



Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně

Fakulta aplikované informatiky

Ing. Stanislav Talaš

Identifikace a číslicové řízení procesů s dopravním zpožděním

Identification and digital control of processes with time-delay

Dizertační práce

Studijní program: Inženýrská informatika
Studijní obor: Automatické řízení a informatika
Školitel: prof. Ing. Vladimír Bobál, CSc.

Zlín, srpen 2017

Poděkování:

Rád bych poděkoval vedoucímu mé diplomové práce prof. Ing. Vladimíru Bobálovi CSc. za cenné rady a odborné vedení, a rovněž i mé rodině za podporu a trpělivost.

Abstrakt

Tato práce se zabývá možnostmi využití současných znalostí v identifikaci a syntéze řízení technologických procesů k potlačení účinků dopravního zpoždění. Předkládá obecné principy řízení pomocí číslicových algoritmů a začlenění kompenzace dopravního zpoždění, které jsou úzce svázány s kvalitou celého regulačního pochodu. Součástí práce je návrh postupu pro přesnější určování zpožděné odezvy systému. Rovněž se zabývá doplněním stávajících postupů prediktivního řízení o rozšíření spektra zpracovávaných hodnot. Základem těchto návrhů jsou stávající číslicové metody založené na principech prediktivního řízení. Pro ověření funkčnosti jsou jednotlivé návrhy testovány jednak v simulačním prostředí a jednak na laboratorním modelu. Dále je vyzkoušena možnost jejich propojení za cílem dosažení adaptace proměnlivého dopravního zpoždění v prediktivních řídicích algoritmech.

Klíčová slova: Dopravní zpoždění, číslicové řízení procesů, Smithův prediktor, prediktivní řízení.

Abstract

The work addresses the option of using current knowledge in the identification and synthesis to suppress time-delay effects. It assumes general control principles using numeric algorithms and including of time-delay compensation, which is closely connected with overall quality of the whole control process. Part of the work is a design of an approach to a more precise determination of a delayed system response. It also deals with an addition of the current predictive control procedures with an extension of the spectrum of the processed values. The bases of these suggestions are the current numeric methods founded on the predictive control principles. In order to validate the functionality, individual designs are tested in a simulation environment and on a laboratory model. Furthermore, an option of their combination was tested with aim to achieve an adaptation of variable time-delay in predictive control algorithms.

Key words: Time-delay, digital process control, Smith predictor, predictive control.

Obsah práce

SEZNAM TABULEK.....	8
SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK.....	9
1. SOUČASNÝ STAV ŘEŠENÉ PROBLEMATIKY.....	11
1.1. LITERÁRNÍ REŠERŠE	11
1.1.1. <i>Identifikace zpoždění</i>	11
1.1.2. <i>Syntéza řízení</i>	12
1.2. SOUČASNĚ POUŽÍVANÉ METODY	14
1.2.1. <i>Matematický popis dopravního zpoždění</i>	14
1.2.2. <i>Identifikace dopravního zpoždění</i>	15
1.2.3. <i>Syntéza řízení systémů se zpožděním</i>	19
1.2.4. <i>Smithův prediktor</i>	20
1.2.5. <i>Princip prediktivního řízení</i>	22
2. CÍLE DIZERTAČNÍ PRÁCE.....	31
3. ZVOLENÉ METODY ZPRACOVÁNÍ.....	32
3.1. PŮVODNÍ NAVRŽENÁ IDENTIFIKAČNÍ METODA	32
3.2. PREDIKTIVNÍ ŘÍZENÍ SYSTÉMU O LIBOVOLNÉ HODNOTĚ DOPRAVNÍHO ZPOŽDĚNÍ.....	37
3.3. ŘÍZENÍ S ADAPTACÍ LIBOVOLNÉ HODNOTY ZPOŽDĚNÍ	42
4. OVĚŘENÍ NAVRŽENÝCH METOD	44
4.1. LABORATORNÍ MODEL TEPELNÉHO VÝMĚNÍKU.....	44
4.2. OVĚŘENÍ IDENTIFIKAČNÍ METODY	46
4.3. POROVNÁNÍ NAVRŽENÝCH METOD S JIŽ EXISTUJÍCÍMI	49
4.3.1. <i>Vyhodnocení identifikačních postupů</i>	50
4.3.2. <i>Porovnání řídicích postupů</i>	53
5. ZÁVĚR.....	59
LITERATURA.....	60
PUBLIKAČNÍ AKTIVITY AUTORA.....	64
ODBORNÝ ŽIVOTOPIS AUTORA	66

Seznam ilustrací

<i>Obr. 1.1: Rozdíl odezvy na jednotkový skok u (čerchovaná čára) v systému bez zpoždění y (přerušovaná čára) a se zpožděním y_d (plná čára)</i>	15
<i>Obr. 1.2: Rozložení časových úseků ve třibodové identifikaci</i>	18
<i>Obr. 1.3: Spojitá odezva uzavřeného regulačního obvodu s PID regulátorem bez zpoždění a se zpožděním o velikosti 1 vteřina</i>	19
<i>Obr. 1.4: Základní schéma Smithova prediktoru v provedení se dvěma stupni volnosti (2DOF)</i>	20
<i>Obr. 1.5: Regulační obvod se dvěma stupni volnosti</i>	21
<i>Obr. 1.6: Schéma prediktivního řízení</i>	23
<i>Obr. 1.7: Odhady vstupu a výstupu v prediktivním řízení</i>	24
<i>Obr. 1.8: Porovnání regulace systému s dopravním zpožděním prostřednictvím Smithova prediktoru a GPC</i>	27
<i>Obr. 3.1: Průběh vstupních a výstupních dat pro určení hodnoty dopravního zpoždění</i>	33
<i>Obr. 3.2: Průběh vstupního signálu v intervalu 72 s až 90 s</i>	34
<i>Obr. 3.3: Výstupy systému pro různé hodnoty dopravního zpoždění</i>	34
<i>Obr. 3.4: Závislost kvalitativního kritéria na odhadované hodnotě dopravního zpoždění</i>	35
<i>Obr. 3.5: Výstupy systému rozšířené o neceločíselné hodnoty zpoždění</i>	35
<i>Obr. 3.6: Rozšířená závislost kvalitativního kritéria na odhadované hodnotě zpoždění</i>	36
<i>Obr. 3.7: Zdrojová data pro identifikaci zpoždění systému</i>	36
<i>Obr. 3.8: Průběžná identifikace měnícího se dopravního zpoždění</i>	37
<i>Obr. 3.9: Využití modifikované Z transformace pro odhad výstupů mimo vzorkování</i>	39

<i>Obr. 3.10: Porovnání aplikace prediktivního řízení pro systém bez zpoždění a s neceločíselným zpožděním</i>	41
<i>Obr. 3.11: Schéma propojení regulátoru a identifikační metody</i>	42
<i>Obr. 3.12: Simulace průběžné identifikace dopravního zpoždění.....</i>	42
<i>Obr. 3.13: Simulace řízení adaptujícího se na proměnlivou hodnotu dopravního zpoždění</i>	43
<i>Obr. 4.1: Schéma laboratorního tepelného výměníku</i>	44
<i>Obr. 4.2: Naměřená data pro průběžnou identifikaci dopravního zpoždění</i>	46
<i>Obr. 4.3: Vývoj výsledků průběžné identifikace dopravního zpoždění.....</i>	47
<i>Obr. 4.4: Poměr mezi napětím čerpadla a dopravním zpožděním tepelného výměníku</i>	47
<i>Obr. 4.5: Průběh regulace se systémem adaptujícím se na proměnlivé dopravní zpoždění</i>	48
<i>Obr. 4.6: Průběžná identifikace proměnlivého dopravního zpoždění.....</i>	49
<i>Obr. 4.7: Simulovaný průběh řídicí a výstupní veličiny při proměnném dopravním zpoždění.....</i>	50
<i>Obr. 4.8: Simulovaný vývoj dopravního zpoždění systému a jeho průběžných odhadů navrženou metodou a optimalizací pomocí funkce fminsearch.....</i>	51
<i>Obr. 4.9: Naměřený průběh řídicí a výstupní veličiny při proměnném dopravním zpoždění</i>	52
<i>Obr. 4.10: Vývoj průběžných odhadů dopravního zpoždění tepelného výměníku</i>	52
<i>Obr. 4.11: Simulovaná regulace metodou GPC adaptujícím se na neceločíselné zpoždění</i>	54
<i>Obr. 4.12: Simulovaná regulace metodou tradičního GPC</i>	54
<i>Obr. 4.13: Simulovaná regulace metodou Smithova prediktoru.....</i>	55
<i>Obr. 4.14: Průběžná identifikace dopravního zpoždění při simulaci</i>	55

<i>Obr. 4.15: Laboratorní regulace metodou GPC adaptujícím se na neceločíselné zpoždění</i>	<i>56</i>
<i>Obr. 4.16: Laboratorní regulace metodou tradičního GPC.....</i>	<i>56</i>
<i>Obr. 4.17: Laboratorní regulace metodou Smithova prediktoru.....</i>	<i>57</i>
<i>Obr. 4.18: Průběžná identifikace dopravního zpoždění při regulaci</i>	<i>57</i>

Seznam tabulek

Tabulka 4.1 Porovnání kvality identifikace dopravního zpoždění.....53

Tabulka 4.2 Porovnání kvality regulace systému s dopravním zpožděním58

Seznam symbolů a zkratk

Symbols

$A(s)$	polynom jmenovatele přechodové funkce spojitého systému
a_i	koeficienty levé strany lineární diferenciální rovnice, koeficienty mnohočlenu ve jmenovateli přenosu
\tilde{a}_i	koeficienty mnohočlenu $\tilde{A}(z^{-1}) = \Delta A(z^{-1}) = (1 - z^{-1})A(z^{-1})$
A, B	polynomy přenosu systému
b_i	koeficienty pravé strany lineární diferenciální rovnice, koeficienty mnohočlenu v čitateli přenosu
d	dopravní zpoždění vyjádřené jako násobek vzorkovací periody
d_N	ne celočíselná složka dopravního zpoždění, $d_N \in \langle 0;1 \rangle$
D	charakteristický polynom diofantické rovnice
e	Eulerovo číslo
\hat{e}_p	chyba predikce
e_s	bílý šum
f	obecná funkce
g_i	přechodová funkce
\mathbf{G}	matice nucené odezvy prediktivního řízení
$G(s)$	spojitý přenos systému (Laplaceův přenos)
$G(z)$	číslicový přenos systému (Z přenos)
G_d	přenos kompenzující externí poruchy (Smithův prediktor)
G_m	přenos dynamiky procesu bez dopravního zpoždění (Smithův prediktor)
G_p	přenos procesu s dopravním zpožděním (Smithův prediktor)
G_q	zpětnovazební složka regulátoru o dvou stupních volnosti
G_r	přenos regulátoru, přímovazební složka regulátoru o dvou stupních volnosti
\mathbf{H}, \mathbf{S}	matice volné odezvy prediktivního řízení
k	relativní diskretní čas
K	zesílení systému
N	predikční horizont
N_1	minimální horizont prediktivního řízení
N_2	maximální horizont prediktivního řízení
N_u	řídící horizont prediktivního řízení
P, Q	polynomy přenosu regulátoru
s	komplexní proměnná v Laplaceově transformaci
t	spojitý čas
T_0	perioda vzorkování
T_1, T_2	časové konstanty systému
T_d	dopravní zpoždění vyjádřené ve spojitě časové oblasti
T_p	doba trvání přechodové charakteristiky systému

u	vstupní veličina, řídicí signál
w	žádaná veličina
y	regulovaná veličina, výstupní signál
\hat{y}	predikce výstupního signálu
z	komplexní proměnná v Z -transformaci
z^i	operátor dopředného posuvu
z^{-i}	operátor zpětného posuvu
δ	váhový parametr odchylky od žádané trajektorie v prediktivním řízení, pomocná proměnná lineárního kvadratického řízení
λ	váhový parametr změny vstupního zásahu v prediktivním řízení, pomocná proměnná lineárního kvadratického řízení
A	přenos filtru
ε	parametr Z -transformace vyjadřující relativní posun
φ	penalizace řídicího vstupu lineárního kvadratického řízení
Δ	přírůstek
ω_f	frekvence filtru

Zkratky

2DOF	dva stupně volnosti (2 Degrees of Freedom)
ARX	typ přenosové funkce (A uto R egressive with eX ogenous input)
CARIMA	typ přenosové funkce (C ontroller A uto- R egressive and I ntegrated M oving A verage)
DC	stejnoseměrný proud (D irect C urrent)
DMC	dynamická řídicí matice (D ynamic M atrix C ontrol)
FIR	model odezvy na konečný impuls (F inite I mpulse R esponse)
GPC	zobecněné prediktivní řízení (G eneralized P redictive C ontrol)
ISE	kvalitativní kritérium - součet druhých mocnin odchylky (I ntegrated S quare E rror)
LQ	lineární kvadratické řízení (L inear Q uadratic)
MNČ	m etoda n ejmenších č tverců
PID	p roporcionálně i ntegračně d erivační regulátor
RMNČ	rekurzivní m etoda n ejmenších č tverců

1. Současný stav řešené problematiky

Termín dopravní zpoždění se v oblasti řízení procesů používá k popisu jevu zpožďujícího odezvu systému na vstupní veličinu. Takové systémy se vyskytují nejen v průmyslové praxi, ale i v řadě netechnických oblastí. Každý provedený zásah do procesu ovlivní řízenou veličinu až po čase zpoždění, a proto je analýza a syntéza regulátorů pro systémy se zpožděním obtížnější. I když v praxi lze mnoho dynamických systémů uspokojivě popsat s pomocí obyčejných diferenciálních rovnic vycházejících jen z nejnovějších hodnot, existují případy, kdy účinky zpoždění nelze zanedbat.

Vyskytuje se v řadě průmyslových systémů; může být způsobeno například transportem materiálu přes nezanedbatelné vzdálenosti, dobou odezvy senzoru nebo komunikační prodlevou, případně součtem časových intervalů, které jsou způsobeny větším množstvím dynamických elementů nižších řádů zapojených v sérii. Dopravní zpoždění tedy není vzácné a vzhledem k jeho častému výskytu je problematice s ním spojené věnována enormní pozornost.

Procesy s významným zpožděním je obtížné řídit pomocí běžných regulátorů. Stěžejní důvod spočívá v tom, že důsledky řízení se na systému po určitý čas neprojeví. Tato skutečnost koliduje se základním principem konvenčních regulátorů pracujících na základě zpětné vazby s následnou odezvou na svůj zásah do řízeného do systému [1].

1.1. Literární rešerše

Existuje řada důvodů pro neustálý rozvoj v oblasti dopravního zpoždění. Jde o aplikovanou problematiku v mnoha oblastech jako biologie, chemie, ekonomika, mechanika, fyzika, psychologie, populační dynamika stejně jako inženýrské vědy. Dále v oborech zabývajících se komunikací a v informačních technologiích jako stabilita systémů řízených po síti, vysokorychlostní komunikační sítě, paralelní výpočty, výpočetní časy v robotice a dalších. Systémy se zpožděním stále představují problém pro tradiční regulátory s rizikem oscilací a ztráty stability.

Během posledních padesáti let byla jedním z hlavních oblastí vědeckého zájmu otázka říditelnosti, pozorovatelnosti, robustnosti, optimalizace, adaptivního řízení, umístění pólů a především stability a robustní stabilizace tohoto typu systémů [2].

Výzkum stále pokračuje převážně v oblastech s komplexními dopady, jako jsou silné nelinearity, zpoždění proměnné v čase a závislé na stavu systému [3].

1.1.1. Identifikace zpoždění

Přesná identifikace dopravního zpoždění patří k nejvýznamnějším řešeným problémům v této oblasti. Nalezením vhodných algoritmů pro identifikaci systémů s dopravním zpožděním se zabývalo mnoho vědeckých prací, přesto neexistuje obecný postup pro určení parametrů systému a dopravního zpoždění.

Častým problémem bývá nedostačující výpočetní rychlost a nutnost specifické formy vstupních signálů [4].

Jedním z běžně používaných postupů je identifikace modelu ve vstupně-výstupní formě za použití metody nejmenších čtverců (MNČ) s iterativním určením zpoždění. Tato metoda využívá tradiční MNČ pro identifikaci parametrů systému rozšířenou o hledání nejlépe odpovídající hodnoty zpoždění na základě naměřených dat. Tento postup je možné aplikovat rekurzivně jako součást adaptivního řízení [5].

Další z existujících metod nabízí možnost identifikace zpoždění u systému prvního či druhého řádu ze dvou nebo tří charakteristických bodů odezvy na skok vstupního signálu. Přínosem je zjednodušení výpočetní náročnosti vzhledem k minimálnímu množství potřebných dat a rychlý odhad parametrů systému, který je současně odolný vůči šumu [6].

S rozvojem operačně komplexnějších postupů se objevily hybridní metody jako například kombinace rekurzivní metody nejmenších čtverců (RMNČ) identifikující parametry systému a genetického algoritmu, který provádí globální optimalizaci, kde určuje časově proměnné dopravní zpoždění systému. Vzhledem k úzkému zaměření populace genetického algoritmu bylo umožněno jeho použití při on-line identifikaci [7].

Pro identifikaci zpoždění ve frekvenční oblasti patří k běžným postupům vzájemná korelace pro dané rozsahy časových odstupů vstupního a výstupního signálu. [8] aplikovali vlnkovou transformaci k získání přesného odhadu zpoždění prostřednictvím polynomiální interpolace. Jednu z inovací představuje obohacení postupu frekvenční analýzy o spojitou vlnkovou transformaci pro zvýšení efektivity [9].

Popis jevu dopravního zpoždění stále není jednotný. V hlavním vědeckém směru je zpoždění chápáno jako lineární parametr. Ve snaze o přesnější popis se objevila myšlenka, že jeho chování je nelineární a tedy by mělo být identifikováno nelineární metodou. Nový postup byl navržen na základě optimalizačního algoritmu a ten dokázal provést poměrně přesnou identifikaci konstantního dopravního zpoždění a projevil odolnost vůči okolnímu šumu [10], [11].

Alternativní přístup představuje identifikace dopravního zpoždění korelační analýzou vstupního a výstupního signálu [12]. Určuje tak provázanost mezi těmito dvěma signály. Tento postup pak určuje dobu zpoždění na základě maximální pravděpodobnosti. Tato technika se prokázala jako vhodná do prostředí s neměnnými, nebo pomalu se měnícími parametry.

1.1.2. Syntéza řízení

Systémy s dopravním zpožděním je obtížné řídit prostřednictvím tradičních regulátorů v uzavřeném regulačním obvodu, důvodem je především jejich princip založený na vyhodnocování řídicích zásahů na základě aktuální odezvy systému. U zpožděných systémů nemusí nutně existovat přímá souvislost mezi

momentálně provedeným zásahem do systému a nadcházející regulační odchylkou. Výsledkem bývá nepřesné řízení s kmitavou tendencí, které při významnějším vlivu zpoždění přechází až do nestability. Zpožděná odezva systému tedy způsobuje zhoršení zpětnovazebního řízení.

Pro řízení systémů, jejichž dynamika se projevuje až po znatelné době, se v základní formě používá robustní nastavení spojitého PID regulátoru, pro dosažení přesnějších výsledků je nutné použít prediktivní řízení. Za první metodu z této oblasti je do jisté míry považován Smithův prediktor [13]. Tato řídicí strategie může poskytnout lepší výsledky než PID regulátor, především v případech, kdy dopravní zpoždění představuje výrazný prvek v dynamice systému. V průběhu vývoje se objevila řada návrhů pro nastavení jeho parametrů s cílem vylepšení možností regulátorů v oblastech kompenzace vnější poruchy nebo říditelnosti nestabilních procesů [14], [15].

Základní mechanismy pro potlačení dopravního zpoždění byly sepsány v přehledu [16] popisující analogové a číslicové řízení včetně úpravy signálů v uzavřeném řídicím obvodu. Pro účely návrhu metod pro potlačení dopadu dopravního zpoždění v systémech vypracovali [17] jednotný postup pro návržení kompenzátorů, založený na modifikované struktuře Smithova prediktoru umožňující určit, jestli je pro řízení daného systému podstatnější přesnost, nebo robustnost.

Dalším krokem v uplatnění znalostí o řízeném systému bylo plné začlenění jeho modelu přímo do řídicího algoritmu v podobě prediktivního řízení. Tato oblast se začala významně vyvíjet v sedmdesátých letech prostřednictvím heuristických iterativních algoritmů. První generace je reprezentována metodou dynamické řídicí matice (Dynamic Matrix Control – DMC) [18], která přinesla inovativní přístup k řízení komplexních procesů začleněním modelu systému pro odhad budoucího vývoje. Oproti výše zmíněným řídicím technikám založených na přímém zpracování signálu ze zpětné vazby je prediktivní řízení považováno za optimalizační úlohu. Původní účel DMC se soustředil na problematiku fyzikálně omezeného řízení o více proměnných, které se vyskytuje především v chemickém průmyslu. V průběhu let došlo k širokému rozvoji tohoto algoritmu, jeho modifikací a možností aplikace. Vývoj pokračoval rozšířením především v oblastech omezení vstupů a výstupů, robustnosti a ladicích parametrů. Dosud existuje snaha o snížení výpočetních nároků pomocí zjednodušení a pokročilých optimalizačních technik. V [19] je uvedeno využití kvadratického algoritmu pro efektivní manipulaci s omezeními, laděním a robustností. Přístup k ladění parametrů základního DMC algoritmu pro případ integračních procesů a rovněž návrh adaptivní řízení pro nelineární procesy jsou popsány v [20].

V průběhu let se vývoj technik kompenzace dopravního zpoždění rozšířil k vypořádání se s méně specifickými podmínkami, jako je například proměnlivé dopravní zpoždění [21].

1.2. Současně používané metody

V následující kapitole budou probrány běžně používané metody v oblasti identifikace a kompenzace dopravního zpoždění. Vzhledem k existenci řady modifikací bude středem pozornosti princip jejich funkce a v případě řídicích metod i způsob řešení problematiky zpožděné odezvy systému.

1.2.1. Matematický popis dopravního zpoždění

Matematická interpretace dopravního zpoždění vyjadřuje funkci, jejíž závislost na čase je posunuta o hodnotu zpoždění T_d . Ve spojitě reprezentaci má zpožděná funkce obecný tvar

$$f(t - T_d) \quad (1.1)$$

Povedením Laplaceovy transformace se získá obraz funkce (1.1) v komplexní rovině

$$L\{f(t - T_d)\} = \int_0^{\infty} f(t - T_d)e^{-st} dt = e^{-sT_d} F(s) \quad (1.2)$$

Z hlediska popisu systému pak lze zpoždění zapsat jako mocninu Eulerova čísla ve formě komplexní proměnné s vynásobené zápornou hodnotou zpoždění T_d . Ve vstupně-výstupním popisu systému je zatížení dopravním zpožděním tedy obecně znázorněno přidáním členu z (1.2)

$$G(s) = \frac{B(s)}{A(s)} e^{-sT_d} \quad (1.3)$$

kde

$$\begin{aligned} A(s) &= a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0 \\ B(s) &= b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_1 s + b_0 \end{aligned} \quad (1.4)$$

a T_d určuje dopravní zpoždění v čase.

V číslicovém vyjádření lze dopravní zpoždění zapsat pomocí operátoru zpětného posuvu z^{-i} , pro který obecně platí $z^{-i}x(k) = x(k - i)$, kde k a i jsou celá čísla reprezentující vzorkovací periodu. Přenos diskrétního tvaru systému s dopravním zpožděním (1.3) lze následně vyjádřit jako

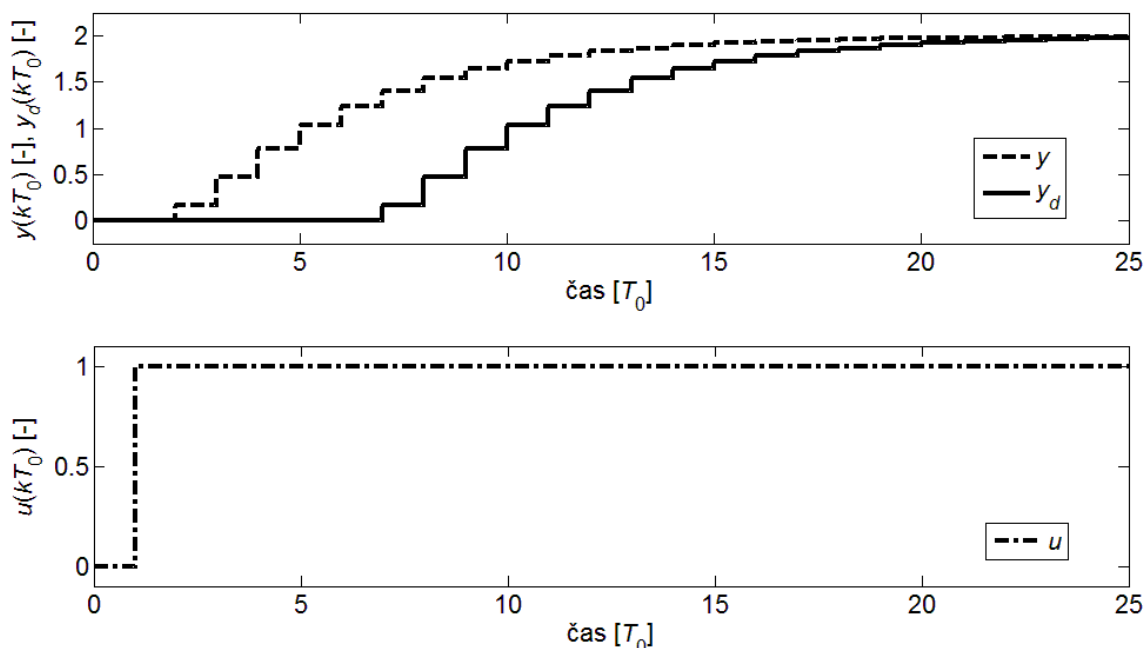
$$G(z^{-1}) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} z^{-d} \quad (1.5)$$

kde

$$\begin{aligned} A(z^{-1}) &= 1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_n z^{-n} \\ B(z^{-1}) &= b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_m z^{-m} \end{aligned} \quad (1.6)$$

a d vyjadřuje dopravní zpoždění ve vzorkovacích krocích systému [22].

Grafická interpretace chování systému s dopravním zpožděním je znázorněna na Obr. 1.1.



Obr. 1.1: Rozdíl odezvy na jednotkový skok u (čerchovaná čára) v systému bez zpoždění y (přerušovaná čára) a se zpožděním y_d (plná čára)

Dodatečně, z pohledu na stabilitu uzavřených regulačních systémů obecně platí, že dopravní zpoždění v takto řízených systémech způsobuje, že aplikace řídicí veličiny není synchronizovaná se stavem systému, což nejen snižuje kvalitu řízení, ale navíc způsobuje i nestabilní odezvu systému [23].

Zápis dopravního zpoždění se rovněž používá při aproximaci systémů vyšších řádů. Častým případem je zjednodušení systémů vyšších řádů aproximací systémy prvního, případně druhého řádu s dopravním zpožděním [24].

1.2.2. Identifikace dopravního zpoždění

Důležitost přesné identifikace zpoždění spočívá především v tom, že řada řídicích technik postrádá robustnost v oblasti zpoždění a i menší odchylky mohou vést k nestabilitě.

Pro správnou aplikaci kompenzačních technik je nutné určit čas dopravního zpoždění s největší možnou přesností. Existuje řada přístupů pro zjištění časového rozdílu mezi vstupem do systému a odpovídajícím výstupem. Jednotlivé metody bývají typově odlišné a vhodné pro velmi specifické druhy systémů. S tím jsou i spjaty podmínky jejich použití, jako například speciální druh či hodnota budícího signálu, nepřítomnost šumu nebo míra stability systému.

V základě je možné rozdělit identifikační metody podle množství potřebných dat na takové, které ke své funkčnosti vyžadují znalost některých ze zbylých parametrů systému a ty, které dokáží pracovat i bez znalosti charakteristických hodnot jeho dynamiky.

Identifikační metody založené na parametrických modelech systému

Tyto metody využívají znalost dynamiky systému k porovnání časové návaznosti v očekávané a skutečné odezvě na vstupní signál. Tyto metody jsou výhodné pro použití v následné syntéze řízení, protože jejich výsledkem jsou odhady parametrů řízeného systému, vhodné pro návrh regulátoru. Vzhledem ke znalosti pravděpodobného tvaru výstupu jsou tyto metody poměrně odolné vůči šumu, na druhou stranu často mají vysoké nároky na množství zpracovávaných dat. Další potenciální nevýhodou je skutečnost, že parametry systému nemusí být snadno zjistitelné, případně se v průběhu regulace mění.

Klíčovým prvkem této skupiny metod je identifikace zpoždění s využitím informací o alespoň některých parametrech sledovaného modelu. Jsou tedy aplikovány v případech, že potřebné vlastnosti jsou známy.

Postup obecně vychází z aplikace naměřeného vstupního signálu na dynamiku systému při postupném začlenění série možných hodnot dopravního zpoždění. Výsledkem je řada odhadů vývoje veličiny, které jsou následně porovnávány s reálně naměřenými daty. Jako výstup identifikace je pak považována hodnota zpoždění, u které byla zjištěna nejmenší odchylka mezi odhadovaným a skutečným výstupem [25].

Tradičním zástupcem této skupiny je metoda nejmenších čtverců, založená na principu lineární regrese. Vychází z formy diskrétního ARX modelu

$$A(z^{-1})y(k) = z^{-d}B(z^{-1})u(k) + e_s(k) \quad (1.7a)$$

obsahujícího polynomy z výrazu (1.6), dopravní zpoždění vyjádřené v jednotkách vzorkovací periody proměnnou d a bílý šum popsany veličinou $e_s(k)$.

Z rovnice (1.7a) pro výstupní veličinu procesu plyne

$$y(k) = z^{-d}B(z^{-1})u(k) - [A(z^{-1}) - 1] + e_s(k) \quad (1.7b)$$

Označme vektor parametrů a vektor dat v rovnici (1.7b)

$$\Theta = [a_1 \ a_2 \ \dots \ a_n \ b_1 \ b_2 \ \dots \ b_m] \quad (1.8)$$
$$\mathbf{f} = [-y(k-1) \ \dots \ -y(k-n) \ u(k-d-1) \ \dots \ u(k-d-m)]$$

Po sestavení řady vektorů \mathbf{f} pro jednotlivé periody až do stanovené hodnoty N vznikne matice \mathbf{F}

$$\mathbf{F} = [\mathbf{f}(1) \ \mathbf{f}(2) \ \dots \ \mathbf{f}(N)]^T \quad (1.9)$$

Postup pro jednorázovou identifikaci vychází z nahrazení prvků ve vztahu (1.7b) vektory z (1.8) a maticí (1.9). Rovnice se upraví pro vyjádření kvadrátu chyby a následně se derivace tohoto vztahu podle Θ položí rovna nule. Výsledná forma má následující podobu

$$\hat{\Theta} = (\mathbf{F}^T \mathbf{F})^{-1} \mathbf{F}^T \mathbf{Y} \quad (1.10)$$

kde $\hat{\Theta}$ je odhad parametrů a $\mathbf{F}^T \mathbf{F}$ není singulární.

S mírnými modifikacemi lze tento postup aplikovat v průběhu regulace jako rekurzivní metodu nejmenších čtverců. Identifikace dopravního zpoždění je umožněna rozšířením algoritmu o stanovení odchylky od reálných dat. Princip následně spočívá v hledání modelu se stanoveným zpožděním, které vykazuje nejmenší chybu. Zvolený model a odpovídající dopravní zpoždění jsou výsledkem identifikace jako nejpřesnější dostupný popis. Tento postup lze opakovat v každé vzorkovací periodě, což umožňuje využití tohoto postupu v adaptivních systémech.

Pro daný rozsah předpokládané celočíselné hodnoty zpoždění d_{\min} a d_{\max} je prostřednictvím metody nejmenších čtverců (RMNČ) vytvořena řada modelů se stejnou strukturou a odlišnými parametry. Porovnáním odchylky mezi výstupem skutečného procesu a jednotlivými modely je pro každý z těchto modelů určen index chyby

$$I_i = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N [y(t) - \hat{y}_i(t)]^2 \quad (1.11)$$

pro hodnoty zpoždění $d = d_{\min} + i, i = 0, 1, 2, \dots, (d_{\max} - d_{\min})$.

Jako nejpravděpodobnější výsledek je následně vybrán model s dopravním zpožděním odpovídajícím indexu chyby (1.11) s nejnižší hodnotou. Výhodou jednoduchého principu určování zpoždění je, že nevyžaduje dodatečné parametry a je aplikovatelný i na jiné identifikační metody. Navíc tento postup zajišťuje odolnost proti rušení [5].

Alternativní metodou pro nalezení odpovídajících parametrů z naměřených dat je optimalizace realizovaná například funkcí *fminsearch* v programu MATLAB. Tato metoda je založena na statické optimalizaci a je známá jako Simplexová metoda neboli metoda pružných polyedrů [26]. Pro jednotlivé iterace hodnot je v tomto případě prováděna zkouška přesnosti naměřených dat a výstupů vypočítaných ze získané přechodové funkce.

Programový výpis 1: Identifikace systému se zpožděním pomocí optimalizace v programu MATLAB

```
global t y u d
t = simout.time;
y = simout.signals.values(:,1);
u = simout.signals.values(:,2);

for d = 0:10
    [x J] = fminsearch(@krit, [1 1]);
    val(d+1) = [x J];
end
[z, d_opt] = min(val(:, 3));
G = tf(val(d_opt, 1), [val(d_opt, 2) 1], 'iodelay', d_opt-1);
```

Programový výpis 2: Obsah souboru „krit.m“

```
function f = krit(x)
global t y u d
sys = tf(x(1), [x(2) 1], 'iodelay', d);
[y1, t1] = lsim(sys, u, t);
f = sum((y - y1).*(y - y1));
```

Princip spočívá ve zpracování naměřených vstupů a výstupů, na jejichž základě se odhadují parametry systému. Tyto odhady se provedou pro řadu potenciálních hodnot dopravního zpoždění, ze které se vybírá výsledek s nejmenší odchylkou od výstupních dat.

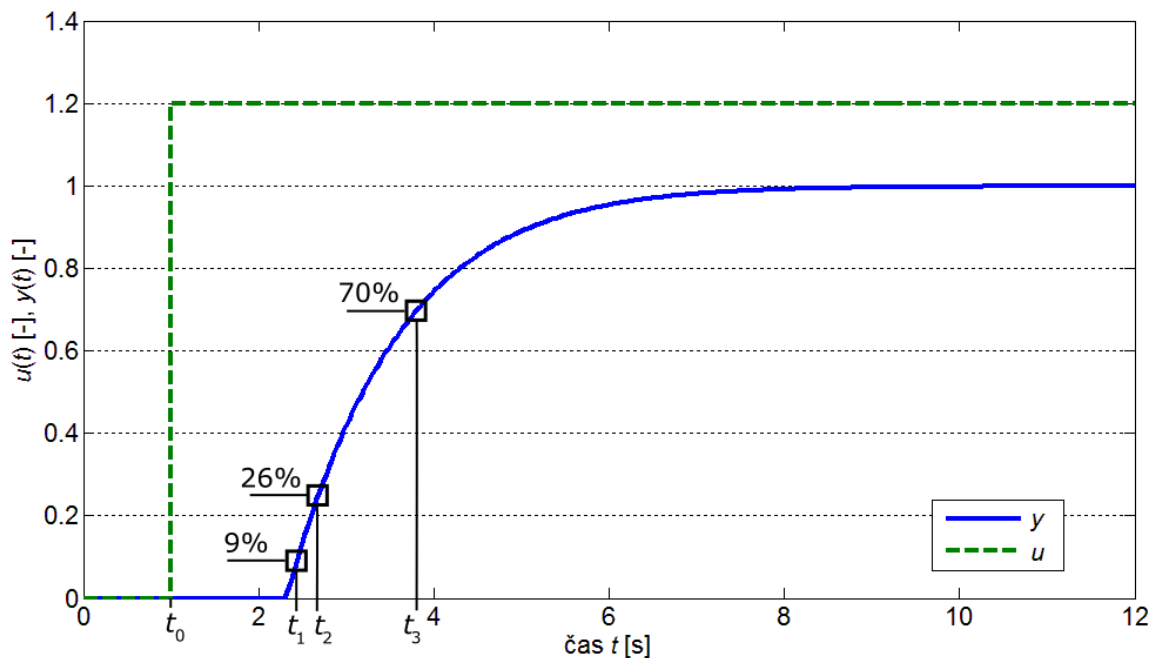
Identifikační metody založené na neparametrických modelech systému

Metody vycházející z grafických průběhů nebo tabulkového zápisu výsledků získaných měření (neparametrické metody) určují dopravní zpoždění čistě prostřednictvím interpretace naměřených vstupních a výstupních hodnot. Výsledky těchto metod bývají méně kvalitní, než v případě parametrických.

Jedním příkladem může být tříbodová metoda, která je založena na měření časových úseků, kde přechodová charakteristika systému nabývá specifických hodnot. Výsledkem této metody je soustava druhého řádu s dopravním zpožděním popsána následujícím vztahem

$$G(s) = \frac{K}{(1 + T_1 s)(1 + T_2 s)} e^{-sT_d} \quad (1.12)$$

Proměnná K reprezentuje zesílení systému, T_1 a T_2 jsou časové konstanty.



Obr. 1.2: Rozložení časových úseků ve tříbodové identifikaci

Na Obr. 1.2 je znázorněno, rozložení klíčových úseků přechodové charakteristiky pro identifikaci třibodovou metodou. Trvání od změny vstupního signálu v čase t_0 do okamžiků dosažení 9%, 26% a 70% jsou označeny jako t_1 , t_2 a t_3 . Odvození parametrů systému poté probíhá podle následujících vztahů:

$$T_d = 2t_1 - t_2 \quad (1.13)$$

$$B = 0,83t_3 - 0,24t_2 + 0,48t_1 - T_d \quad (1.14)$$

$$C = 4(t_2 - t_1)^2 \quad (1.15)$$

$$T_1 = \frac{B + \sqrt{B^2 - 4C}}{2} \quad (1.16)$$

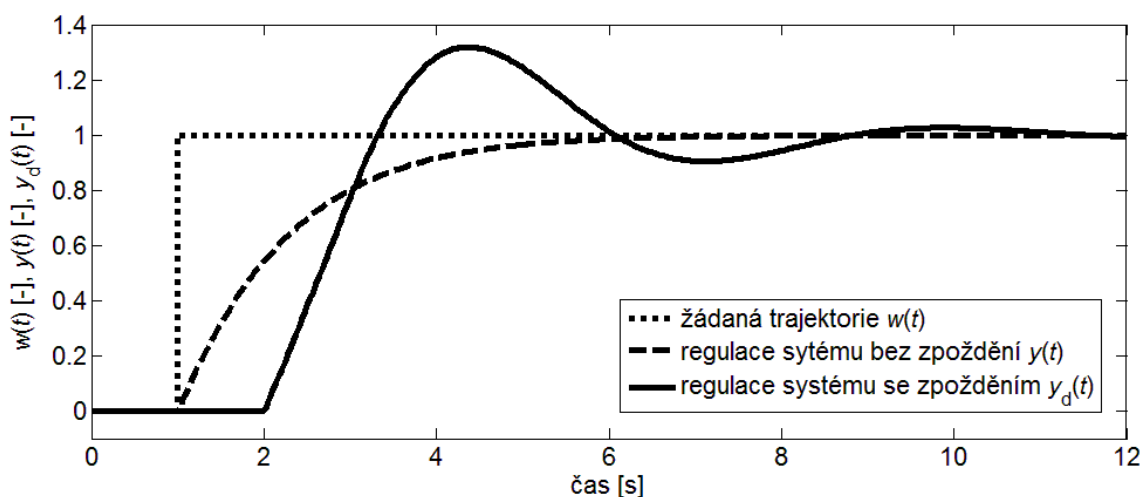
$$T_2 = \frac{B - \sqrt{B^2 - 4C}}{2} \quad (1.17)$$

$$K = \frac{y(\infty)}{u(\infty)} \quad (1.18)$$

Třibodová metoda vyžaduje přechod systému z jednoho ustáleného stavu do druhého v odezvě na jedinou skokovou změnu v řídicím signálu. Toto omezení zabraňuje aplikaci metody v průběhu regulace [27].

1.2.3. Syntéza řízení systémů se zpožděním

Přítomnost dopravního zpoždění v uzavřeném řídicím obvodu způsobuje degradaci zpětné vazby vzhledem k časovému posuvu zpracovávaných signálů. Při návrhu řízení pro systémy s dopravním zpožděním přetrvává snaha maximálně využít tradiční postupy a algoritmy, obohacené o mechanismy potlačující dopady způsobené přítomností zpoždění.



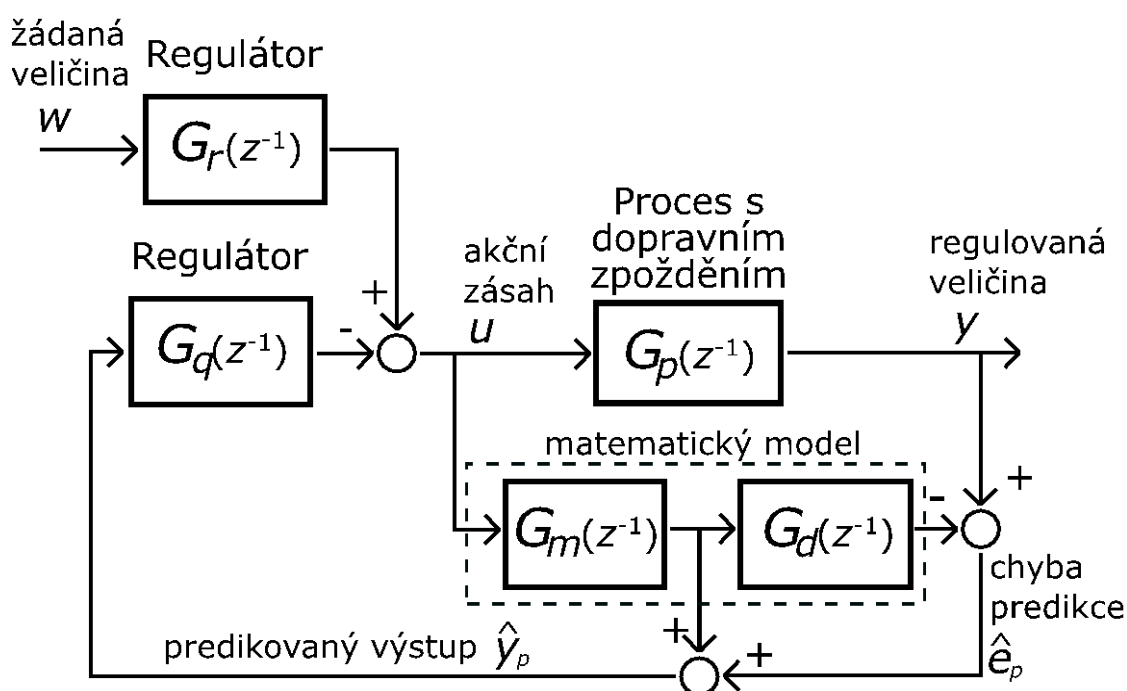
Obr. 1.3: Spojitá odezva uzavřeného regulačního obvodu s PID regulátorem bez zpoždění a se zpožděním o velikosti 1 vteřina

Na Obr. 1.3 je příklad poklesu kvality řízení v uzavřeném regulačním obvodu řízeném PID regulátorem při stejných parametrech ($P = 2$; $I = 0,4$; $D = 1,5$) bez zpoždění a s dopravním zpožděním odezvy systému o velikosti 1 vteřiny. Vlivem dopravního zpoždění je v první řadě opožděn i celkový výstup z regulačního obvodu. Tato skutečnost je pevně daná povahou zpoždění a není možné ji ovlivnit. Další efektem je celkové zhoršení přesnosti regulované veličiny. Tento dopad je možné zmírnit až potlačit pomocí vhodných regulačních postupů [28], [29].

V následujících podkapitolách budou rozebrány některé častěji používané přístupy k číslicovému řízení systémů s dopravním zpožděním.

1.2.4. Smithův prediktor

Diskrétní provedení Smithova prediktoru navržené [30], [31] a jeho modifikace jsou vhodnější pro potlačení dopravního zpoždění v průmyslové praxi.



Obr. 1.4: Základní schéma Smithova prediktoru v provedení se dvěma stupni volnosti (2DOF)

Obr. 1.4 obsahuje blokový diagram Smithova prediktoru. Matematický model je simulovanou součástí řídicího algoritmu, která poskytuje zpětnou vazbu systému nezatíženou dopravním zpožděním. Blok $G_m(z^{-1})$ reprezentuje dynamiku procesu bez dopravního zpoždění a kalkuluje predikce otevřené smyčky. Blok $G_d(z^{-1})$ je použit pro kompenzaci externí poruchy a chyby v modelu. Jednotlivé bloky pro řízení systému druhého řádu mají tvar

$$G_p(z^{-1}) = \frac{b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} z^{-d}, \quad G_m(z^{-1}) = \frac{(b_1 + b_2) z^{-1}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}$$

$$G_d(z^{-1}) = \frac{b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{(b_1 + b_2) z^{-1}} z^{-d} \quad (1.19)$$

Čítatel bloku $G_m(z^{-1})$ obsahuje statické zesílení původního čitatele, aby byly případně odstraněny problémy řízení neminimálně fázového systému.

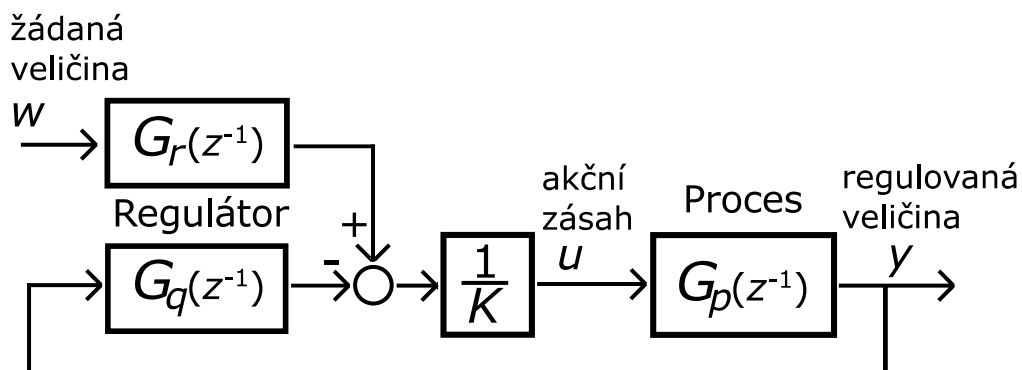
Tento přístup k potlačení dopravního zpoždění není sám o sobě regulátorem, ale jedná se spíše o řídicí schéma, které umožňuje do jisté míry obejít negativní aspekty se zpožděním spojené. Samotný regulátor v blocích $G_r(z^{-1})$ a $G_q(z^{-1})$ může mít formu tradičních řídicích metod, které lze aplikovat beze ztráty kvality. K často aplikovaným metodám návrhu řízení patří PID schéma, metoda umístění pólů, nebo lineární kvadratické řízení. Kombinace Smithova prediktoru a PID regulátoru funguje bez problémů u stabilních systémů, v případech nestabilních systémů se používá lineární kvadratické (Linear Quadratic – LQ) řízení. Pro správnou funkčnost se předpokládá maximální přesnost vnitřního modelu, v případě výrazných odlišností ztrácí kompenzační postup svou efektivitu [32], [33], [34], [35], [36], [16], [37].

Návrh regulátoru založený na minimalizaci kvadratického kritéria

Moderní nastavení regulátoru ve Smithově prediktoru zaměřená na vysokou kvalitu řízení jsou založena na minimalizaci kvadratického kritéria, tedy LQ řízení. Základním principem tohoto postupu je stanovení podmínek optimální regulace, které jsou v LQ řízení interpretovány jako nejmenší odchylka od žádané trajektorie dosažená za použití minimálního řídicího zásahu [38]. Odchylka od tohoto stavu je matematicky vyjádřena následující rovnicí

$$J = \sum_{k=0}^{\infty} \{ [w(k) - y(k)]^2 + \varphi [u(k)]^2 \} \quad (1.20)$$

Kde φ je penalizace řídicího vstupu, která ovlivňuje podíl akční veličiny na hodnotě kritéria. Když uvažujeme regulační schéma o dvou stupních volnosti (2DOF) v obecné podobě



Obr. 1.5: Regulační obvod se dvěma stupni volnosti

kdy řízený systém $G_p(z^{-1})$ je druhého řádu a prvky regulátoru $G_r(z^{-1})$, $G_q(z^{-1})$ a $K(z^{-1})$ mají obecnou strukturu

$$K(z^{-1}) = 1 - z^{-1}, \quad G_r(z^{-1}) = \frac{R(z^{-1})}{P(z^{-1})}, \quad G_q(z^{-1}) = \frac{Q(z^{-1})}{P(z^{-1})} \quad (1.21)$$

Následně je možné realizovat minimalizaci prostřednictvím řešení dvou diofantických rovnic

$$A(z^{-1})K(z^{-1})P(z^{-1}) + B(z^{-1})Q(z^{-1}) = D(z^{-1}) \quad (1.22)$$

kde polynom $D(z^{-1})$ má obecný tvar

$$D(z^{-1}) = 1 + d_1 z^{-1} + d_2 z^{-2} \quad (1.23)$$

Pro výpočet parametrů polynomu (1.23) je možné použít spektrální faktorizaci

$$A(z^{-1})\varphi A(z) + B(z^{-1})B(z) = D(z^{-1})\delta D(z) \quad (1.24)$$

kde δ je konstanta zvolená tak, aby $d_0 = 1$.

Spektrální faktorizace polynomu zachová stabilní část beze změny, ale nestabilní část změní na stabilní. U polynomů do druhého stupně lze řešit spektrální faktorizaci jednoduše, u vyšších řádů se provádí iteračně [39].

Polynom (1.23) je druhého řádu a tak se mohou jeho parametry určit ze vztahů

$$d_1 = \frac{m_1}{\delta + m_2}, \quad d_2 = \frac{m_2}{\delta} \quad (1.25a)$$

kde

$$m_0 = \varphi(1 + a_1^2 + a_2^2) + b_1^2 + b_2^2, \quad m_1 = \varphi(a_1 + a_1 a_2) + b_1 b_2, \quad m_2 = \varphi a_2 \quad (1.25b)$$

kde φ je penalizační konstanta a hodnoty δ a λ se určí

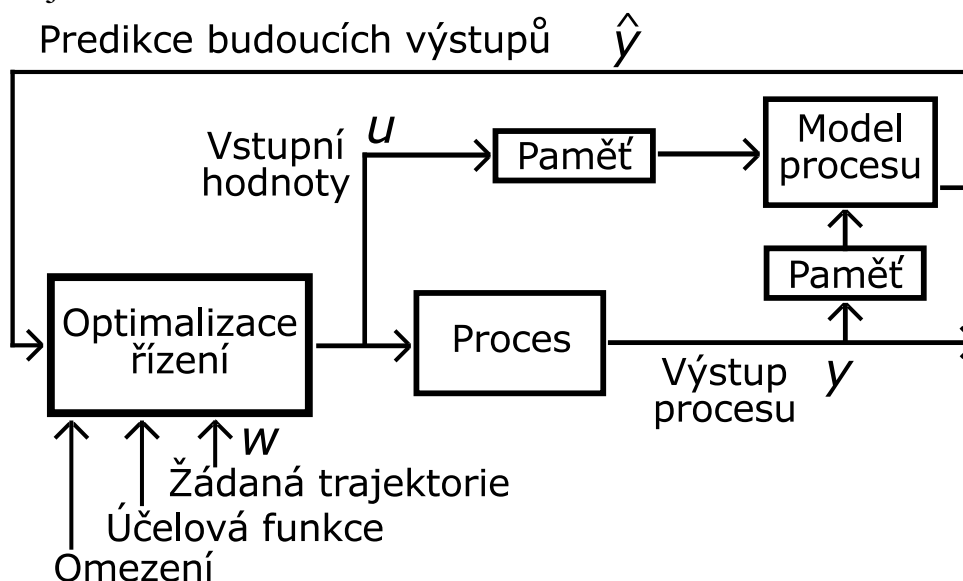
$$\delta = \frac{\lambda + \sqrt{\lambda^2 - 4m_2^2}}{2}, \quad \lambda = \frac{m_0}{2} - m_2 + \sqrt{\left(\frac{m_0}{2} + m_2\right)^2 - m_1^2} \quad (1.26)$$

Při znalosti polynomu $D(z^{-1})$ se parametry regulátoru odvodí ze vztahu (1.22) vedoucího na soustavu lineárních rovnic [40], [41], [42].

1.2.5. Princip prediktivního řízení

Ve své tradiční podobě má prediktivní řízení obdobný princip jako Smithův prediktor. Využívá vnitřního modelu sestaveného podle vlastností systému k odhadu budoucího rozvoje výstupní veličiny. Nicméně oproti tradičním řídicím přístupům jde v tomto případě spíše o optimalizační úlohu. Regulátor neupravuje hodnotu příchozí ze zpětné vazby v jediném matematickém výrazu,

ale na základě formulace kvality řízení a stanovených omezení veličin hledá nejvhodnější možné řešení.



Obr. 1.6: Schéma prediktivního řízení

Postup řešení je naznačen ve schématu prediktivního řízení na Obr. 1.6. Výstup z řízeného procesu je na základě vnitřního modelu rozveden na odhad budoucího rozvoje, ten je následně porovnán s žádanou trajektorií a účelem optimalizačního postupu je vyhledání nejvhodnější posloupnosti řídicích zásahů pro dosažení maximální kvality řízení [43], [25].

Cílem optimalizace je minimalizace takzvané účelové funkce

$$J = \sum_{i=N_1}^{N_2} \delta(i) [\hat{y}(k+i) - w(k+i)]^2 + \sum_{i=1}^{N_u} \lambda(i) [\Delta u(k+i-1)]^2 \quad (1.27)$$

ve které jsou stanovena kritéria řídicího algoritmu. Ve své obecné formě tato funkce obsahuje druhou mocninu rozdílu mezi odhadovaným budoucím vývojem výstupní veličiny a budoucí žádanou trajektorií. Dalším prvkem bývá výraz snižující nároky na akční veličinu, vyjádřený ve formě druhé mocniny změny akční veličiny od předešlé hodnoty [44], [45], [46].

Účelová funkce je často doplněna o prvky upřesňující požadované chování regulátoru. Pro ovlivnění rovnoměrné optimalizace vstupních a výstupních veličin se zavádějí váhové parametry δ a λ , vyjadřující význam dané veličiny. Tyto hodnoty můžou být konstantní, nebo se měnit s ohledem na vzdálenost od současného stavu. Časový rozsah, ve kterém se provádí optimalizační úloha je určen hodnotami N_1 , N_2 a N_u . Údaje N_1 a N_2 jsou minimální a maximální horizont vymezující prostor pro výpočet odhadované přesnosti budoucích výstupů. N_u je řídicí horizont udávající hranici pro minimalizaci změn akčních zásahů.

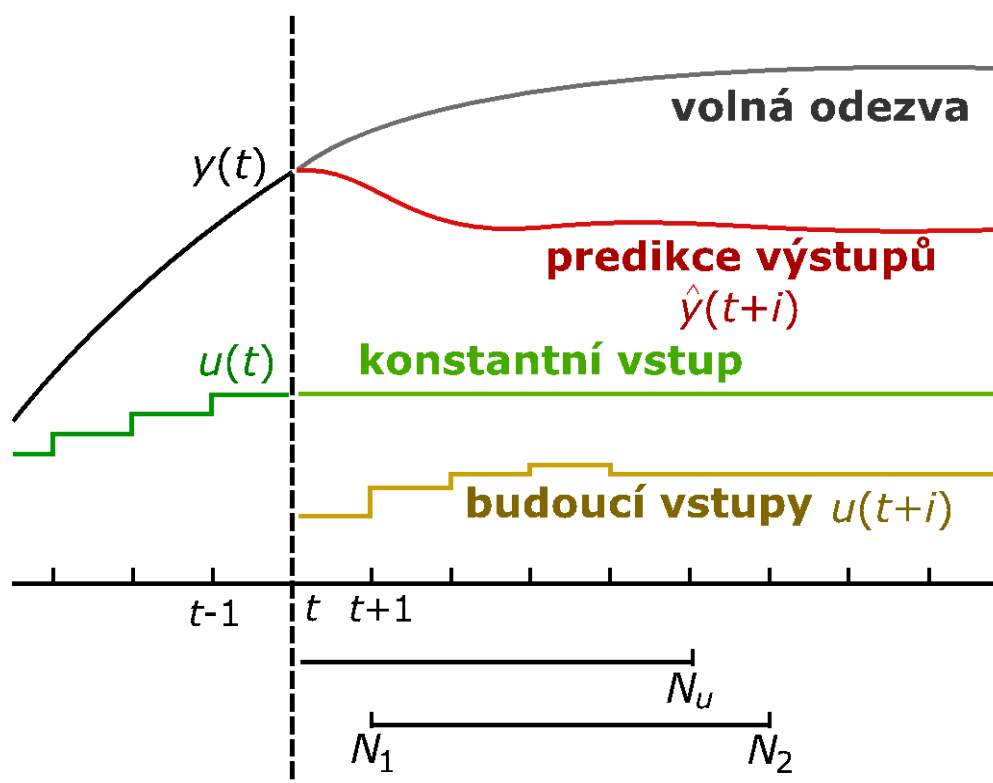
Odhad budoucího vývoje výstupní veličiny se počítá na základě parametrů modelu systému. Využívá hodnot předchozích řídicích signálů pro predikci výstupní veličiny za předpokladu, že budoucí řídicí hodnoty by byly konstantní.

Na základě principu superpozice je možné k tomuto výsledku přičíst rozvoj výstupní veličiny řízený sérií vstupů, která je předmětem optimalizace. Celková predikce

$$\hat{y} = \mathbf{G}u + \mathbf{f} \quad (1.28)$$

je tedy součtem volné odezvy \mathbf{f} s konstantním zásahem z předchozího kroku a nucené odezvy $\mathbf{G}u$ vzniklé z vypočítané série zásahů.

Výsledkem optimalizační úlohy je pak série akčních zásahů, která poskytne nejlepší dostupný výsledek řízení. Z této série je aplikována pouze první hodnota jako změna aktuálního akčního zásahu a v následující vzorkovací periodě se celý postup opakuje. Toto je nazýváno strategie klouzavého horizontu.



Obr. 1.7: Odhady vstupu a výstupu v prediktivním řízení

Na Obr. 1.7 je znázorněno rozložení jednotlivých složek prediktivního řízení.

Možnost dodatečného přínosu ke kvalitě řízení představuje skutečnost, že součástí účelové funkce (1.27) může být i budoucí vývoj trajektorie žádané hodnoty. Pokud je tato trajektorie známá, pak optimalizační proces nemusí pracovat s konstantní žádanou hodnotou, ale může predikovat řídicí veličinu s ohledem na požadované změny, ke kterým teprve dojde. Tento postup umožňuje dosáhnout maximální přesnosti řízení, za podmínek stanovených pro optimalizaci [47], [48].

Dynamická řídicí matice

Prvotní metodou reprezentující prediktivní principy v této podobě se stala dynamická řídicí matice (DMC). Dodnes patří k nejrozšířenějším prediktivním metodám v průmyslu vzhledem ke snadnému začlenění omezení řízených veličin. Jako vnitřní model procesu slouží přechodová funkce

$$y(k) = y_0 + \sum_{i=1}^N g_i \Delta u(k-i) = G(z^{-1})(1-z^{-1})u(k) \quad (1.29)$$

a poruchová veličina je považována za konstantní po celou délku procesu a předpokládá se rovnost rozdílů mezi výstupy procesu a modelu. Velikost zpoždění je začleněna do popisu prostřednictvím nulových prvků g_i . Na základě modelu lze stanovit postup pro výpočet odhadů budoucích hodnot

$$\hat{y}(k+j) = \sum_{i=1}^j g_i \Delta u(k+j-i) + y(k) + \sum_{i=1}^M (g_{j+i} - g_i) \Delta u(k-i) \quad (1.30)$$

kde M vyjadřuje počet vzorkovacích period potřebných k ustálení přechodové funkce. Pokud tedy proces není stabilní, nelze metodu DMC aplikovat. Sestavením výrazu (1.30) do vektoru predikcí výstupních hodnot se vytvoří vztah

$$\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{G}\mathbf{u} + \mathbf{H}\mathbf{u}_1 + \mathbf{S}\mathbf{y}_1 \quad (1.31)$$

formulující obecný tvar predikce (1.28) s volnou odezvou tvořenou pomocí matic \mathbf{H} a \mathbf{S} s korespondujícími hodnotami předchozích změn v akčním zásahu \mathbf{u}_1 a předpokládaným výstupem bez zpoždění \mathbf{y}_1 .

Následuje řešení optimalizačního problému, který hledá minimum účelové funkce (1.10) při podmínkách stanovených predikcí (1.31). Pokud není uvažována přítomnost fyzikálních omezení, lze řešení zjednodušit na jedinou matici zesílení \mathbf{K} získanou položením derivace vztahu (1.31) podle vektoru akčních zásahů rovnou nule

$$\mathbf{u} = (\mathbf{G}^T \mathbf{G} + \mathbf{Q}_\lambda)^{-1} \mathbf{G}^T (\mathbf{f} - \mathbf{w}) = \mathbf{K}(\mathbf{f} - \mathbf{w}) \quad (1.32)$$

kde \mathbf{Q}_λ je váhová matice určující poměr optimalizace vyjádřený hodnotou λ z účelové funkce (1.27) a \mathbf{w} je vektor budoucích referenčních hodnot. Výsledný vektor je sérií změn řídicích vstupů Δu vypočítaných pro optimální regulaci za podmínek daných účelovou funkcí.

Metoda DMC byla aplikována jak simulačně, tak i při řízení laboratorního modelu v reálném čase [49], [50].

Prediktivní řízení s modelem

Velmi používaným přístupem je zobecněné prediktivní řízení (Generalized Predictive Control - GPC) navržené v [51] a [52]. Tento přístup představuje flexibilní řídicí metodu použitelnou pro většinu systémů. Přenosová funkce typu CARIMA

$$A(z^{-1})y(k) = B(z^{-1})z^{-d}u(k-1) + C(z^{-1})\frac{e_s(k)}{\Delta} \quad (1.33)$$

umožňuje aplikaci na libovolný lineární systém a potlačení vnější poruchy [49]. Na základě vnitřního modelu za předpokladu, že budoucí hodnota šumu je nulová, pak predikci pro systémy zatížené dopravním zpožděním lze formulovat ve tvaru

$$\hat{y}(k+1) = \sum_{i=1}^{n+1} \tilde{a}_i y(k+1-i) + \sum_{i=1}^{m+1} b_{i-1} \Delta u(k-d-i+1) \quad (1.34)$$

Tento vztah se dá použít pro rekurzivní výpočet predikcí budoucích hodnot na požadovaném horizontu. Protože jde o proces s dopravním zpožděním, je první uvažovaná predikce $\hat{y}(k+d+1)$. Vektorový zápis predikce nadcházejících hodnot vychází z výrazu (1.32) sestaveného do sekvenční formy s oddělenými minulými a budoucími hodnotami a má tvar

$$\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{G}\mathbf{u} + \mathbf{H}\mathbf{u}_1 + \mathbf{S}\mathbf{y}_1 \quad (1.35)$$

Vektory hodnot minulých vstupů \mathbf{u}_1 a výstupů \mathbf{y}_1 jsou vymezeny podle řádu polynomů přenosové funkce. Korespondující matice \mathbf{H} a \mathbf{S} opět reprezentují volnou odezvu systému. Součin dynamické matice \mathbf{G} a vektoru budoucích vstupů \mathbf{u} vypočítává nucenou odezvu systému. Při rozepsání formy (1.35) pro systém druhého řádu a 3 kroky predikce z aktuálního kroku, získáme rovnice s narůstající složitostí

$$\begin{aligned} \hat{y}(k+1) = & (1-a_1)y(k) + (a_1-a_2)y(k-1) + \\ & + a_2y(k-2) + b_1\Delta u(k-1) + b_2\Delta u(k-2) \end{aligned} \quad (1.36)$$

$$\begin{aligned} \hat{y}(k+2) = & [(1-a_1)^2 + (a_1-a_2)]y(k) + [(1-a_1)(a_1-a_2) + a_2]y(k-1) + \\ & + (1-a_1)a_2y(k-2) + b_1\Delta u(k) + [(1-a_1)b_1 + b_2]\Delta u(k-1) + \\ & + (1-a_1)b_2\Delta u(k-2) \end{aligned} \quad (1.37)$$

$$\begin{aligned} \hat{y}(k+3) = & \{(1-a_1)[(1-a_1)^2 + (a_1-a_2)] + (1-a_1)(a_1-a_2) + a_2\}y(k) + \\ & + \{(1-a_1)[(1-a_1)(a_1-a_2) + a_2] + (a_1-a_2)^2\}y(k-1) + \\ & + [(1-a_1)^2 a_2 + (a_1-a_2)a_2]y(k-2) + b_1\Delta u(k+1) + \\ & + [(1-a_1)b_1 + b_2]\Delta u(k) + \\ & + \{(1-a_1)[(1-a_1)b_1 + b_2] + (a_1-a_2)b_1\}\Delta u(k-1) + \\ & + [(1-a_1)^2 b_2 + (a_1-a_2)b_2]\Delta u(k-2) \end{aligned} \quad (1.38)$$

Což lze vyjádřit v obecné maticové formě odpovídající rovnici (1.35)

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \hat{y}(k+d+1) \\ \hat{y}(k+d+2) \\ \hat{y}(k+d+3) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} g_1 & 0 & 0 \\ g_2 & g_1 & 0 \\ g_3 & g_2 & g_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u(k) \\ \Delta u(k+1) \\ \Delta u(k+2) \end{bmatrix} + \\
&+ \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \\ h_{31} & h_{32} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u(k-1) \\ \Delta u(k-2) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} & s_{13} \\ s_{21} & s_{22} & s_{23} \\ s_{31} & s_{32} & s_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{y}(k+d) \\ \hat{y}(k+d-1) \\ \hat{y}(k+d-2) \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{1.39}$$

Pro určení dodatečných hodnot vektoru \hat{y} lze aplikovat vzorec [39]

$$\begin{aligned}
\hat{y}(k+d+i) &= (1-a_1)\hat{y}(k+d+i-1) + (a_1-a_2)\hat{y}(k+d+i-2) + \\
&+ a_2\hat{y}(k+d+i-3) + b_1\Delta u(k+i-1) + b_2\Delta u(k+i-2)
\end{aligned} \tag{1.40}$$

Vztah (1.35) se aplikuje v průběhu optimalizace účelové funkce pro získání série optimálních akčních zásahů [53].

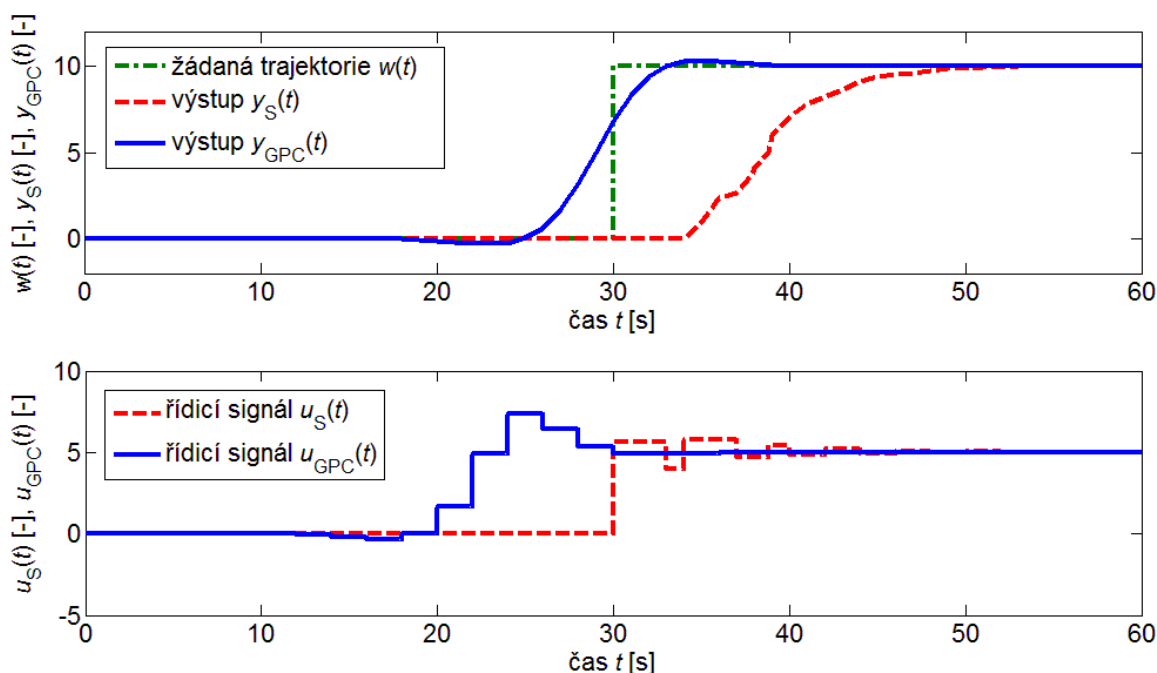
Pro porovnání jednotlivých průběhů regulace použitím Smithova prediktoru s LQ řízením a metody GPC byl zvolen následující spojitý model systému druhého řádu

$$G(s) = \frac{2}{(s+1)(4s+1)} e^{-4s} \tag{1.41}$$

kde dopravní zpoždění $T_d = 4$ s.

Potom její diskrétní verze pro periodu vzorkování $T_0 = 2$ s je ve tvaru

$$G(z^{-1}) = \frac{0,4728z^{-1} + 0,2076z^{-2}}{1 - 0,7419z^{-1} + 0,08208z^{-2}} z^{-2} \tag{1.42}$$



Obr. 1.8: Porovnání regulace systému s dopravním zpožděním prostřednictvím Smithova prediktoru a GPC

Obr. 1.8 znázorňuje rozdíly v průběhu řízení mezi Smithovým prediktorem s LQ řízením a moderní prediktivní metodou GPC.

Regulátor Smithova prediktoru byl realizován jako LQ řízení se dvěma stupni volnosti. Penalizace řídicího vstupu φ byla na základě výsledků simulačních průběhů nastavena na hodnotu 5. Prvky polynomu $M(z^{-1})$ se určily ze vztahu (1.25b)

$$\begin{aligned} m_0 &= 5(1 + 0,5504 + 0,006737) + 0,2235 + 0,0431 = 8,0523 \\ m_1 &= 5(-0,7419 - 0,0607) + 0,9815 = -3,0315 \\ m_2 &= 5 \cdot 0,08208 = 0,4104 \end{aligned} \quad (1.43)$$

Následovalo určení prvků δ a λ podle (1.26)

$$\begin{aligned} \lambda &= \frac{8,0523}{2} - 0,4104 + \sqrt{\left(\frac{8,0523}{2} + 0,4104\right)^2 - 9,19} = 6,8551 \\ \delta &= \frac{6,8551 + \sqrt{46,9922 - 0,6737}}{2} = 6,8304 \end{aligned} \quad (1.44)$$

Polynom $D(z^{-1})$ se pak sestavil podle vztahu (1.25a)

$$\begin{aligned} d_1 &= \frac{-3,0315}{6,8304 + 0,4104} = -0,4187 \\ d_2 &= \frac{0,4104}{6,8304} = 0,0601 \\ D(z^{-1}) &= 1 - 0,4187z^{-1} + 0,0601z^{-2} \end{aligned} \quad (1.45)$$

Složky regulátoru se určily na základě diofantické rovnice (1.22) řešené metodou neurčitých koeficientů vedoucí na soustavu 5 rovnic o 5 neznámých.

$$\begin{aligned} P(z^{-1}) &= 1 + p_1z^{-1} = 1 + 0,2857z^{-1} \\ Q(z^{-1}) &= q_0 + q_1z^{-1} + q_2z^{-2} = 1,4856 - 1,0377z^{-1} + 0,1133z^{-2} \\ R(z^{-1}) &= r_0 = 0,5612 \end{aligned} \quad (1.46)$$

Prediktivní regulátor byl v tomto případě navržen s délkou řídicího horizontu $N_u = 10$, při zpoždění 2 period vzorkování pak $N_1 = 3$, $N_2 = 12$ a s váhovým parametrem změny řídicího zásahu $\lambda = 0,5$. Základ tvořily tři klíčové matice \mathbf{G} , \mathbf{S} a \mathbf{H} , sestavené na základě parametrů modelu systému.

Nejdříve byly vypočítány matice pro řídicí horizont velikosti 3

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 0,4728 & 0 & 0 \\ 1,0312 & 0,4728 & 0 \\ 1,4066 & 1,0312 & 0,4728 \end{bmatrix}, \mathbf{H} = \begin{bmatrix} 0,4728 & 0,2076 \\ 1,0312 & 0,3617 \\ 1,4066 & 0,4589 \end{bmatrix}, \mathbf{S} = \begin{bmatrix} 1,7419 & -0,824 & 0,082 \\ 2,2101 & -1,353 & 0,143 \\ 2,4967 & -1,678 & 0,181 \end{bmatrix} \quad (1.47)$$

a následně byly rozšířeny podle vztahu (1.40) na rozměry $\mathbf{G}_{10 \times 10}$, $\mathbf{H}_{10 \times 2}$ a $\mathbf{S}_{10 \times 3}$. Predikce budoucího vývoje se prováděla podle vztahu (1.34) na tři kroky dopředu.

S vektorem požadovaných výstupů \mathbf{w} obsahující hodnoty od $w(k + d + 1)$ do $w(k + d + N_u)$ se vektor řídicích signálů počítal iteračně minimalizací funkcionálu

$$J = \mathbf{u}^T (\mathbf{Q}_\lambda + \mathbf{G}^T \mathbf{Q}_\delta \mathbf{G}) \mathbf{u} + 2(\mathbf{H}\mathbf{u}_1 + \mathbf{S}\mathbf{y}_1 - \mathbf{w})^T \mathbf{Q}_\delta \mathbf{G}\mathbf{u} + (\mathbf{H}\mathbf{u}_1 + \mathbf{S}\mathbf{y}_1 - \mathbf{w})^T \mathbf{Q}_\delta (\mathbf{H}\mathbf{u}_1 + \mathbf{S}\mathbf{y}_1 - \mathbf{w}) \quad (1.48)$$

Výrazný vliv na kvalitu výsledného průběhu má využití znalosti budoucí požadované trajektorie \mathbf{w} , které urychluje přechod mezi jednotlivými referenčními hodnotami. Počáteční podmínky v regulaci GPC z optimalizačního hlediska umožňuje, aby následoval výrazný zásah do systému při zachování plynulejší změny v řídicí veličině.

Pro použití prediktivního řídicího postupu v systémech s dopravním zpožděním je nezbytné modifikovat postup výpočtů. To se provede začleněním dopravního zpoždění přímo do vnitřního modelu jako součást chování systému. To pro případ systému druhého řádu se zpožděním vede na následující formu predikce

$$\hat{y}(k + 1) = (1 - a_1)y(k) + (a_1 - a_2)y(k - 1) + a_2y(k - 2) + b_1\Delta u(k - d) + b_2\Delta u(k - 1 - d) \quad (1.49)$$

V průběhu vytváření predikcí je tedy počítáno i s dopadem zpoždění na vývoj výstupní veličiny. Údaje o výstupním signálu, které ještě nebyly zaznamenány vlivem zpoždění lze doplnit použitím dat z vnitřního modelu. Dále není nutné, aby optimalizační proces obsahoval i hodnoty výstupní veličiny, které nelze z důvodu přítomnosti zpoždění ovlivnit. Toho je dosaženo zmenšením intervalu minimalizovaných dat posunem minimálního horizontu N_1 o počet kroků zpoždění d [54].

Metoda GPC byla aplikována jak simulačně, tak i při řízení laboratorního modelu v reálném čase [49].

Podstatnou nevýhodou prediktivní regulace je obecně vysoká výpočetní náročnost způsobená optimalizační úlohou prováděnou při každé vzorkovací periodě. Snaha oddělit nejnáročnější výpočty od časově často omezené oblasti vedla k návrhu explicitní verze prediktivního regulátoru. V tomto přístupu se zpracuje známá dynamika systému, ze které se odvodí akční zásahy pro návrat z okolních stavů do pracovního bodu systému před samotným začátkem regulace. Tato počáteční fáze vytvoří geometrická interpretace závislosti změny akčního zásahu na veličinách definujících stav systému. S ohledem na parametry systému je tento graf tvořen určitým počtem segmentů aproximujících hodnoty v blízké oblasti do linie či plochy. Vhodným matematickým nástrojem této problematiky je vícekritériální programování.

Prediktivní řízení tvoří oblast regulačních metod poskytujících maximální přesnost a modifikovatelných množstvím dodatečných parametrů jako fyzikální omezení, nelineární řízení, kompenzace poruchy a dopravního zpoždění. Cenou za tyto možnosti jsou vysoké požadavky na výpočetní sílu a tedy i omezení hardwaru a systémů, na které jej lze aplikovat.

2. Cíle dizertační práce

Dizertační práce se zaměřuje na procesy s dopravním zpožděním, specificky na návrh číslicových metod pro jejich identifikaci a řízení. Hlavní důraz je kladen na kompenzační a prediktivní přístupy pro návrh číslicových regulátorů. Součástí návrhu je i ověření těchto postupů a to jak simulačně, tak i v laboratorních podmínkách.

Hlavní body práce jsou:

1. Návrh číslicové metody identifikující dopravní zpoždění.
2. Ověření navržené identifikační metody v simulačním prostředí.
3. Sestavení vhodného postupu pro číslicové řízení systémů s dopravním zpožděním.
4. Praktické ověření navržených metod v laboratorním prostředí.
5. Zhodnocení získaných výsledků.

Výsledky budou porovnány se současně používanými postupy identifikace a řízení systémů s dopravním zpožděním. Vyhodnocení proběhne prostřednictvím realizace navržených metod na laboratorním modelu tepelného výměníku sestaveného pro ověřování chování systémů s dopravním zpožděním v reálném čase.

3. Zvolené metody zpracování

Tato kapitola vychází z mechanismů popsaných v kapitole 1 a soustředí se na rozvoj jejich klíčových prvků s cílem vyvinout nové postupy v oblasti identifikace dopravního zpoždění a řízení systémů s dopravním zpožděním.

První podkapitola popisuje původní číslicovou metodu identifikace dopravního zpoždění, která umožňuje určit velikost dopravního zpoždění s větší přesností než na jednotky vzorkovací periody.

Druhá část se zabývá dosažením řídicího postupu, který by byl schopen regulovat systém se zpožděním o velikosti neúplné vzorkovací periody beze ztráty přesnosti vzhledem k případům se zpožděním vyjádřitelným celočíselnými násobky periody vzorkování.

V závěrečné fázi se rozebírá kombinace obou realizovaných metod s cílem realizace řízení, které je schopné se v průběhu regulace přizpůsobit změnám v hodnotě dopravního zpoždění.

Pro usnadnění terminologie uvažujme o dopravním zpoždění jen v číslicové variantě, jejíž jednotkou je perioda vzorkování. Na základě tohoto předpokladu nazvěme tu část zpoždění, která je hodnotou periody dělitelná bez zbytku *celočíslné* zpoždění a zbylou část *neceločíselné* zpoždění d_N . Například, pro systém se zpožděním 3 sekundy a periodou vzorkování 2 sekundy by tedy celočíselné zpoždění mělo délku 2 sekundy neboli jednu celou periodu a neceločíselné zpoždění by byla 1 sekunda. Metody řízení popsané v kapitole 1.2.5 se tedy zabývaly pouze problematikou celočíselného zpoždění

$$T_d = (d + d_N)T_0 \quad (3.1)$$

Praktický rozdíl mezi těmito dvěma případy leží ve skutečnosti, že při práci s celočíselným zpožděním je dostačující, aby byl upraven rozsah a pořadí, v jakém se operuje s naměřenými signály. Naopak neceločíselné zpoždění způsobuje neúplný posuv odezvy signálu do prostoru mezi snímanými okamžiky a z matematického hlediska tak mění parametry popisující systém.

Následující podkapitola se zabývá návrhem číslicové metody pro identifikaci hodnoty dopravního zpoždění, která určí i jeho neceločíselnou variantu.

3.1. Původní navržená identifikační metoda

Pro návrh identifikační metody byly vyšetřovány doposud publikované metody, které předpokládají znalost modelu bez dopravního zpoždění. Tento přístup je vhodný pro systémy s invariantními parametry, u kterých může průběžně docházet ke změně dopravního zpoždění například vlivem vnější poruchy.

Pro přesnější určení dopravního zpoždění, než jaké umožňuje vzorkování číslicového systému, bývá používána interpolace kritéria přesnosti [55]. Tento postup i přes jistou úspěšnost odhadu nedokáže plně vystihnout vývoj dynamiky systému v závislosti na dopravním zpoždění. Zde navrhuji postup, který vedle

odhadů na základě zadaného vnitřního modelu dále odvodí i model téhož systému se sníženou vzorkovací periodou. Matematický popis tak nabízí hustší pokrytí pohybu výstupní veličiny systému v diskrétním vyjádření.

Odhad chování vychází ze vztahu predikce výstupu systému. Protože jsou zpracovávána již zaznamenaná data, vymezuje *predikční horizont* - oblast minulých hodnot až do aktuálně naměřené

$$\begin{aligned} \hat{y}(k-i) &= -a_1 y(k-1-i) - a_2 y(k-2-i) + \\ &+ b_1 u(k-1-i-d) + b_2 u(k-2-i-d) \end{aligned} \quad (3.2)$$

$$i = N-1, N-2, \dots, 0$$

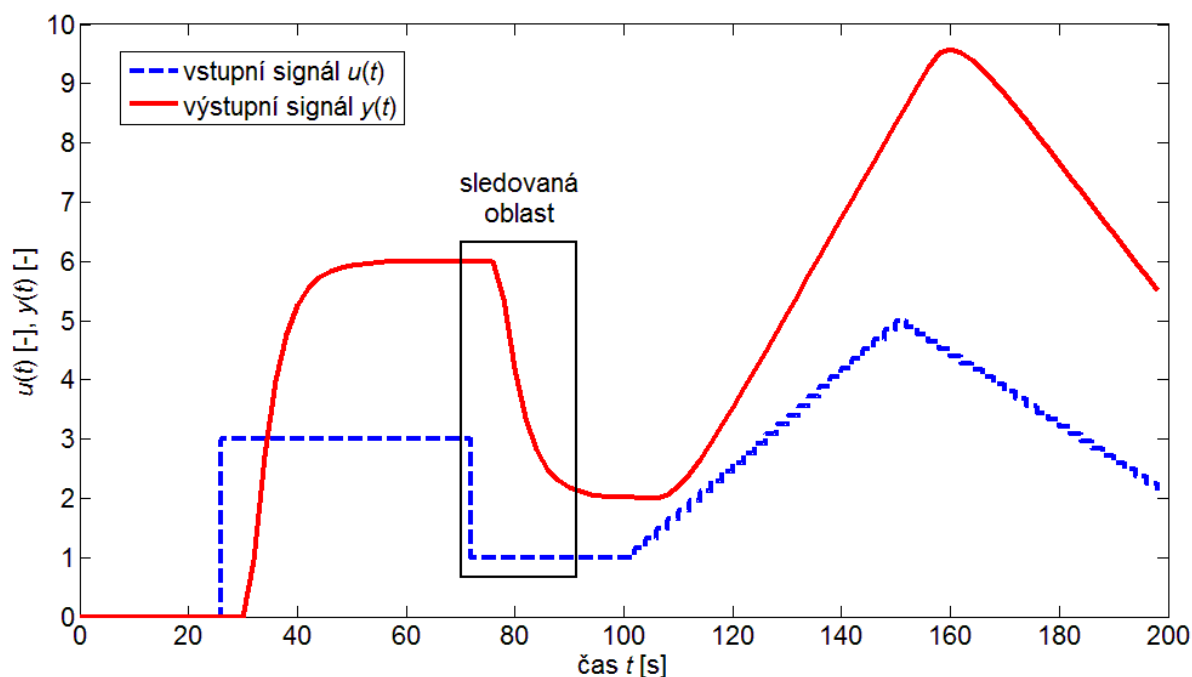
Proměnná N určuje velikost predikčního horizontu. Funkčnost navržené identifikační metody je demonstrována na systému druhého řádu

$$G(s) = \frac{0,5}{s^2 + 1,25s + 0,25} e^{-4,5s} \quad (3.3)$$

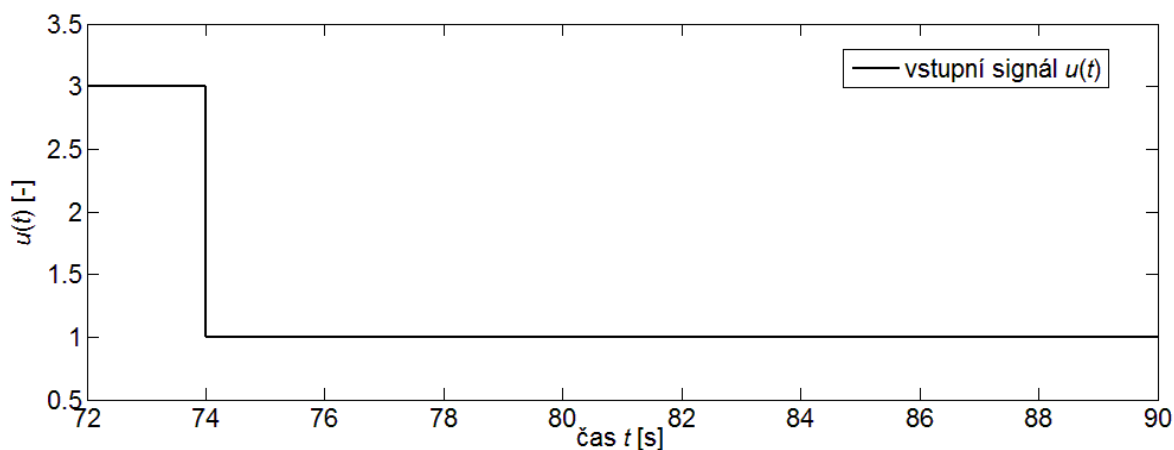
s hodnotou dopravního zpoždění $T_d = 4,5$ s. V diskrétním vyjádření má systém bez dopravního zpoždění se vzorkováním $T_0 = 2$ s následující tvar:

$$G(z^{-1}) = \frac{0,4728z^{-1} + 0,2076z^{-2}}{1 - 0,7419z^{-1} + 0,0821z^{-2}} \quad (3.4)$$

který je vybuzen vstupním signálem u podle Obr. 3.1.

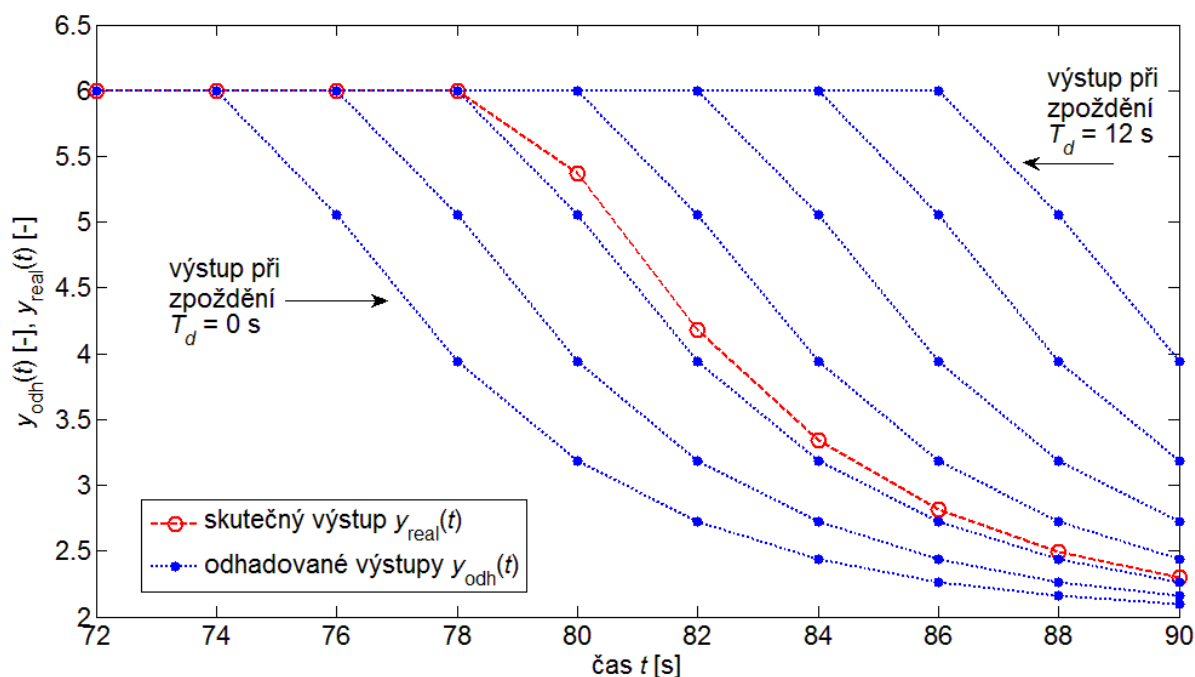


Obr. 3.1: Průběh vstupních a výstupních dat pro určení hodnoty dopravního zpoždění



Obr. 3.2: Průběh vstupního signálu v intervalu 72 s až 90 s

Provedeme identifikaci použitím dat z Obr. 3.1 v čase 90 s. Průběh vstupního signálu je znázorněn na Obr. 3.2 v příslušném intervalu od 72 s do 90 s. Pro možné celočíselné hodnoty zpoždění v rozsahu 0 až 6 kroků vzorkování, získáme sérii možných výstupů na základě vztahu (3.2) pro odhad budoucích výstupů.

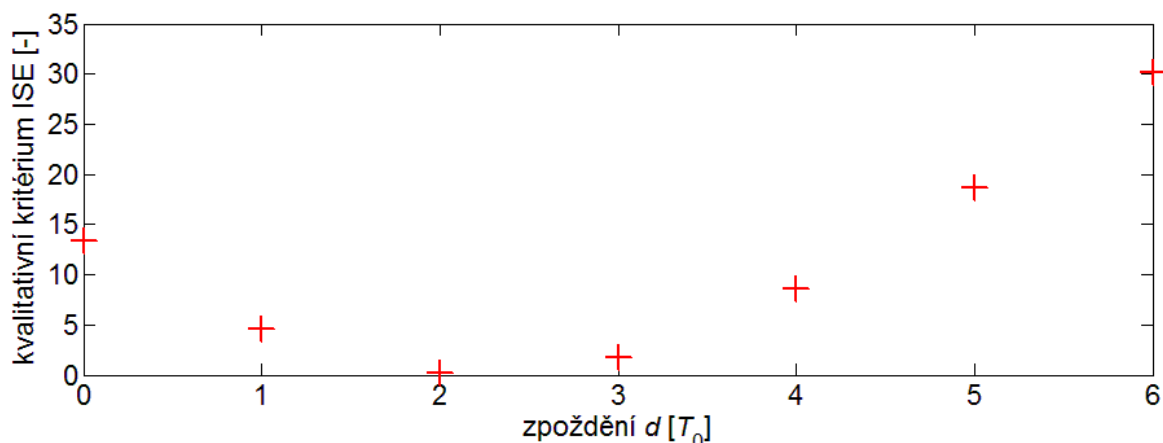


Obr. 3.3: Výstupy systému pro různé hodnoty dopravního zpoždění

Na Obr. 3.3 je znázorněna série možných výstupů odpovídající jednotlivým hodnotám zpoždění. Tyto výstupy jsou následně porovnány s naměřenými hodnotami prostřednictvím kvalitativního kritéria ISE. Grafická interpretace poměru závislosti kvalitativního kritéria ke zvolené hodnotě zpoždění je na Obr. 3.4

$$ISE = \sum_{k=1}^T [w(k) - y(k)]^2 \quad (3.5)$$

Hodnota T určuje délku signálů hodnocených kritériem vyjádřenou v periodách vzorkování.

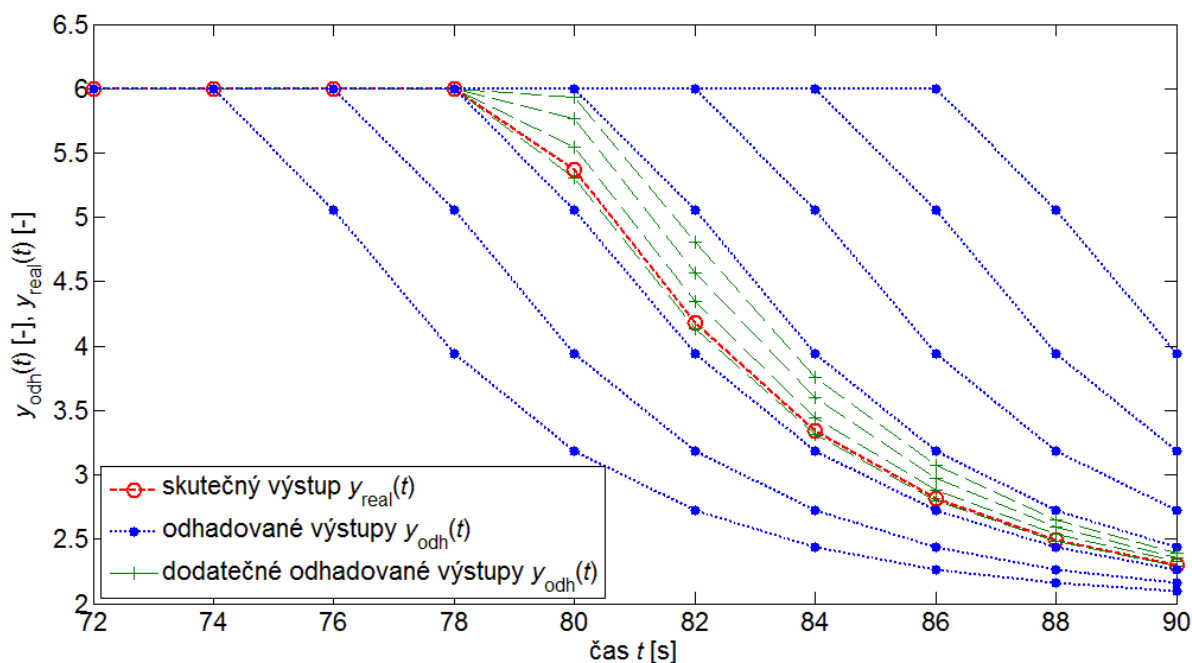


Obr. 3.4: Závislost kvalitativního kritéria na odhadované hodnotě dopravního zpoždění

Oblast v okolí nejnižších hodnot určuje skutečné zpoždění sledovaného systému. Pro upřesnění výsledku je z původního modelu (3.4) odvozena verze s pětkrát nižší periodou vzorkování T_0 , tedy 0,4 s

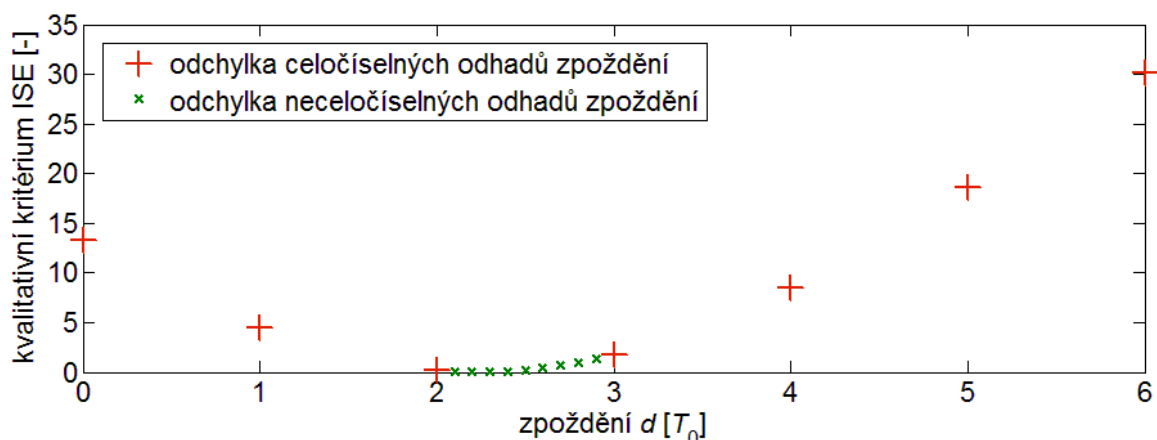
$$G_{\text{mod}}(z^{-1}) = \frac{0,03399z^{-1} + 0,02875z^{-2}}{1 - 1,575z^{-1} + 0,6066z^{-2}} \quad (3.6)$$

V další fázi se identifikační postup zopakuje pro stejná zdrojová data ovšem s novým matematickým modelem (3.6) pro odvození průběhu výstupu. Dopravní zpoždění je z pohledu původní periody nyní považováno za neceločíselné.



Obr. 3.5: Výstupy systému rozšířené o neceločíselné hodnoty zpoždění

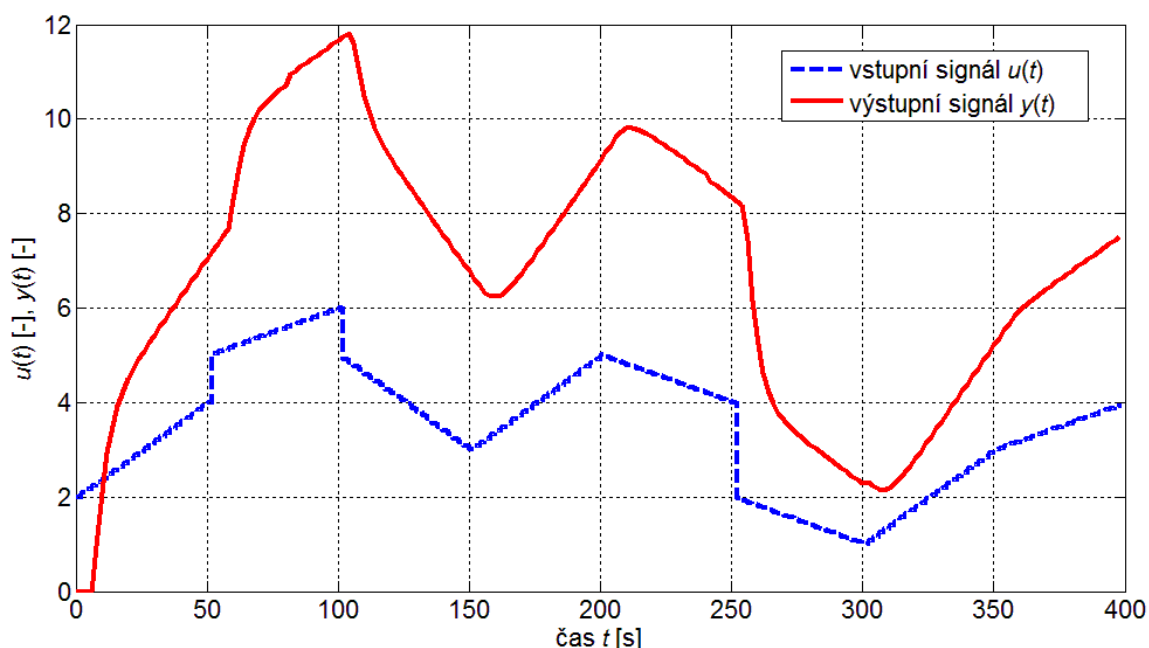
Tímto způsobem lze oblast s nejpravděpodobnějším výskytem skutečné hodnoty zpoždění doplnit o hodnoty nezjistitelné s původním vzorkováním, jak lze vidět na Obr. 3.5. Množství dat je určeno sníženou vzorkovací periodou modelu. Počet kroků zpoždění se stále vztahuje k původní periodě.



Obr. 3.6: Rozšířená závislost kvalitativního kritéria na odhadované hodnotě zpoždění

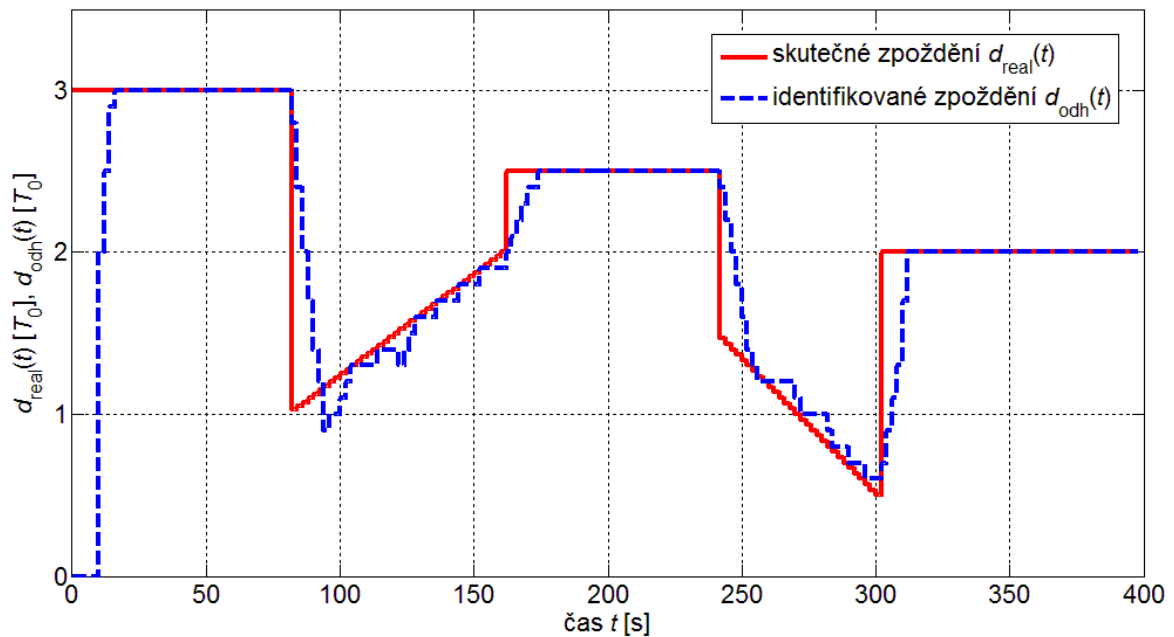
Určením minimální hodnoty kritéria z Obr. 3.6 je získán výsledek $d = 2,25T_0$ jako nejpravděpodobnější hodnota dopravního zpoždění sledovaného systému.

Pro ověření aplikace v průběhu regulačního procesu byla sestavena simulace systému (3.3) s budícím vstupním signálem u tvarovaným v prostředí programu MATLAB blokem „Repeating sequence“ pro konstantní změnu k zajištění variabilnosti dat. Průběh lze vidět na Obr. 3.7.



Obr. 3.7: Zdrojová data pro identifikaci zpoždění systému

Součástí inovační snahy je i začlenění možnosti využití této metody v průběhu řízení. Dosavadní stav umožňuje provádět identifikaci na základě průběžně přicházejících dat a tak identifikovat v čase proměnné zpoždění.



Obr. 3.8: Průběžná identifikace měnícího se dopravního zpoždění

Obr. 3.8 znázorňuje identifikaci průběžně se měnícího dopravního zpoždění na základě analýzy vstupních a výstupních signálů z Obr. 3.7. Rychlost v určování změn v dopravním zpoždění závisí především na délce prediktivního horizontu. Negativní dopady jsou nejvíce patrné v oblasti konstantní změny zpoždění. Protože aplikovaná rovnice pro predikci pracuje pouze s konstantní hodnotou zpoždění, v oblasti kde se tento parametr mění, může docházet k nepřesnostem. Tento jev lze omezit zmenšením vyhodnocované oblasti predikce, což na druhou stranu snižuje odolnost algoritmu vůči rušivým vlivům.

Aplikace na systémy s rozdílnou dynamikou poukázaly na skutečnost, že při použití identifikační metody na systém s pomalou dynamikou narůstá riziko nepřesností. Jako příčina těchto výkyvů byly identifikovány prudké změny ve výstupní veličině, způsobené buď náhlou změnou v dopravním zpoždění, nebo ve vstupním signálu. Tyto jevy vyžadují u komplexních systémů větší množství naměřených dat ke správnému zpracování. Rozšířením sledovaného horizontu lze tedy riziko těchto odchylek snížit. Tento postup však rovněž zpomaluje rychlost identifikace změn ve zpoždění. Kompromis v této situaci představuje filtr omezující prudké změny odhadů v krátkých časových intervalech.

3.2. Prediktivní řízení systému o libovolné hodnotě dopravního zpoždění

Dalším krokem ve vývoji byla snaha o využití znalosti o přesnější hodnotě dopravního zpoždění při regulaci systému. Ze dvou řídicích postupů popsaných v kapitolách 1.2.4 a 1.2.5 byla vybrána metoda prediktivního řízení ve formě GPC.

Tyto metody pro svou funkci potřebují známý model regulovaného systému. V případě, že by bylo možné v diskretní oblasti popsat systém s neceločíselným dopravním zpožděním, dala by se taková forma aplikovat jako takový model. Za takových podmínek by si řídicí algoritmus zachoval svůj postup a důsledky nepřesného údaje o zpoždění by se v regulaci neprojevíly. Jako správný směr se tedy jeví průzkum možností popisu systémů v diskretní oblasti. Vhodnou funkcí, která umožňuje určit hodnoty výstupní veličiny systému v oblastech mezi vzorkováním je použití modifikované Z -transformace, kde posuv je vyjádřen parametrem $\varepsilon \in (0, 1)$

$$F(z, \varepsilon) = Z_m[f(kT_0)] = \sum_{k=0}^{\infty} f[(k + \varepsilon)T_0]z^{-k} \quad (3.7)$$

Hodnota relativního posuvu ε může být odvozena na základě neceločíselného zpoždění z následujícího vztahu rozkládající spojitě zpoždění T_d na celočíselný násobek periody d a neceločíselnou složku

$$\frac{T_d}{T_0} = d + (1 - \varepsilon) \quad (3.8)$$

S pomocí modifikované Z -transformace lze následně vytvořit nový popis systému udávající hodnoty výstupní veličiny v určitém odstupu od okamžiku vzorkování.

V případě že neceločíselná složka dopravního zpoždění systému je nenulová, provede se modifikovaná Z -transformace původního modelu s posuvem o velikosti této neceločíselné složky. Získáme tak popis chování systému poskytující výstupní hodnoty časově vzdálené od původních vzorkovacích okamžiků.

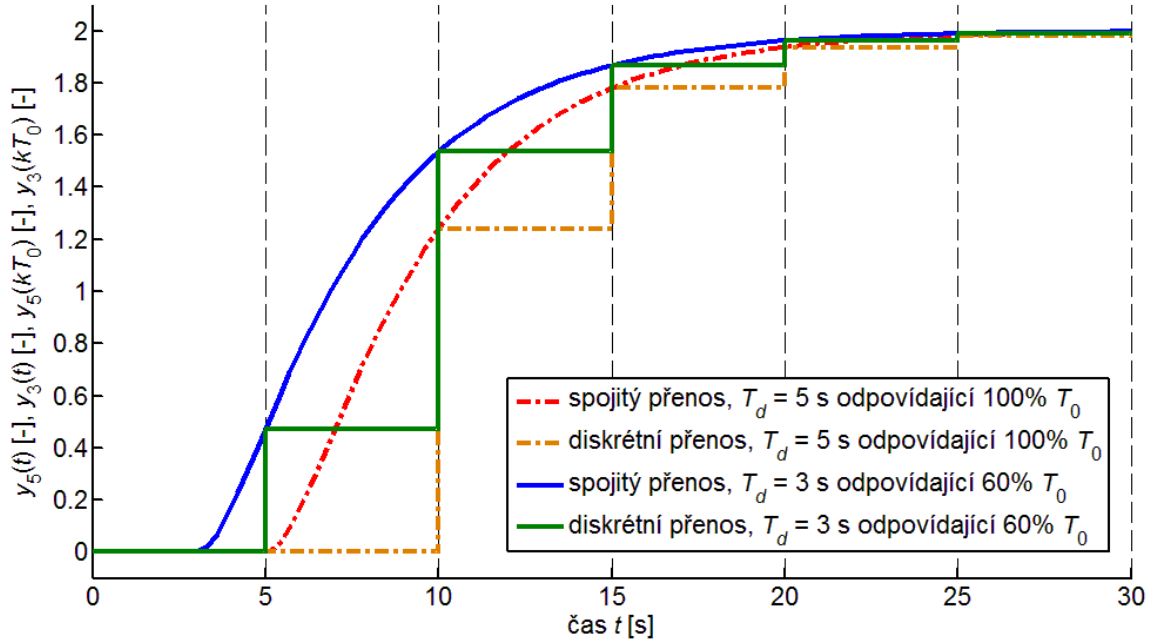
Program MATLAB neobsahuje operaci pro přímý výpočet modifikované Z -transformace. Pro dosažení potřebného výsledku je používán převod spojitěho modelu s neceločíselným zpožděním na číslicovou interpretaci.

Programový výpis 3: Realizace modifikované Z -transformace v programu MATLAB

```
global d T0 parameters
di = floor(d); %celociselne zpozdeni [T]
df = d - di; %necelociselne zpozdeni [T]
model_shift = df*T0; %posuv modelu [sec]

Gz0 = tf(parameters(3:4), [1 parameters(1:2)], T0);
Gs = d2c(Gz0); %spojita interpretace
[numer_s, denomin_s] = tfdata(Gs); %parametry spojiteho modelu
Gz1 = c2d(tf(numer_s,denomin_s, 'iodelay', model_shift), T0);
[numer_z, denomin_z] = tfdata(Gz1, 'v'); %parametry noveho modelu
```

Programový výpis 3 interpretuje realizaci modifikované Z -transformace prostřednictvím sestavení spojitěho modelu s dopravním zpožděním odpovídajícímu zlomku periody vzorkování. S touto periodou je model převeden na číslicovou verzi pomocí funkce $c2d$.



Obr. 3.9: Využití modifikované Z transformace pro odhad výstupů mimo vzorkování

Obr. 3.9 znázorňuje, jak lze modifikovanou Z-transformaci využít při popisu systému s neceločíselným zpožděním. Původní systém se zpožděním $T_d = 5$ s (červená čerchovaná čára) je vzorkovaný s periodou $T_0 = 5$ s (oranžová čerchovaná čára). V případě, že hodnota zpoždění není celočíselným násobkem, například $T_d = 3$ s (modrá plná čára), pak lze modifikovanou Z-transformací odvodit popis (zelená plná čára) schopný určit výstupní hodnoty v původním vzorkování.

Matematická vyjádření těchto systémů jsou následující. Systém s celočíselným zpožděním

$$G_C(s) = \frac{2}{4s^2 + 5s + 1} e^{-5s} \quad (3.9)$$

je převeden do číslicové oblasti se vzorkováním $T_0 = 5$ s

$$G_C(z) = \frac{1,24z^{-1} + 0,1769z^{-2}}{1 - 0,2932z^{-1} + 0,00193z^{-2}} z^{-1} \quad (3.10)$$

Rovněž stejný systém s neceločíselným zpožděním $T_d = 3$ s:

$$G_N(s) = \frac{2}{4s^2 + 5s + 1} e^{-3s} \quad (3.11)$$

je převeden do číslicové oblasti, kde zpoždění tvoří 60% periody vzorkování:

$$G_N(z) = \frac{0,4728 + 0,9258z^{-1} + 0,01881z^{-2}}{1 - 0,2932z^{-1} + 0,00193z^{-2}} z^{-1} \quad (3.12)$$

Jak je vidět při porovnání (3.10) a (3.12), jmenovatel diskrétního popisu se nezmění. Zachována je i hodnota vyjadřující diskrétní zpoždění, přestože je u nového systému menší o necelý vzorkovací krok. Dřívější odezva je zajištěna přítomností nenulového parametru u nulté mocniny z v čitateli obecně značeném jako b_0 . Tato hodnota reprezentuje míru odezvy systému na vstupní signál ve stejném okamžiku vzorkování, který se v popisu systémů s celočíselným či nulovým zpožděním prakticky nevyskytuje. Nově získaná forma systému je následně aplikovaná jako model pro regulační postup.

Tyto úpravy jsou následně začleněny do algoritmu prediktivního řízení. Jak bylo popsáno v kapitole 1.2.5, řídicí algoritmus GPC z modelu systému používá několik zásadních veličin a časových intervalů pro sestavení optimalizačního vztahu. První složkou, kterou je nutné upravit je soustava matic odvozená z parametrů modelu

$$\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{G}\mathbf{u} + \mathbf{H}\mathbf{u}_1 + \mathbf{S}\mathbf{y}_1 \quad (3.13)$$

Vzhledem k tomu, že ke změnám hodnot došlo pouze v polynomu $B(z^{-1})$, je nutné upravit pouze matice \mathbf{G} a \mathbf{H} , zatímco matice \mathbf{S} zůstává neměnná. Jejich nová podoba opět vychází ze vztahu pro výpočet budoucích hodnot s novými parametry včetně prvku b_0

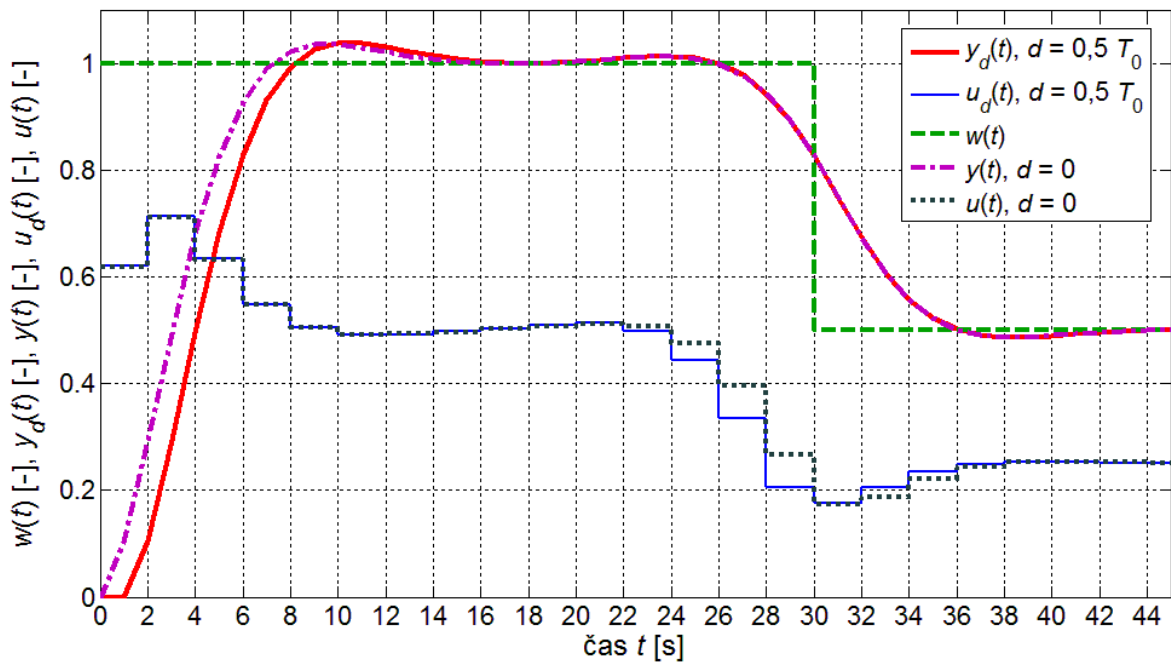
$$\hat{y}(k+1) = \sum_{i=1}^{n+1} \tilde{a}_i y(k+1-i) + \sum_{i=1}^{m+1} b_{i-1} \Delta u(k-d-i+1) \quad (3.14)$$

Další operací vycházející z parametrů modelu je odhad budoucích výstupů pro výpočet volné odezvy

$$\begin{aligned} \hat{y}(k+d+i) &= (1-a_1)\hat{y}(k+d+i-1) + (a_1-a_2)\hat{y}(k+d+i-2) \\ &+ a_2\hat{y}(k+d+i-3) + b_0\Delta u(k+i) + b_1\Delta u(k+i-1) \\ &+ b_2\Delta u(k+i-2) \end{aligned} \quad (3.15)$$

Změna zde spočívá v úpravě stávajících parametrů a začlenění hodnoty b_0 do rovnice. Funkčnost těchto úprav byla nejdříve simulačně testována v prostředí MATLAB/SIMULINK.

V simulaci byly porovnány regulační pochody pro dva systémy s identickými parametry s výjimkou dopravního zpoždění. První systém neobsahoval žádné zpoždění a druhý byl zpoždění o polovinu vzorkovací periody.



Obr. 3.10: Porovnání aplikace prediktivního řízení pro systém bez zpoždění a s neceločíselným zpožděním

V první fázi regulace znázorněné na Obr. 3.10 je znatelný rozdíl ve zpoždění obou porovnávaných výstupních signálů $y(t)$ a $y_d(t)$. I přes skutečnost, že pro řízení těchto systémů jsou použity odlišné matice \mathbf{G} a \mathbf{H} , je aplikován identický řídicí signál. Vzájemný posuv výsledných signálů vznikl jen proto, že v čase 0 s začala regulace a systém nemohl reagovat dříve. V časové oblasti od 22 s do 38 s, kdy je zajišťováno sledování skokové změny v referenční trajektorii dokáže regulátor řídit zpožděný systém se stejnou kvalitou jako v případě systému bez zpoždění. Pokud by zpoždění systému mělo hodnotu rovnu násobku vzorkovací periody, pak by aplikovaný řídicí signál měl stejný tvar jako v případě bez zpoždění, jen by byl posunutý o jeden krok vpřed. V případě neceločíselného zpoždění se zásahy nacházejí ve stejném kroku, jen mají odlišnou hodnotu. Vzhledem k přesnému popisu dynamiky systému dosahuje algoritmus v průběhu regulace stejné kvality, jako při čistě celočíselném zpoždění, či bez jakéhokoliv zpoždění.

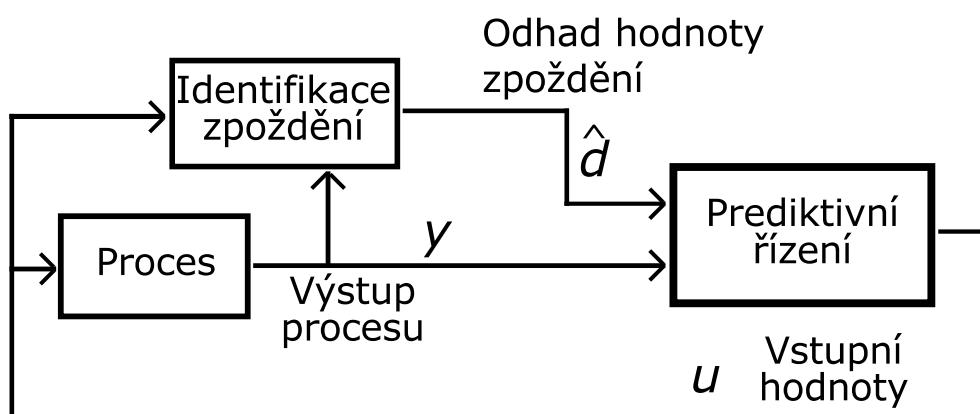
Popsaný systém úpravy modelu regulovaného systému lze na základě způsobu aplikace použít i u Smithova prediktoru, kdy je modifikován matematický popis poskytující informace o odezvě systému po uplynutí zpoždění. Po odvození nového matematického popisu jako v případě upraveného GPC je z jeho složek sestaven prediktor podle postupu uvedenému v kapitole 1.2.4. Číslicový model by pak měl zastupovat zpětnou vazbu systému s neceločíselným zpožděním a zajišťovat tak stejnou úroveň regulace jako v případě zpoždění celočíselného.

3.3. Řízení s adaptací libovolné hodnoty zpoždění

Pro využití možností řídicího algoritmu z kapitoly 3.2 bylo realizováno propojení této funkce s identifikační metodou popsanou v kapitole 3.1. Princip tohoto sloučení spočívá v tom, že identifikační metoda dokáže určit hodnotu dopravního zpoždění s přesností větší než na jednotky vzorkovací periody a řídicí algoritmus dokáže zpřesnit své postupy u systémů, které takové hodnoty dopravního zpoždění obsahují.

Reálně tato kombinace probíhá tak, že identifikační algoritmus změří řídicí a regulovanou veličinu, ze kterých se pomocí znalostí parametrů systému určí velikost dopravního zpoždění. Tento údaj se následně pošle řídicímu algoritmu, na základě jehož velikosti se určí nové parametry pro výpočet řídicího signálu.

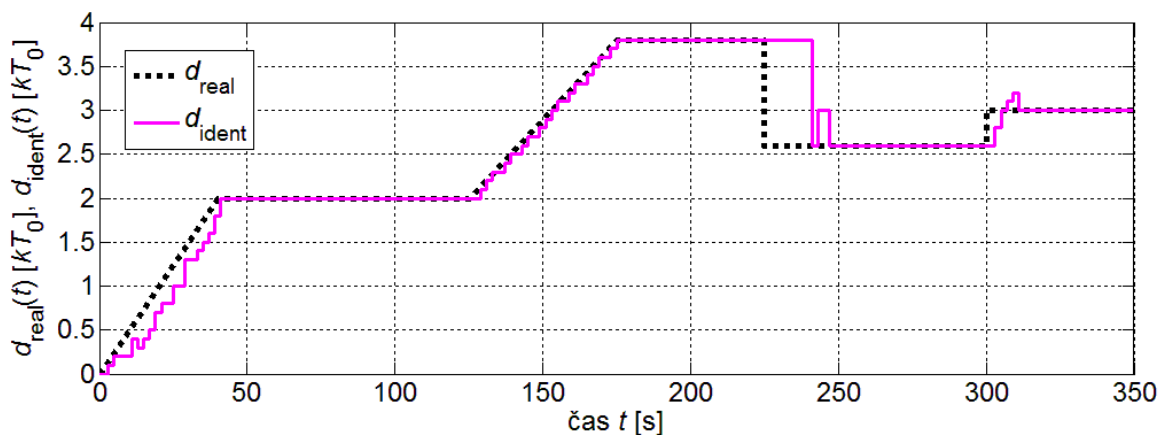
Způsob propojení jednotlivých metod je zobrazen na následujícím schématu.



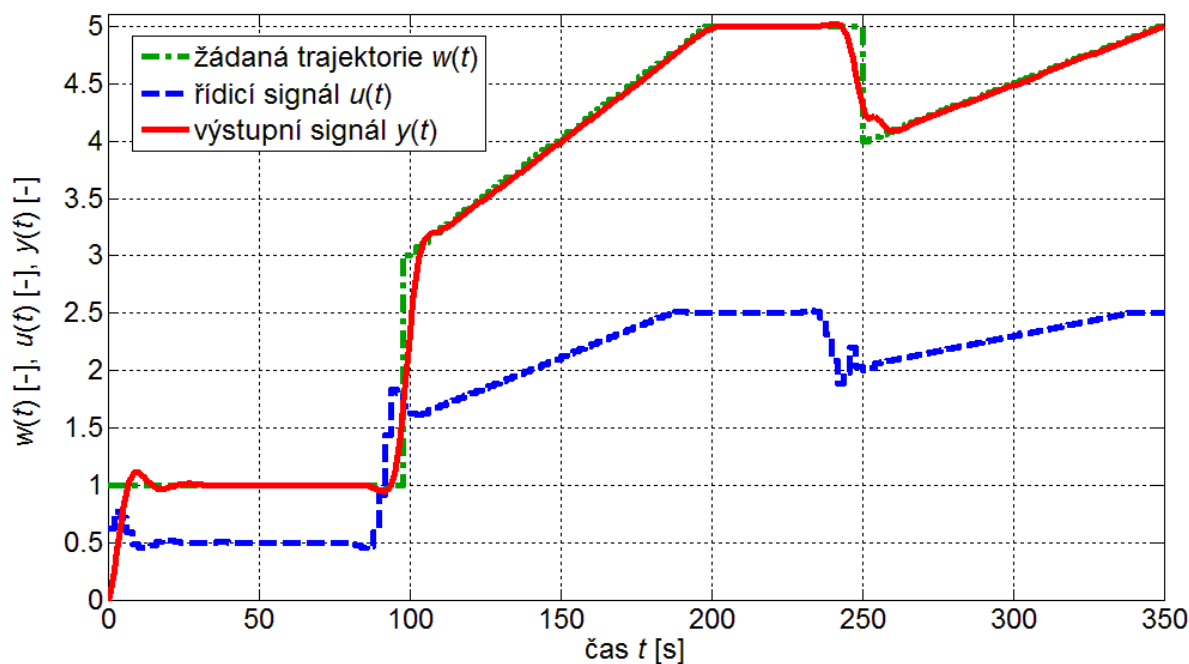
Obr. 3.11: Schéma propojení regulátoru a identifikační metody

Obrázek 3.11 ukazuje postup předávání jednotlivých signálů mezi jednotlivými elementy účastící se adaptivní regulace.

Funkčnost kombinace jednotlivých složek byla ověřena v simulaci systému s parametry (3.9) a zpožděním proměnným v čase. Žádaná trajektorie i rozvoj dopravního zpoždění byly navrženy tak, aby obsahovaly skokové změny, postupné nárůsty i oblasti s konstantními hodnotami.



Obr 3.12: Simulace průběžné identifikace dopravního zpoždění



Obr. 3.13: Simulace řízení adaptujícího se na proměnlivou hodnotu dopravního zpoždění

Obr. 3.12 a Obr. 3.13 zobrazují simulovaný průběh regulace systému s dopravním zpožděním d_{real} nastaveným tak, aby se měnilo v čase. Tato hodnota je průběžně určována identifikační metodou a její průběžné výsledky d_{ident} jsou zobrazeny na stejném grafu. Na základě odhadovaných údajů o zpoždění d_{ident} se přizpůsobují parametry regulačního algoritmu, který řídí výstupní veličinu.

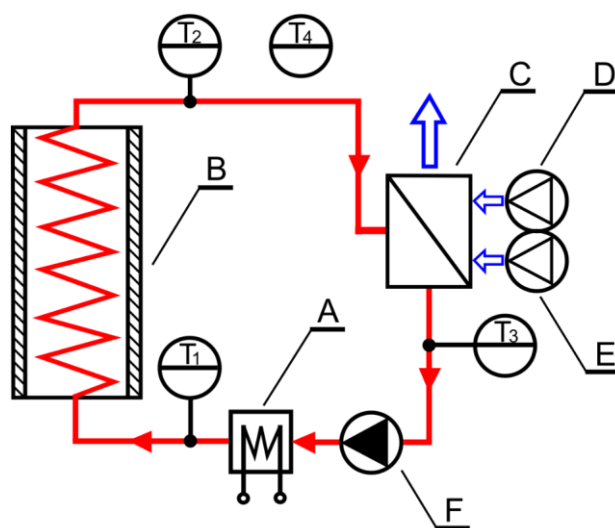
Jak lze vidět na Obr. 3.13, regulátor se dokáže přizpůsobit plynulým změnám v dopravním zpoždění, ke kterým dochází v čase 125 s až 175 s. Rovněž určí a adaptuje se na skokovou změnu v čase 300 s. V oblasti 225 s až 240 s velikost odhadovaného zpoždění zůstává nezměněná, protože výstupní signál systému je v tomto intervalu konstantní a identifikační algoritmus tedy nedokáže určit, jestli došlo ke změně. V takovém případě se zachovává poslední bezpečně určený výsledek. Vzhledem k tomuto chování je vhodné, aby požadovaná trajektorie byla navržena s ohledem na skutečnost, že pro identifikaci zpoždění jsou potřebné průběžné změny v řídicím signálu a výstupní veličině.

4. Ověření navržených metod

Součástí vývoje nových metod je jejich ověření jednak v simulacích, ale především v laboratorním prostředí. Získané výsledky byly následně porovnány s již existujícími metodami, aby se určila relativní kvalita navržených postupů.

4.1. Laboratorní model tepelného výměníku

Schéma laboratorního tepelného výměníku je zobrazeno na Obr. 4.1. Kapalina zajišťující přenos tepla je čerpána pomocí spojitě říditelné DC pumpy (F) do průtočného ohřívače (A) s maximálním výkonem 750W. Teplota na výstupu z průtočného ohřívače je měřena platinovým teploměrem. Ohřátá kapalina protéká 15 metrů dlouhou izolovanou trubkou (B), která v systému způsobuje výrazné zpoždění v závislosti na zvolených otáčkách čerpadla v rozmezí 100 až 250 s. Tepelný výměník vzduch-voda (C) se dvěma chladicími větráky (D, E) představují spotřebič tepla. Rychlost prvního větráku lze řídit spojitě, zatímco druhý je dvoustavový. Vstupní a výstupní teploty chlazení jsou měřeny teploměry T_2 , respektive T_3 . Platinový teploměr T_4 je určen pro měření vnější teploty. Laboratorní vybavení je připojeno k osobnímu počítači prostřednictvím technologické multifunkční karty MF 624. Tato karta je navržena pro propojení počítače a vnějších signálů. Karta obsahuje funkce pro sběr dat, aplikaci řízení a je optimalizovaná pro spolupráci s *Real Time Toolboxem* pro SIMULINK. Prostředí MATLAB/SIMULINK je používáno pro ovládání všech sledovacích a řídicích funkcí [56].



Obr. 4.1: Schéma laboratorního tepelného výměníku

Tento laboratorní model je používán pro testování navržených metod. Vzhledem k nestálosti prostředí, ve kterém je tento model umístěn bylo nutné v průběhu vývoje opakovaně provádět identifikaci parametrů systému. V době provádění měření byla pomocí RMNČ zjištěna přechodová funkce ve tvaru

$$G(z^{-1}) = \frac{0,06123z^{-1} - 0,00512z^{-2}}{1 - 1,125z^{-1} + 0,2158z^{-2}} z^{-2} \quad (4.1)$$

při vzorkovací periodě $T_0 = 60$ sekund. Hodnota dopravního zpoždění odpovídá stavu při maximálním výkonu čerpadla.

Potlačení šumu v signálech laboratorního modelu

Data naměřená na reálném modelu jsou zatížena šumem, který znesnadňuje přesnou identifikaci jeho parametrů. Pro minimalizaci negativních vlivů bylo měření rozšířeno o filtr založený na skutečnosti, že úprava vstupních a výstupních dat lineárního systému prostřednictvím filtrů se stejnými parametry nezmění matematický vztah mezi vstupem a výstupem. Přenosová funkce navrženého filtru má následující formu

$$\Lambda(s) = \frac{\omega_f^n}{(s + \omega_f)^n} = \frac{\lambda_0}{s^n + \lambda_{n-1}s^{n-1} + \dots + \lambda_0} \quad (4.2)$$

kde $s^n + \lambda_{n-1}s^{n-1} + \dots + \lambda_0$ je Hurwitzův stabilní polynom. Hodnota frekvence filtru ω_f by měla být volena tak, aby měl filtr podobnou, nebo pomalejší dynamiku než identifikovaný systém, podle vztahu

$$\frac{\pi}{T_p} < \omega < \frac{4\pi}{T_p} \quad (4.3)$$

kde T_p je doba trvání přechodové charakteristiky systému.

Při znalosti parametrů systému (4.1) byl pomocí vztahů (4.2) a (4.3) navržen filtr druhého řádu. Době přechodu tepelného výměníku byla na základě simulace přiřazena hodnota $T_p = 5000$ s.

Na základě těchto vztahů, při určení přibližné doby přechodu tepelného výměníku na základě simulace vztahu (4.1) na hodnotu $T_p = 5000$ s

$$\Lambda(s) = \frac{\omega^2}{(s + \omega)^2}; \quad 0,000628 < \omega_f < 0,002513 \quad (4.4)$$

Ve stanoveném rozmezí byl navržen filtr s následujícími parametry:

$$\Lambda(s) = \frac{0,000004}{(s + 0,002)^2} = \frac{0,000004}{s^2 + 0,004s + 0,000004} \quad (4.5)$$

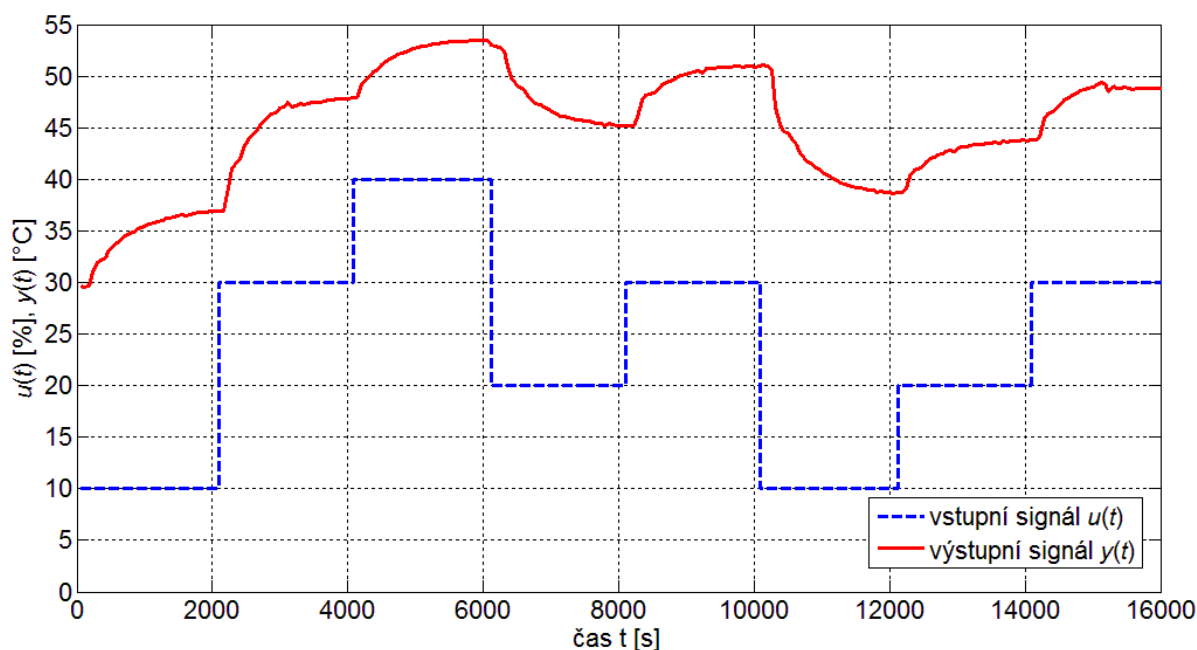
Filtrace byla aplikována na vstupní signál u i výstupní signál y před zpracováním identifikační metodou, přičemž hodnoty v regulačním obvodu zůstaly nezměněny [57].

4.2. Ověření identifikační metody

Funkčnost identifikační metody byla testována na laboratorním modelu tepelného výměníku popsaném v kapitole 4.1. Jako veličina ovlivňující zpoždění odezvy systému byl zvolen výkon DC pumpy zajišťující oběh kapaliny. V průběhu měření odezvy systému byla hodnota výkonu několikrát skokově změněna a pomocí identifikační metody byl vyhodnocen dopad na velikost dopravního zpoždění.

Tvar budícího signálu byl zvolen tak, aby zajišťoval pravidelný pohyb výstupní veličiny a skládal se ze skokových změn v hodnotě vstupního signálu, tedy výkonu ohřívače.

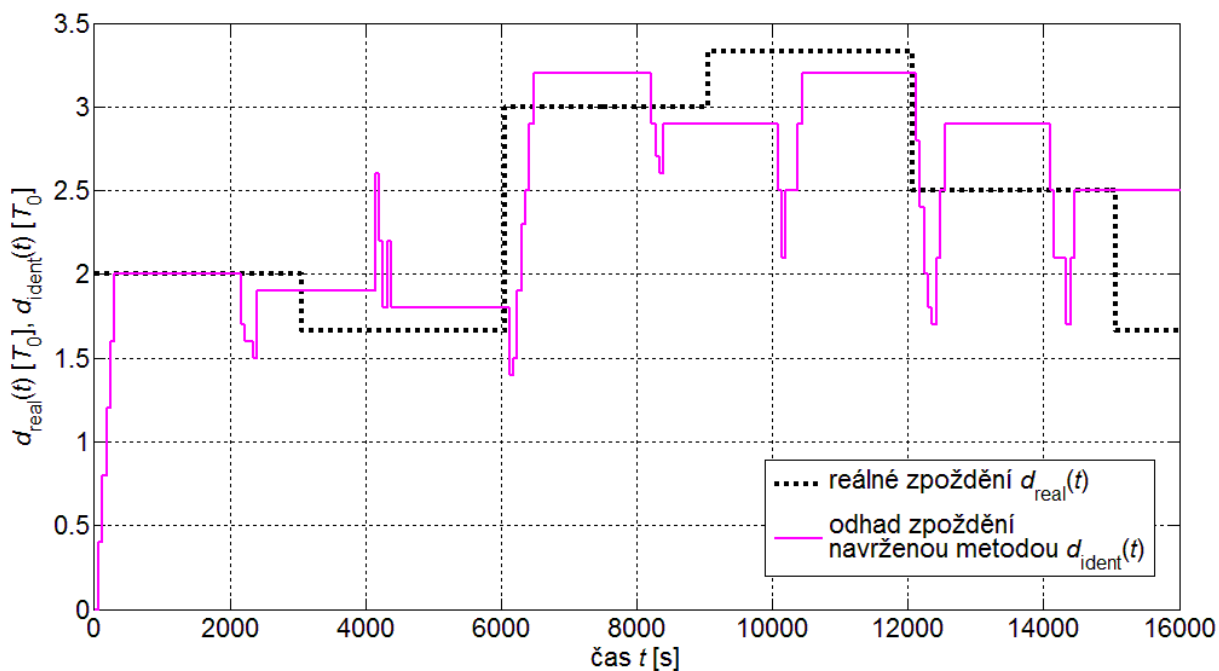
Metoda byla testována ve formě průběžné identifikace při probíhajícím procesu, kdy i zpoždění systému průběžně měnilo svou hodnotu prostřednictvím výkonu čerpadla a tedy i rychlosti proudící kapaliny.



Obr. 4.2: Naměřená data pro průběžnou identifikaci dopravního zpoždění

Obr. 4.2 obsahuje záznam naměřených dat použitých při průběžné identifikaci dopravního zpoždění u systému s proměnným zpožděním.

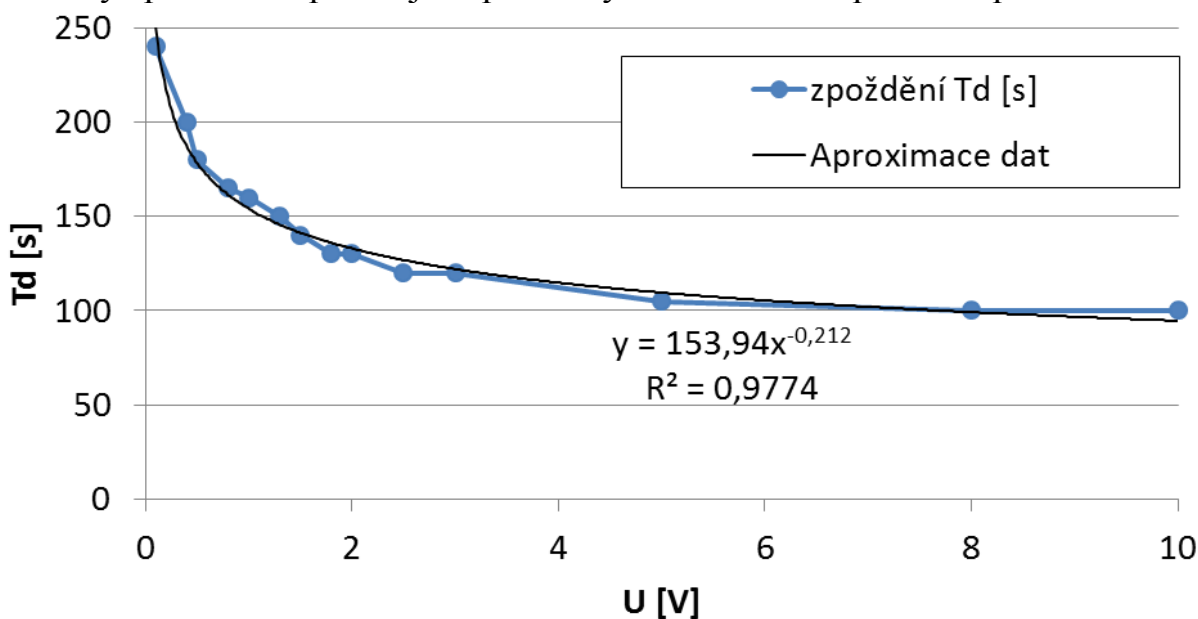
Ke změně vstupní veličiny docházelo zpravidla v době jejího ustálení. Ve většině případů skokových změn bylo zvoleno zesílení vstupního signálu, protože chlazení kapaliny nemá stejnou dynamiku jako její ohřev a může způsobovat odchylky ve výsledcích.



Obr. 4.3: Vývoj výsledků průběžné identifikace dopravního zpoždění

Obr. 4.3 ukazuje průběžné výsledky identifikace pomocí navržené metody. Identifikační metoda prováděla nové odhady hodnoty dopravního zpoždění výhradně v oblastech následujících po změně ve vstupním signálu a tyto odhady zůstávaly neměnné až do doby dalšího skoku. V průběhu těchto odhadů se často vyskytly skoky v určitém směru, způsobené tím, že sledovaná oblast obsahovala výstupní signály odpovídající dvěma různým hodnotám zpoždění. Celkově se odhady identifikace blížily skutečným hodnotám s největší odchylkou o velikosti $0,4 T_0$.

V průběhu testování byla provedena řada měření, ze kterých byly určeny hodnoty zpoždění odpovídající specifickým hodnotám napětí v čerpadle.



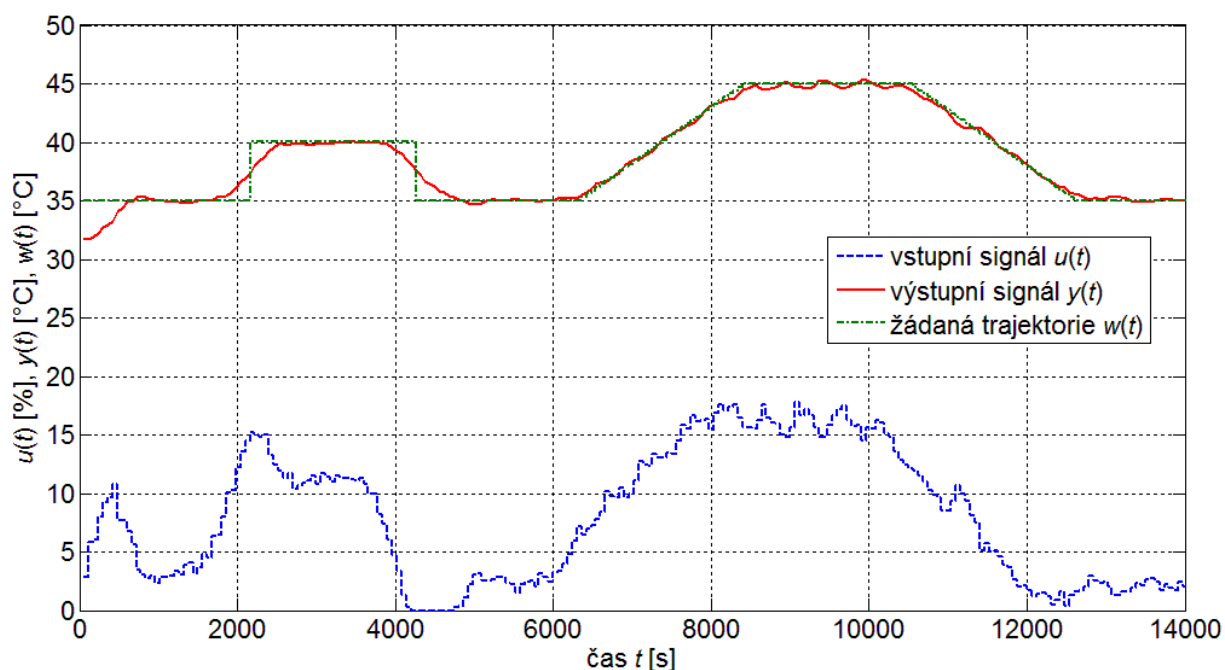
Obr. 4.4: Poměr mezi napětím čerpadla a dopravním zpožděním tepelného výměníku

Graf na Obr. 4.4 znázorňuje, jak výkon čerpadla ovlivňuje rychlost oběhu kapaliny v laboratorním modelu tepelného výměníku. Měření zjistilo, že vztah je výrazně nelineární a změny napětí v oblasti do 2 V zahrnují 79 % z dosažitelných hodnot zpoždění. Data v grafu byla proložena mocninnou křivkou popisující hyperbolický vztah těchto veličin.

Ověření řízení s adaptací na proměnlivé dopravní zpoždění

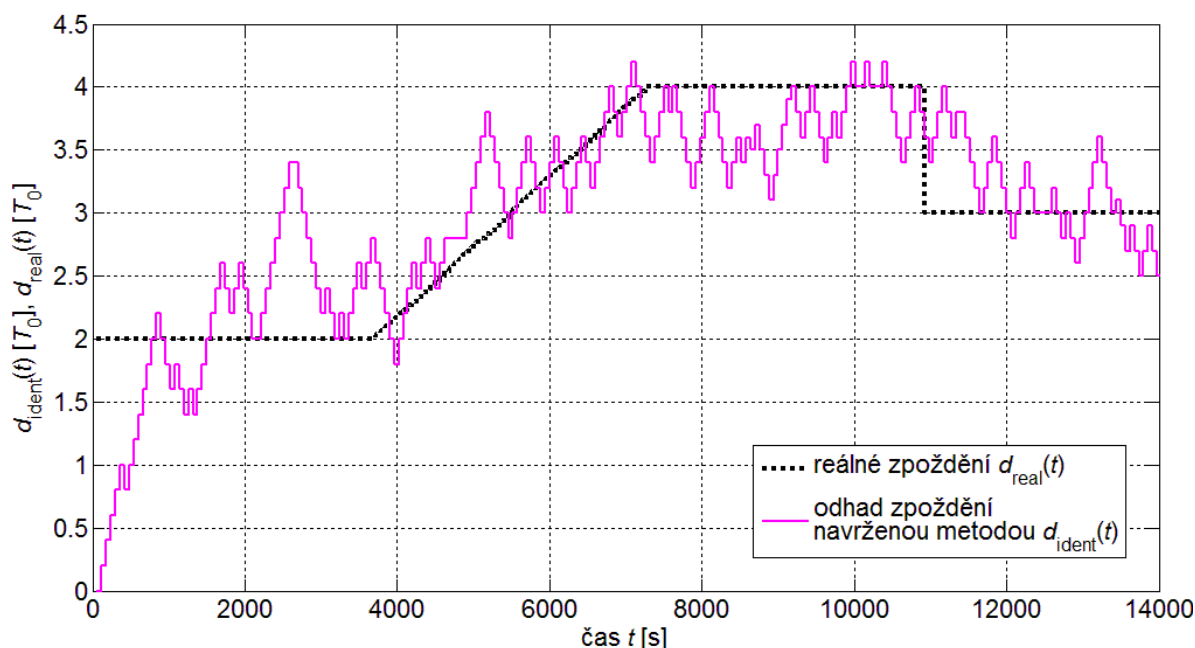
Pro ověření funkčnosti propojení návrhů identifikační a řídicí složky byla sestavena soustava prvků využívající data o zpoždění získaná pomocí identifikační metody popsané v kapitole 3.1 a testované v kapitole 4.2 pro úpravu parametrů prediktivního řízení podle postupu popsaného v kapitole 3.2.

Tvar žádané trajektorie a průběžná úprava dopravního zpoždění obsahují skokové i lineární změny hodnot. Rozmezí požadované trajektorie bylo omezeno zdola teplotou v místnosti a shora bezpečnostním omezením laboratorního modelu.



Obr 4.5: Průběh regulace se systémem adaptujícím se na proměnlivé dopravní zpoždění

Na Obr 4.5 je vidět průběh regulace adaptující parametry prediktivního regulátoru na základě údajů o dopravním zpoždění. Řídicí algoritmus bez větších obtíží sledoval požadovanou trajektorii ve skocích i při postupných změnách.



Obr 4.6: Průběžná identifikace proměnlivého dopravního zpoždění

Na Obr 4.6 je vidět vývoj průběžné identifikace dopravního zpoždění. Na výsledcích je znatelný vliv rušení. Jakékoliv odchylky od chování matematického popisu se výrazně projevily na nestálosti odhadů. Obecně se identifikovaná hodnota zpoždění blíží ke skutečné s odchylkami do poloviny vzorkovací periody výjimečně až 1,5 periody.

Když se regulovaná veličina nachází v blízkosti referenční hodnoty a systém se ustaluje, přebírá velký podíl na pohybu vstupní a výstupní veličiny šum. Vzhledem k tomu, že identifikační metoda zakládá odhady právě na změnách vstupního a výstupního signálu, dochází v blízkosti referenční trajektorie k nárůstu nepřesností ve výsledcích identifikace. Nicméně právě reakce regulátoru na tyto změny vedou na zvýšený pohyb vstupního signálu a odpovídající reakci systému, na základě kterých je provedena korekce výsledků. Výsledné odhady u reálného systému zatíženého šumem tedy spíše kmitají v blízkosti skutečné hodnoty, než aby se na ní ustálily.

4.3. Porovnání navržených metod s již existujícími

Tato kapitola se zabývá vyhodnocením průběhů identifikace a řízení vycházejících z postupů navržených v kapitole 3. Získané výsledky jsou porovnány s průběhy založenými na zavedených postupech. Jako zástupce používaných postupů demonstrující výpočetní sílu a přesnost byla vybrána optimalizační metoda, realizovaná v prostředí MATLAB funkcí *fminsearch*, viz kapitola 1.2.2.

Porovnání bylo provedeno jak pro identifikaci zpoždění, tak pro řízení simulovaného procesu s proměnlivým zpožděním i regulaci teploty v laboratorním tepelném výměníku.

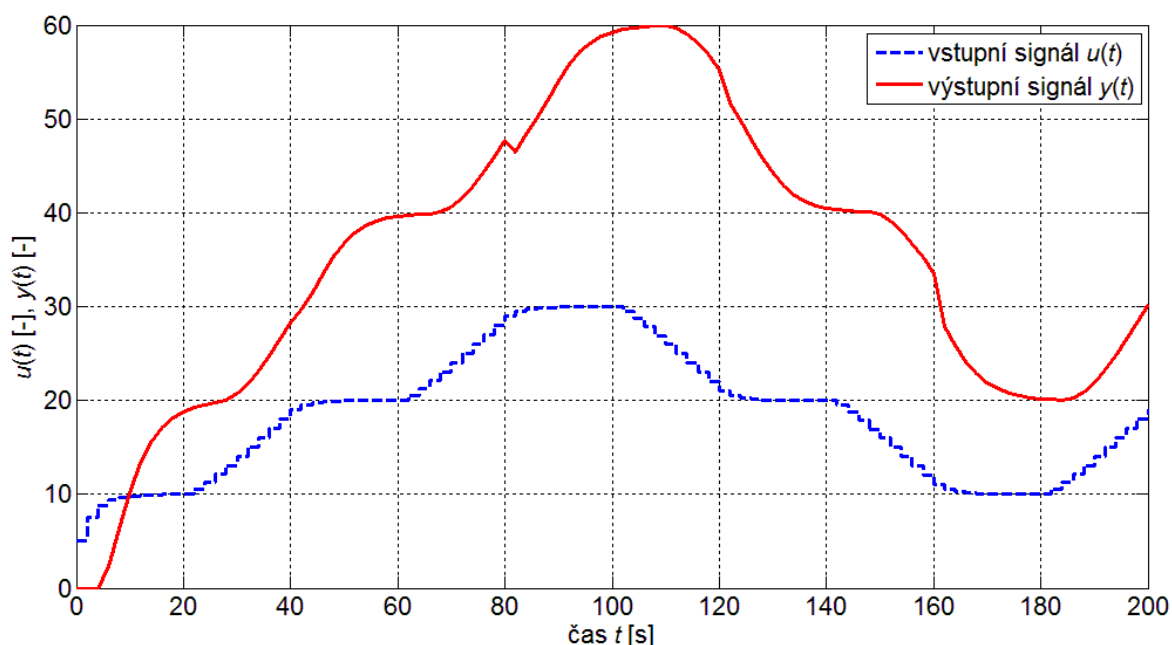
4.3.1. Vyhodnocení identifikačních postupů

Obě identifikační metody byly realizovány v on-line provedení, aby zpracovávaly data a poskytovaly výsledné odhady v průběhu měření. Postupy, které běžně fungují na základě jednorázového zhodnocení měření, byly pro tento případ upraveny, aby zpracovávaly oblast několika posledních naměřených hodnot.

Porovnání postupů v simulaci

Celá simulace byla provedena v prostředí MATLAB/SIMULINK. Jako předmět identifikace a regulace byl opět vybrán systém (3.3) s proměnlivou hodnotou dopravního zpoždění.

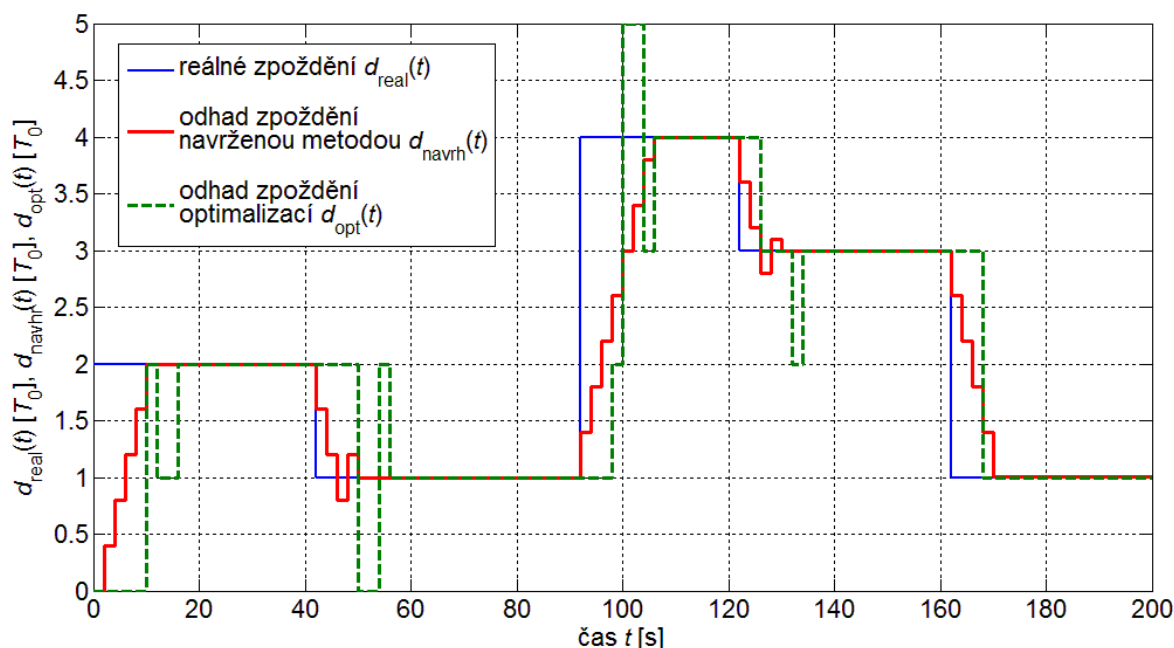
Budící signál pro identifikaci byl sestaven tak, aby bylo dosaženo konstantně proměnlivé odezvy systému, bez které by identifikační algoritmy nemohly efektivně určovat časový posuv mezi vstupem a výstupem.



Obr. 4.7: Simulovaný průběh řídicí a výstupní veličiny při proměnném dopravním zpoždění

Na Obr. 4.7 jsou obsažena data získaná simulací odezvy regulovaného systému na vstupní signál za přítomnosti dopravního zpoždění.

Podoba průběžného dopravního zpoždění odezvy systému je zobrazena na následujícím obrázku.



Obr. 4.8: Simulovaný vývoj dopravního zpoždění systému a jeho průběžných odhadů navrženou metodou a optimalizací pomocí funkce *fminsearch*

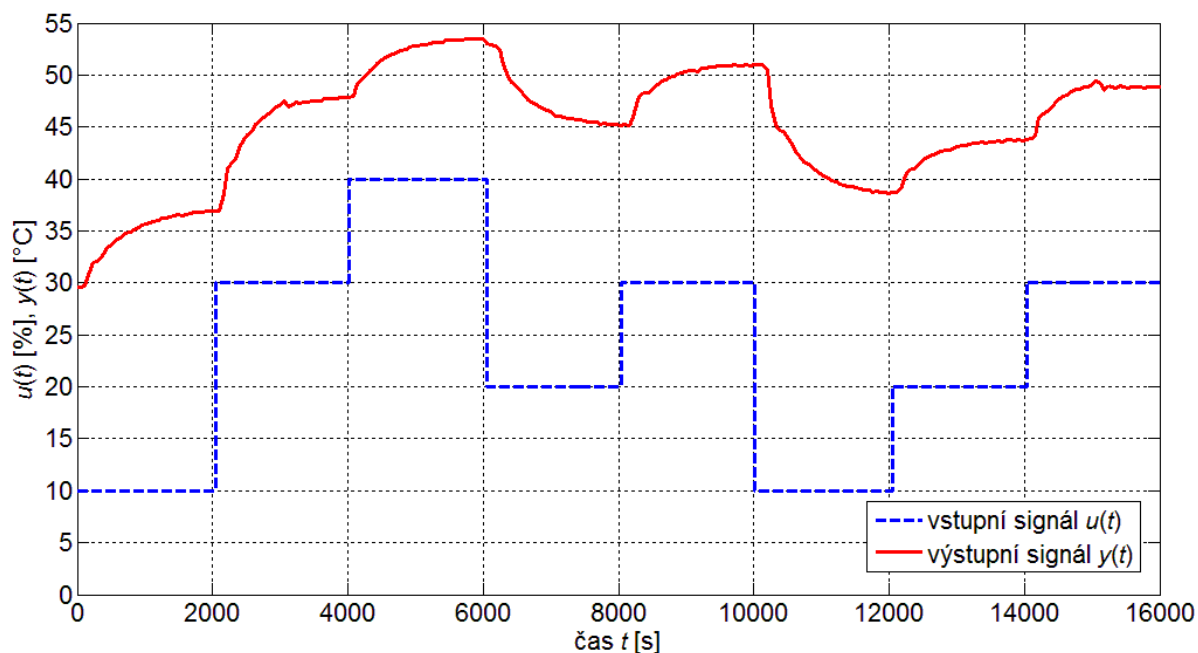
Obr. 4.8 znázorňuje průběžné odhady dopravního zpoždění na základě jednotlivých identifikačních metod v porovnání se skutečným zpožděním systému. Vzhledem k tomu, že identifikační metoda založená na optimalizaci poskytuje pouze celočíselné výsledky, byly hodnoty dopravního zpoždění v simulaci rovněž nastaveny na celočíselné hodnoty. Na grafu lze vidět, že navržená identifikační metoda ve většině případů reaguje rychleji na změnu ve zpoždění vzhledem k menší oblasti zpracovávaných dat. Na druhou stranu se pomaleji přibližuje ke skutečné hodnotě především z důvodu opatrnějšího postupu.

On-line aplikace metody *fminsearch* se jakožto optimalizační algoritmus prokázala být výpočetně náročnější. S ohledem na časové požadavky v průběhu řízení byly optimalizační výpočty zjednodušeny na hledání hodnoty zpoždění poskytující simulované výstupy dostatečně blízké těm reálným. V oblasti trvání výpočtů se jako rychlejší projevila navržená metoda, u které simulace trvala 7,9 s, zatímco identifikace optimalizačním postupem probíhala 13,6 s.

Celkové číselné vyhodnocení přesnosti obou postupů je zobrazeno v závěru kapitoly.

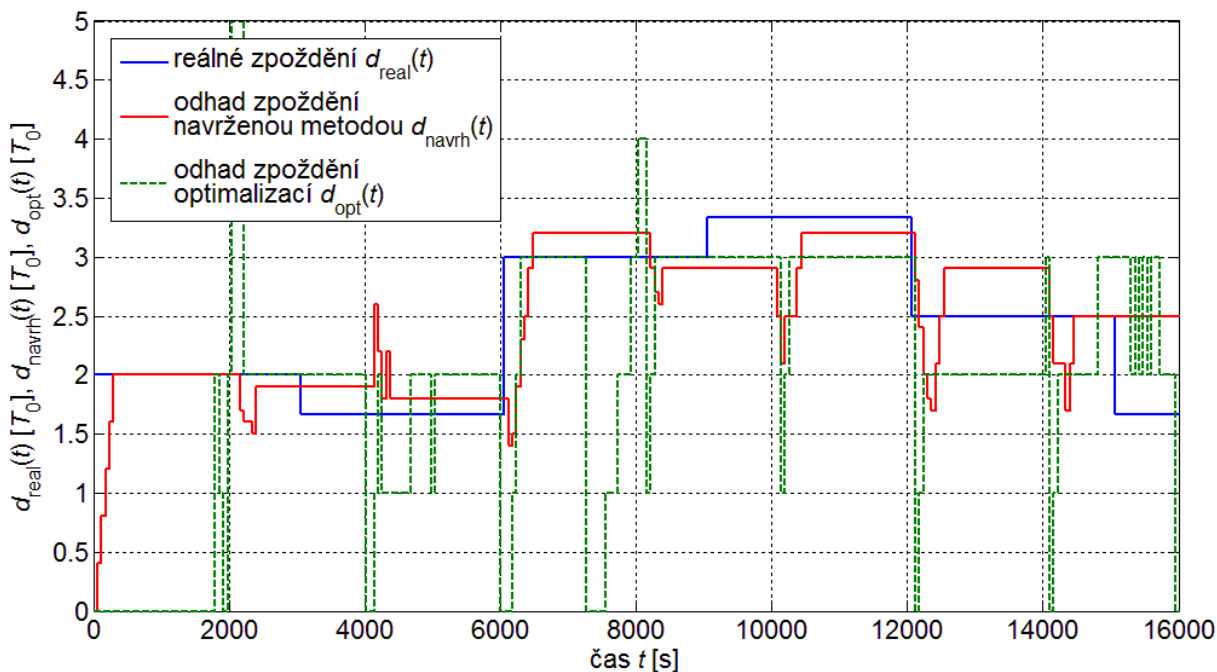
Porovnání postupů identifikace na laboratorním modelu

Další měření bylo provedeno v laboratorním prostředí na modelu průtočného tepelného výměníku popsáném v kapitole 4.1. Pro testování funkčnosti byla použita stejná zdrojová data jako v případě testování samostatné navržené identifikační metody.



Obr. 4.9: Naměřený průběh řídicí a výstupní veličiny při proměnném dopravním zpoždění

Na Obr. 4.9 je průběh vstupního a výstupního signálu použitého pro průběžnou identifikaci dopravního zpoždění, které se měnilo v průběhu měření.



Obr. 4.10: Vývoj průběžných odhadů dopravního zpoždění tepelného výměníku

Obr. 4.10 ukazuje výsledky průběžné identifikace dopravního zpoždění pro dvě použité metody. Optimalizační postup realizovaný funkcí *fminsearch* poskytuje výsledky jen v celočíselné podobě a s výjimkou větších odchylek při skokových změnách vstupního signálu se drží v blízkosti skutečné hodnoty. Identifikace navrženou metodou postupně upravuje odhady zpoždění s přesností

na desetiny periody vzorkování. Pomalejší postup snižuje riziko výrazných odchylek, které se opět vyskytují při analýze odezvy na skokovou změnu vstupního signálu. Po ustálení se odhadovaná hodnota nacházela v blízkosti skutečného zpoždění s největší odchylkou o velikosti 0,4 periody vzorkování.

Pro vyhodnocení přesnosti obou metod byla zvolena metoda ISE popsaná rovnicí (3.5).

Tabulka 4.1 Porovnání kvality identifikace dopravního zpoždění

Způsob identifikace	ISE simulace	ISE reálných dat
Navržená identifikační metoda	32,7	51,5
Identifikace optimalizací	78,0	327,9

Tabulka 4.1 ukazuje výsledky aplikace jednotlivých metod, v simulacích bylo dosaženo výrazně lepšího výsledku u navržené metody. U optimalizačního postupu se velká část přesnosti ztratila především z důvodu široké oblasti sledovaných dat a tedy pomalejší reakce na změnu. V případě laboratorního měření mělo vliv i omezení na celočíselné výsledky. Určení přesnosti na reálném systému bylo založeno na odchylce od údajů zobrazených na Obr. 4.4.

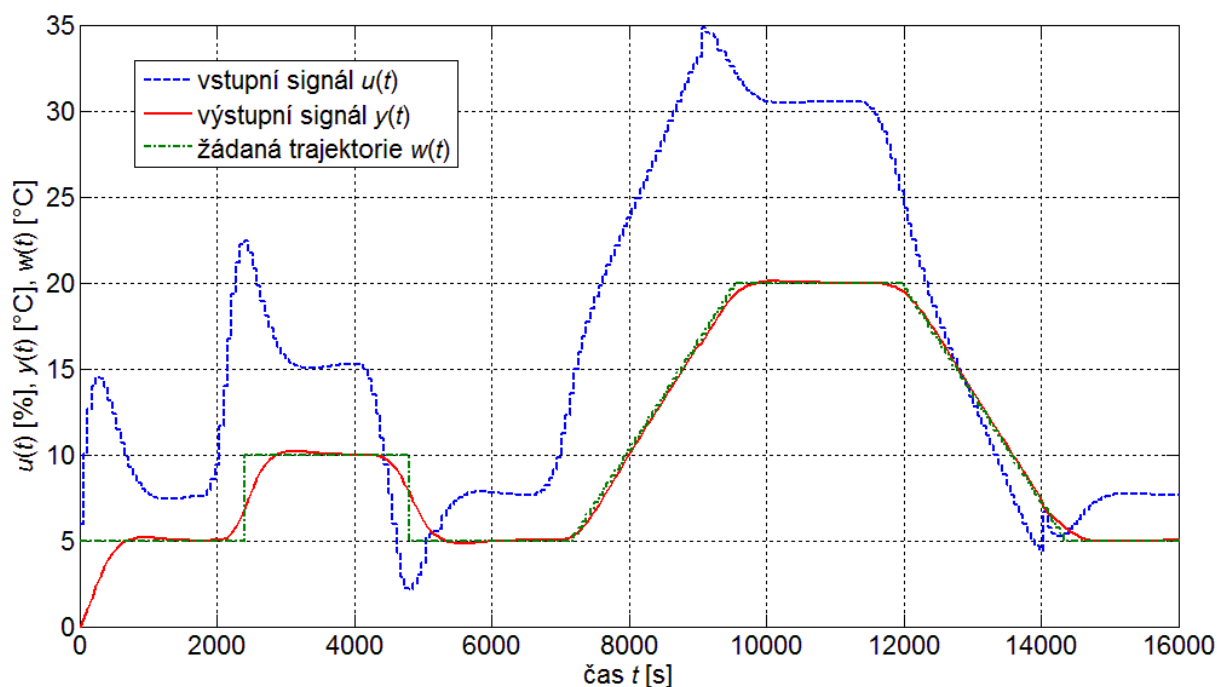
4.3.2. Porovnání řídicích postupů

Regulace byla testována opět nejdříve simulačně a následně na laboratorním modelu. Při testování byla použita GPC metoda potlačující neceločíselné zpoždění z kapitoly 3.2, tradiční metoda GPC pracující jen celými periodami dopravního zpoždění z kapitoly 1.2.5 a Smithův prediktor z kapitoly 1.2.4, u kterého realizace zpoždění modelu $G_d(z^{-1})$ ve spojitém čase umožňuje adaptaci i v případě neceločíselného zpoždění.

Vyhodnocení regulačních metod v simulaci

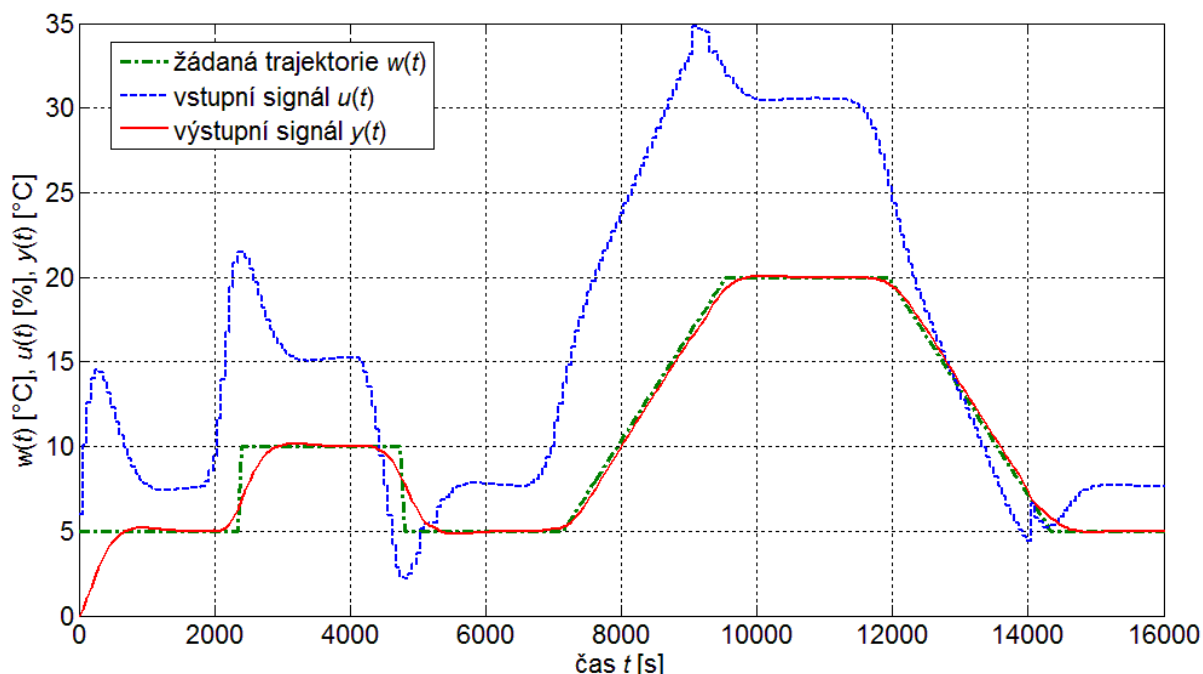
Simulace byly opět provedeny v programu MATLAB/SIMULINK. Předmětem řízení byl systém s parametry (4.1) reprezentující dynamiku tepelného výměníku. Požadovaná trajektorie byla navržena tak, aby obsahovala jak skokové, tak postupné změny. Parametry testovaného systému byly nastaveny na základě chování laboratorního modelu tepelného výměníku. Průběžná identifikace dopravního zpoždění byla prováděna navrženou metodou z kapitoly 3.1, změny v hodnotě zpoždění a výsledky jejich identifikace u jednotlivých metod jsou zobrazeny níže, na Obr. 4.14.

Při řízení prediktivními metodami byla pomocí váhových parametrů optimalizace upřednostněna přesnost regulace před plynulostí řídicího signálu nastavením parametrů $\delta = 1$ a $\lambda = 0,5$.



Obr. 4.11: Simulovaná regulace metodou GPC adaptujícím se na neceločíselné zpoždění

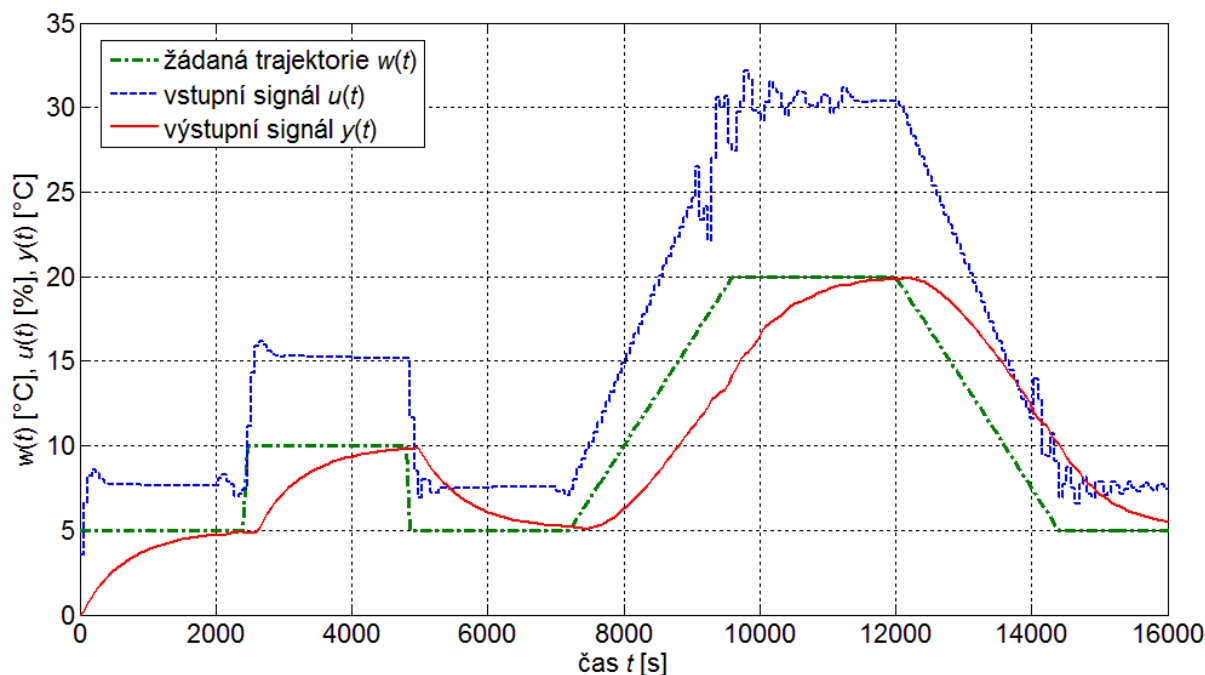
Na Obr. 4.11 je zobrazen průběh simulované regulace prostřednictvím GPC regulátoru upraveného tak, aby pracoval i se zpožděním o velikosti neúplné periody vzorkování. Změny v dopravním zpoždění se v průběhu regulace projeví více na zásazích regulátoru, než na výstupním signálu.



Obr. 4.12: Simulovaná regulace metodou tradičního GPC

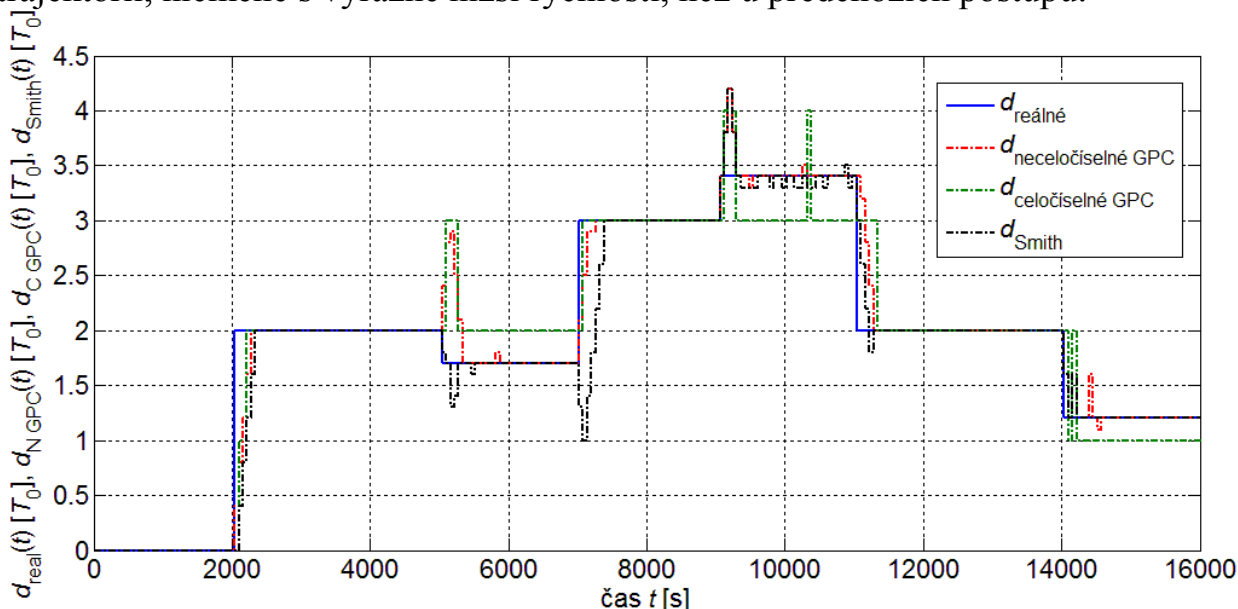
Druhou aplikovanou metodou zobrazenou na Obr. 4.12 bylo tradiční provedení GPC, které pracuje s hodnotami zpoždění o velikosti jednotek periody

vzorkování. Rozdíl oproti předešlému postupu není díky opatrnému postupu ustupujícího horizontu patrný.



Obr. 4.13: Simulovaná regulace metodou Smithova prediktoru

Na Obr. 4.13 byl jako další příklad použit Smithův prediktor prezentovaný v kapitole 1.2.4. Parametry regulátoru byly nastaveny pomocí lineárního kvadratického řízení, s penalizací řídicího signálu $\varphi = 5$. V případě rychlejších nastavení docházelo při odchylkách od skutečné hodnoty zpoždění k výraznému kmitání řídicího signálu. Regulátor byl tedy schopen blížit se k referenční trajektorii, nicméně s výrazně nižší rychlostí, než u předchozích postupů.



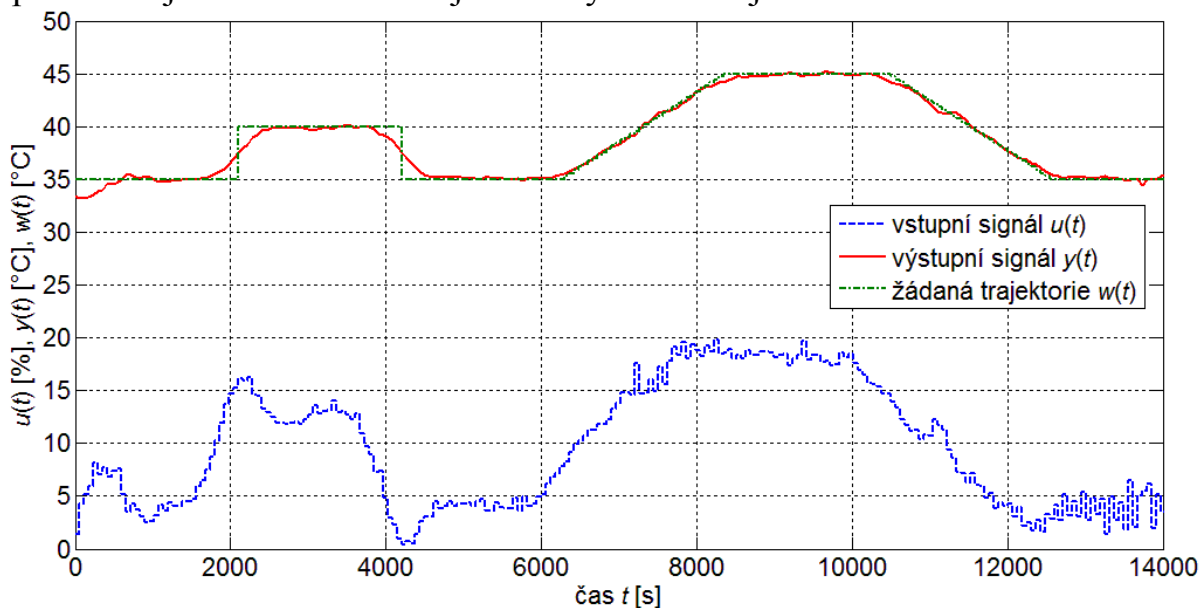
Obr. 4.14: Průběžná identifikace dopravního zpoždění při simulaci

Obr. 4.14 ukazuje vývoj odhadů dopravního zpoždění u jednotlivých metod v průběhu regulace. U všech použitých řídicích metod se identifikovaná hodnota

zpoždění pohybovala v blízkosti její skutečné hodnoty s největšími odchylkami v oblastech následujících bezprostředně po změně hodnoty zpoždění. Řídicí metoda tradičního GPC nemohla využít údajů o neceločíselném zpoždění a pracovala s nejbližší celočíselnou hodnotou.

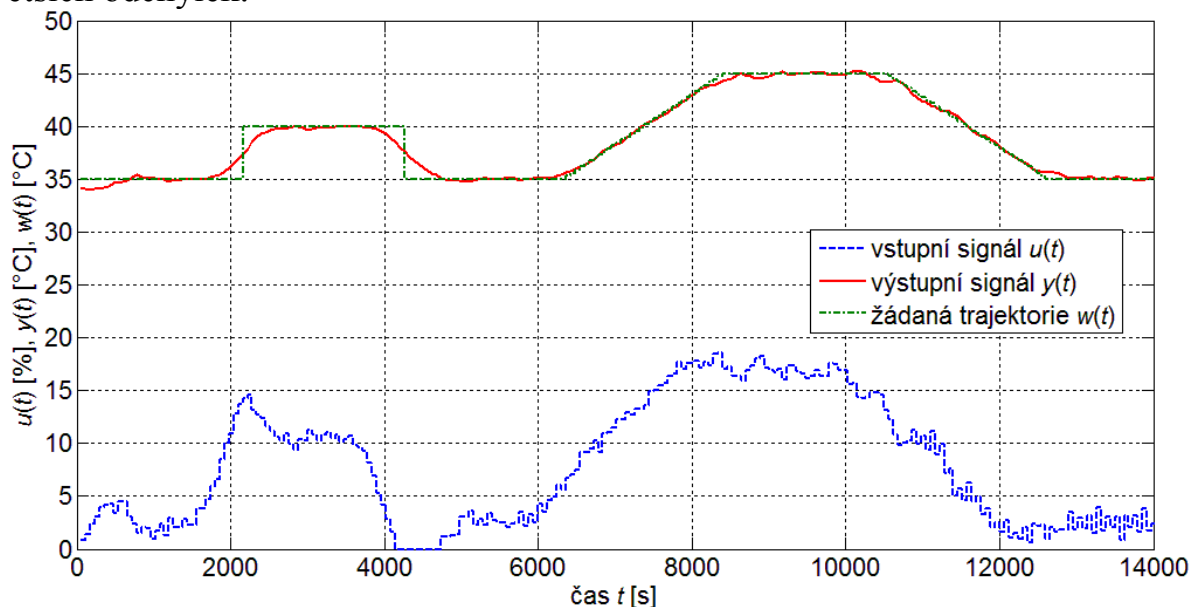
Vyhodnocení regulačních metod na laboratorním modelu

Metody byly se stejnými parametry aplikovány na model tepelného výměníku, při využití filtru popsaného v kapitole 4.1. Průběh dopravního zpoždění a jeho identifikace u jednotlivých metod je zobrazen na Obr. 4.18.



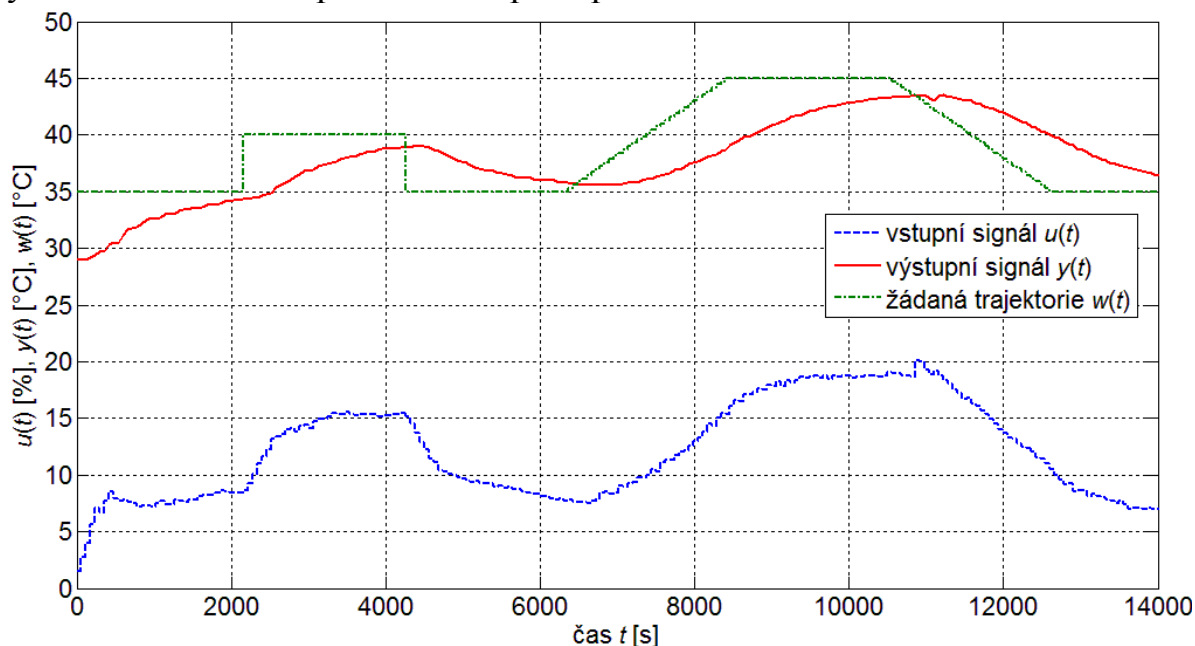
Obr. 4.15: Laboratorní regulace metodou GPC adaptujícím se na neceločíselné zpoždění

Obr. 4.15 ukazuje průběh řízení metodou GPC s adaptací na neceločíselné dopravní zpoždění. Regulovaná veličina sleduje referenční trajektorii bez větších odchylek.



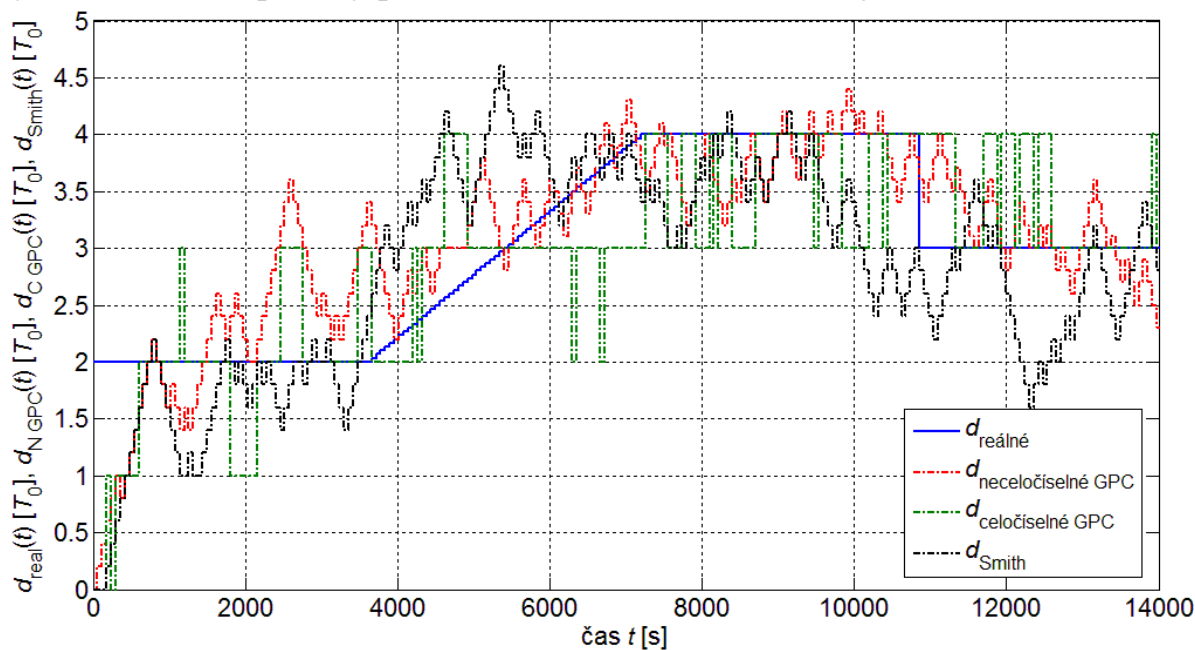
Obr. 4.16: Laboratorní regulace metodou tradičního GPC

Použití tradiční formy GPC pracující jen s celočíselným zpožděním je na Obr. 4.16. S pomocí robustnosti prediktivního řízení nevykazuje průběh regulace výrazné odlišnosti od předchozího postupu.



Obr. 4.17: Laboratorní regulace metodou Smithova prediktoru

Obr. 4.17 obsahuje průběh regulace Smithovým prediktorem adaptujícím se na neceločíselné zpoždění. Parametry regulátoru byly zachovány ze simulace a byl tak zachován pomalý průběh blížící se k referenční trajektorii.



Obr. 4.18: Průběžná identifikace dopravního zpoždění při regulaci

Obr. 4.18 ukazuje vývoj identifikace dopravního zpoždění během regulace. Je znatelné silné kolísání hodnot způsobené rušením v podobě výkyvů teploty v místnosti. Vliv měla i nelinearita tepelného výměníku snižující zesílení

systemu při větších teplotách, kterou se nepovedlo zcela odstranit. Všechny odchylky od chování popsaného matematickým modelem se tak projeví na odhadech hodnoty dopravního zpoždění.

Vyhodnocení přesnosti regulace jednotlivých metod je rozepsáno v následující tabulce.

Tabulka 4.2 Porovnání kvality regulace systému s dopravním zpožděním

Metoda řízení	ISE simulace	ISE reálné regulace
Upravené GPC	153,958	67,788
Původní GPC	154,917	74,886
Původní Smithův prediktor	20304,2	2383,75

Tabulka 4.2 vyjadřuje rozdíl v aplikaci jednotlivých řídicích postupů. Podle očekávání byla nejnižší přesnost zaznamenána u Smithova prediktoru. Prediktivní řízení adaptující se pouze na celočíselné zpoždění si dokázalo udržet velkou přesnost i v oblastech, ve kterých nedokázaly zcela kompenzovat zpoždění.

Lepší výsledky v reálném měření než v simulaci byly způsobeny tím, že se teplota kapaliny laboratorního modelu na začátku regulace pohybovala blíže k referenční trajektorii, než v případě simulací.

5. Závěr

Tato dizertační práce se zabývá rozбором současného stavu problematiky dopravního zpoždění. Rozebírá aktuální metody pro určení jeho velikosti a postupy pro účinné řízení systémů zatížených jeho přítomností.

V rámci práce je navržen postup pro číslicové provedení identifikace velikosti dopravního zpoždění s přesností na zlomky vzorkovací periody, který založen na porovnání predikce výstupů pro rozsah odhadovaných zpoždění. Princip spočívá v provedení odhadů vývoje výstupní veličiny vycházejících z dříve naměřených dat při znalosti řídicího signálu a parametrů systému. Z popisu systému je následně modifikovanou Z-transformací odvozena verze s periodou vzorkování posunutou vůči původní, což umožňuje provádět odhady v oblasti mezi periodami vzorkování. Tímto postupem lze vypočítat předpokládané výstupy systému s neceločíselným zpožděním. Rychlost či přesnost identifikace je ovlivněna počtem dat, která jsou v jednom okamžiku porovnávána, což umožňuje přizpůsobení algoritmu specifickým potřebám sledovaného systému.

Navržený identifikační postup lze provádět v průběhu měření. V práci bylo realizováno propojení identifikace dopravního zpoždění s řídicími metodami umožňující adaptaci na dopravní zpoždění měnící se v čase.

Navržená metoda nabízí přesnější určení hodnoty dopravního zpoždění a řízení systémů při neceločíselném dopravním zpoždění se zvýšenou přesností. Jeho funkčnost byla ověřena simulačně i experimentálně na reálném laboratorním modelu prostřednictvím programového prostředí MATLAB/SIMULINK. I přes značnou závislost postupu na přesném matematickém popisu sledovaného systému se prokázala funkčnost popsaných postupů jak u identifikace, tak i při řízení.

Navržená identifikační metoda je použitelná v kombinaci s řízením, což umožňuje přizpůsobení se proměnlivým hodnotám zpožděné odezvy regulovaného systému. Tato skutečnost byla ověřena na prediktivní řídicí metodě GPC, rozšířené o úpravu dynamických matic na základě neceločíselné složky zpoždění a Smithova prediktoru s modelem ve spojitě verzi, či získaným modifikovanou Z-transformací.

Základní užitečnost tohoto návrhu spočívá ve zvýšení přesnosti odhadů dopravního zpoždění, což následně umožňuje přesnější řídicí zásahy regulátoru a lepší kvalitu regulace procesu.

Literatura

- [1] Chiasson, J. and J. J. Loiseau. *Applications of Time Delay Systems*. Springer, 2007. ISBN 978-3-540-49555-0.
- [2] Fridman, E. Introduction to Time-Delay Systems. *Analysis and Control*. Basel: Birkhäuser, 2014.
- [3] Richard J.-P.. Time-delay systems: an overview of some recent advances and open problems. *Automatica*, 2003, **39**, p. 1667-1694.
- [4] Drakunov, S. V., W. Perruquetti, J.-P. Richard and L. Balkoura. Delay identification in time-delay systems using variable structure observers. *Annual Reviews in Control*, 2006, **30**, p. 143-158.
- [5] Elnaggar, A., G. A. Dumont and A.-L. Elshafie. Recursive estimation for system of unknown delay. *Proceedings of the 28th IEEE Conference on Decision and Control*, 1989, Tampa, Florida, U. S. A., p. 1809-1810.
- [6] Rangaiah, G. P., and P. R. Krishnaswamy. Estimating second-order dead time parameters from underdamped proces transients. *Chemical Engineering Science*, 1996, **51**, p. 1149-1155.
- [7] Yang, Z.-J., T. Hachino and T. Tsuji. On-line identification of continuous time-delay systems combining least-squares techniques with a genetic algorithm. *Internatonal Journal of Control*, 1997, **66**, p. 23-42.
- [8] Guetbi, G., D. Kouamé, A. Ouahabi and J. P. Chemla. Methods based on wavelets for time delay estimation of ultrasound signals. *IEEE International Conference on Proceedings of Electronics Circuits and Systems*, 1998, p. 113-116.
- [9] Ni, B., D. Xiao and S. L. Shah. Time delay estimation for MIMO dynamical systems – With time-frequency domain analysis. *Journal of Process Control*, **20**, 2010, p. 83-94.
- [10] Bayrak, A. and E. Tatlicioglu. A novel online adaptive time delay identification technique. *50th IEEE Conference on Decision and Control and European Control Conference (CDC-ECC)*, 2011, Orlando, FL, USA.
- [11] Mahmoud, M.S. *Switched Time-Delay Systems*. Springer US, 2010. ISBN 978-1-4419-6393-2.
- [12] Knapp, C. H. and G. C. Carter. The generalized correlation method for estimation of time delay. *IEEE Transactions on Acoustic, Speech and Signal Processing APPS-24*, **4**, 1976, p. 320–327.
- [13] Smith, O. J. Closed Control of Loops. *Chem. Eng. Progress*, 1957, **53**, s. 217-219. ISSN 0360-7257.
- [14] Cvejn, J. PID Control of FOPDT Plants with Dominant Dead Time – the Frequency Domain Approach. *Proceedings of the 2013 International Conference on Process Control*, Štrbské Pleso, Slovakia, 2013, p. 53–56.

- [15] Normey-Rico, J. E., P. Garcia and A. Gonzales. Robust stability analysis of filtered Smith predictor for time-varying delay processes. *Journal of Process Control*, 2012, **22**, p. 1975-1984.
- [16] Normey-Rico, J. E. and E. F. Camacho. Dead-time compensators: a survey. *Control Engineering Practice*, 2008a, **16**, p. 407-428.
- [17] Normey-Rico, J. E. and E. F. Camacho. Unified approach for robust dead-time compensator design. *Journal of Process Control*, 2008b, **19**, p. 38-47.
- [18] Cutler, C. R. and B. L. Ramaker. Dynamic Matrix Control. *Proceedings of Joint Automatic Control Conference*, San Francisco, CA, paper WP5-B, 1979.
- [19] Garcia, C. E. and A. M. Morshedi. Quadratic programming solution of dynamic matrix control (QDMC). *Chem. Eng. Commun.*, 1986, **46**, p. 73-87.
- [20] Dougherty, D. and D. J. Cooper. Tuning guidelines of a dynamic matrix controller for integrating (non-self-regulating) proces. *Ind. Eng. Chem. Res.*, 2003, **42**, p. 1739-1752.
- [21] Srinivasagupta, D., H. Schättler and B. JOSEPH. Time-stamped model predictive control: an algorithm for control of processes with random delays. *Computers & Chemical Engineering*, 2004, **28**, p. 1337-1346.
- [22] Bobál, V. *Identifikace systémů*. Zlín: Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně, 2009.
- [23] Gu, K., V. L. Kharitonov and J. Chen. *Stability of Time-Delay Systems*, Birkhäuser, Boston, Control engineering, 2003.
- [24] Matejíčková, K. and M. Bakošová. Robust PI Controller Desing for a Time-Delay Process. *Proceedings of the 2013 International Conference on Process Control*, Štrbské Pleso, Slovakia, 2013, s. 480–485.
- [25] Normey-Rico, J. E. and E. F. Camacho, *Control of Dead-time Processes*, Springer, London, 2007.
- [26] Lagaris, J. C., J. A. Reeds, M. H. Wright and P. E. Wright. Convergence properties of the Nelder-Mead simplex method in low dimensions. *SIAM Journal of Optimization*, **4**, 1998, p. 112-147.
- [27] Matějčíček, J. *Identifikace a číslicové řízení procesů vyšších řádů*, Zlín, 2012. Dizertační práce. Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně, Fakulta aplikované informatiky.
- [28] Bobál, V., P. Chalupa, P. Dostál a M. Kubalčík. Digital control of unstable and integrating time-delay processes. *International Journal of Circuits, Systems and Signal Processing*, **8**. 2014, s. 425-432.
- [29] Bobál, V., P. Chalupa, M. Kubalčík a P. Dostál. Identification and self-tuning control of time-delay systems. *WSEAS transactions on systems*, **10**. 2012a, s. 596-606.
- [30] Hang, C. C., K. W. Lim and B. W. Chong. A dual-rate digital Smith predictor. *Automatica*, **20**, 1989, p. 1-16.

- [31] Hang, C. C., H. L. Tong and K. H. Weng. *Adaptive Control*. Instrument society of America, 1993.
- [32] Bobál, V., P. Chalupa a P. Dostál. Usage of self-tuning controllers simulink library for real-time control. *23rd European Conference on Modelling and Simulation*. 2009, s. 518-524.
- [33] Bobál, V., P. Chalupa, P. Dostál aj. Novák. Simulation verification of digital self-tuning control of systems with time delay. *IASTED International Conference on Applied Simulation and Modelling*, 2011a, s. 66-73.
- [34] Bobál V., P. Chalupa, P. Dostál a M. Kubalčík. Design and Simulation verification of self-tuning Smith Predictors. *International Journal of Mathematics and Computers in Simulation*, **5**, 2011c, s. 342-351.
- [35] Bobál V., P. Chalupa a J. Novák. *Toolbox for CAD and Verification of Digital Adaptive Control Time-Delay Systems*. Tomas Bata University in Zlín, Faculty of Applied Informatics. 2011d.
- [36] Bobál V., P. Chalupa, J. Novák a P. Dostál. MATLAB Toolbox for CAD of self-tuning of time-delay processes. Proc of the International Workshop on Applied Modelling and Simulation, Roma, 2012b, s. 44-49.
- [37] Ribić, A. I. and M. R. Mataušek. A dead-time compensating PID controller structure and robust tuning. *Journal of Process Control*, 2012, **22**, p. 1340-1349.
- [38] Bobál V., P. Chalupa, P. Dostál a M. Brázdil. Digitální samoladicí Smithův prediktor založený na umístění pólů. *ATP Journal 2/2011b*, s. 21-28.
- [39] Bobál, V. *Adaptivní a prediktivní řízení*. Zlín: Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně, 2008.
- [40] Bobál, V., M. Kubalčík, P. Dostál a S. Talaš. Use of Polynomial Approach for Control of Heat Exchanger. *Proceedings of the 2015 International Conference on Process Control*, Štrbské Pleso, Slovakia, 2015, s. 170–175.
- [41] Dostál, P., V. Bobál a J. Vojtěšek. Nonlinear Adaptive LQ Control of a Tubular Chemical Reactor. *Proceedings of the 2013 International Conference on Process Control*, Štrbské Pleso, Slovakia, 2013, s. 202–207.
- [42] Chalupa, P. *Discrete Decentralized Control Systems*, Zlín, 2003. Dizertační práce. Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně, Fakulta technologická.
- [43] Camacho, E. F. and C. Bordons. *Model Predictive Control*. Springer, London, 2007.
- [44] Findeisen, R., F. Allgower and L. T. Biegler. *Assesment and Future Directions of Nonlinear Predictive Control*. Springer, 2006. ISBN 978-3-540-72698-2.
- [45] Kvasnica, M. *Real-Time Model Predictive Control via Multi-Parametric Programming*. VDM Verlag, 2009. ISBN 978-3-639-20644-9.
- [46] Školník, P. and L. Hubka. Steam Superheaters Predictive Control System. *Proceedings of the 2015 International Conference on Process Control*, Štrbské Pleso, Slovakia, 2015, p. 186–191.

- [47] Cigánek, J., Š. Kozák, F. Noge, F. Dietze. Advanced Complex Dynamics Process Control. *Proceedings of the 2015 International Conference on Process Control*, Štrbské Pleso, Slovakia, 2015, p. 119–124.
- [48] Gulan, M., M. Salaj and B. Rohaľ-Ilkiv. Real-time Implementation of an Adaptive Feedback and Feedforward Generalized Predictive Controller. *Proceedings of the 2013 International Conference on Process Control*, Štrbské Pleso, Slovakia, 2013, p. 383–388.
- [49] Talaš, S. *Prediktivní řízení procesů s dopravním zpožděním*. Zlín, 2013. Diplomová práce. Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně, Fakulta aplikované informatiky.
- [50] Talaš, S., V. Bobál a A. Krhovják. Use of Dynamic Matrix Control in Simulation of Heat System. *28th European Conference on Modelling and Simulation*, 2014, s. 267-272.
- [51] Clarke, D. W., C. Mohtadi and P. S. Tuffs. Generalized predictive control, part I: the basic algorithm. *Automatica*, **23**, 1987a, p. 137-160.
- [52] Clarke, D. W., C. Mohtadi and P. S. Tuffs. Generalized predictive control, part II: extensions and interpretations. *Automatica*, **23**, 1987b, p. 137-160.
- [53] Bobál, V., M. Kubalčík, P. Dostál a J. Matějčíček. Adaptive predictive control of time-delay systems. *Computers and Mathematics with Applications*, **66**. 2013, s. 165-176.
- [54] Sipahi, R., T. Vyhlídal, S.-I. Niculescu and P. Pepe. *Time Delay Systems: Methods, Applications and New Trends*. Springer, 2011. ISBN 978-3-642-25221-1.
- [55] Ferretti, G., C. Maffezzoni and R. Scattolini. Recursive estimation of time delay in sampled systems. *Automatica*, 1991, **27**, p. 653-661.
- [56] Krčmář, J. *Návrh a realizace hardwarového rozhraní mezi modelem tepelné soustavy a multifunkční vstupně-výstupní kartou*, Zlín, 2012. Dizertační práce. Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně, Fakulta aplikované informatiky.
- [57] Goran, S. *Separate identification of coefficients and delays in time-delay systems*, Praha, 2011. Dizertační práce. Technická univerzita v Praze, Fakulta mechanického inženýrství.

Publikační aktivity autora

Talaš, S. *Prediktivní řízení procesů s dopravním zpožděním*. Zlín, 2013. Diplomová práce. Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně, Fakulta aplikované informatiky.

Talaš, S., V. Bobál a A. Krhovják. Use of Dynamic Matrix Control in Simulation of Heat System. *28th European Conference on Modelling and Simulation*, 2014, s. 267-272.

Bobál, V., M. Kubalčík, P. Dostál a S. Talaš. Digital linear quadratic smith predictor. *28th European Conference on Modelling and Simulation*, 2014, s. 254-260.

Krhovják, A., P. Dostál a S. Talaš. Multivariable adaptive control of two funnel liquid tanks in series. (2014) *28th European Conference on Modelling and Simulation*, 2014, s. 273-278.

Talaš, S. a V. Bobál. Measurable Error Compensation with GPC in a Heat-Exchanger with a Traffic Delay. *Advances in Intelligent Systems and computing*, **289**, Heidelberg: Springer-Verlag Berlin, 2014, s. 281-290.

Talaš, S., V. Bobál, A. Krhovják a L. Rušar. Method of explicit predictive control in case of time-delayed heat system. *29th European Conference on Modelling and Simulation*, 2015, s. 299-304.

Rušar, L., S. Talaš, A. Krhovják a V. Bobál. Application of constraints in predictive control of time-delay systems. *29th European Conference on Modelling and Simulation*, 2015, s. 333-339.

Krhovják, A., P. Dostál, S. Talaš a L. Rušar. Nonlinear gain scheduled controller for a sphere liquid tank. *29th European Conference on Modelling and Simulation*, 2015, s. 327-332.

Bobál, V., P. Dostál, M. Kubalčík a S. Talaš. LQ control of heat exchanger - Design and simulation. *29th European Conference on Modelling and Simulation*, 2015, s. 239-245.

Talaš, S., V. Bobál, A. Krhovják a L. Rušar. Nonlinearity and time-delay compensations in state-space model based predictive control. *Proceedings of the 5th Computer Science On-line Conference 2016 (CSOC2016)*, vol. 3, 2016, s. 99-106.

Krhovják, A., S. Talaš a L. Rušar. Multivariable Gain Scheduled Control of Four Tanks System: Single Scheduling Variable Approach. *Proceedings of the 5th Computer Science On-line Conference 2016 (CSOC2016)*, vol. 3, 2016, s. 53-62.

Rušar, L., A. Krhovják, S. Talaš a V. Bobál. State-space Predictive Control of Two Liquid Tanks System. *Proceedings of the 5th Computer Science On-line Conference 2016 (CSOC2016)*, vol. 3, 2016, s. 119-128.

Talaš, S., V. Bobál, A. Krhovják a L. Rušar. Discrete method for estimation of time-delay outside of sampling period. *30th European Conference on Modelling and Simulation (ECMS 2016)*, 2016, s. 287-292.

- Bobál, V., P. Dostál, M. Kubalčík a S. Talaš. Identification and LQ Digital Control of a Set of Equal Cylinder Atmospheric Tanks - Simulation Study. *30th European Conference on Modelling and Simulation (ECMS 2016)*, 2016, s. 279-286.
- Rušar, L., S. Talaš, A. Krhovják a V. Bobál. State-Space Predictive Control of Two Liquid Tanks System with Constraints of Process Variables. *30th European Conference on Modelling and Simulation (ECMS 2016)*, 2016, s. 307-312.
- Krhovják, A., P. Dostál, S. Talaš a L. Rušar. Optimal Gain Scheduled Controller for a Two Funnel Liquid Tanks in Series. *30th European Conference on Modelling and Simulation (ECMS 2016)*, 2016, s. 327-332.
- Bobál, V., S. Talaš, P. Dostál a M. Kubalčík. Digital LQ Smith Predictor for Control of Time-Delay Systems - Design and Application. *22nd International Conference on Soft Computing - MENDEL 2016*, 2016, s. 179-186.
- Talaš, S. a Bobál, V. Utilization of Heat Accumulation in Control of Cyclic Systems. In: James K. Cooper. *Heat Exchangers: Characteristics, Types and Emerging Applications*. Nova Science Publishers Inc (Verlag). 2016. ISBN: 978-1-63485-749-9.
- Talaš, S., V. Bobál, A. Krhovják a L. Rušar (2017). Predictive Control of a Series of Multiple Liquid Tanks Substituted by a Single Dynamics with Time-Delay. *31st European Conference on Modelling and Simulation (ECMS 2017)*, 374-378.
- Krhovják, A., S. Talaš a L. Rušar (2017). 1DOF Gain Scheduled PH Control of CSTR. *31st European Conference on Modelling and Simulation (ECMS 2017)*, 391-396.
- Rušar, L., A. Krhovják, S. Talaš a V. Bobál (2017). State-Space Predictive Control of Inverted Pendulum Model. *31st European Conference on Modelling and Simulation (ECMS 2017)*, 384-390.

Odborný životopis autora

OSOBNÍ ÚDAJE

Jméno a příjmení: Stanislav Talaš
Titul: Ing.
Datum narození: 5. 8. 1988
Adresa: Hřivínův Újezd 132
Telefon: +420 775 407 111
E-mail: talas.stanislav@gmail.com

VZDĚLÁNÍ

2013 - nyní

Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně
Fakulta aplikované informatiky
Automatické řízení a informatika, doktorské studium

2011 - 2013

Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně
Fakulta aplikované informatiky
Automatické řízení a informatika, navazující magisterské studium

2008 - 2011

Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně
Fakulta aplikované informatiky
obor: Informační a řídicí technologie, bakalářské studium

2000 - 2008

Gymnázium a Jazyková škola s právem státní jazykové zkoušky Zlín
všeobecné víceleté gymnázium

PRAXE

02/2014 - 07/2014

Dudr Tools s.r.o.
Dohoda o provedení práce
Výzkum a vývoj nových technologií - návrh a vývoj softwaru PLC a uživatelského prostředí v C++ .

POČÍTAČOVÉ ZNALOSTI

Operační systémy

MS Windows

Linux

Databáze

MySql

Programování

C/C++

Python

Java

HTML

PLC

Aplikace

MS Office

Matlab

ControlWeb

JAZYKOVÉ ZNALOSTI

Angličtina úroveň C1, certifikát FCE

Španělština úroveň A1

AKADEMICKÁ ČINNOST

Výuka bakalářského předmětu „Programování“

Výuka bakalářského předmětu „Algoritmy a datové struktury“

Výuka bakalářského předmětu „Řízení technologických procesů“