tyto oscilace mají nelineární charakter, jsou pro jejich zjištění používány speciální metody popsané v části 4.1.

4 Metody detekce druhu/příčiny oscilací

Jak již bylo zmíněno výše (kapitola 2.5), provádění detekcí nelinearit v regulačních ventilech pomocí invazivních metod je extrémně finančně nevýhodné, provádí se pouze při celkové revizi procesního obvodu či při testování regulačního ventilu před jeho zapojením do procesu. Požadavek je však takový, že by bylo vhodné detekovat změny při samotném běhu uzavřené smyčky (v reálném čase). Z tohoto důvodu se pracuje na výzkumu a vývoji metod, které by nevyžadovali model systému (model-free) a byly by schopné správné detekce i v případě, že by nebyla k dispozici informace o poloze ventilu (MV). Uvažované umístění signálu MV v obvodu je patrné na Obr. 2.3. Spolehlivé metody by měly umožnit tření nejen detekovat, ale i kvantifikovat. Měly by být schopné rozpoznat druh oscilací výstupní veličiny a rozlišit, zda je zdrojem signálu samotné tření ventilu, nebo zda jsou oscilace vyvolané vnější poruchou či předimenzovaným regulátorem.

V reálných procesech bývá většina testovaných signálů zašuměných, je tedy nezbytné provádět pokročilé filtrace dat v časové nebo frekvenční oblasti.

4.1 Detekce nelinearit

Nejčastěji využívané strategie řízení vycházejí z předpokladu, že řízený systém vykazuje lokální linearitu. Vyskytne-li se v regulační smyčce nelinearita, může dojít k výraznému poklesu kvality řízení, v mnoha případech se ve smyčce objeví oscilace. Aby bylo možné rozhodovat o příčině oscilací, bývají metody detekce nelinearit součástí algoritmů pro detekci oscilací. K určování kvality řízení se používají minimálně.

4.1.1 Bispektrum a bikoherence

Bispektrum ([40], [6], [25]) je obdoba třetího momentu ve frekvenční oblasti definovaná jako

$$B(f_1, f_2) \triangleq E(X(f_1)X(f_2)\bar{X}(f_1 + f_2)), \quad (4.1)$$

kde $X(f_1)$, $X(f_2)$ a $\bar{X}(f_1 + f_2)$ jsou Fourierovy transformace dat $x(t)$, f je frekvence, X s čarou je komplexně sdružené. Bispektrum $B(f_1, f_2)$ na frekvenci f_1, f_2 určuje míru nelineární vazby mezi oběma frekvencemi, je tedy vhodné pro detekci a diagnostiku nelinearit. Bispektrum může být normalizováno, vznikne tak bikoherenční funkce:

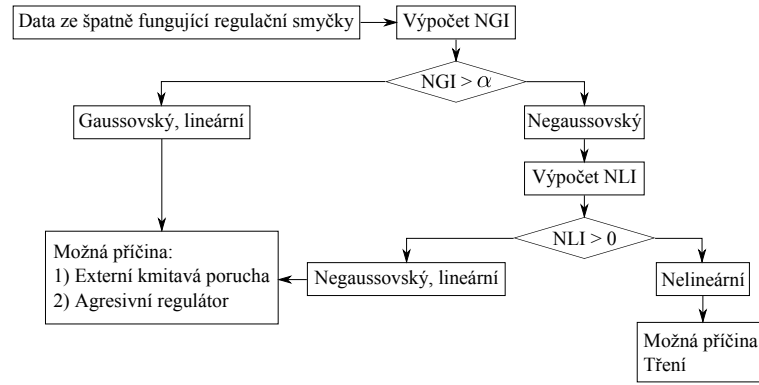
$$\text{bic}_X^2(f_1, f_2) \triangleq \frac{|E(X(f_1)X(f_2)\bar{X}(f_1 + f_2))|^2}{E(X(f_1)X(f_2))^2 E(\bar{X}(f_1 + f_2))^2}, \quad (4.2)$$

kteřá může nabývat hodnot mezi 0 a 1.

4.1.2 Index negaussovskosti

Index negaussovskosti (non-Gaussianity index, NGI) se používá ke stanovení, zda má signál normální rozložení. Metoda využívá statistický test významnosti pro velikost bikoherence na každé bifrekvenci

$$P\{2K \text{bic}_X^2(f_1, f_2) > \frac{c_\alpha^2}{2K} = \alpha\}, \quad (4.3)$$



Obrázek 4.1: Algoritmus pro určování typu oscilací

kde K je počet datových segmentů použitých při odhadu bikoherence, $c_\alpha^{\chi^2}$ je kritická hodnota χ^2 rozdělení pro hladinu významnosti α pro dva stupně volnosti. Samotný NGI index je popsán v publikacích [8] a v [6] a definován jako

$$\text{NGI} \triangleq \frac{\sum \widehat{\text{bic}}_{X_{sig}}^2}{L} - \frac{c_\alpha^{\chi^2}}{2K}, \quad (4.4)$$

kde $\widehat{\text{bic}}_{X_{sig}}^2$ jsou ty bikoherence, které nesplňují test hypotézy v rovnici (4.3), tedy $\widehat{\text{bic}}_X^2(f_1, f_2) > \frac{c_\alpha^{\chi^2}}{2K}$ a L je počet $\widehat{\text{bic}}_{X_{sig}}^2$. Pokud $\text{NGI} \leq \alpha$, signál je gaussovský (s intervalem spolehlivosti α), v opačném případě gaussovský není.

4.1.3 Index nonlinearity

Metoda pro určování, zda je zkoumaný signál lineární je popsána v publikacích [8] a v [6]. V případě, že je signál gaussovský, je systém, který ho generuje lineární. U negaussovského signálu je nutné provést test linearity. Ten vychází z předpokladu, že signál, který je negaussovský a lineární má nenulovou konstantní velikost čtverců bikoherence přes všechny bifrekvence. Index nonlinearity (nonlinearity index, NLI) je definován jako

$$\text{NLI} \triangleq \widehat{\text{bic}}_{X_{max}}^2 - \left(\overline{\widehat{\text{bic}}_{X_{robust}}^2} + 2\sigma_{\widehat{\text{bic}}_{X_{robust}}^2} \right), \quad (4.5)$$

kde $\overline{\widehat{\text{bic}}_{X_{robust}}^2}$ a $\sigma_{\widehat{\text{bic}}_{X_{robust}}^2}$ jsou robustní střední hodnota a robustní směrodatná odchylka odhadovaných čtverců bikoherence. Ty jsou vypočítány při vyloučení nejvyššího a nejnižšího kvantilu Q bikoherence (nejčastěji Q_{10}). Proces generující signál je lineární, pokud $\text{NLI} \leq 0$, v opačném případě je nelineární. Index NLI může nabývat hodnot mezi -1 a 1.

Na základě znalosti indexů NGI a NLI je možné určit příčinu oscilací v systému, viz vývojový diagram na Obr. 4.1.

4.1.4 Celkový index nonlinearity

Kromě detekování nelinearit je užitečné zjistit míru nelinearity. V případě detekce nelinearity pomocí NGI a NLI je možné použít celkový index nonlinearity (total nonlinearity

index, TNLI) [6]

$$\text{TNLI} \triangleq \sum \widehat{\text{bic}}_{X_{sig}}^2, \quad (4.6)$$

kde $\text{bic}_{X_{sig}}^2$ má stejný význam jako u NGLI. Jsou to bikoherence, které nesplňují test hypotézy v rovnici (4.3). Index TNLI může nabývat hodnot mezi 0 a L , kde L je počet $\text{bic}_{X_{sig}}^2$.

4.1.5 Poměr biamplitud

Další metoda (index) pro diagnostiku oscilací způsobených nelinearitami založený na bispektrální analýze je popsán v publikacích [76] a [74]. Vychází z předpokladu, že oscilace způsobené nelinearitou většinou obsahují kromě základní i vyšší harmonické frekvence. Samotný index je definován jako poměr biamplitud

$$r \triangleq \frac{B_1}{B_2}, \quad (4.7)$$

kde biamplituda B_1 je modul bispektra na bifrekvenci (f_0, f_0) , tedy:

$$B_1 = |B(f_0, f_0)| = |E(X(f_0)X(f_0)\bar{X}(2f_0))| = |E(X(f_0)X(f_0)\bar{X}(f_1))| \quad (4.8)$$

a biamplituda B_2 :

$$B_2 = |B(f_0, f_1)| = |E(X(f_0)X(f_1)\bar{X}(f_2))|. \quad (4.9)$$

B_1 je závislé na základní a druhé harmonické frekvenci, B_2 na základní druhé a třetí harmonické frekvenci. Pokud by z nějakého důvodu nestačilo použití třetí harmonické frekvence, je možné použít biamplitudu $B_1(f_1, f_2)$

$$B_3 = |B(f_1, f_2)| = |E(X(f_1)X(f_2)\bar{X}(f_4))|. \quad (4.10)$$

Modifikovaný index má tvar

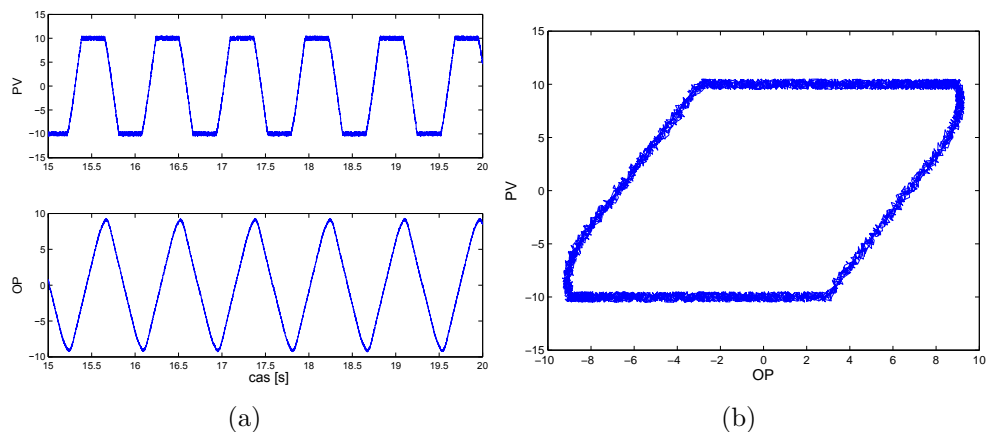
$$r^5 \triangleq \frac{B_2}{B_3}, \quad (4.11)$$

4.2 Detekce tření v regulačních ventilech

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 trvalé oscilace, ale se sinusovým průběhem) nebo od externích oscilací. Přehled metod pro automatickou detekci tření v regulačních ventilech je možné nalézt v knihách [29] a [28] a v přehledových článcích [43], [25] a [11].

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

Pro rychlou a názornou kontrolu stavu ventilu se využívají OP-MV, případně OP-PV diagramy. Ty zobrazují ustálené hodnoty 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 Obr. 5.2). 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 případné další nelinearity, které jsou součástí řízeného systému (proto je vhodné naměřená data filtrovat). 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 4.2: Typické chování ventilu nadměrně zatíženého třením

Příklad typického chování ventilu s vysokým třením je na Obr. 4.2.

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 [9]. Poté, co jsou nějakou metodou v systému detekovány oscilace jsou vypočítány indexy NGI a NLI (negaussovskosti a nelinearity) a případně i bikoherence, viz kapitoly 4.1.1 - 4.1.3. Naměřená data je nutné předzpracovat, používá se především filtrace pomocí aproximativního Wienerova filtru pro odstranění šumu. Dále jsou data rozdělena na kratší segmenty (doporučována délka segmentu $L=1000$ vzorků). Pro další zpracování jsou vybrána data s nejvíce pravidelnými oscilacemi (je využit index

pravidelnosti oscilací r , viz sekce 3.5) 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

$$T[\%] \approx \frac{2ab}{\sqrt{a^2 \sin^2 \alpha + b^2 \cos^2 \alpha}}, \quad (4.12)$$

kde a a b jsou délky velké a malé osy, 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 shlukovací techniky (clustering)

Shlukování (clustering) je metoda sloužící pro rozdělení rozptýlených dat do několika skupin. Z Obr. 4.4 (c) a (f) je patrné, že se uzavřená smyčka obsahující tření v regulačním ventilu projevuje v OP-PV diagramu eliptickými vzory. Pro shlukování a kvantifikaci statického tření můžeme využít pouze úzký pruh dat kolem průměrné hodnoty PV rovnoběžné s osou OP. Pruh dat volíme dle rovnice

$$PV_{sl} = \text{mean}(PV) \pm 0.25\sigma_{PV}, \quad (4.13)$$

kde σ_{PV} je směrodatná odchylka PV. Pro kvantifikaci statického tření využíváme C-means clustering techniku. Při tomto způsobu dojde k rozdělení vybraných dat PV_{sl} do C shluků. V prvním kroku je nutné zvolit středy původních shluků. V našem případě rozdělujeme data do dvou shluků, je tedy zapotřebí zvolit dva výchozí středy. Středy lze specifikovat jako $[\min(OP), \text{mean}(PV)]$ a $[\max(OP), \text{mean}(PV)]$. Po určení středů pokračujeme s přiřazováním jednotlivých datových bodů. Každý bod je přiřazen k nejbližšímu shluku (ve smyslu euklidovské vzdálenosti). Dojde-li k přiřazení datového bodu ke shluku, je nutné vypočítat nové souřadnice středu tohoto shluku. Algoritmus přiřazení končí, dojde-li k přiřazení všech bodů. Velikost statického tření lze poté určit ze vztahu

$$\text{treni} = |op_1 - op_2|, \quad (4.14)$$

kde op_1 a op_2 jsou hodnoty souřadnic konečných shluků (op_1, pv_1) a (op_2, pv_2) .

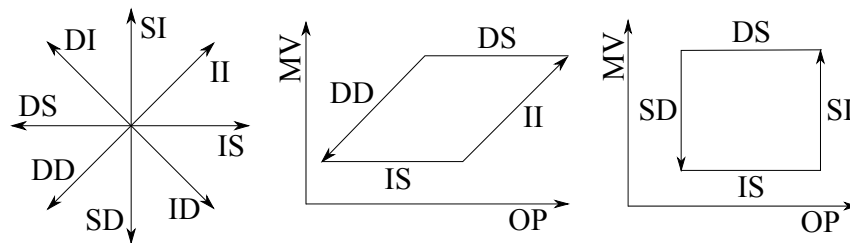
Alternativou k C-means clustering technice je Fuzzy c-means clustering technika jejíž podrobný popis lze nalézt v [53].

Detekce tření pomocí kvalitativní analýzy OP-MV diagramu

Další metoda popsaná v [72] 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 jimy popsanych jsou na Obr. 4.3.

Na základě tohoto popisu je definovaný index tření, který je založen na hledání IS a DS vzorů charakteristických pro tření:

$$\rho_1 = \frac{\tau_{IS} + \tau_{DS}}{\tau_{celk} - \tau_{SS}}, \quad (4.15)$$



Obrázek 4.3: Detekce tření pomocí kvalitativní analýzy OP-MV grafu

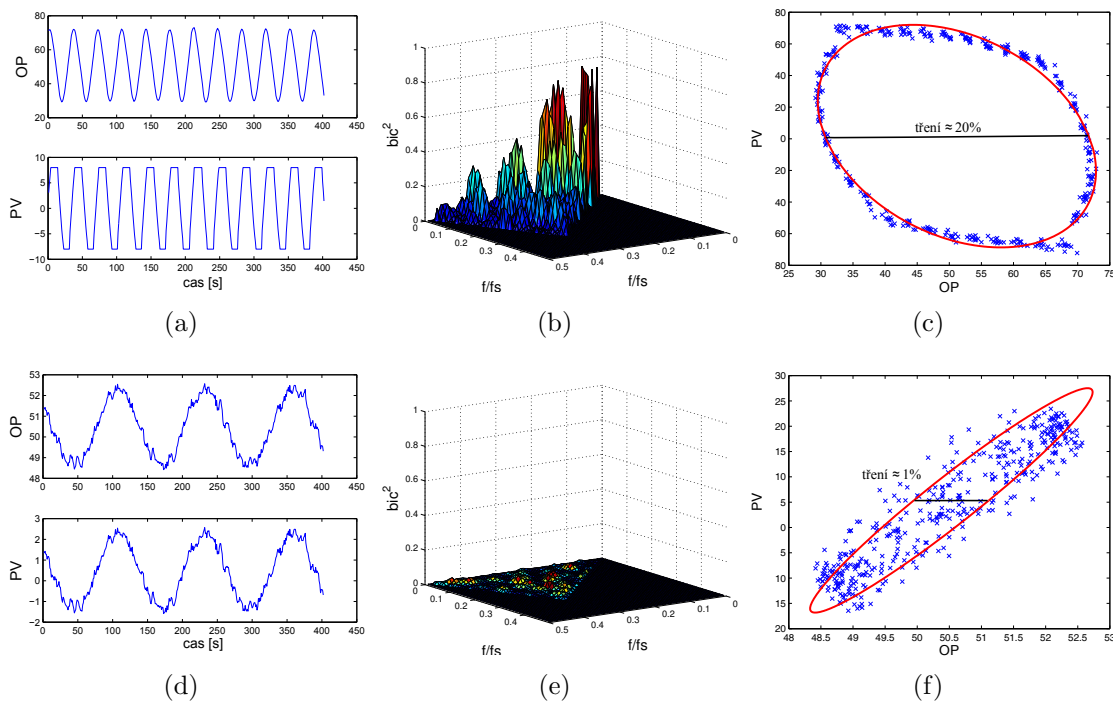
kde τ_{IS} a τ_{DS} je doba trvání IS a DS vzorů, τ_{celk} je celkové délka časového okna. Index $\rho_1 = \langle 0, 1 \rangle$, kdy 0 značí ventil bez tření a 1 popisuje situaci, kdy se ventil kvůli tření vůbec nepohne. Tento index však v některých případech falešně detekuje tření, proto je vhodné 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.

$$\rho_3 = \rho_1 - (\tau_{ISDD} + \tau_{ISDI} + \tau_{ISSD} + \tau_{ISID} + \tau_{ISDS} + \tau_{DSDI} + \tau_{DSSI} + \tau_{DSID} + \tau_{DSII} + \tau_{DSIS}) / (\tau_{celk} - \tau_{SS}), \quad (4.16)$$

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 [33], [48] a [47]. Dále je možné tření ve ventilech detekovat pomocí analýzy samotných signálů OP, PV. V publikacích [20] a [24] je uvažováno prokládání jednotlivých segmentů signálu trojúhelníkem a funkcí sinus, je měřena střední kvadratická chyba. Na její základě je detekováno tření, pokud je proložení daty trojúhelníkem výrazně lepší než funkcí sinus. V [49] je používána běžící Fourierova transformace a pro zjišťování nelinearity je měřeno zkreslení signálu THD (total harmonic distortion) a v [71] je používána vlnková transformace. Tvaru regulační odchylky pro zjišťování, zda jsou oscilace způsobeny třením nebo špatně nastaveným regulátorem je využíváno v jednoduché metodě [54].

Příklad 6. Detekce tření pomocí výše uvedených metod byla simulačně otestována na modelu ventilu s třením (Obr. 4.4 (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. 4.4 (d), (e), (f)). Na Obr. 4.4 (a), (d) jsou zobrazeny časové průběhy signálů OP, PV. Pro regulační odchylku $e(t)$ obou systémů byla vypočítána bikoherenční funkce (Obr. 4.4 (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. 4.4 (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 lze odlišit od těch, které způsobuje například vnější harmonická porucha.



Obrázek 4.4: Testování metod pro detekci tření

4.2.2 Detekce tření pomocí metody vzájemné korelace

Poměrně jednoduchá metoda umožňuje detekci tření na základě vzájemné korelace výstupu regulátoru $u(t)$ a řízené veličiny $y(t)$ ([26], [27]). 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.

Podstatnou nevýhodou této metody je, že nelze použít pro procesy s integračním charakterem (např. řízení výšky hladiny), není vhodná ani pro systémy obsahující médium, které je nezanedbatelně stlačitelné (pára, vzduch). Tato metoda však nachází uplatnění při řízení regulace průtoku. Přivedeme-li na vstup regulační smyčky sinusovou poruchu, metoda falešně detekuje statické tření, viz [53].

4.2.3 Další metody pro detekci tření ve ventilech

Pro spolehlivou detekci tření může být vhodné použít více různých metod a pomocí speciálního algoritmu, který výsledky agreguje rozhodnout o stavu ventilu, viz [19] a [73]. Ke zjišťování, zda je ventil správně nadimenzován je možné použít index saturace [31], jednoduché (a především manuální) testovací procedury uvádí [44].

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 kapitole stručně popsány. Naprostá většina z nich je vhodná pouze pro off-line použití, proto stále existuje poptávka po neinvazivních metodách schopných detekovat vadné ventily v reálném čase.

4.2.4 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: [58], [3] a [39]. 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.

4.3 Detekce pomocí časo-frekvenčních metod

Dalšími metodami pro detekci tření jsou metody založené na signálové analýze v časo-frekvenční oblasti. První implementace těchto metod probíhala především na analogových hardwarech a jejich algoritmy museli být značně omezené. V dnešní době je již využívána digitální technologie. Pro dosažení dostatečného rozlišení je zapotřebí provádět mnoho operací-výpočetní náročnost je vysoká. Z tohoto důvodu se časo-frekvenční metody využívají převážně při offline analýze. Pro detekci nelinearit není zapotřebí odpojovat problematický ventil z obvodu, monitorovací algoritmus vyhodnocuje pouze signál na výstupu regulační smyčky (PV).

Metody neslouží pouze pro detekci nelinearit, ale své uplatnění mají i při identifikaci teplotních jevů, při vnějších a vnitřních únicích kapalin a plynů, identifikují trhliny v materiálu a také detekují volně se pohybuující části v jaderném reaktoru.

Při analýze vzniklých oscilací je výhodné zkoumat vlastnosti výstupního signálu v časové i frekvenční oblasti současně a využít tak více informace z analyzovaného signálu. Výstupní signál bývá často zašuměný. Z tohoto důvodu by analýza v časové oblasti neměla dodávat dostatečnou informaci. Je tedy nutné zvolit propracovanější druh analýzy.

4.3.1 Krátkodobá Fourierova transformace

Nejčastěji používanou časo-frekvenční metodou je analýza založena na krátkodobé Fourierově transformaci. Výhodou metody je, že může být využita i pro nestacionární signály. Studujeme-li vlastnosti signálu v určitém čase t , je vhodné rozdělit signál na dostatečně krátké realizace tak, aby v této oblasti bylo možné předpokládat stacionaritu a tím potlačit vliv složek v ostatních časech. Signál bude rozdělen za použití okénkové funkce, $h(t)$, se středem v čase t , dle vztahu

$$s_t(\tau) = s(\tau)h(\tau - t). \quad (4.17)$$

Získaný modifikovaný signál je funkcí fixovaného času t a průběžného času τ . Okénková funkce zachová signál v okolí času t , zbylý signál bude potlačen

$$s_t(\tau) = \begin{cases} s(\tau) & \text{pro } \tau \text{ blízke } t \\ 0 & \text{jinak.} \end{cases} \quad (4.18)$$

S využitím okénkové funkce zohledňuje Fourierova transformace rozložení frekvence v okolí bodu t ,

$$S_t(\omega) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int e^{-j\omega\tau} s_t(\tau) d\tau = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int e^{-j\omega\tau} s(\tau) h(\tau - t) d\tau. \quad (4.19)$$

Použitím okénkové funkce byl signál modifikován (zkrácen na okolí času t). Fourierova transformace takového signálu je nazývána jako krátkodobá Fourierova transformace. Volbou délky okénkové funkce lze ovlivnit rozlišení v jednotlivých osách. Při použití delšího okna dosahujeme lepšího rozlišení ve frekvenci, zatímco kratší okno zajistí vyšší rozlišení v časové ose. Spektrum hustoty energie v čase získáme ze vzorce

$$P_{SP}(t, \omega) = |S_t(\omega)|^2 = \left| \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int e^{-j\omega\tau} s(\tau)h(\tau - t)d\tau \right|^2, \quad (4.20)$$

Pro každý čas získáme rozdílná spektra a souhrn zobrazení těchto spekter je časo-frekvenčním zobrazením signálu (P_{SP}), označovaném jako spektrogram.

Ze získaného spektrogramu lze rozlišit, zda jsou oscilace výstupního signálu způsobeny třením ve ventilu, nebo byly způsobeny agresivně nastaveným regulátorem či vnější poruchou. Oscilace způsobené vnější poruchou nebo agresivním regulátorem mají sinusový průběh. Ve spektrogramu bude dosaženo nejvyšší hustoty energie kolem frekvence, na které výstup systému kmitá. Naopak oscilace způsobené třením se projevují nesinusovým tvarem (trojúhelník, obdélník). Vyšší hodnoty hustoty tření tak budou rozprostřeny do více frekvencí (harmonických), ze kterých je signál ovlivněný třením složen. Tato metoda je tak podobně jako metoda 4.2.1 určena spíše k vizuální kontrole.

4.3.2 Hilbert-Huangova transformace

Jednou z moderních metod využívanou v časo-frekvenční oblasti je Hilbert-Huangova transformace (HHT), která umožňuje získat funkce, které budou korektně transformovatelné na analytický signál. HHT není založena na Fourierově transformaci (metoda Krátkodobé Fourierovy transformace), ale využívá tzv. vlastní modální funkce IMF (Intrinsic Mode Function). IMF je funkce, jejíž časový průběh musí splňovat dvě podmínky:

1. V celém souboru dat se musí počet extrémů a počet průchodů nulou rovnat, nebo se lišit maximálně o jeden.
2. V každém okamžiku je střední hodnota obálky definované lokálními maximy a obálky definované lokálními minimy rovna nule.

Při znalosti IMF funkcí můžeme získat průběh okamžité frekvence daného signálu pomocí Hilbertovy transformace. Bohužel většina dat nesplňuje požadavky kladené na IMF. Před samotným výpočtem Hilbertovy transformace je zapotřebí provést dekompozici vstupních dat do bazových složek tak, aby splňovaly požadavky kladené na IMF funkci.

V článku [37] je podrobný popis metody nazývané Přesná modální dekompozice (EMD). Podstata této dekompozice je identifikovat vlastní oscilační módy v signálu podle jejich charakteristických časových měřítek a následně signál rozložit tak, aby každá ze složek obsahovala právě jeden mód. Implementace EMD je iterační proces o několika krocích. Prvním z nich je identifikace lokálních extrémů. Proložením identifikovaných extrémů vznikne vrchní obálka $e_{max}(t)$ a spodní obálka $e_{min}(t)$. Obě křivky tvoří obálku vstupního signálu $x(t)$. Střední hodnota obálky $m(t)$ je definována

$$m_t = \frac{e_{max}(t) + e_{min}(t)}{2} \quad (4.21)$$

Odečteme-li střední hodnotu obálky od vstupního signálu

$$x(t) - m_1 = h_1 \quad (4.22)$$

získáme první komponentu. V ideálním případě bychom první komponentu označili jako první složku EMD rozkladu. V reálném případě však h_1 nespĺňuje požadavky kladené na IMF. Je nutné v komponentě h_1 znovu určit lokální extrémy, určit obálky a jejich nový střed. Tento proces se provádí iteračně do doby, než jsou splněny požadavky IMF, viz rovnice 4.23.

$$h_{1(k-1)} - m_{1k} = h_{1k} \quad (4.23)$$

Výsledkem iteračního procesu je první IMF komponenta c_1

$$c_1 = h_{1k}. \quad (4.24)$$

Aby bylo zajištěno, že nedojde k přeiterování, nebo aby nevznikla nekonečná smyčka, je nutné zvolit kritérium, které iterační proces ukončí. Nejčastěji voleným kritériem je hodnota směrodatné odchyly vypočtená ze dvou po sobě následujících výsledků iteračního procesu

$$\sigma = \sum_{i=0}^T \left[\frac{|h_{1(k-1)}(t) - h_{1k}(t)|^2}{h_{1(k-1)}^2(t)} \right], \quad (4.25)$$

Mezní hodnota směrodatné odchyly σ se pohybuje mezi 0.2 a 0.3. První komponenta IMF obsahuje nejvyšší složku vstupního signálu $x(t)$. Provedeme separaci první komponenty od zbytku signálu

$$x(t) - c_1 = r_1. \quad (4.26)$$

Získané reziduum r_1 obsahuje složky s nižšími frekvencemi, proto reziduum označíme jako nový vstupní signál $x(t)$ a iterační proces opakujeme. Proces je opakován pro všechny pozdější rezidua r_j až do doby, kdy je reziduum r_n menší než předem definovaná hranice. Původní vstupní signál je tedy za předem zvolených podmínek rozložen do n IMF komponent

$$x(t) = \sum_{i=1}^n c_i + r_n. \quad (4.27)$$

Další využívaná kritéria jsou podrobněji popsána v článku [37].

Po vypočtení jednotlivých IMF pomocí EMD můžeme určit Hilbertovu transformaci pro každou z komponent. Poté lze popsat vstupní signál následující rovnicí

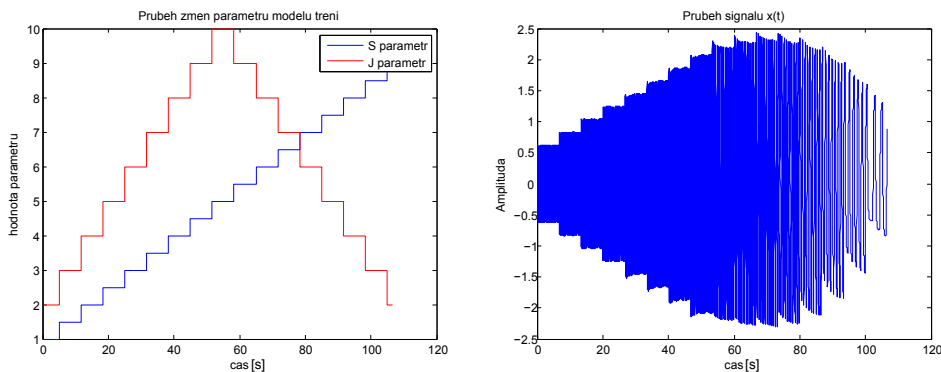
$$x(t) = \sum_{j=1}^n a_j(t) * e^{i \int \omega_j(t) dt}, \quad (4.28)$$

kde $\omega_j(t)$ je okamžitá frekvence a $a_j(t)$ amplituda. V rovnici 4.28 je vynecháno poslední residuum r_n , protože nemá vlastnosti IMF. Rovnice 4.28 popisuje amplitudu a frekvenci každé složky v závislosti na čase. Porovnáme-li tento popis pro stejný vstupní signál vyjádřený Fourierovou reprezentací

$$x(t) = \sum_{j=1}^n a_j * e^{i \int \omega_j t}, \quad (4.29)$$

kde ω_j a a_j jsou konstanty, pozorujeme výrazné rozdíly. Amplituda závislá na čase a okamžitá frekvence dovolují přesnější popis nestacionárních dat. Rovnice umožňuje zobrazit amplitudu a frekvenci jako funkce času do třech dimenzí: amplituda je zobrazena do časo-frekvenční oblasti. Toto zobrazení označujeme jako Hilbertovo amplitudové spektrum $H(\omega, t)$.

Příklad 7. V tomto příkladu je ilustrováno porovnání časo-frekvenčních metod, Hilbert-Huangovy transformace a krátkodobé Fourierovy transformace. Jako vstupní signál $x(t)$ slouží hodnota signálu na výstupu systému (PV). Hodnota výstupního signálu byla měřena na simulačním obvodu popsaném v kapitole 5 pro proměnné hodnoty parametrů modelu tření S a J . Vývoj parametrů v čase je patrný na Obr. 4.5 (a). Při změně parametrů modelu tření dochází ke změně frekvence oscilací výstupního signálu, mění se také tvar a amplituda těchto kmitů. Tímto způsobem bylo simulováno postupné narůstání tření u reálného vadného ventilu. Testovaný průběh signálu je znázorněn na Obr. 4.5 (b).



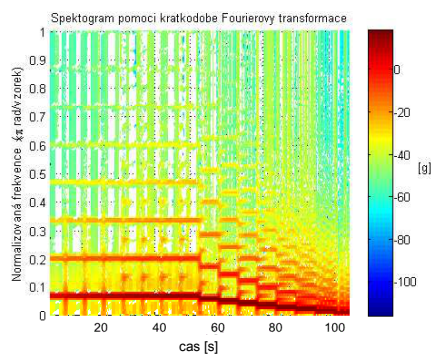
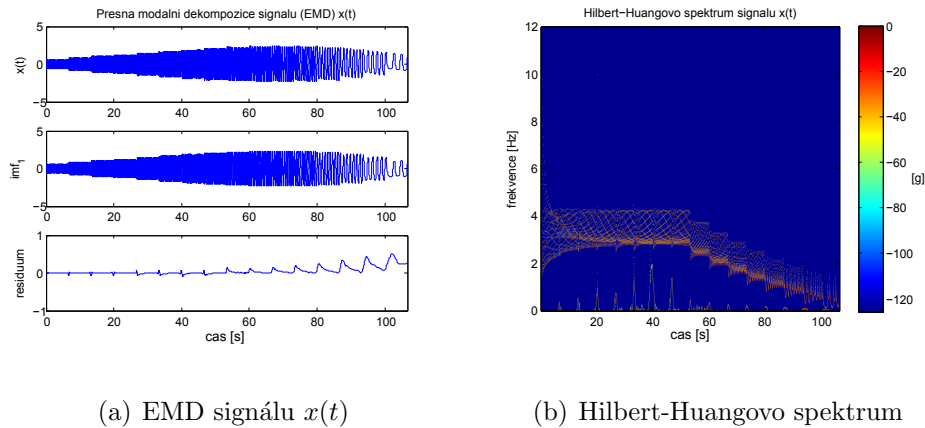
(a) Znázornění změny parametrů S a J (b) Průběh vstupního signálu $x(t)$

Obrázek 4.5: Uvažované průběhy parametrů (S , J) a vstupního signálu ($x(t)$)

Na Obr. 4.6 (c) je znázorněno získané spektrum krátkodobé Fourierovy transformace pro signál $x(t)$. Můžeme zde pozorovat, že koeficienty dosahují největší intenzity kolem více frekvencí. Jedná se o první harmonickou frekvenci signálu $x(t)$ a o její vyšší harmonické. Signál tedy nemá sinusový průběh a lze tedy předpokládat, že nebyl způsoben špatně naladěným regulátorem ani harmonickou poruchou, ale byl způsoben třením v regulačním ventilu. Výhodou této metody je, že lze v mnoha případech detekovat příčinu oscilací vizuálně ze získaného spektrogramu, bývá proto nejčastěji využívána jako vizuální metoda.

Naopak metoda založená na Hilbert-Huangově transformaci, jejíž spektrum je znázorněné na Obr. 4.6 (b), nedekomponuje signál na harmonické signály, což je patrné na zmíněném spektrogramu. Koeficienty zde dosahují nejvyšší intenzity kolem jedné frekvence, která odpovídá frekvenci oscilací testovaného signálu $x(t)$. Výhodou metody je, že zachovává všechny vlastnosti signálu $x(t)$. Nevýhodou oproti metodě krátkodobé Fourierovy transformace naopak je, že je oblast kolem hledané frekvence širší. Ze získaného spektrogramu také nelze vizuálně určit příčinu oscilací. Z tohoto důvodu se tato metoda využívá spíše pro určení rozsahu frekvence oscilací, nebo se využívá pro podrobnější analýzu signálu. Vstupní signál $x(t)$ nesplňoval požadavky kladené na IMF. Bylo proto zapotřebí provést dekompozici vstupních dat pomocí EMD tak, aby byly požadavky splněny. Průběh uvažovaného signálu $x(t)$ společně s první komponentou IMF (imf_1) a jejich residuem je znázorněn na Obr. 4.6 (a). Z Obr. 4.5 (a) znázorňujícího změny parametrů modelu tření a ze získaných spektrogramů na Obr. 4.6 (b) a (c) je zřejmé, že při narůstajících hodnotách parametrů S a J nedochází ke změně frekvence oscilací, ale narůstá pouze jejich amplituda. Naopak s narůstající hodnotou parametru S a klesající hodnotou J dochází k poklesu frekvence oscilací.

Metody Hilbert-Huangovy transformace a krátkodobé Fourierovy transformace nejsou vhodné pro použití v reálném čase z důvodu vysoké paměťové a časové náročnosti. Bývají však využívány v offline analýzách signálů.



(c) Spektrum krátkodobé FT

Obrázek 4.6: Porovnání Hilbert-Huangovy transformace a krátkodobé Fourierovy transformace

4.3.3 Další metody časo-frekvenční analýzy

Mezi další možné metody časo-frekvenční analýzy řadíme Heisenbergův-Gaborův princip neurčitosti vycházející rovněž z Fourierovy transformace, Waveletovou transformaci rozkládající signál do frekvenčních složek pomocí množiny ortonormálních bází nebo Wigner-Villeovu distribuci vycházející z Fourierovy transformace centrální kovarianční funkce signálu. Podrobný popis těchto metod je popsán v [37].

4.4 Detekce pomocí metody měření THD

Jednou z možností on-line automatické detekce vadných ventilů je použití běžící Fourierovy transformace. Pomocí tohoto algoritmu je možné vypočítat spektrální výkon na dané

frekvenci pro první a vyšší harmonické frekvence. Na základě tohoto údaje je vypočítán činitel harmonického zkreslení (THD), který je definován jako poměr součtu spektrálních výkonů $P_2 \dots P_n$ vyšších harmonických ku výkonu P_1 první harmonické frekvence.

$$THD = \frac{\sum_2^n P_n}{P_1} \quad (4.30)$$

Se zvyšující se hodnotou THD narůstá podíl vyšších harmonických frekvencí v signálu. Sinusový signál je tvořen pouze první harmonickou frekvencí, vyšší harmonické jsou nulové. Nulová hodnota vyšších harmonických frekvencí určuje, že i hodnoty těchto výkonů budou nulové => hodnota THD sinusového signálu je rovna nule. Naopak signály výrazně odlišné od sinusového mají vysoký poměr vyšších harmonických frekvencí => odpovídající hodnota THD bude vysoká.

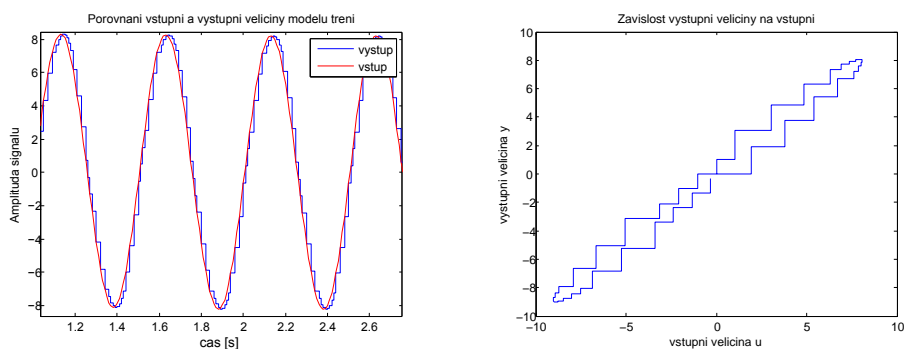
Přesáhne-li hodnota THD vypočítaná ze signálů OP, PV a MV (pokud je tento signál měřitelný) určitou mez, lze uvažovat, že oscilace nemají sinusový charakter a jsou tedy s velkou pravděpodobností způsobeny třením v regulačním ventilu, které se velice často nesinusovým charakterem kmitání projevuje.

Tato originální metoda je dále rozpracovaná v kapitole 5 a obsahuje autorovi původní výsledky.

5 Implementace metody měření THD

Metoda měření činitele harmonického zkreslení THD založená na běžící Fourierově transformaci představuje způsob jakým lze provádět automatickou detekci vadných ventilů v reálném čase. Z tohoto důvodu byla provedena její podrobná analýza. Po implementaci testovaného modelu tření byla ze signálů OP, MV a PV určována závislost hodnoty THD na parametrech modelu tření S a J . Z naměřených signálů byla dále určována frekvence oscilací rovněž v závislosti na parametrech modelu tření.

Automatizované experimenty byly prováděny pro testovací třídu systémů popsanou v kapitole 5.3. Bylo určováno, jakou minimální vzorkovací frekvenci můžeme použít, či jaký maximální šum může být přítomen. Z těchto poznatků lze určit, pro jakou oblast systémů a za jakých podmínek lze provést korektní detekci tření a jeho správnou kvantifikaci.



(a) Porovnání časových průběhů

(b) Graf závislosti výstupní veličiny na vstupní

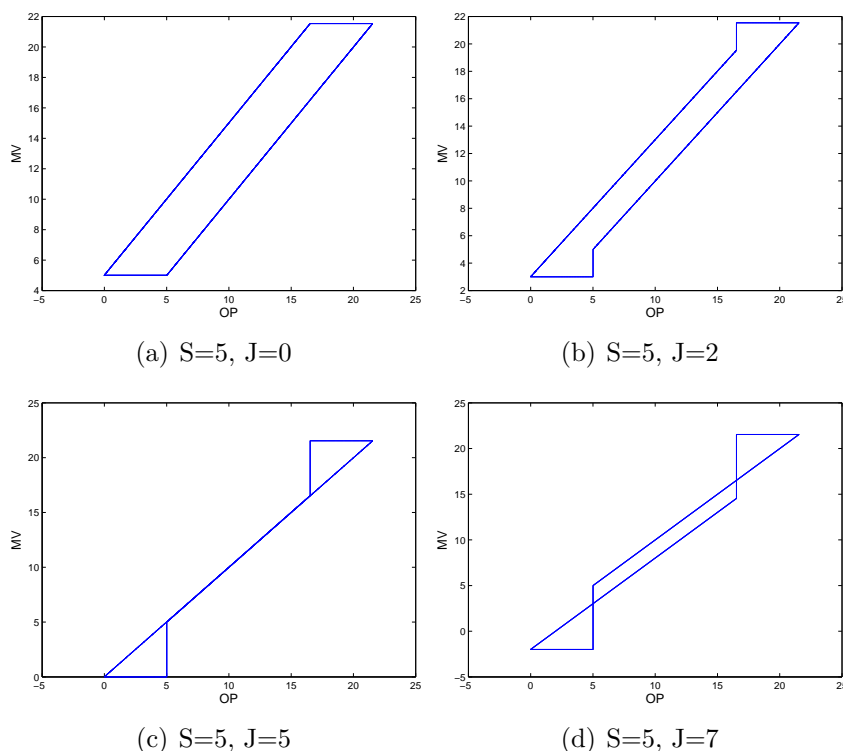
Obrázek 5.1: Výsledky testování jednoparametrového modelu tření ($d = 1$)

5.1 Implementace modelu tření

V prvním kroku implementace byl použit jednoparametrový model tření. Algoritmus jednoparametrového modelu určuje rovnice 2.3. Jeho podobu lze nalézt v příloze A.1.

Obr. 5.1 (a) znázorňuje výsledky simulace testování jednoparametrového modelu, na jehož vstup byl přiveden sinusový signál. Při porovnání Obr. 5.1 (b) s Obr. 2.5, znázorňující požadované chování ventilu zatíženého třením, je patrné, že jednoparametrový model neodpovídá tomuto požadovanému chování. Tento model vykazuje některé nedostatky. Výstup modelu je závislý na rozdílu vstupní veličiny a předchozí výstupní veličiny, což není vhodné. Hodnota vstupní veličiny by měla být porovnávána s hodnotou výstupní veličiny v době, kdy se začalo projevovat statické tření. Dalším nedostatkem modelu je předpoklad, že se statické tření projevuje v celém rozsahu pohybu ovládací tyče. Tento stav se u regulačních ventilů vyskytuje opravdu jen zřídka. Z těchto důvodů se jednoparametrový model nevyužívá jako adekvátní model statického tření.

Při implementaci metody měření THD musel být využíván sofistikovanější dvouparametrový Kanův model tření. Použitý algoritmus vychází z diagramu na Obr. 2.7 a lze ho

Obrázek 5.2: Testování Kanova modelu tření pro různé parametry S a J

nalézt v příloze A.2.

Na Obr. 5.2 jsou zobrazeny výsledky z testování modelu pro různé parametry. Jsou zde znázorněny 4 způsoby projevu tření ve ventilu, které mohou nastat, viz [29]. Na Obr. 5.2 (a) se projevuje pouze pásmo necitlivosti. Parametr $J = 0$, neprojevuje se tak žádný prokluz. Druhý případ bývá označován jako statické tření (podkmit $J < S$). V případech 5.2 (a) a (b) nemůže hodnota výstupního signálu dosáhnout hodnoty vstupu, vzniká tak odchylka mezi jednotlivými signály. Na Obr. 5.2 (c) je znázorněna závislost výstupního signálu na vstupním pro parametry $J = S$. Jakmile ventil překoná hodnotu tření, nashromážděná energie způsobí, že ventil přeskočí a výstupní hodnota sleduje vstupní signál. Poslední případ charakterizuje situaci, kde $J > S$. Výstup ventilu zde překročí hodnotu vstupu z důsledku nadměrného prokluzu J . Tento případ bývá označován jako statické tření (překmit).

Z diagramu Kánova modelu tření (Obr. 2.7) je zřejmé, že je hodnota vstupního signálu $u(t)$ omezena (povolený rozsah 0-100). Je-li hodnota vstupního signálu mimo zvolené meze, je jí pro další výpočet přidělena hodnota maximální hodnoty, pro hodnotu vyšší než maximum, nebo hodnota minimální hodnoty, pokud je hodnota nižší než minimum. Toto omezení vychází z chování skutečného regulačního ventilu, který může pracovat jen v určitém rozmezí. Pro vstupní signál mimo pracovní rozmezí je ventil v saturaci (je plně otevřen, nebo zavřen).

Omezení amplitudy vstupního signálu nám zároveň udává, jakých hodnot mohou nabývat parametry modelu tření S a J . Pokud je povolený rozsah od 0 až 100, mohou být teoreticky i parametry modelu tření v rozsahu 0 až 100. Z významu parametrů, který je popsán v kapitole 2.2, je patrné, že by pro hodnotu parametru S vyšší než maximální hodnota, bylo tření tak vysoké, že by nedošlo ke změně polohy ventilu pro žádnou hod-

notu vstupního signálu. Ventil by zůstal tzv. „přilepen“. Parametr J má význam prokluzu, který ze své fyzikální podstaty nemůže být vyšší než maximální hodnota. V reálných situacích však nastává tření, jemuž odpovídají parametry modelu tření o nižších hodnotách. Z tohoto důvodu bude v následujícím textu určována závislost hodnoty činitele harmonického zkreslení THD pro rozsah parametrů (S , J) 1 až 12, který odpovídá přibližně 10% z maximálního rozsahu parametrů.

Pro ověření požadovaného chování modelu tření byly použity OP-MV diagramy znázorněné na Obr. 5.2. Lze použít také automatické detekce tření z OP-PV diagramů založené na prokládání elipsou, shlukování nebo na kvalitativní analýze. Popis těchto metod společně s příklady nalezneme v kapitole 4.2.1.

Regulační ventil se v procesním řízení projevuje nejen případným třením, které určuje implementovaný model tření, ale i svými dynamickými vlastnostmi. Dynamické vlastnosti regulačních ventilů jsou odlišné, lze je popsat pomocí přenosové funkce prvního řádu ve tvaru

$$P(s) = \frac{1}{\tau_i s + 1} \quad (5.1)$$

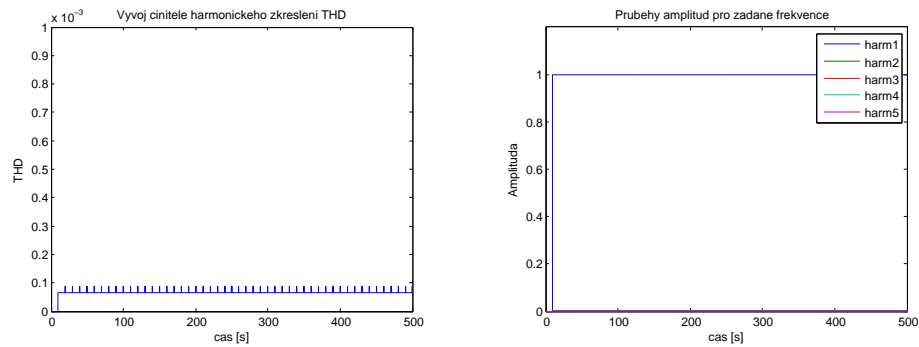
kde τ_i je časová konstanta. V uvažovaném simulačním procesu implementované metody byla použita velikost časové konstanty $\tau_i = 0.05$.

5.2 Výpočet THD pomocí bloku RDFT

Pro online určení hodnoty činitele harmonického zkreslení THD byl využíván blok RDFT, který je součástí vyvíjené knihovny bloků pro CLPA (oceňování kvality regulačních smyček). Blok pracuje na principu vlečné diskretní Fourierovy transformace. Diskretní Fourierova transformace vstupního signálu $u(t)$ (v uvažované implementaci signály: OP, MV a PV) je počítána pro základní frekvenci f_{reg} a pro vyšší harmonické. Její hodnota je určována pro posledních m prvků vstupního signálu $u(t)$ dle následující rovnice

$$m = \frac{n_{per}}{f_{reg}} T_s, \quad (5.2)$$

kde n_{per} je počet period signálu, f_{reg} je základní frekvence a T_s je perioda vzorkování. Délku časového okna je zapotřebí zvolit dostatečně dlouhou, aby mohl algoritmus výpočtu určit korektní transformaci signálu na harmonické frekvence a z nich korektní hodnotu činitele THD. Za předpokladu příliš úzkého časového okna by nebylo k dispozici potřebné množství dat, hodnota THD by neodpovídala skutečnosti a následně i detekovaná příčina oscilací by mohla být chybná. Důležitým parametrem pro správný výpočet hodnoty činitele THD je zajisté počet určovaných harmonických frekvencí n_{harm} . Fourierova transformace umožňuje popis vstupního signálu $u(t)$ pomocí základní harmonické a dalších vyšších harmonických. Uvažovaný signál $u(t)$ je pak dán součtem těchto harmonických průběhů. Hodnota parametru n_{harm} musí být dostatečně vysoká na to, aby součet harmonických signálů odpovídal signálu $u(t)$ a určená hodnota parametru THD byla korektní. V této implementaci pro uvažované systémy popsané v 5.3 bylo simulačně ověřeno, že je dostatečným počet harmonických $n_{harm} = 5$. Pro vyšší hodnoty parametru n_{harm} se vypočítaná hodnota THD již příliš nemění.



(a) Průběh vypočítané hodnoty THD - (b) Amplitudy jednotlivých harmonických signálů - porucha

Obrázek 5.3: Příklad výpočtu činitele THD pomocí RDFT - porucha

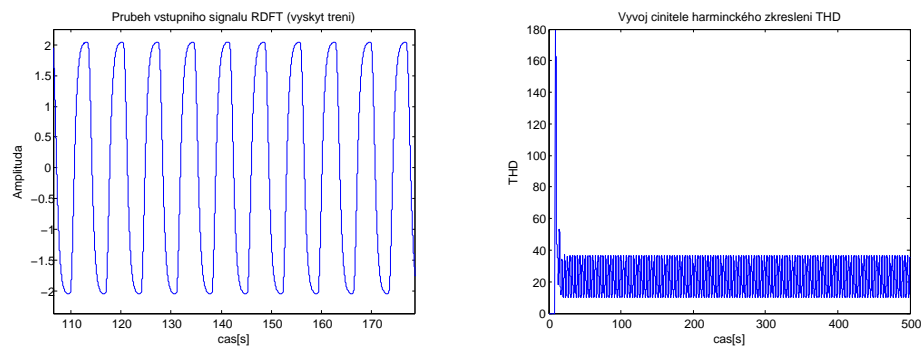
V reálných situacích je řízený proces zatížen vysokofrekvenčním šumem, uvažovaný vstupní signál $u(t)$ do bloku RDFT je zapotřebí před zpracováním filtrovat. K tomuto účelu byl použit filtr s charakterem dolní propusti, který vysokofrekvenční šum potlačí. Konkrétní provedení filtru bude popsáno v kapitole 5.4.1 .

Na Obr. 5.3 (a) je znázorněn průběh hodnoty THD na výstupu bloku RDFT pro vstupní signál $u(t)$, jehož oscilace odpovídají sinusovému signálu o amplitudě 1 a frekvenci 0.1 Hz. Obr. 5.3 (b) znázorňuje amplitudy harmonických signálů pro zadané frekvence (shodný případ). Z průběhu jednotlivých harmonických signálů je patrné, že je vstupní signál tvořen jen první harmonickou a ostatní harmonické jsou zanedbatelné. Tomu odpovídá i hodnota činitele THD, která musí být nulová viz rovnice (4.30).

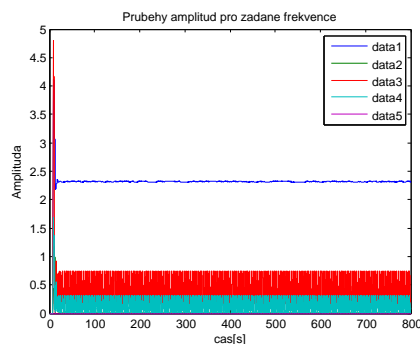
Pro porovnání slouží průběh signálu reprezentující oscilace vzniklé třením ve ventilu, viz Obr. 5.4 (a). Vypočítané hodnoty činitele THD jsou patrné na Obr. 5.4 (b) a amplitudy harmonických signálů na Obr. 5.4 (c). Zde je vstupní signál popsán i pomocí vyšších harmonických signálů, čemuž odpovídá i výrazně vyšší hodnota THD. Z porovnání průběhů na Obr. 5.3 (a) a Obr. 5.4 (b) je patrné, že lze pomocí hodnoty činitele THD určit příčinu oscilací.

5.3 Množina testovaných systémů

Cílem výzkumu a vývoje metod pro detekci a určení příčiny tření je navržení algoritmů, které nebudou vyžadovat znalosti o modelu systému (model-free). Pro automatizované experimenty je proto zapotřebí zvolit vhodnou testovací třídu systémů, která popíše dynamické chování většiny reálných průmyslových systémů. Podrobnější popis postupů pro nalezení testovací třídy systémů nalezneme v [12] a [50].



(a) Průběh oscilací způsobených třením (b) Průběh vypočítané hodnoty THD - tření



(c) Amplitudy jednotlivých harmonických signálů - tření

Obrázek 5.4: Příklad výpočtu činitele THD pomocí RDFT - tření

Apriorně přípustné testovací systémy

Nejprve budeme předpokládat, že všechny testovací systémy jsou popsány IO (celočíselný řád) přenosovými funkcemi ve tvaru

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

kde p je libovolné celé číslo a $K, \tau_1, n_i, i = 1, 2, \dots, p$ jsou kladná reálná čísla.

Charakteristická čísla testovacích procesů

V nejvyužívanějších heuristických metodách se pro neúplný popis procesu využívají tři čísla určená z přechodové charakteristiky nebo jeden bod frekvenční charakteristiky případně doplněný o statické zesílení. V této práci však pro popis testovacích procesů využíváme jiná charakteristická čísla – první tři momenty impulzní funkce

$$m_i = \int_0^{\infty} t^i h(t) dt, \quad i = 0, 1, 2, \quad (5.4)$$

kde $h(t)$ je impulzní funkce procesu. Čísla m_0, m_1, m_2 mohou být ekvivalentně nahrazena trojicí κ, μ, σ^2 , která je definována jako (podrobněji viz [12])

$$\kappa = \int_0^{\infty} h(t)dt = m_0, \quad (5.5)$$

$$\mu = \frac{\int_0^{\infty} th(t)dt}{\int_0^{\infty} h(t)dt} = \frac{m_1}{m_0}, \quad (5.6)$$

$$\sigma^2 = \frac{\int_0^{\infty} (t - \mu)^2 h(t)dt}{\int_0^{\infty} h(t)dt} = \frac{m_2}{m_0} - \frac{m_1^2}{m_0^2}. \quad (5.7)$$

Je možné dokázat, že pro přenosovou funkci (5.3) platí

$$\kappa = K, \quad (5.8)$$

$$\mu = \sum_{i=1}^p \tau_i n_i. \quad (5.9)$$

$$\sigma^2 = \sum_{i=1}^p \tau_i^2 n_i. \quad (5.10)$$

Aby byla přenosová funkce $P(s)$ přípustná, musí být splněny následující podmínky [12]:

1. Přenosová funkce je ve tvaru (5.3), $m \leq n_i, \forall i, \sum_{i=1}^p n_i \leq n$, kde $n \in \mathbb{R}^+$ je řád systému a $m \in \mathbb{R}^+$ je nejnižší přípustný řád každého pólu.
2. Přenosová funkce splňuje vztahy (5.8), (5.9) a (5.10).

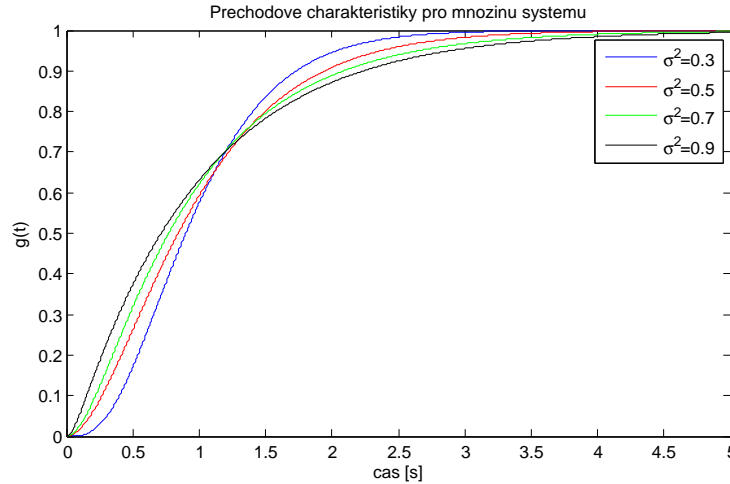
Abychom ospravedlnili volbu testovacích systémů, uvedeme bez důkazu následující tvrzení, které odpovídá na otázku, pro která κ, μ a σ^2 je množinový model neprázdný (podrobně viz [12] a [13])

Lemma 1. *Za předpokladu $2m \leq n$, je množinový model neprázdný právě tehdy, když*

$$\frac{1}{n} \leq \frac{\sigma^2}{\mu^2} \leq \frac{1}{m}. \quad (5.11)$$

Bez ztráty obecnosti můžeme normalizovat testovací procesy v zesílení a čase ($\kappa = 1, \mu = 1$). Třída systémů je pak parametrizována pouze jedním parametrem σ^2 , který má vztah k normalizovanému dopravnímu zpoždění systému. Pro σ^2 , které se blíží k minimální resp. maximální hodnotě daného intervalu, dostaneme procesy blízké dopravnímu zpoždění resp. prvnímu řádu, viz Obr. 5.5.

Jak je uvedeno v [13], minimální řád každého pólu lze volit jako $m = 1$. Řády systému, které jsou nižší než jedna, se v reálném světě nevyskytují. Naopak maximální řád systému být omezený nemusí, jelikož nejistota modelu konverguje velice rychle pro $n \rightarrow \infty$ a generované procesy lze poměrně snadno simulovat v časové oblasti.



Obrázek 5.5: Porovnání prechodových charakteristik pro množinu systémů

Lemma 2. Pro přenosové funkce (5.3), normalizovanou množinu systémů parametrizovanou parametrem σ^2 a pro zvolené $m = 1$ a $n = \infty$ získáme dvě konečné přenosové funkce ve tvaru

$$P_1(s) = \frac{e^{-(1-\sigma)s}}{\sigma s + 1}, \quad (5.12)$$

$$P_2(s) = \frac{1}{(\sigma^2 s + 1)^{\frac{1}{\sigma^2}}}. \quad (5.13)$$

Pro testování metody měření činitele THD byla zvolena normalizovaná množina procesů ($\kappa = \mu = 1, \sigma^2 \in (0.3, 0.9)$). Odpovídající přenosové funkce pro množinu procesů jsou patrné na Obr. 5.5. Je zde patrné, že množina pokrývá širokou škálu dynamických vlastností od systémů blízkých prvnímu řádu pro $\sigma^2 \rightarrow 1$ až po systémy blížící se dopravnímu zpoždění $\sigma^2 \rightarrow 0$.

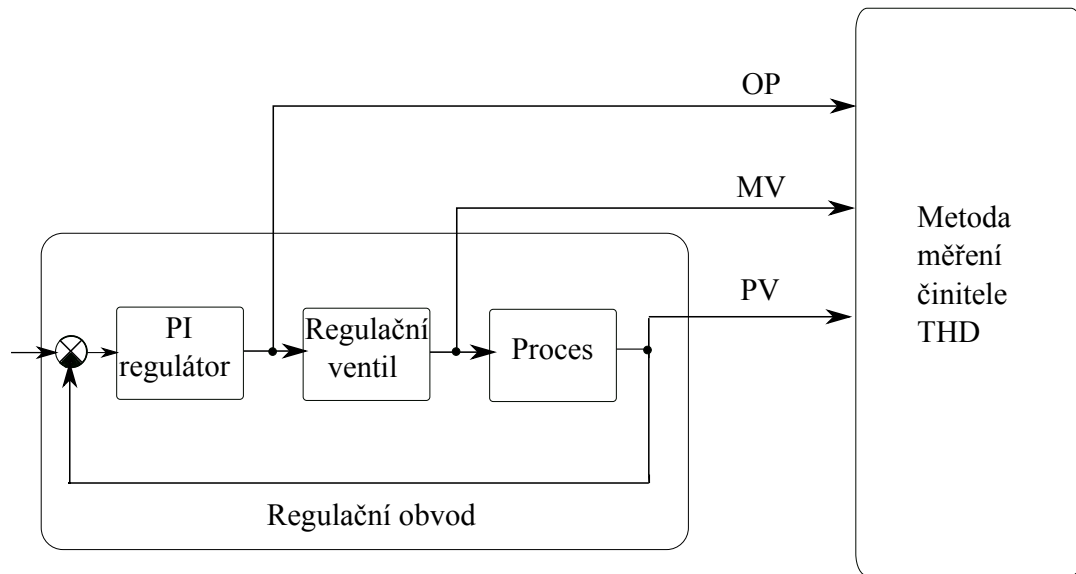
5.4 Simulační testování implementované metody

V této kapitole jsou podrobně popsány provedené simulace implementované metody pro měření činitele harmonického zkreslení THD. Cílem analýzy bylo získání závislosti hodnot THD pro měřené signály OP, MV a PV na parametrech S a J použitého Kanova modelu tření. Rovněž byla určována frekvence vzniklých oscilací. Simulační experimenty byly provedeny pro množinu systémů popsanou v kapitole 5.3.

5.4.1 Simulační schéma

Simulační obvod lze rozdělit na dvě části viz blokové schéma na Obr. 5.6. První část je tvořena regulačním obvodem a část druhá zahrnuje implementovanou metodu pro detekci tření. Regulační obvod lze dále rozdělit na PI regulátor, akční člen (regulační ventil) a systém reprezentující řízený proces.

Samotný obvod byl navržen v programovém prostředí MATLAB, konkrétně v jeho nadstavbě Simulink. Obvod byl vytvořen pomocí funkčních bloků z knihovny RexLib



Obrázek 5.6: Schéma zapojení pro určování THD

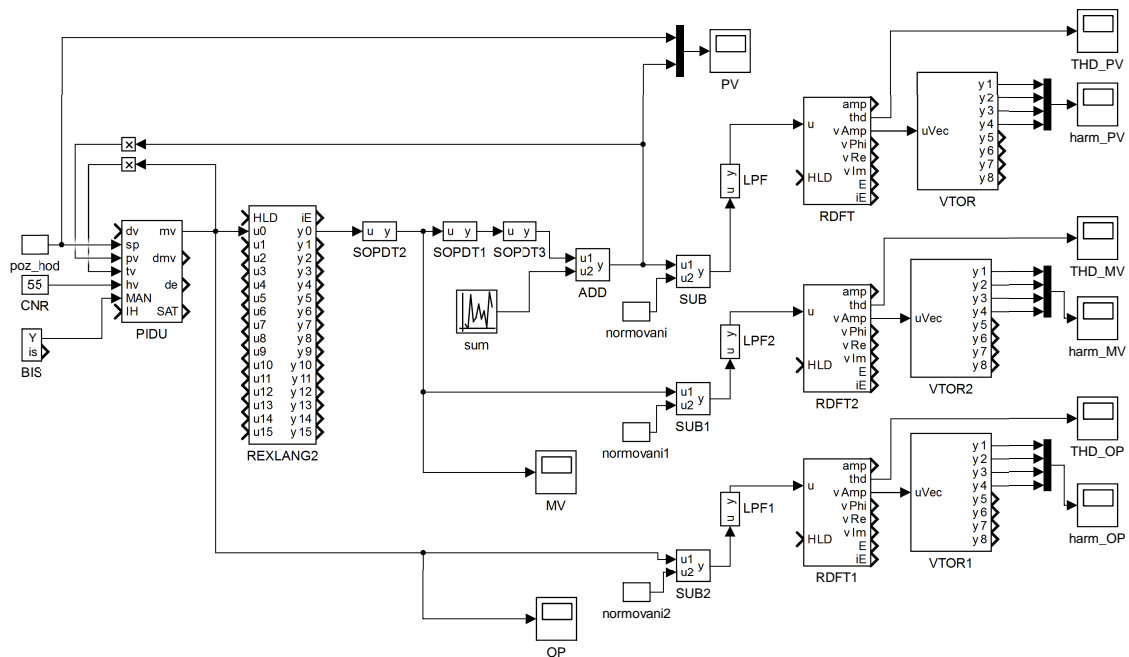
z důvodu budoucí implementace do řídicího systému REX. Schéma zapojení je znázorněno na Obr. 5.7. PI regulátor byl navržen pomocí Java appletu *Fractional PID laboratory*, který je dostupný na webových stránkách www.PIDlab.com. Návrh regulátoru v tomto appletu je založen na metodě robustních regionů, jejíž popis společně s uživatelským popisem appletu nalezneme v [12]. PI regulátor byl navržen tak, aby byla odezva uzavřené regulační smyčky dostatečně rychlá, a aby byl regulátor schopný zaručit stabilní regulační smyčku pro všechny systémy ze zvolené množiny testovacích signálů. Získaný řídicí zákon PI regulátoru je

$$U(s) = 1.2232 \left\{ W(s) - Y(s) + \frac{1}{0.7698s} [W(s) - Y(s)] \right\}, \quad (5.14)$$

kde $W(s)$ je Laplaceova transformace požadované hodnoty sp a $Y(s)$ je Laplaceova transformace regulované veličiny pv . Řídicí zákon PI regulátoru je realizován pomocí bloku PIDU.

Reálný regulační ventil je tvořen dvojicí bloků REXLANG2 a SOPDT2. Programovatelný blok REXLANG2 implementuje dvouparametrový model tření, jehož princip je popsán v kapitole 5.1 a jehož algoritmus nalezneme v příloze A.2. Blok SOPDT2 určuje dynamiku ventilu s přenosem popsáným v rovnici (5.1). Poslední část regulační smyčky tvoří bloky SOPDT1 a SOPDT3, které realizují simulační procesy pro zvolenou množinu testovacích systémů. Pro realizaci šumu v obvodu slouží blok sum generující náhodnou posloupnost signálu podle zvolené násady.

Implementovanou metodu pro měření činitele THD tvoří bloky RDFT sloužící pro on-line výpočet THD, bloky VTOR pro rozdělení vstupního vektoru na jednotlivé složky a také bloky LPF pro realizaci filtru typu dolní propust, který potlačuje vysokofrekvenční šum z měřených signálů regulační smyčky (PV, MV a OP).

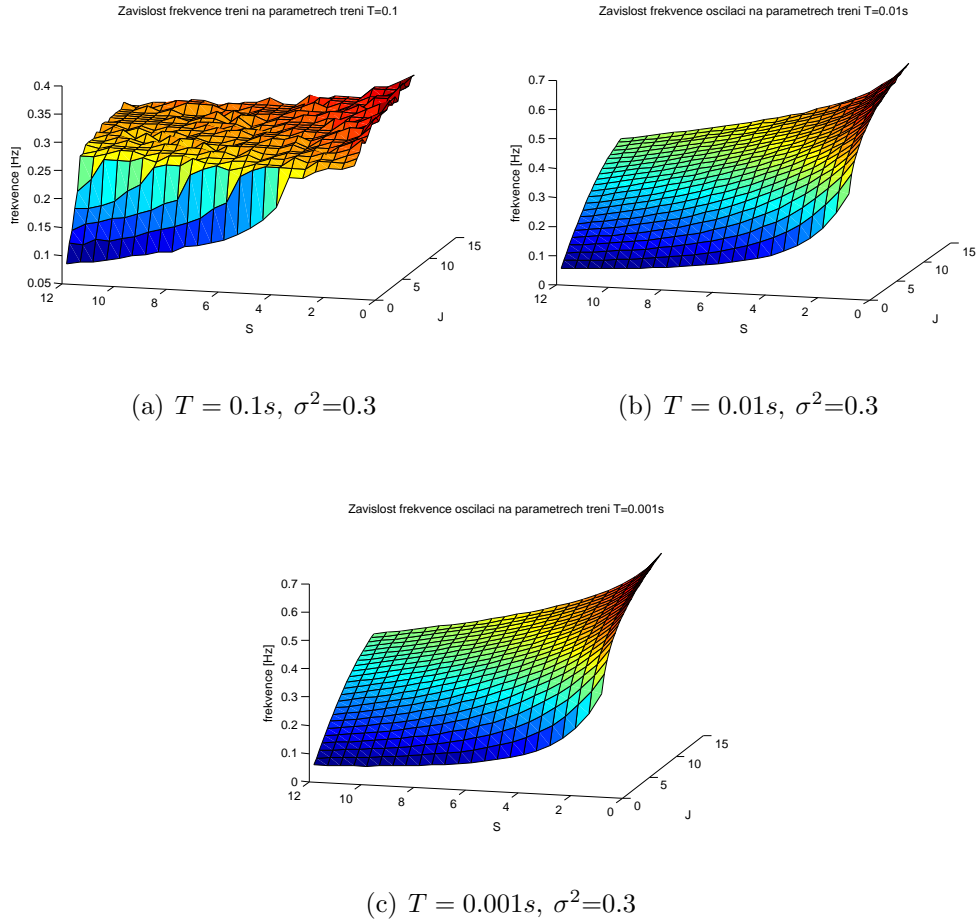


Obrázek 5.7: Schéma zapojení pro určování THD

5.4.2 Simulační proces

Průběh simulačního procesu lze rozdělit do dvou kroků. V prvním z nich dochází k určování frekvence detekovaných oscilací měřených signálů, v druhé části je určována hodnota činitele THD signálů. Určené frekvence oscilací lze využít pro sledování závislosti těchto frekvencí na parametrech implementovaného modelu tření a také jsou nezbytné pro správné nastavení parametru *freq* bloků RDFT, která určuje základní frekvenci testovaného signálu. Blok RDFT, konkrétně jeho výstupní hodnota THD, je poměrně citlivá na nastavení parametru pro základní frekvenci, a proto je žádoucí určit frekvenci oscilací co nejpřesněji. V případě nastavení odlišné frekvence by blok generoval výrazně odlišné hodnoty THD. Detekovaná frekvence oscilací bude dále využita pro určení šíře propustného pásma pro nastavení filtru na vstupu bloku RDFT. Délka simulačního procesu byla zvolena na 800 s, aby bylo možné nalézt oblasti ustálených oscilací pro celou množinu testovacích systémů. Z Obr. 5.8 je patrné, že na korektní výpočet frekvence oscilací má vliv i zvolená perioda vzorkování. Změna frekvencí měřeného signálů by měla být plynulá v závislosti na změnách parametrů modelu tření. Není-li však perioda vzorkování dostatečná, dochází pro některé typy vzniklých oscilací (vyvolaných určitými hodnotami parametrů *S* a *J*) k chybnému určení jejich frekvence viz Obr. 5.8 (a). Z výsledků analýz vyplývá, že pro uvažovanou normalizovanou třídu systémů je dostatečná vzorkovací perioda pro aplikaci metody $T = 0.01s$. Reálné průmyslové procesy mají v některých případech delší časové konstanty, perioda vzorkování by se v tomto případě mohlo úměrně navýšit.

Frekvence oscilací byla nejprve detekována pomocí metody určující periodu T_i mezi dvěma po sobě jdoucími maximálními hodnotami signálu. Výsledná hodnota periody sig-



Obrázek 5.8: Porovnání grafů závislosti frekvence oscilací na změnách parametrů S a J modelu tření pro různé periody vzorkování

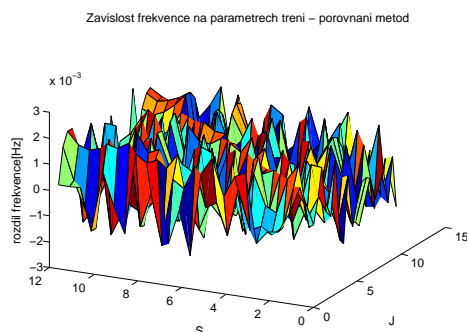
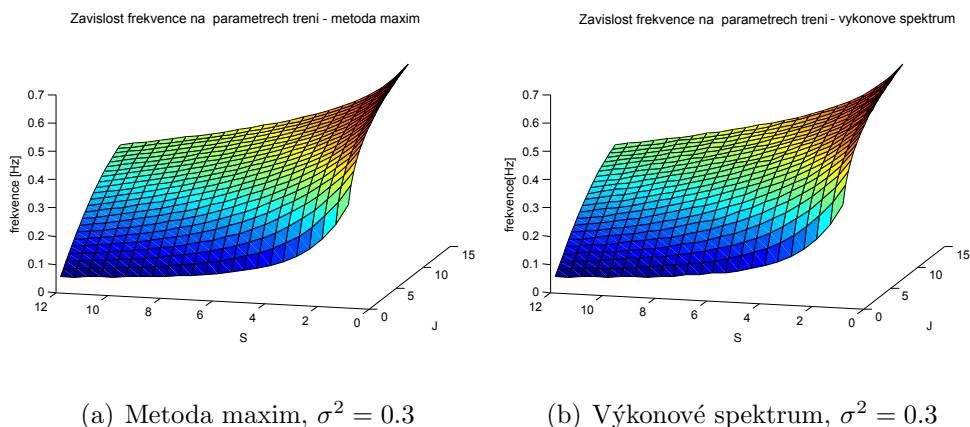
nálu T_p byla určena jako střední hodnota určených period T_i

$$T_p = \frac{\sum_{i=1}^n T_i}{n}. \quad (5.15)$$

Požadovaná frekvence f byla následně vypočítána dle vztahu

$$f = \frac{1}{T_p}. \quad (5.16)$$

Výhodou tohoto přístupu je jeho snadná implementace v programovém prostředí, naopak podstatnou nevýhodou je fakt, že ji bez filtrování nelze využít pro signály zatížené šumem. Jelikož je šum u většiny signálů v reálných procesech přítomen, bylo zapotřebí implementovat do detekčního algoritmu sofistikovanější metodu. V našem případě byla použita metoda určující maximum výkonové spektrální hustoty. Nejprve byla vybrána oblast pravidelných oscilací měřeného signálu. Z vybraných oscilací byla určena autokorelační případně autokovarianční funkce (viz kapitoly 3.4 a 3.6), ze které bylo vypočítáno odpovídající výkonové spektrum. Ve výkonovém spektru lze pomocí automatického algoritmu detekovat maximální hodnotu výkonu, která odpovídá frekvenci oscilací měřeného



Obrázek 5.9: Porovnání grafů závislosti frekvence oscilací na změnách parametrů S a J modelu tření pro různé metody

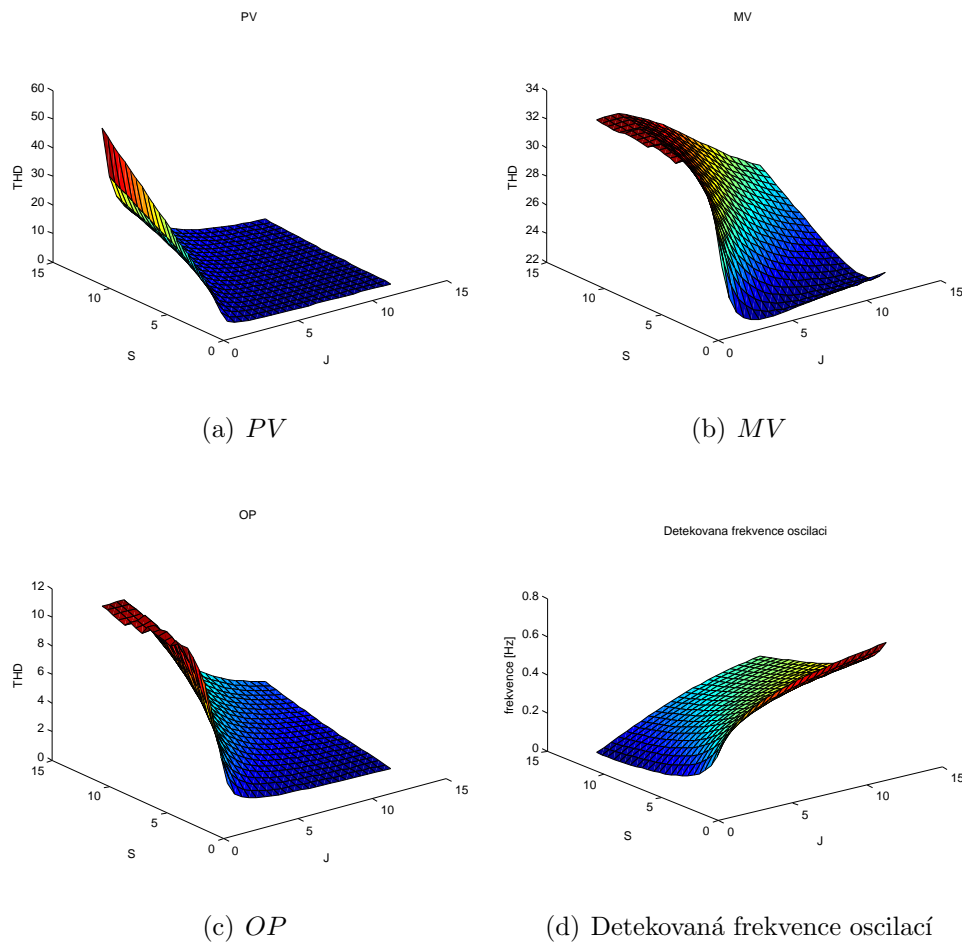
signálu. Popis metody společně s příkladem je uveden v kapitole 3.3. Na Obr. 5.9 je znázorněno porovnání použitých metod pro nezašuměný signál. Z rozdílu metod na Obr. 5.9 (c) je patrné, že pro nezašuměný signál jsou výsledné detekované frekvence téměř shodné.

Po detekování odpovídající frekvence oscilací byla tato hodnota dosazena do parametru bloku RDFT a následně měřena hodnota výstupního parametru THD. Výsledná hodnota činitele THD byla určena jako střední hodnota činitelů THD_i měřených ve zvolené oblasti dat, kdy jsou oscilace výstupního signálu ustálené, dle rovnice

$$THD = \frac{\sum_{i=1}^n THD_i}{n}, \quad (5.17)$$

kde n je počet měřených činitelů THD_i .

Činitel THD byl počítán pro proměnné parametry implementovaného modelu tření S a J . Zvolený rozsah použité množiny parametrů je popsán v kapitole 5.1. Dosažené výsledky analýzy THD jsou v této kapitole demonstrovány na systému parametrizovaném parametrem $\sigma^2 = 0.3$ a periodě vzorkování $T = 0.001s$. Průběhy činitele THD měřených signálů PV, MV a OP pro celou testovací třídu systémů nalezneme v příloze B. Příloha B znázorňuje analýzu pro periodu vzorkování $T = 0.01s$ a $T = 0.001s$.



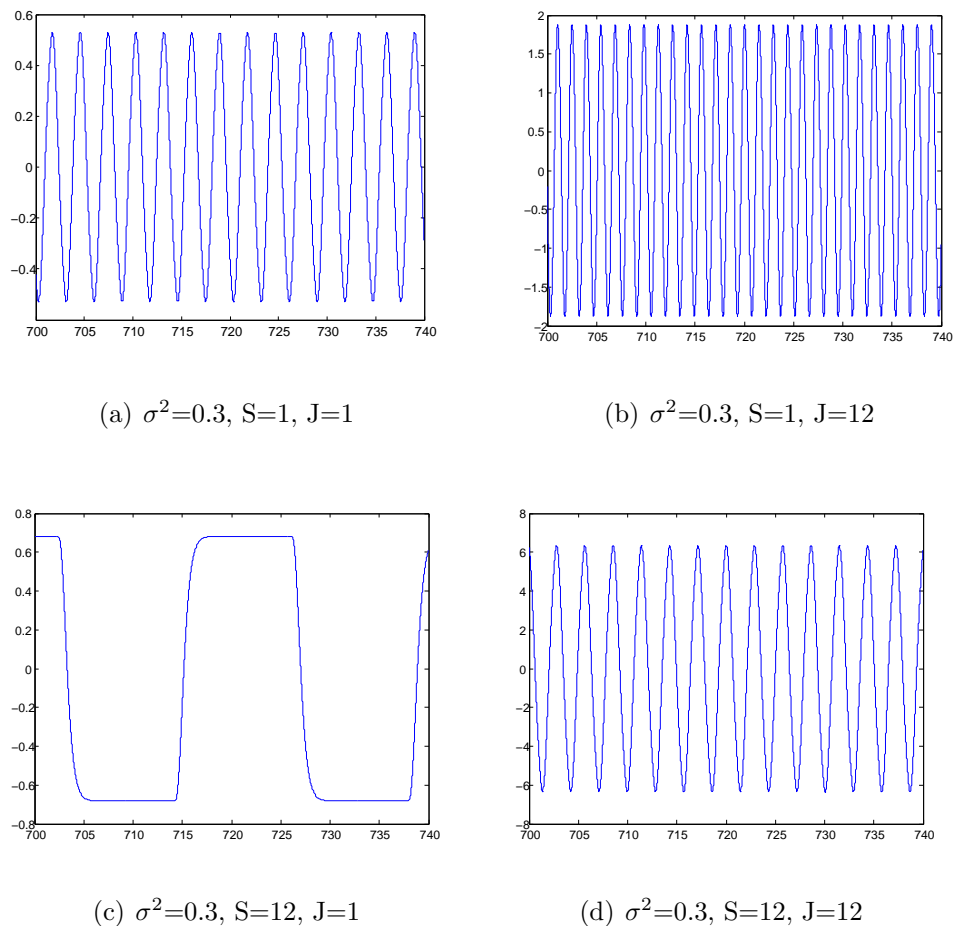
Obrázek 5.10: Průběhy závislostí hodnot THD měřených signálů na změnách parametrů S a J modelu tření (perioda vzorkování=0.001).

Drobným nedostatkem použitého bloku RDFT je, že pro správné určení hodnoty činitele harmonického zkreslení vyžaduje, aby oscilující signál vstupující do tohoto bloku měl střední hodnotu rovnou nule. Je proto nezbytné, provádět normování plovoucím průměrem tak, aby byl tento požadavek splněn. Pro tento účel byly použity bloky SUB, viz Obr. 5.7, které odečítají od analyzovaného signálu jeho střední hodnotu. Střední hodnota signálu byla určena v prvním části simulačního procesu společně s detekováním frekvence oscilací.

5.4.3 Výsledky simulačního procesu

Vývoj činitele THD v závislosti na parametrech modelu tření byl nejprve analyzován na regulačním obvodu, který nebyl zatížen třením. Výsledky analýzy pro systém parametrizovaný parametrem $\sigma^2 = 0.3$ jsou dokumentovány na Obr. 5.10. Je zde patrná i závislost detekované frekvence oscilací na změnách parametrů, viz Obr. 5.10 (d).

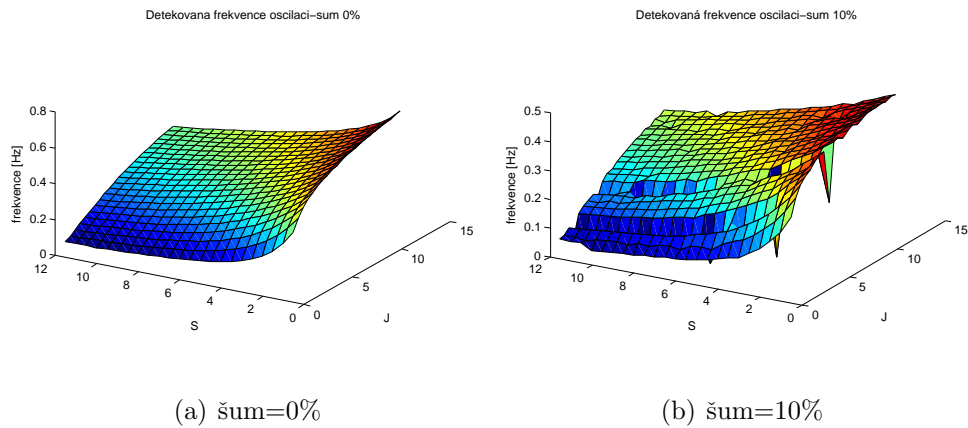
Z Obr. 5.10 je patrné, že nejvyšší hodnota THD nastává při nejvyšší hodnotě parametru S a nejnižší hodnotě parametru J . Tomuto případu odpovídá nejnižší frekvence detekovaných oscilací na Obr. 5.10 (d). Získané výsledky potvrzuje časový průběh měře-



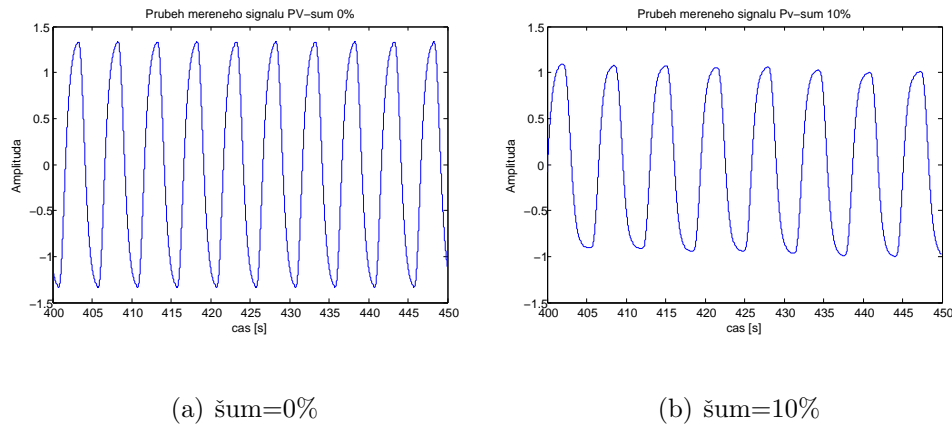
Obrázek 5.11: Časové průběhy testovaného signálu PV pro různé parametry S a J modelu tření (perioda vzorkování=0.001).

ného signálu PV, který je patrný na Obr. 5.11 (c). Je zde patrný signál s vysokou periodou (nízkou frekvencí), který se z uvedených příkladů nejvíce odlišuje od harmonického signálu (hodnota THD musí být nejvyšší). Tento stav je způsoben tím, že je systém dlouhou dobu tzv. přilepen (nemění se výstupní hodnota při změně vstupu), a poté nedojde k dostatečnému prokluzu tak, aby výstupní hodnota sledovala hodnotu vstupní. Výstupní veličina je po celou dobu zpožděna. Nejvyšší hodnota detekovaných oscilací nastává společně s nejnižší hodnotou THD pro nízké hodnoty parametru S a nejvyšší hodnotu parametru J . Odpovídající měřený signál PV je patrný na Obr. 5.11 (b). Z uvedených příkladů dosahuje nejvyšší frekvence a je nejvíce podobný harmonickému signálu (hodnota THD je nízká). Nastává zde opačný jev než v předchozím případě. Přilepení je nepatrné, a poté dojde k výraznému prokluzu.

Příklady na Obr. 5.11 (a) a (d) znázorňují časové průběhy pro případ, kdy jsou parametry S a J totožné. Výstupní veličina modelu tření nejprve nereaguje na změny vstupní



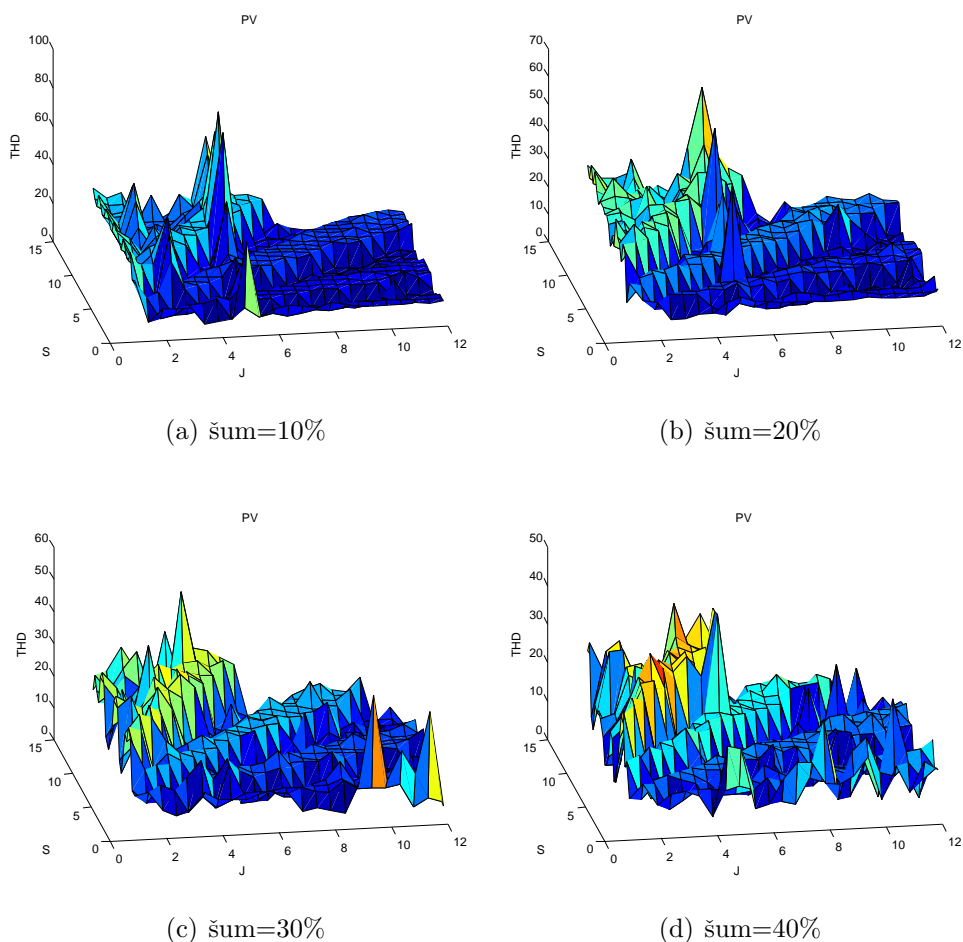
Obrázek 5.12: Porovnání detekovaných frekvencí signálu pro nezašuměný a zašuměný signál. ($\sigma^2 = 0.3$)



Obrázek 5.13: Porovnání časových průběhů signálu PV zatíženého a nezatíženého šumem.

veličiny (přilepení), poté však dojde k prokluzu, který způsobí, že výstupní veličina začne přesně sledovat vstup. Na Obr. 5.10 je patrné, že se s narůstajícími hodnotami parametrů ($S = J$) zvyšuje amplituda oscilací, zvyšuje se jejich frekvence a rovněž narůstá hodnota činitele THD.

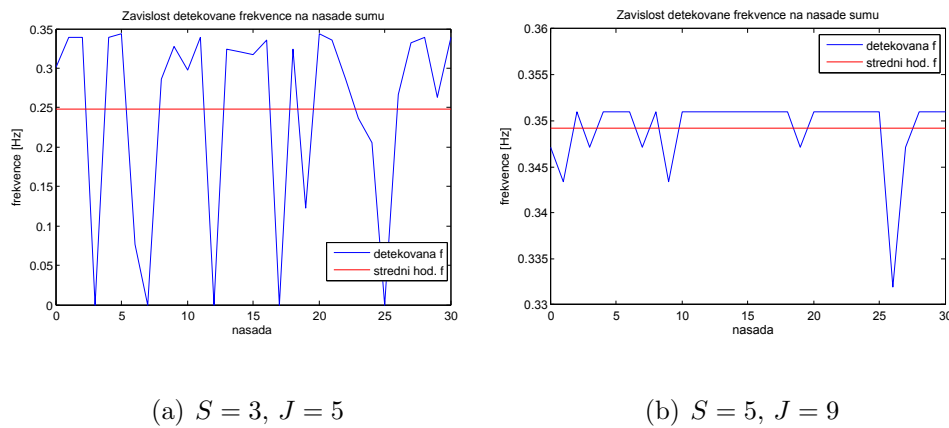
Po analýze činitele THD nezatíženého obvodu byl do simulačního procesu přidán blok *sum*, viz Obr. 5.7. Blok generuje náhodný signál dle zvolené velikosti amplitudy a násady. Velikost amplitudy byla volena v požadovaném poměru k amplitudě oscilací analyzovaného signálu. Poměr velikosti amplitudy šumu k amplitudě signálu bude uváděn v procentech. K detekování frekvence oscilujícího signálu byla opět využita metoda určující maximum výkonového spektra korelační funkce signálu. Její výhodou je, že působí jako filtr s charakterem dolní propusti, a tak pro určení korektní frekvence oscilací není zapotřebí testovaný signál filtrovat. Porovnání detekovaných frekvencí signálu pro nezašuměný a zašuměný signál shodného systému parametrizovaného parametrem $\sigma^2 = 0.3$ nalezneme na Obr. 5.12. Z porovnání je patrný rozdíl ve velikosti detekovaných frekvencí. Pro frekvence vznikající v regulační smyčce nezatížené šumem (Obr. 5.12 (a)), se maximální hodnoty pohybují



Obrázek 5.14: Porovnání závislosti činitele THD signálu PV pro rozdílné amplitudy šumů. ($\sigma^2 = 0.3$)

kolem hodnoty $f = 0.8$ Hz, zatímco frekvence smyčky zatížené šumem (Obr. 5.12 (b)) dosahují maximální hodnoty kolem $f = 0.5$ Hz. Rozdíl není způsoben chybným detekováním frekvence, ale způsobuje jej samotný šum, který ovlivňuje frekvence vznikajících oscilací. Jak je z porovnání patrné, přítomný šum ovlivňuje frekvence odlišným způsobem v závislosti na parametrech modelu tření S a J .

Z porovnání časových průběhů signálu PV (Obr. 5.13), které byly naměřeny pro totožný systém i parametry modelu tření $S = 4.5$ a $J = 2$, je zřejmé, že přítomný šum neovlivňuje jen frekvence vzniklých oscilací, ale také jejich tvar a velikost amplitudy. Na Obr. 5.13 (a) je znázorněn průběh šumem nezatíženého signálu o amplitudě 1.39, zatímco Obr. 5.13 (b) odpovídá průběhu PV určeného z regulační smyčky zatížené 10% šumem. Zde dosahuje velikost amplitudy hodnoty 1.15. Nejvýraznější komplikací je změna tvaru kmitů, která ovlivní analyzovaný parametr činitele harmonického zkreslení THD. Některé typy oscilací jsou ovlivněny přítomným šumem více než ostatní, proto již získaný průběh závislosti činitele THD na parametrech modelu tření není plynulý jako v případě nezašuměného signálu. Obr. 5.14 dokumentuje porovnání závislostí činitele THD signálu PV pro rozdílné amplitudy šumů. Z Obr. 5.14 (a), (b), (c) a (d) je zřejmé, že rozdílná amplituda šumu ovlivňuje odlišným způsobem vzniklé oscilace.

(a) $S = 3, J = 5$ (b) $S = 5, J = 9$

Obrázek 5.15: Porovnání vlivu násady generátoru šumu pro různé parametry modelu tření.

Vliv na frekvenci oscilujícího signálu má také zvolená násada bloku generujícího náhodný signál. Na Obr. 5.15 lze pozorovat odlišný vliv násady generátoru pro různé parametry modelu tření. Obr. 5.15 (a) popisuje smyčku s 10% šumem a parametry modelu tření $S = 3$ a $J = 5$. V tomto případě je vliv zvolené násady výrazný (rozsah frekvencí=0.35 Hz). Naopak pro parametry $S = 5$ a $J = 9$ je rozsah odpovídajících frekvencí pro různé násady 0.021 Hz, viz Obr. 5.15 (b). Pro korektní detekování činitele THD je zapotřebí zvolit násadu generátoru šumu, pro kterou se budou hodnoty detekovaných oscilací blížit střední hodnotě detekovaných oscilací pro všechny násady.

Blok RDFT je citlivý na zatížení měřeného oscilujícího signálu šumem. Abychom dosáhli korektní hodnoty THD na výstupu bloku, je zapotřebí analyzovaný signál vstupující do bloku filtrovat. K tomuto účelu byl využit blok LPF představující filtr s charakterem dolní propusti. Nejdůležitějším parametrem tohoto bloku je parametr fb , který umožňuje nastavení šířky propustného pásma. Pro nastavení šířky pásma využíváme hodnotu frekvence detekovaných oscilací získanou v prvním kroku simulačního procesu. Dále využijeme předpokladu zmíněného v kapitole 5.2, kde bylo zjištěno, že dostatečný počet harmonických frekvencí $n_{harm} = 5$. Lze tedy uvažovat, že lze oscilující signál vyjádřit pomocí prvním pěti harmonických. Jelikož využíváme filtr s dolní propustí, budeme se snažit potlačit vyšší frekvence, které pravděpodobně nepopisují oscilující signál, ale jsou způsobeny vysokofrekvenčním šumem. Nejvyšší frekvence oscilací dosahuje pátá harmonická frekvence, jejíž frekvence je rovna pětinásobku základní frekvence. Z tohoto důvodu byla šířka propustného pásma volena jako $fb = 5 \text{ freq}$.

Průběhy závislostí činitele THD všech měřených signálů pro různé systémy z testovací množiny nalezneme v příloze C.

5.4.4 Oscilace vzniklé harmonickou poruchou nebo agresivním regulátorem

Implementovaná metoda založená na běžící Fourierově transformaci je určena k rozlišení příčiny detekovaných oscilací. Pro správné odlišení příčiny oscilací je potřebné zvolit mezní hodnotu THD, od které budeme předpokládat, že se oscilace nepodobají harmonickému signálu a jsou tedy způsobeny třením ve ventilu. Pro určení této hodnoty bylo

zapotřebí určit velikost činitele harmonického zkreslení THD pro oscilace vzniklé vnější harmonickou poruchou či agresivně nastaveným regulátorem. Není-li regulačním obvod zatížen šumem, je hodnota činitele THD pro testované signály rovna nule, nebo se k této hodnotě blíží. Komplikace nastávají, je-li řízená smyčka zatížena šumem. Jak již bylo zmíněno, přítomný šum ovlivňuje tvar, frekvenci i amplitudu oscilací. Je tedy zapotřebí určit maximální hodnotu přítomného šumu, pro který jsme schopni oscilace korektně odlišit. Jak je patrné z Obr. 5.10 a z grafů v příloze C, nejvyšších hodnot činitele THD dosahuje signál MV, jehož význam je patrný z Obr. 2.3. Za předpokladu, že bychom byli schopni tento signál měřit, by mohla být úroveň přítomného šumu vyšší. Ve většině reálných procesů však tento signál měřit nelze, a proto lze vycházet jen ze signálu měřeného na výstupu systému PV. V Tab. 5.1 jsou znázorněny získané hodnoty činitele THD pro oscilace způsobené harmonickou poruchou pro různé amplitudy přítomného šumu. Amplituda šumu je vyjádřena jako poměr k amplitudě detekovaných oscilací v procentech. Tabulka je určena pro systém parametrizovaný parametrem $\sigma^2 = 0.3$. Nejnižší hodnota činitele THD signálu PV s oscilacemi způsobenými třením regulačního ventilu je pro uvažovaný systém rovna 1.47, viz Obr. 5.10 (a). Pro signál MV je tato hodnota 22.17 (Obr. 5.10 (b)) a pro signál OP 1.46 (Obr. 5.10 (c)).

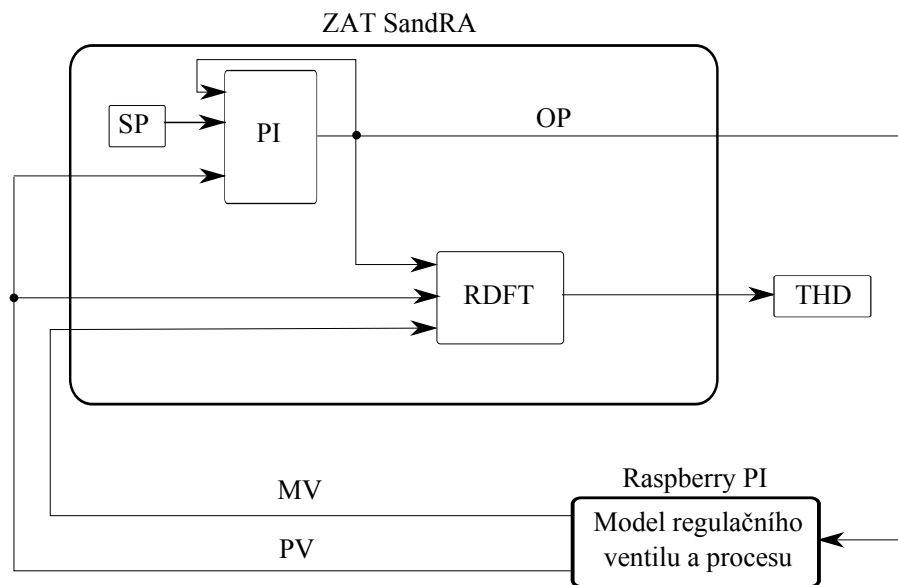
Dosažené výsledky oscilací způsobených harmonickou poruchou ukazují, že by bylo vhodné volit rozhodovací úroveň pro testované signály kolem hodnoty THD=1.4 a zaručit, aby hodnota amplitudy šumu nebyla vyšší než 30% amplitudy odpovídajících oscilací.

	PV	MV	OP
šum 0%	0.95	1	0.9
šum 10%	1	1.05	1.01
šum 20%	1.2	1.17	1.2
šum 30%	1.35	1.33	1.32
šum 40%	1.52	1.41	1.57
šum 50%	1.75	1.65	1.69
šum 60%	2.03	1.8	1.9
šum 70%	2.21	2.01	2.13
šum 80%	2.51	2.23	2.14

Tabulka 5.1: Hodnoty činitele THD pro oscilace způsobené harmonickou poruchou a zatížené různými amplitudami šumu

5.5 Možnosti využití a kombinování testovaných metod

V reálných problémech se velice často využívá pro detekování vadných ventilů metod sloužících pro vizuální kontrolu, viz kapitoly 4.2.1 a 4.3.1. Tyto metody jsou poměrně výpočetně náročné, využívají se tedy převážně pro offline analýzu dat. Budeme-li uvažovat, že ke zhoršení vlastností regulačních ventilů dochází poměrně pomalu, což je v reálných případech běžné, můžeme využít metodu měření činitele harmonického zkreslení THD pro detekci v reálném čase. V něm bude docházet ke střídání dvou kroků. V prvním



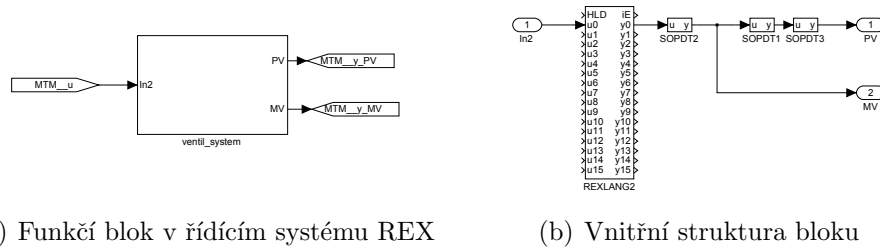
Obrázek 5.16: Blokové schéma pro HIL simulaci

z nich nám algoritmus určí, zda jsou oscilace přítomné a případně jakou mají frekvenci. V druhém kroku dojde dle detekované frekvence oscilací k výpočtu hodnoty činitele THD a ke kvantifikování příčiny oscilací. Při vizuálních metodách se může obsluha věnovat vždy jen omezenému počtu měřených signálů, zatímco u metody měření THD v reálném čase můžeme těchto signálů kontrolovat daleko více. Metodu měření THD můžeme využít buďto samostatně tak, že nám algoritmus bude přímo určovat příčinu oscilací v systému, nebo se zde nabízí využití kombinace této metody společně s metodami vizuální kontroly. Metoda měření činitele THD bude z vysokého počtu měřených signálů vybírat jen problematické oblasti, a ty pak projdou vizuální kontrolou, která umožní přesnější kvantifikaci příčiny oscilací.

5.6 Implementace metody na HIL simulátoru

V této kapitole bude popsáno testování řídicího systému a implementované metody měření činitele THD pomocí simulační metody HIL (Hardware In the Loop) na hardwarovém vybavení ZAT SandRA vyráběným společností ZAT a.s. Simulační obvod na Obr. 5.7 lze pro účely tohoto testování rozdělit na dvě části, viz blokové schéma na Obr. 5.16. První z nich znázorňuje hardwarovou konfiguraci pro HIL simulaci (ZAT SandRA), která je tvořena řízením a bloky pro výpočet metody měření činitele THD. Použité schéma v simulačním prostředí společnosti ZAT je znázorněno na Obr. 5.18. Systém řízení je tvořen PI regulátorem, jehož parametry jsou popsány v kapitole 5.4.1. Vstupy do regulátoru jsou požadované hodnoty SP společně s hodnotami signálů PV a OP. Výpočet hodnoty THD je prováděn pomocí bloků RDFT, které mají na vstupu testované signály PV, MV a OP a na výstupu odpovídající hodnoty THD.

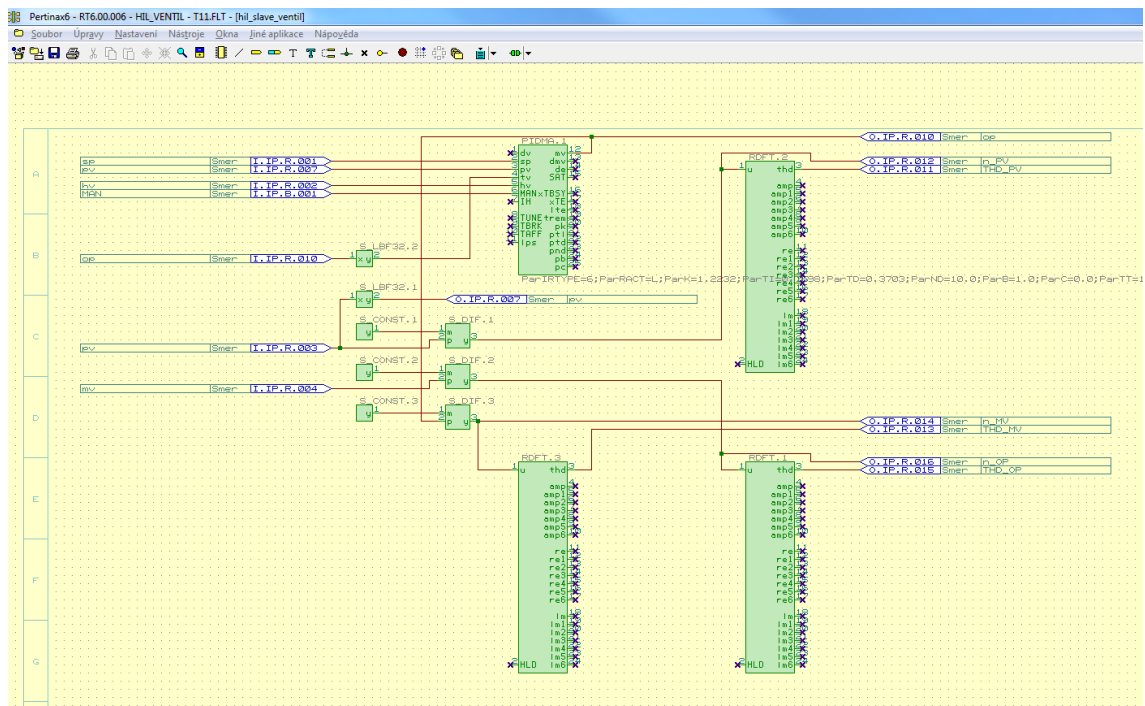
Druhá část je tvořena řízeným procesem, který je doplněn modelem tření regulačního



(a) Funkční blok v řídicím systému REX

(b) Vnitřní struktura bloku

Obrázek 5.17: Implementace modelu regulačního ventilu a procesu v řídicím systému REX



Obrázek 5.18: Použité schéma v simulačním prostředí společnosti ZAT

ventilu a jeho odpovídající dynamikou. Pro simulaci v programovém prostředí MATLAB byly využívány bloky knihovny RexLib z důvodu snadné implementace do řídicího systému REX. Výsledkem je model procesu a regulačního ventilu pro simulaci v reálném čase realizován jako funkční blok `ventil_system`, viz Obr. 5.17 (a). Jeho vstupem je signál na výstupu regulátoru OP a výstupními hodnotami jsou signály měřené na výstupu regulačního ventilu MV resp. na výstupu procesu PV. Vnitřní struktura funkčního bloku `ventil_system` je patrná na Obr. 5.17 (b). Důležitým aspektem vyvíjeného bloku je přenositelnost na libovolnou hardwarovou platformu podporující programový jazyk C. Konkrétně byl model procesu a regulačního ventilu implementován na hardwarové platformě Raspberry PI. Implementovaný model umožňuje číslicovou komunikaci po protokolu Modbus.

Po otestování na HIL simulátoru je metoda použitelná pro reálné regulační ventily.

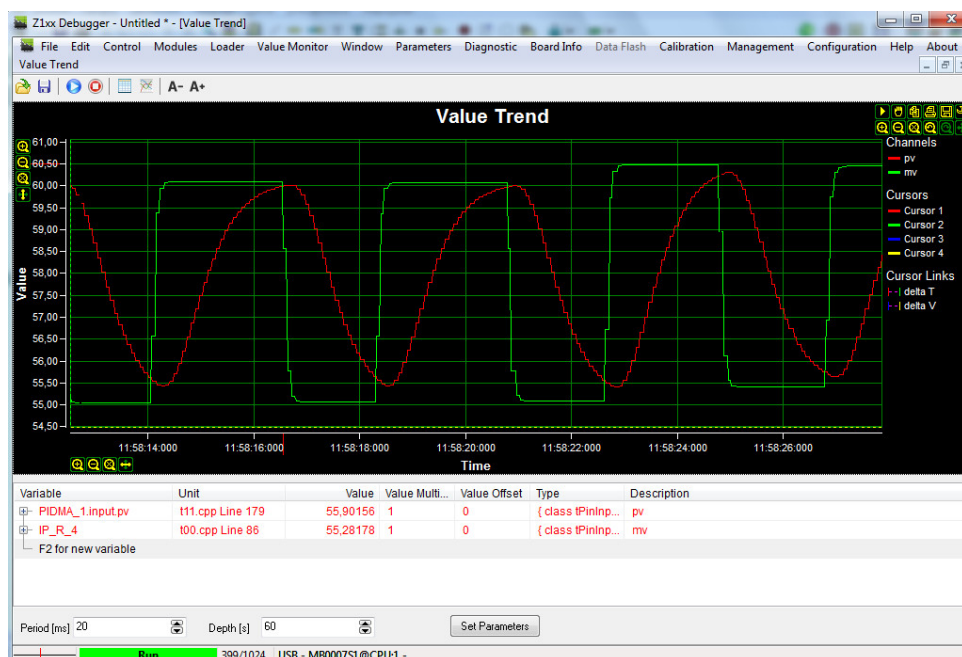
Implementovaný funkční blok `ventil_system` na výpočetním modulu Raspberry PI se nahradí reálným regulačním ventilem a procesem. Poté bude možné pomocí implemento-

vané metody určovat druh a příčinu oscilací reálných průmyslových systémů.

Výsledný obvod pro HIL simulaci společnosti ZAT společně s výpočetním modulem Raspberry PI je znázorněn na Obr. 5.19. Dosažené výsledky testování metody měření činitele THD prezentuje Obr. 5.20.



Obrázek 5.19: Výsledný obvod pro HIL simulaci



Obrázek 5.20: Dosažené výsledky pomocí HIL simulace

6 Závěr

Diplomová práce byla zaměřena na popis a implementaci metod pro detekci nelinearit a oscilací v regulačních smyčkách. Byly zde analyzovány problémy vyskytující se v řízení technologických procesů. Získané metody byly schopny určovat přítomnost oscilací a analyzovat jejich velikost a příčinu. Dle charakteristického průběhu oscilací bylo možné rozhodnout, zda byly tyto oscilace způsobeny vnější harmonickou poruchou či agresivně nastaveným regulátorem, nebo byly způsobeny třením regulačního ventilu.

V kapitole 2 byl proveden stručný popis regulačních ventilů využívaných v procesním řízení, popis jednotlivých nelinearit, které se zde vyskytují, a také dva nejvyužívanější druhy modelů tření. V závěru této kapitoly byly představeny základní invazivní metody používané pro detekci vadných ventilů v rozpojené regulační smyčce.

Kapitola 3 se zaměřila na popis metod detekujících, zda se v testovaných signálech vyskytují oscilace, a případně na jaké frekvenci oscilují. Pokud byly oscilace v některé části regulační smyčky detekovány, bylo zapotřebí určit jejich zdroj. K tomuto účelu posloužily metody popsané v kapitole 4. Zde byly kromě popisu jednotlivých metod uvedeny i příklady použití a podmínky, za kterých se dají metody využívat.

Podstatná část práce byla věnována implementaci originální metody měření činitele harmonického zkreslení THD. Metoda byla testována na simulačním obvodu pro různé parametry použitého Kanova modelu tření. Pomocí simulací byly analyzovány podmínky, za kterých je možné dosáhnout korektní hodnoty činitele THD. Získané závislosti byly znázorněny ve formě grafů a následně porovnány s hodnotami odpovídajícími oscilacím, které byly způsobeny agresivně nastaveným regulátorem a vnější harmonickou poruchou. Z provedených porovnání bylo zřejmé, že lze příčinu oscilací rozlišit i pro případy, kdy je regulační smyčka zatížena šumem. S narůstající amplitudou šumu však přesnost detekce přítomnosti tření klesá. V diplomové práci byl uveden použitý simulační obvod navržený v programovém prostředí MATLAB, konkrétně v jeho nadstavbě Simulink. Obvod byl sestaven z funkčních bloků knihovny RexLib z důvodu uvažované implementace do řídicího systému REX.

V závěru kapitoly 5 byla analyzovaná metoda měření činitele THD společně s vyvíjenými bloky řídicího systému REX implementována na HIL simulátoru pro ověření požadované funkčnosti. Vyvíjený HIL simulátor založený na ZAT SANDRA bude možné využívat pro simulování řízení a detekování druhu i příčiny nelinearit a následně bude umožněno nasazení metody v reálných průmyslových procesech.

Literatura

- [1] K.J. Åström and T. Hägglund. Pid controllers: Theory, design and tuning. *Instrumental Society of America*, 1995.
- [2] Margret Bauer, John W Cox, Michelle H Caveness, James J Downs, and Nina F Thornhill. Finding the direction of disturbance propagation in a chemical process using transfer entropy. *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, 15(1):12–21, 2007.
- [3] James Beall. Improving control valve performance. *Chemical Engineering*, 117(10):41–45, 2010.
- [4] W.L. Bialkowski. Dreams vs. reality: A view from both sides of the gap. *Whistler, BC, Canada*, 1992.
- [5] J.M.W. Brownjohn, E.P. Carden, C.R. Goddard, and G. Oudin. 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, 2010.
- [6] MAA Choudhury. Troubleshooting plantwide oscillations using nonlinearity information. *Journal of Chemical Engineering*, 24(1):50–60, 2006.
- [7] M.A.A. Shoukat Choudhury, Mridul Jain, and Sirish L. Shah. Stiction-definition, modelling, detection and quantification. *Journal of Process Control*, 18(3-4):232 – 243, 2008.
- [8] M.A.A. Shoukat Choudhury, Sirish.L. Shah, and Nina.F. Thornhill. Diagnosis of poor control-loop performance using higher-order statistics. *Automatica*, 40(10):1719 – 1728, 2004.
- [9] M.A.A. Shoukat Choudhury, S.L. Shah, N.F. Thornhill, and David S. Shook. Automatic detection and quantification of stiction in control valves. *Control Engineering Practice*, 14(12):1395 – 1412, 2006.
- [10] M.A.A. Shoukat Choudhury, N.F. Thornhill, and S.L. Shah. Modelling valve stiction. *Control Engineering Practice*, 13(5):641 – 658, 2005.
- [11] M.A Daneshwar and N.M. Noh. 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*, pages 155–159, Nov 2012.

- [12] Martin Čech. *Návrh robustních regulátorů s omezenou strukturou pro systémy nečíslného řádu*. PhD thesis, ZČU, 2008.
- [13] Martin Čech and Miloš Schlegel. Interval pid tuning rules for a fractional-order model set. *Department of Cybernetics, ZČU*, 2014.
- [14] Emmerson. *CONTROL VALVE HANDBOOK*. Emmerson, 2005.
- [15] EnTech. Control valve dynamic specification. Technical report, Entech Control Inc., 1998.
- [16] Lahoucine Ettaleb. *Control Loop Performance Assessment and Oscillation Detection*. PhD thesis, The University of British Columbia, 1999.
- [17] Krister Forsman and Andreas Stattin. A new criterion for detecting oscillations in control loops. In *European control conference*, 1999.
- [18] Claudio Garcia. Comparison of friction models applied to a control valve. *Control Engineering Practice*, 16(10):1231 – 1243, 2008.
- [19] Octavio Pozo Garcia, Vesa-Matti Tikkala, Alexey Zakharov, and Sirkka-Jounela. Integrated {FDD} system for valve stiction in a paperboard machine. *Control Engineering Practice*, 21(6):818 – 828, 2013.
- [20] Q Peter He, Jin Wang, Martin Pottmann, and S Joe Qin. A curve fitting method for detecting valve stiction in oscillating control loops. *Industrial & engineering chemistry research*, 46(13):4549–4560, 2007.
- [21] M.A. Hersh and M.A. Johnson. A study of advanced control system in the work place. *Control Engineering*, 1997.
- [22] T. Hägglund. A control-loop performance monitor. *Control Engineering Practice*, 3(11):1543 – 1551, 1995.
- [23] Tore Hägglund. Industrial implementation of on-line performance monitoring tools. *Control Engineering Practice*, 13(11):1383 – 1390, 2005.
- [24] Tore Hägglund. A shape-analysis approach for diagnosis of stiction in control valves. *Control Engineering Practice*, 19(8):782 – 789, 2011.
- [25] A. Horch. Oscillation diagnosis in control loops – stiction and other causes. In *American Control Conference, 2006*, pages 2086 –2096, june 2006.
- [26] Alexander Horch. A simple method for detection of stiction in control valves. *Control Engineering Practice*, 7(10):1221 – 1231, 1999.
- [27] Alexander Horch. *Condition Monitoring of Control Loops*. PhD thesis, KTH, Signals, Sensors and Systems, 2000.
- [28] M. Jelali. *Control Performance Management in Industrial Automation: Assessment, Diagnosis and Improvement of Control Loop Performance*. Advances in industrial control. Springer, 2013.

- [29] Mohieddine Jelali and Biao Huang. *Detection and diagnosis of stiction in control loops: state of the art and advanced methods*. Springer, 2010.
- [30] Hailei Jiang, M.A.A. Shoukat Choudhury, and Sirish L. Shah. Detection and diagnosis of plant-wide oscillations from industrial data using the spectral envelope method. *Journal of Process Control*, 17(2):143 – 155, 2007.
- [31] S-L. Jounela, R. Poikonen, N. Vatanski, and A. Rantala. Evaluation of control performance: methods, monitoring tool and applications in a flotation plant. *Minerals Engineering*, 16(11):1069 – 1074, 2003.
- [32] Manabu Kano, Hiroshi Maruta, Hidekazu Kugemoto, and Keiko Shimizu. Practical model and detection-algorithm for valve stiction. *Kyoto University, Kyoto 606-8501*, 2004.
- [33] Manabu Kano, Hiroshi Maruta, Hidekazu Kugemoto, and Keiko Shimizu. Practical model and detection algorithm for valve stiction. In *IFAC symposium on dynamics and control of process systems*, pages 5–7, 2004.
- [34] Radek Škarda. *Monitorování kvality řízení v jednoduchých regulačních smyčkách*. PhD thesis, ZČU, 2015.
- [35] Radek Škarda, Martin Čech, Vladimír Kučera, Pavel Děkanovský, and Jan Dubec. Metody detekce oscilací a nelinearit. přehled. Technical report, ZAT/ZČU, 2014-2015.
- [36] Srinivas Karra and M. Nazmul Karim. Comprehensive methodology for detection and diagnosis of oscillatory control loops. *Control Engineering Practice*, 17(8):939 – 956, 2009.
- [37] Jindřich Liška. *Zpracování signálů pro diagnostiku a jeho aplikace*. ZČU, 2010.
- [38] T. Miao and D.E. Seborg. Automatic detection of excessively oscillatory feedback control loops. In *Control Applications, 1999. Proceedings of the 1999 IEEE International Conference on*, volume 1, pages 359–364 vol. 1, 1999.
- [39] M. Ale Mohammad and B. Huang. Compensation of control valve stiction through controller tuning. *Journal of Process Control*, 22(9):1800 – 1819, 2012.
- [40] C.L. Nias and J.M. Mendel. Signal processing with higher-order spectra. *Signal Processing Magazine, IEEE*, 10(3):10–37, July 1993.
- [41] Henrik Olsson. *Control systems with friction*. PhD thesis, Lund Institute of Technology, 1996.
- [42] Su Ki Ooi and Erik Weyer. Detection of oscillations in control loops in irrigation channels. *Control Engineering Practice*, 19(3):311 – 319, 2011.
- [43] M. Rossi and C. Scali. A comparison of techniques for automatic detection of stiction: simulation and application to industrial data. *Journal of Process Control*, 15(5):505 – 514, 2005.

- [44] M Ruel. A simple method to determine control valve performance and its impacts on control loop performance. *TECHNICAL PAPERS-ISA*, 393:301–310, 1999.
- [45] M. Ruel. Tools to troubleshoot processes. *ISA*, 2004.
- [46] K. Salahshoor, I. Karimi, E.N. Fazel, and H. Beitari. Practical design and implementation of a control loop performance assessment package in an industrial plant. In *Control Conference (CCC), 2011 30th Chinese*, pages 5888–5893, 2011.
- [47] Claudio Scali and Marco Farnesi. Implementation, parameters calibration and field validation of a closed loop performance monitoring system. *Annual Reviews in Control*, 34(2):263 – 276, 2010.
- [48] Claudio Scali and Claudio Ghelardoni. An improved qualitative shape analysis technique for automatic detection of valve stiction in flow control loops. *Control Engineering Practice*, 16(12):1501 – 1508, 2008.
- [49] M. Schlegel, R. Skarda, and M. Cech. Running discrete fourier transform and its applications in control loop performance assessment. In *Process Control (PC), 2013 International Conference on*, pages 113–118, June 2013.
- [50] M. Schlegel and M. Čech. Innovated PID pulse autotuner for fractional-order model set: The method of moments. pages 971–976, 2014.
- [51] S.L. Shah, Shoukat M.A.A. Choudhury, and Mridul Jain. Stiction – definition, modeling, detection and quantification. *Department of Chemical and Materials Engineering*, 2007.
- [52] S.L. Shah, Shoukat M.A.A. Choudhury, and N.F. . Thornhill. Modelling valve stiction. *Department of Chemical and Materials Engineering*, 2004.
- [53] S.L. Shah, W. Mitchell, and D. Shook. 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)*, pages 7–21, June 2005.
- [54] Ashish Singhal and Timothy I. Salsbury. A simple method for detecting valve stiction in oscillating control loops. *Journal of Process Control*, 15(4):371 – 382, 2005.
- [55] S. Sivagamasundari and D. Sivakumar. A practical modelling approach for stiction in control valves. *Procedia Engineering*, 38(0):3308 – 3317, 2012.
- [56] Jacques F. Smuts. *Process control for practitioners*. OptiControls, 2011.
- [57] B. Srinivasan and R. Rengaswamy. Automatic oscillation detection and characterization in closed-loop systems. *Control Engineering Practice*, 20(8):733 – 746, 2012.
- [58] Ranganathan Srinivasan and Raghunathan Rengaswamy. Approaches for efficient stiction compensation in process control valves. *Computers & Chemical Engineering*, 32(1-2):218 – 229, 2008.

- [59] Ranganathan Srinivasan, Raghunathan Rengaswamy, and Randy Miller. A modified empirical mode decomposition (EMD) process for oscillation characterization in control loops. *Control Engineering Practice*, 15(9):1135 – 1148, 2007.
- [60] O. Taha, G.A Dumont, and M.S. Davies. Detection and diagnosis of oscillations in control loops. In *Decision and Control, 1996., Proceedings of the 35th IEEE Conference on*, volume 3, pages 2432–2437 vol.3, Dec 1996.
- [61] A.K. Tangirala, S.L. Shah, and N.F. Thornhill. PSCMAP: A new tool for plant-wide oscillation detection. *Journal of Process Control*, 15(8):931 – 941, 2005.
- [62] Tan Wei Teck, Tan Chee Kiong, L. Samavedham, and V. Kariwala. Comparison of plant-wide oscillation detection methods. In *Control Applications, 2007. CCA 2007. IEEE International Conference on*, pages 964 –969, oct. 2007.
- [63] N.F. Thornhill and T. Hägglund. Detection and diagnosis of oscillation in control loops. *Control Engineering Practice*, 5(10):1343 – 1354, 1997.
- [64] N.F Thornhill, B Huang, and H Zhang. Detection of multiple oscillations in control loops. *Journal of Process Control*, 13(1):91 – 100, 2003.
- [65] Nina F. Thornhill, John W. Cox, and Michael A. Paulonis. Diagnosis of plant-wide oscillation through data-driven analysis and process understanding. *Control Engineering Practice*, 11(12):1481 – 1490, 2003.
- [66] Nina F. Thornhill and Alexander Horch. Advances and new directions in plant-wide disturbance detection and diagnosis. *Control Engineering Practice*, 15(10):1196 – 1206, 2007.
- [67] Massimiliano Veronesi and Antonio Visioli. A technique for abrupt load disturbance detection in process control systems. In *Proceedings 17th IFAC World Congress on Automatic Control*, pages 14900–14905, 2008.
- [68] Chunming Xia and John Howell. Isolating multiple sources of plant-wide oscillations via independent component analysis. *Control Engineering Practice*, 13(8):1027 – 1035, 2005.
- [69] Chunming Xia, John Howell, and Nina F. Thornhill. Detecting and isolating multiple plant-wide oscillations via spectral independent component analysis. *Automatica*, 41(12):2067 – 2075, 2005.
- [70] Lei Xie, Yu Cong, and Alexander Horch. An improved valve stiction simulation model based on {ISA} standard tests. *Control Engineering Practice*, 21(10):1359 – 1368, 2013.
- [71] Zhanyang Xu, Charles Zhan, and Shunyi Zhang. A new non-invasive method for valve stiction detection using wavelet technology. *Journal of Electronics (China)*, 26(5):673–680, 2009.
- [72] Yoshiyuki Yamashita. An automatic method for detection of valve stiction in process control loops. *Control Engineering Practice*, 14(5):503 – 510, 2006.

-
- [73] Alexey Zakharov, Elena Zattoni, Lei Xie, Octavio Pozo Garcia, and Sirkka-Jounela. An autonomous valve stiction detection system based on data characterization. *Control Engineering Practice*, 21(11):1507 – 1518, 2013.
- [74] Xiaoyun Zang and John Howell. Isolating the root cause of propagated oscillations in process plants. *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, 19(4):247–265, 2005.
- [75] Xiaoyun Zang and John Howell. The propagation of whole plant oscillations through a chemical process plant. *Journal of Process Control*, 16(9):959 – 970, 2006.
- [76] Xiaoyun Zang and John Howell. Isolating the source of whole-plant oscillations through bi-amplitude ratio analysis. *Control Engineering Practice*, 15(1):69 – 76, 2007.
- [77] Yingying Zheng, S Joe Qin, and Michael Barham. 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, 2012*.

Seznam obrázků

2.1	Dekompozice procesu z hlediska vlivu na kvalitu řízení.	4
2.2	Pneumatický ventil a jeho schéma	4
2.3	Schéma jednoduché regulační smyčky s ventilem.	5
2.4	Nelinearity vyskytující se u regulačních ventilů.	6
2.5	Závislost polohy ventilu na požadované poloze u ventilu zatíženého třením.	6
2.6	Obecně používané modely tření.	7
2.7	Kanův model tření	9
2.8	Choudhuryho model tření	10
3.1	Diagnostika oscilací	11
3.2	Detekce oscilací podle [17]	13
3.3	Detekce oscilací IAE	14
3.4	Detekce frekvence oscilujícího signálu pomocí maxima výkonové spektrální hustoty	15
3.5	Detekce oscilací podle [38]	16
3.6	Testování detekce oscilací na reálných datech	16
3.7	Detekce oscilací pomocí pravidelnosti průchodů nulou autokorelační funkce	17
3.8	Ukázka metody PSCMAP na reálných datech	19
4.1	Algoritmus pro určování typu oscilací	21
4.2	Typické chování ventilu nadměrně zatíženého třením	23
4.3	Detekce tření pomocí kvalitativní analýzy OP-MV grafu	25
4.4	Testování metod pro detekci tření	26
4.5	Uvažované průběhy parametrů (S , J) a vstupního signálu ($x(t)$)	30
4.6	Porovnání Hilbert-Huangovy transformace a krátkodobé Fourierovy transformace	31
5.1	Výsledky testování jednoparametrového modelu tření ($d = 1$)	33
5.2	Testování Kanova modelu tření pro různé parametry S a J	34
5.3	Příklad výpočtu činitele THD pomocí RDFT - porucha	36
5.4	Příklad výpočtu činitele THD pomocí RDFT - tření	37
5.5	Porovnání přechodových charakteristik pro množinu systémů	39
5.6	Schéma zapojení pro určování THD	40
5.7	Schéma zapojení pro určování THD	41
5.8	Porovnání grafů závislosti frekvence oscilací na změnách parametrů S a J modelu tření pro různé periody vzorkování	42

5.9	Porovnání grafů závislosti frekvence oscilací na změnách parametrů S a J modelu tření pro různé metody	43
5.10	Průběhy závislostí hodnot THD měřených signálů na změnách parametrů S a J modelu tření (perioda vzorkování=0.001).	44
5.11	Časové průběhy testovaného signálu PV pro různé parametry S a J modelu tření (perioda vzorkování=0.001).	45
5.12	Porovnání detekovaných frekvencí signálu pro nezašuměný a zašuměný signál. ($\sigma^2 = 0.3$)	46
5.13	Porovnání časových průběhů signálu PV zatíženého a nezatíženého šumem.	46
5.14	Porovnání závislostí činitele THD signálu PV pro rozdílné amplitudy šumů. ($\sigma^2 = 0.3$)	47
5.15	Porovnání vlivu násady generátoru šumu pro různé parametry modelu tření.	48
5.16	Blokové schéma pro HIL simulaci	50
5.17	Implementace modelu regulačního ventilu a procesu v řídicím systému REX	51
5.18	Použité schéma v simulačním prostředí společnosti ZAT	51
5.19	Výsledný obvod pro HIL simulaci	52
5.20	Dosažené výsledky pomocí HIL simulace	52
B.1	Graf závislosti hodnoty THD výstupu PV na změnách parametrů S a J modelu tření (perioda vzorkování=0.001).	66
B.2	Graf závislosti hodnoty THD řídicí veličiny MV na změnách parametrů S a J modelu tření (perioda vzorkování=0.001).	67
B.3	Graf závislosti hodnoty THD výstupu regulátoru OP na změnách parametrů S a J modelu tření (perioda vzorkování=0.001).	68
B.4	Graf sledované frekvence kmitů výstupního signálu v závislosti na změnách parametrů S a J modelu tření (perioda vzorkování=0.001).	69
B.5	Graf závislosti hodnoty THD výstupu PV na změnách parametrů S a J modelu tření (perioda vzorkování=0.01).	70
B.6	Graf závislosti hodnoty THD řídicí veličiny MV na změnách parametrů S a J modelu tření (perioda vzorkování=0.01).	71
B.7	Graf závislosti hodnoty THD výstupu regulátoru OP na změnách parametrů S a J modelu tření (perioda vzorkování=0.01).	72
B.8	Graf sledované frekvence kmitů výstupního signálu v závislosti na změnách parametrů S a J modelu tření (perioda vzorkování=0.01).	73
C.1	Průběhy závislostí hodnot THD měřených signálů na změnách parametrů S a J modelu tření - šum 10%, $\sigma^2=0.3$	74
C.2	Průběhy závislostí hodnot THD měřených signálů na změnách parametrů S a J modelu tření - šum 10%, $\sigma^2=0.9$	75

Seznam tabulek

5.1	Tabulka hodnot THD	49
-----	------------------------------	----

A Algoritmy modelů tření

Tato příloha prezentuje algoritmy testovaných modelů tření (jednoparametrový a Kánnův) implementovaných v bloku REXLANG2, který je součástí použitého simulačního obvodu, viz Obr. 5.7.

A.1 Algoritmus jednoparametrového modelu tření

```
double input (0) vstup;
double output (0) vystup;
double parameter (0) d;
double u=0.0 , u_1=0.0, rozdil=0.0 , absrozdil=0.0 , y=0.0 , y_1=0.0;

int init (void)
{
return 0;
}

int main (void)
{
u=vstup;
rozdil=u-y_1;
absrozdil=fabs(rozdil);

if(d>absrozdil)
{ y=u_1; }
else
{ y=u;}

vystup=y;
y_1=y;
u_1=u;
return 0;
}

int exit(void)
{return 0;}
```

A.2 Algoritmus Kanova modelu tření

```
double input (0) vstup;
double output (0) vystup;
double parameter (0) S; // S s t i c k b a n d
double parameter (1) J; // J s l i p j u m p
double u=0.0 , u_1=0.0 , du=0.0 , du_1=0.0 , us=0.0 , y=0.0 , y_1=0.0;
long stp=0, d=1;

int init (void)
{
return 0;
}

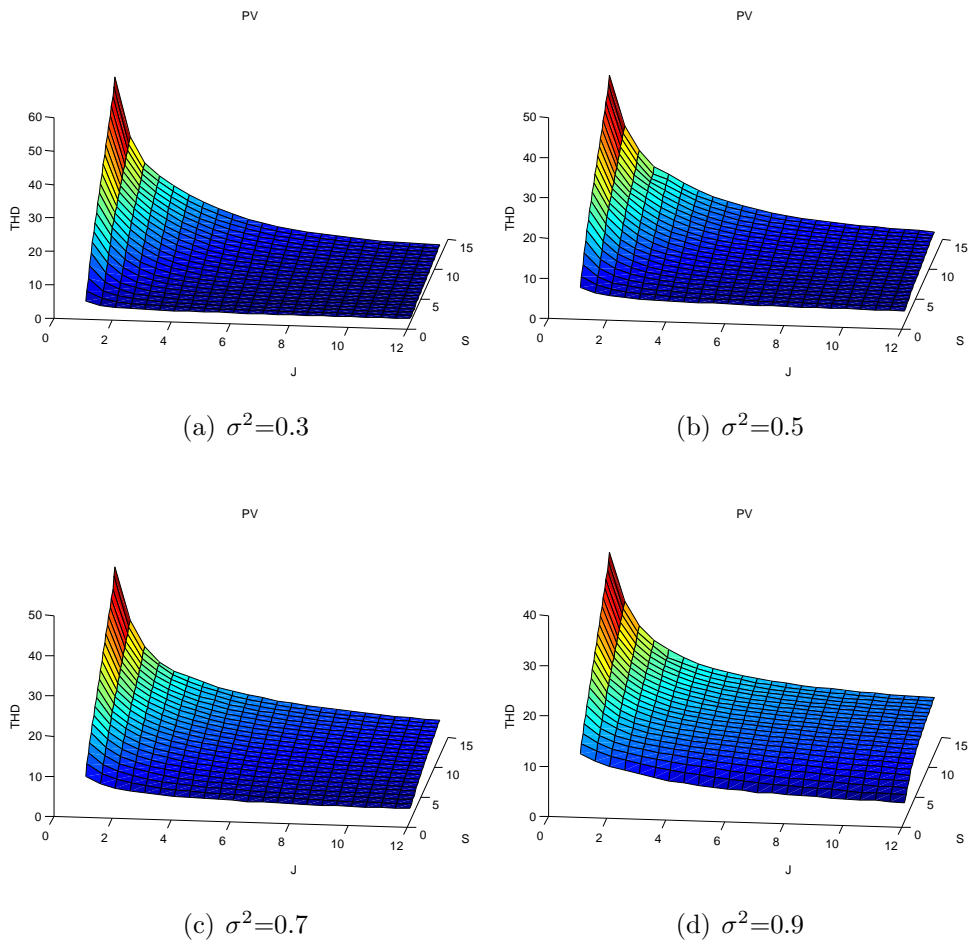
int main (void)
{
u=vstup;
if(u>=100)
{ u=100; }
else if (u<=0)
{ u=0;}
du=u-u_1;

if (du*du_1<=0 & stp==0)
{
us=u_1;
stp=1;
}
if (stp==0)
{
y=u-((d/2)*(S-J));
stp=0;
}
else
{
if((-d*(u-us))>S)
{
d=-d;
y=u-((d/2)*(S-J));
stp=0;
}
else
{
if((d*(u-us))>J)
{
y=u-((d/2)*(S-J));
stp=0;
}
```

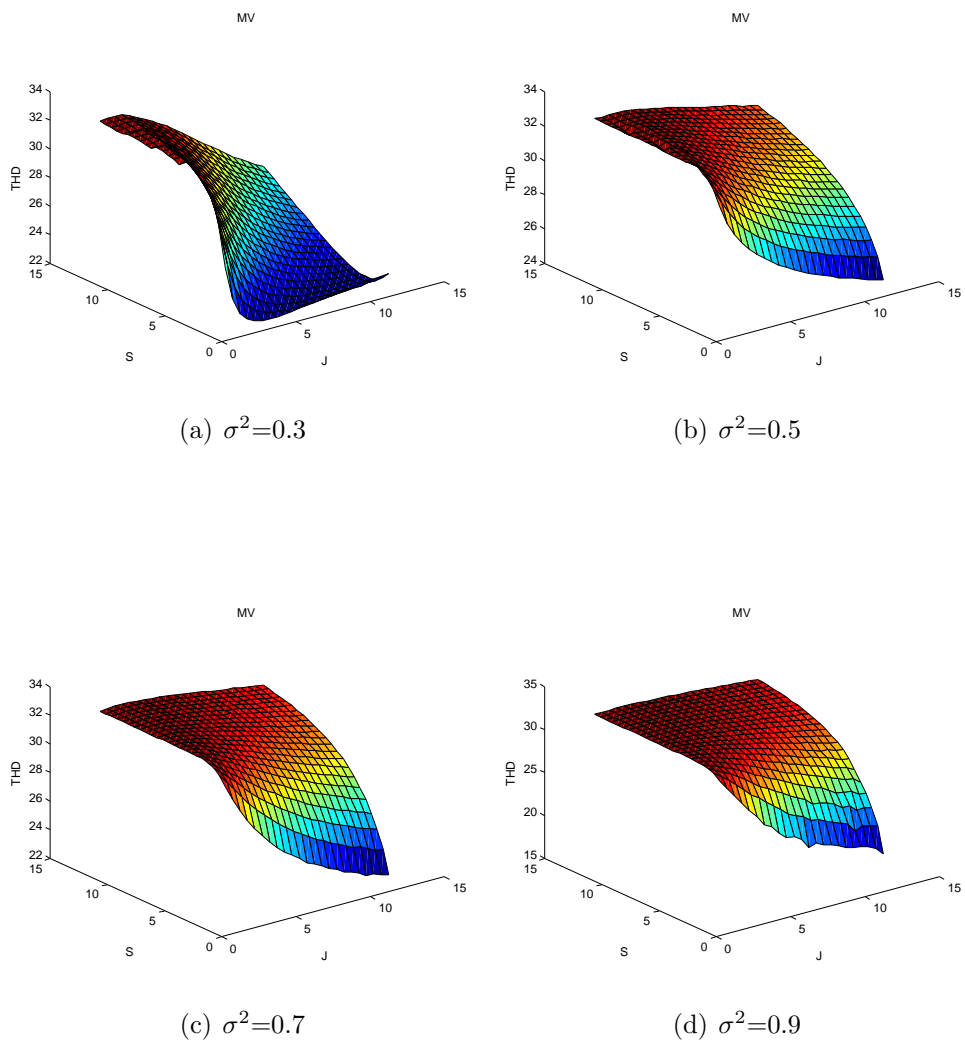
```
}  
else  
y=y_1;  
}  
}  
vystup=y;  
y_1=y;  
u_1=u;  
du_1=du;  
return 0;  
}  
  
int exit(void)  
{return 0;}
```


B Závislosti THD měřených signálů nezatížených šumem

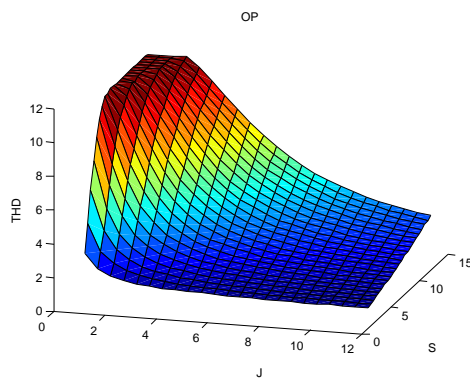
V této části přílohy nalezneme výsledky analýzy implementované metody měření činitele harmonického zkreslení THD. Jsou zde znázorněny grafy závislosti činitele THD na změnách parametrů S a J modelu tření pro všechny měřené signály (PV, MV, OP). Jsou zde znázorněny i výsledky závislosti detekované frekvence oscilací na změnách parametrů modelu tření. Analyzované výsledky jsou provedeny pro regulační obvody bez přítomného šumu a pro obvody zatížené šumem, viz příloha C.



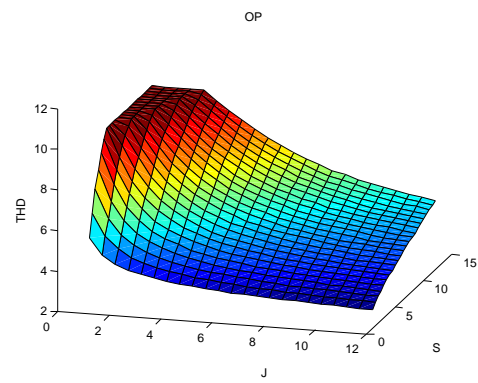
Obrázek B.1: Graf závislosti hodnoty THD výstupu PV na změnách parametrů S a J modelu tření (perioda vzorkování=0.001).



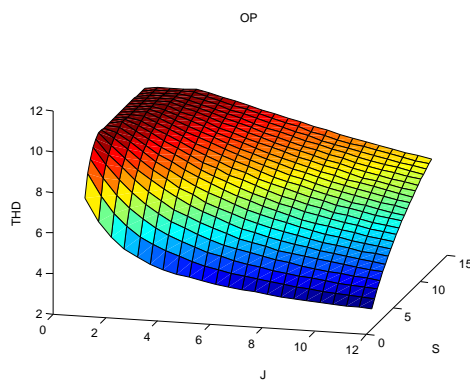
Obrázek B.2: Graf závislosti hodnoty THD řídicí veličiny MV na změnách parametrů S a J modelu tření (perioda vzorkování=0.001).



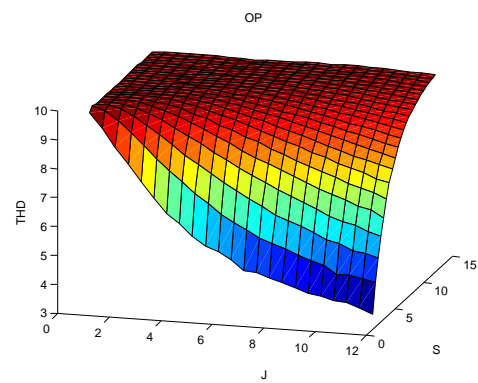
(a) $\sigma^2=0.3$



(b) $\sigma^2=0.5$

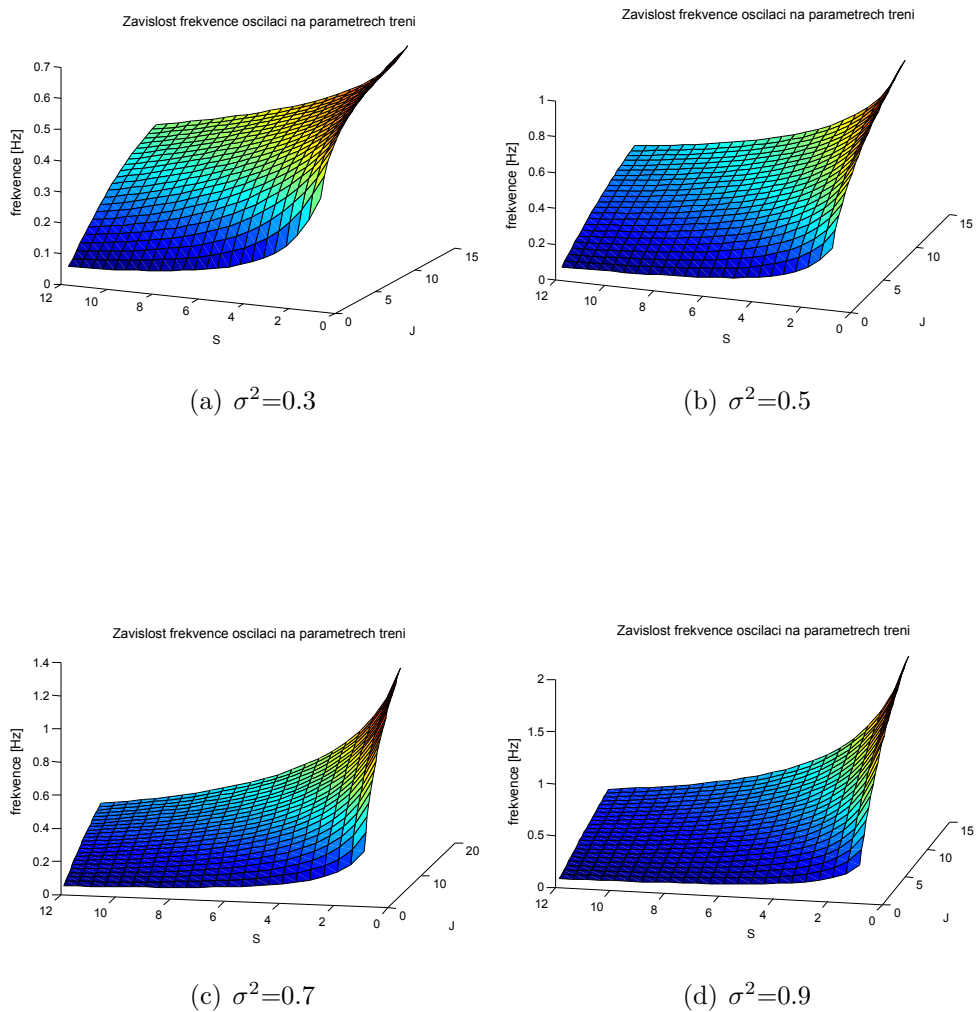


(c) $\sigma^2=0.7$

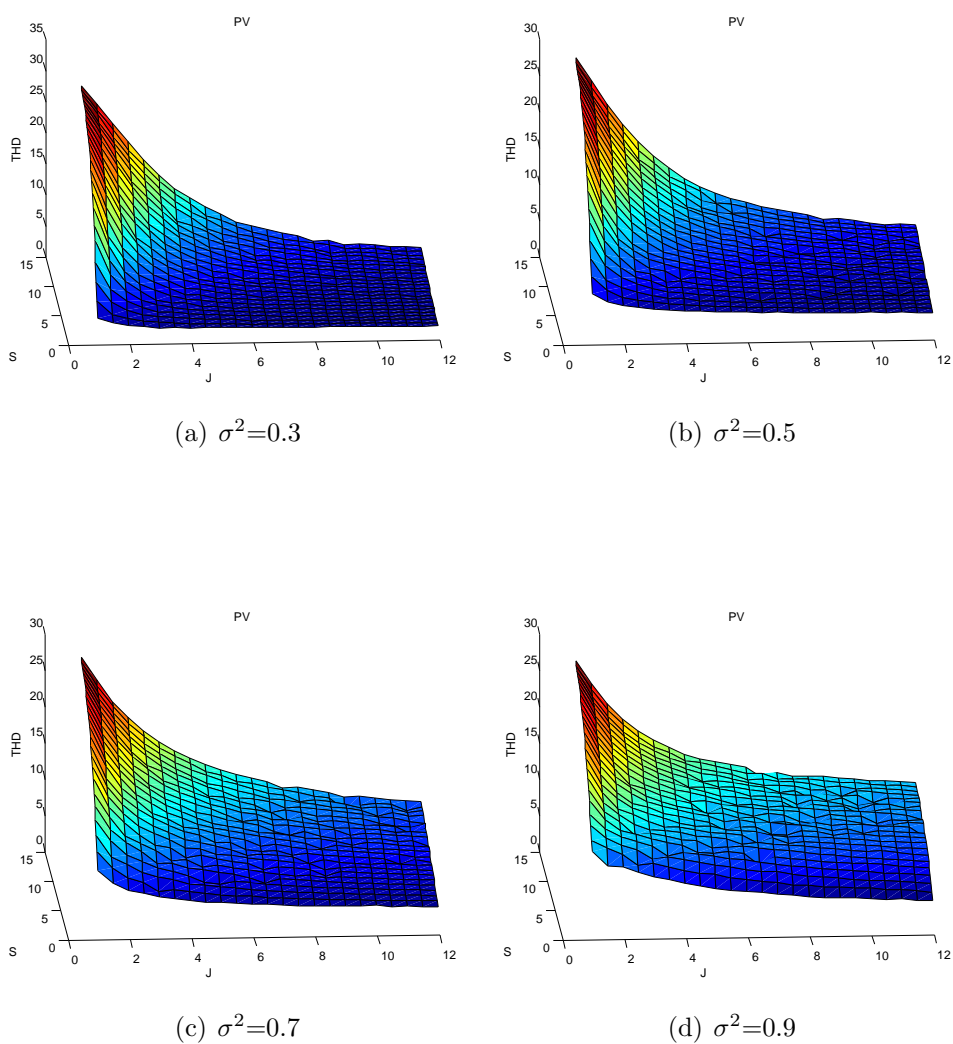


(d) $\sigma^2=0.9$

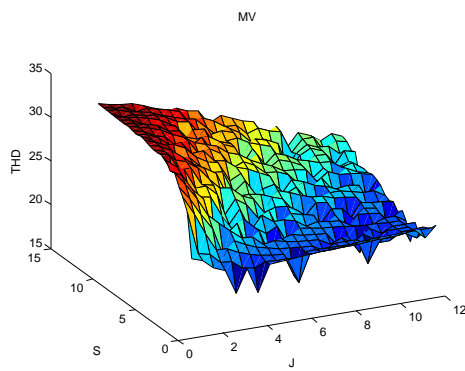
Obrázek B.3: Graf závislosti hodnoty THD výstupu regulátoru OP na změnách parametrů S a J modelu tření (perioda vzorkování=0.001).



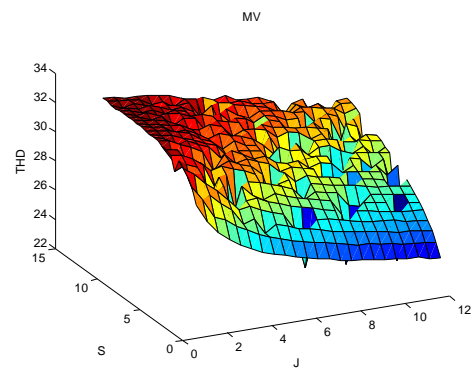
Obrázek B.4: Graf sledované frekvence kmitů výstupního signálu v závislosti na změnách parametrů S a J modelu tření (perioda vzorkování=0.001).



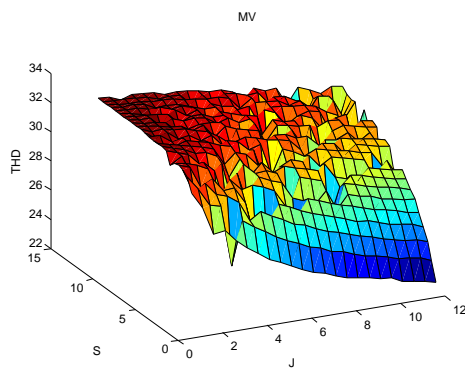
Obrázek B.5: Graf závislosti hodnoty THD výstupu PV na změnách parametrů S a J modelu tření (perioda vzorkování=0.01).



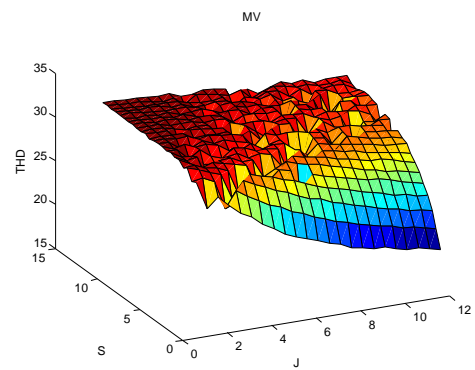
(a) $\sigma^2=0.3$



(b) $\sigma^2=0.5$

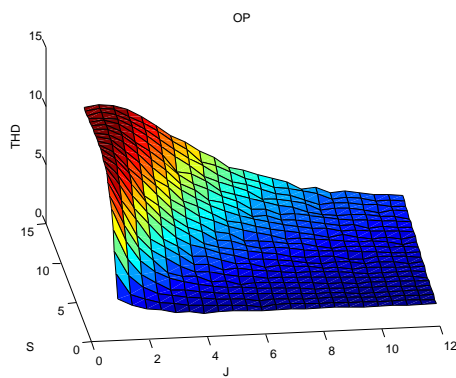


(c) $\sigma^2=0.7$

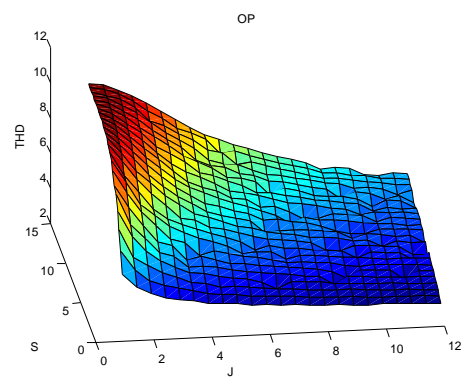


(d) $\sigma^2=0.9$

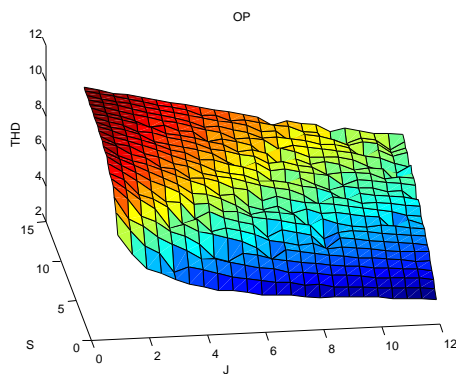
Obrázek B.6: Graf závislosti hodnoty THD řídicí veličiny MV na změnách parametrů S a J modelu tření (perioda vzorkování=0.01).



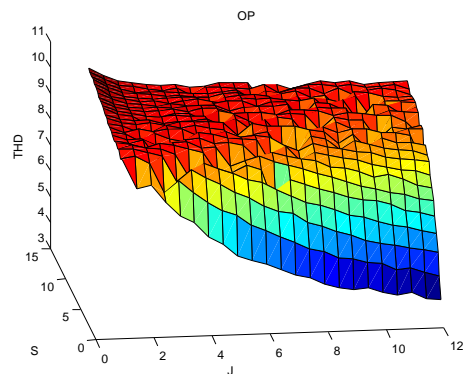
(a) $\sigma^2=0.3$



(b) $\sigma^2=0.5$

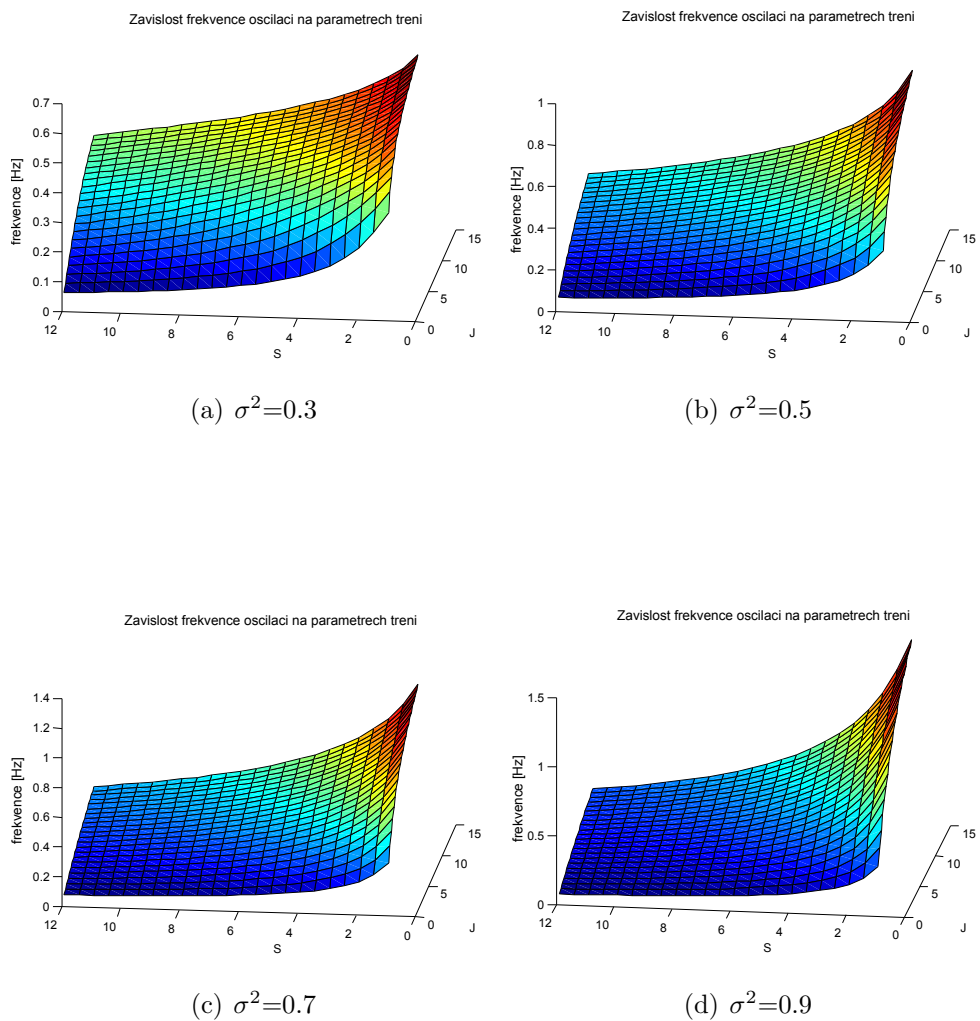


(c) $\sigma^2=0.7$



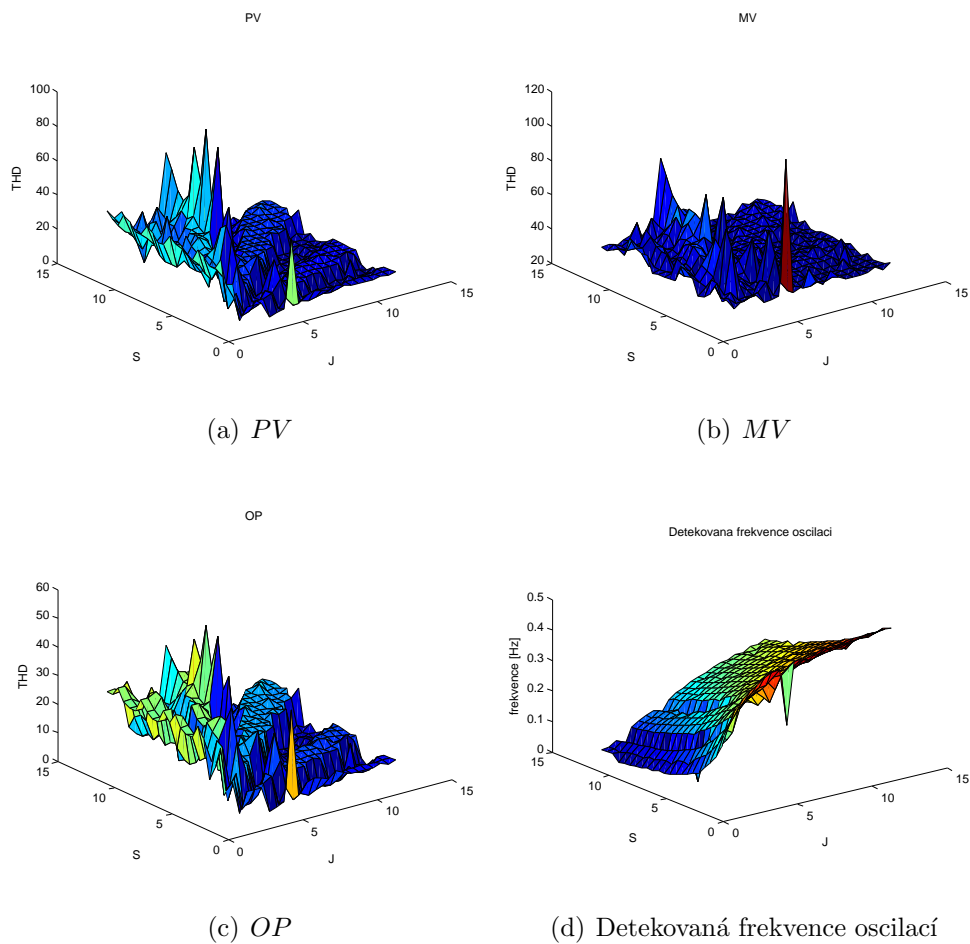
(d) $\sigma^2=0.9$

Obrázek B.7: Graf závislosti hodnoty THD výstupu regulátoru OP na změnách parametrů S a J modelu tření (perioda vzorkování=0.01).

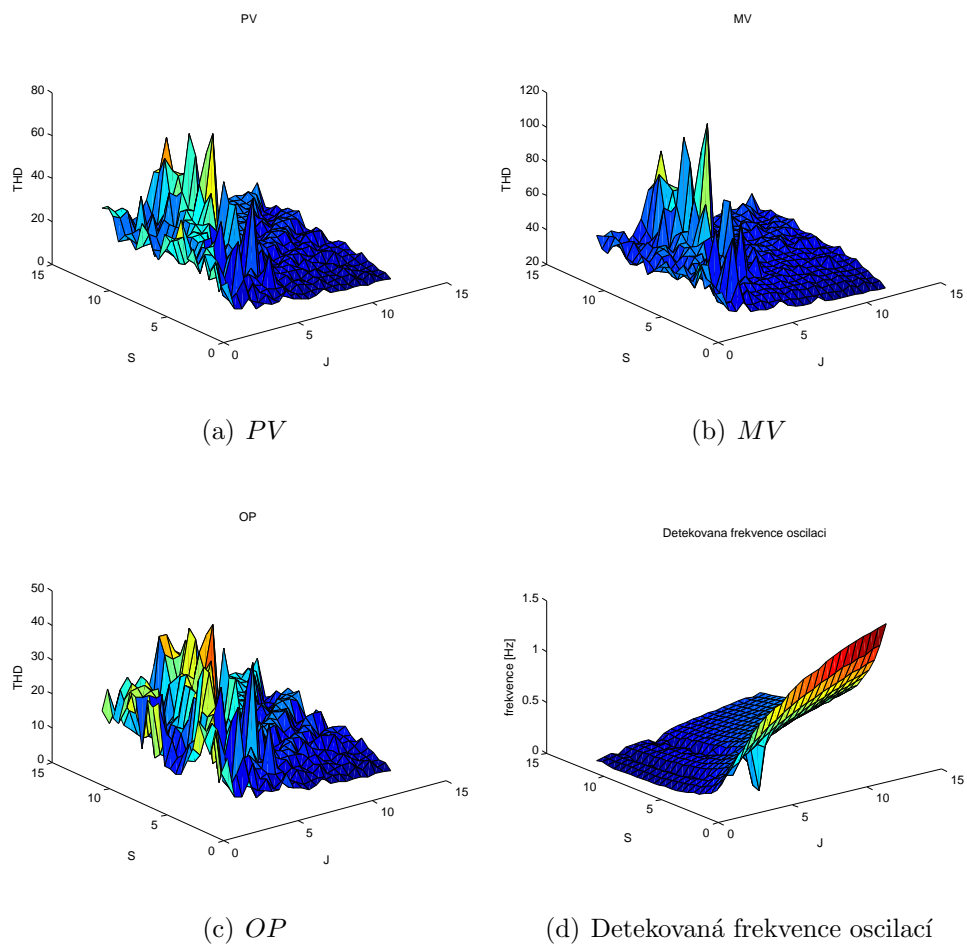


Obrázek B.8: Graf sledované frekvence kmitů výstupního signálu v závislosti na změnách parametrů S a J modelu tření (perioda vzorkování=0.01).

C Závislosti THD měřených signálů zatížených šumem



Obrázek C.1: Průběhy závislostí hodnot THD měřených signálů na změnách parametrů S a J modelu tření - šum 10%, $\sigma^2=0.3$.



Obrázek C.2: Průběhy závislosti hodnot THD měřených signálů na změnách parametrů S a J modelu tření - šum 10%, $\sigma^2=0.9$.