

# **ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE**

**FAKULTA  
STROJNÍ**



**Reléová identifikace pro  
seřízení PID regulátoru  
realizované systémem Tecomat  
Foxtrot**

**DIPLOMOVÁ  
PRÁCE**

**2020**

**Bc.  
JAKUB  
VANĚK**

## I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Vaněk** Jméno: **Jakub** Osobní číslo: **457531**  
Fakulta/ústav: **Fakulta strojní**  
Zadávající katedra/ústav: **Ústav přístrojové a řídicí techniky**  
Studijní program: **Strojní inženýrství**  
Studijní obor: **Přístrojová a řídicí technika**

## II. ÚDAJE K DIPLOMOVÉ PRÁCI

Název diplomové práce:

**Reléová identifikace pro seřízení PID regulátoru realizované systémem Tecomat Foxtrot**

Název diplomové práce anglicky:

**Relay identification for tuning PID controller realized by Tecomat Foxtrot system**

Pokyny pro vypracování:

1. Seznamte se s metodami reléové zpětnovazební identifikace a s regulačním systémem Tecomat Foxtrot
2. Naprogramujte vybranou reléovou zpětnovazební metodu identifikace pro odhad parametrů lineárního modelu 2. řádu s dopravním zpožděním.
3. Na simulačních modelech ověřte naprogramovaný identifikační modul a PID řízení seřízené využitím identifikovaného modelu.
4. Na vybraných reálných soustavách využitím PLC Tecomat Foxtrot otestujte reléovou identifikaci a PID řízení.

Seznam doporučené literatury:

- [1] Vitečková M., Viteček A. (2011) Vybrané metody seřizování regulátorů, VŠ báňská-TU Ostrava, Fakulta strojní, Ostrava, 2011
- [2] Hofreiter M. (2019). Relay Feedback Identification with Additional Integrator, IFAC-PapersOnLine. Heidelberg: IFAC, p. 66-71. vol. 52. ISSN 2405-8963.
- [3] Chidambaram M. and Sathe V. (2014). Relay Autotuning for Identification and Control. Cambridge University Press, Cambridge
- [4] PLC Tecomat Foxtrot – základní moduly. CP-1005, CP-1015. [online].[cit.8.6.2018]. Dostupné z: <https://www.tecomat.cz/modules/DownloadManager/download.php?alias=foxtrot-cz-c-p-1005>

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) diplomové práce:

**prof. Ing. Milan Hofreiter, CSc., U12110.3**

Jméno a pracoviště druhé(ho) vedoucí(ho) nebo konzultanta(ky) diplomové práce:

\_\_\_\_\_

Datum zadání diplomové práce: **30.04.2020**

Termín odevzdání diplomové práce: **27.08.2020**

Platnost zadání diplomové práce: \_\_\_\_\_

\_\_\_\_\_  
prof. Ing. Milan Hofreiter, CSc.  
podpis vedoucí(ho) práce

\_\_\_\_\_  
podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

\_\_\_\_\_  
prof. Ing. Michael Valášek, DrSc.  
podpis děkana(ky)

## III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

Diplomant bere na vědomí, že je povinen vypracovat diplomovou práci samostatně, bez cizí pomoci, s výjimkou poskytnutých konzultací. Seznam použité literatury, jiných pramenů a jmen konzultantů je třeba uvést v diplomové práci.

\_\_\_\_\_  
Datum převzetí zadání

\_\_\_\_\_  
Podpis studenta

## Prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně s tím, že její výsledky mohou být dále použity podle uvážení vedoucího diplomové práce jako jejího spoluautora. Souhlasím také s případnou publikací výsledků diplomové práce nebo její podstatné části, pokud budu uveden jako její spoluautor.

Dne.....

.....  
Podpis

## Poděkování

Mé poděkování patří panu prof. Ing. Milanu Hofreiterovi, CSc. za užitečné rady, předání cenných odborných zkušeností a důležité konzultace během zpracovávání mé diplomové práce.

## **Abstrakt**

V rámci této práce byla implementována Posuvná reléová metoda [1] na PLC Tecomat Foxtrot. Tato metoda umožňuje zpětnovazebnou reléovou identifikaci SOTD modelu soustavy. Metoda byla implementována formou funkčních bloků, které mohou být jednoduše vloženy do libovolného programu na PLC Tecomat Foxtrot od firmy Teco a.s. V praktické části byl testován vliv nastavení parametrů relé na přesnost identifikace. Ukázalo se, že vliv tohoto nastavení je nezanedbatelný. Na simulačních a následně i reálných soustavách byl otestován naprogramovaný identifikační funkční blok a následné nastavení parametrů PID regulátorů, které vychází z identifikovaného SOTD modelu soustavy.

## **Klíčová slova**

zpětnovazebná reléová identifikace, SOTD model, nastavení parametrů PID regulátorů, PLC

## **Vedoucí práce**

prof. Ing. Milan Hofreiter, CSc.

## **Abstract**

In this diploma thesis, the Relay shifting method [1] was implemented on a Tecomat Foxtrot PLC. This method allows relay feedback identification of the SOTD model of the system. The method was implemented in the form of function blocks, which can be easily inserted into any program on a PLC Tecomat Foxtrot from Teco company. In the practical part, the influence of setting relay parameters on the accuracy of identification was tested. It turned out that the effect of this setting is not negligible. The programmed identification function block and subsequent setting of PID controller parameters, which is based on the identified SOTD model of the system, were tested on simulated and laboratory models.

## **Keywords**

relay feedback identification, SOTD model, PID tuning, PLC

## **Supervisor**

prof. Ing. Milan Hofreiter, CSc.

## **Title**

Relay identification for tuning PID controller realized by Tecomat Foxtrot system

# Obsah

1	Úvod.....	12
2	PLC Tecomat Foxtrot.....	14
2.1	Hardware.....	14
2.1.1	Tecomat Foxtrot .....	14
2.1.2	Tecomat Foxtrot 2 .....	15
2.2	Programování PLC dle normy IEC 61 131-3 .....	16
2.2.1	Základní pojmy.....	16
2.2.2	Programovací jazyky .....	17
2.3	Programovací prostředí Mosaic .....	18
3	Metody reléové identifikace.....	19
3.1	Základní principy metod reléové identifikace .....	19
3.2	Posuvná reléová metoda (The relay shifting method) .....	23
3.2.1	Základní princip metody.....	23
3.2.2	Modifikace metody.....	25
3.2.3	Určení SOTD modelu z identifikovaných bodů .....	27
4	Nastavování PID regulátorů.....	29
4.1	Nastavení parametrů dle modelu soustavy .....	30
4.1.1	PMC metoda („Phase margin criterion“) .....	31
4.1.2	AMC metoda („Amplitude margin criterion“) .....	34
4.1.3	DMM („Desired model method“) .....	35
4.1.4	Metoda SIMC („SIMple Control“/„Skogestad IMC“) .....	37
4.1.5	Metoda AMIGO .....	38
4.2	Reálné PID regulátory .....	39
4.2.1	Číslicové regulátory.....	39
4.2.2	Vliv derivační složky.....	41
4.2.3	Omezeních akčních zásahů a Antiwind up.....	42

5	Hodnocení kvality regulace.....	43
5.1	Základní hodnocení kvality regulace .....	43
5.2	Integrální kritéria kvality regulace.....	44
5.2.1	Kritérium IE – Lineární regulační plochy .....	44
5.2.2	Kritérium IAE – Absolutní regulační plochy .....	44
5.2.3	Kritérium ISE – Kvadratické regulační plochy .....	44
5.2.4	Integrální kritéria rozšířená o čas regulace.....	45
6	Implementace .....	46
6.1	Identifikace soustavy - <i>fbSystemIdentification</i> .....	46
6.1.1	Vstupy a výstupy funkčního bloku <i>fbSystemIdentification</i> .....	48
6.1.2	Kontrola vstupních parametrů pro měření.....	49
6.1.3	Odměření pracovního bodu .....	49
6.1.4	Reléový experiment.....	49
6.1.5	Výpočet souřadnic bodů <i>Gp1</i> a <i>Gp2</i> .....	52
6.1.6	Výpočet parametrů identifikovaného modelu soustavy .....	53
6.1.7	Uložení výsledku měření .....	53
6.2	Identifikace a PID regulace <i>fbIdentAndPID</i> .....	54
6.3	Měření statické charakteristiky - <i>fbMeasureStatChar</i> .....	55
6.4	Měření frekvenční charakteristiky - <i>fbMeasureFreqChar</i> .....	55
6.5	Testování Identifikace a parametrů PID regulátoru – <i>fbComplexTest</i> .....	55
7	Experimenty na simulačních soustavách.....	57
7.1	Ověření opakovatelnosti měření .....	59
7.2	Kritéria hodnocení identifikace modelu.....	60
7.2.1	Kritérium odchylky statické citlivosti .....	60
7.2.2	Kritérium vzdálenosti bodů v Nyquistově frekvenční charakteristice .....	60
7.3	Testování vlivu parametrů relé na simulačních soustavách.....	61
7.3.1	Simulační modely 1 a 2 .....	61

7.3.2	Simulační model 3 .....	63
7.4	Hodnocení vlivu parametrů relé na identifikaci simulačních soustav .....	65
7.5	Testování simulačních soustav pro $\gamma A = 3$ .....	66
7.5.1	Simulační soustava 1 .....	66
7.5.2	Simulační soustava 2 .....	71
7.5.3	Simulační soustava 3 .....	75
7.5.4	Zhodnocení testování na simulačních modelech .....	80
8	Experimenty na reálných soustavách .....	81
8.1	Laboratorní model Teplovzdušný tunel .....	81
8.2	Soustava nádrží .....	88
9	Budoucí práce .....	95
10	Závěr .....	96
11	Použitá literatura .....	98



## Seznam symbolů a zkratek

$u$	Akční veličina
$y$	Regulovaná veličina
$e$	Regulační odchylka
$w$	Požadovaná hodnota (regulované veličiny)
$\tau_d, D$	Dopravní zpoždění
$\tau_m$	Maximální dopravní zpoždění
$\tau$	Parametrizované dopravní zpoždění
$\varepsilon$	Hystereze relé
$\varepsilon_A$	Horní hystereze relé
$\varepsilon_B$	Dolní hystereze relé
$d$	Porucha
$d_a$	Velikost poruchy
$\omega$	Úhlová frekvence kmitání
$T_p$	Perioda kmitů
$T_1$	Doba setrvání v dolní poloze relé
$T_2$	Doba setrvání v horní poloze relé
$s$	Komplexní proměnná v Laplaceově transformaci
$u_a$	Amplituda symetrického relé
$y_a$	Amplituda odezvy procesu
$G_p(s)$	Přenos identifikovaného procesu
$j$	Komplexní jednotka $j^2 = -1$
$\omega_1$	První harmonická frekvence procesu
$\omega_2$	Druhá harmonická frekvence procesu
$G_{p1}(j\omega_1)$	Bod frekvenčního přenosu identifikované soustavy pro frekvenci $\omega_1$
$G_{p2}(j\omega_2)$	Bod frekvenčního přenosu identifikované soustavy pro frekvenci $\omega_2$
$M(s)$	Model identifikované soustavy
$K$	Statická citlivost
$a_2$	Koeficient jmenovatele přenosu identifikovaného modelu soustavy
$a_1$	Koeficient jmenovatele přenosu identifikovaného modelu soustavy
$\Phi$	Fázový posuv
$Z$	Matice soustavy pro metodu nejmenších čtverců

$\mathbf{p}$	Vektor reálných a imaginárních částí identifikovaných bodů
$\boldsymbol{\theta}$	Vektor neznámých parametrů $K, a_2, a_1, \tau_d$
$G_{wy}(s)$	Požadovaný přenos řízení
$G_R(s)$	Přenos regulátoru
$t_r$	Doba regulace
$\omega_k$	Kritická úhlová frekvence
$\omega_p$	Průchozí úhlová frekvence
$G_o$	Přenos otevřeného regulačního obvodu
$\kappa$	Relativní překmit
$u_0$	Hodnota akční veličiny v pracovním bodě
$y_0$	Hodnota regulované veličiny v pracovním bodě
$y_m$	Maximální hodnota regulované veličiny během skoku
$I_{IE}, I_{IAE}, I_{ISE}$	Kritéria integrální regulační plochy
$I_{ITE}, I_{ITAE}, I_{ITSE}$	Kritéria integrální regulační plochy rozšířená o čas
SISO	Single input single output – model s jedním vstupem a jedním výstupem
SOTD	Second order time delayed – druhého řádu s dopravním zpožděním
MNČ	Metoda nejmenších čtverců
PI	Proporcionálně integrační (regulátor)
$PMC(\tau_d > 0)$	Phase margin criterion – Metoda nastavení PID regulátoru založená na bezpečnosti ve fázi. Pro systémy s dopravním zpožděním.
$PMC(\tau_d = 0)$	Phase margin criterion – Metoda nastavení PID regulátoru založená na bezpečnosti ve fázi. Pro systémy bez dopravního zpoždění.
AMC	Amplitude margin criterion – Metoda nastavení PID regulátoru založená na amplitudové bezpečnosti. Pro systémy s dopravním zpožděním.
DMM	Desired model method - Metoda nastavení PID regulátoru.
SIMC	Metoda nastavení PID regulátoru
AMIGO	Metoda nastavení PID regulátoru
PID	Proporcionálně integračně derivační (regulátor)
POU	Programová organizační jednotka (Program organization unit)
FUN	Funkce
FB	Funkční blok

PROG	Program
PLC	Programovatelný automat (Programmable Logic Controller)
TCL2	Sběrnice PLC Tecomat
CIB	Sběrnice PLC Tecomat
$t$	Spojité čas
$T$	Vzorkovací perioda
$k$	Diskrétní čas
$y(\infty)$	Ustálená hodnota regulované veličiny
$\Delta$	Hodnota absolutní tolerance překmitu
$\delta$	Hodnota relativní tolerance překmitu
$\omega_m$	Maximální frekvence signálu zachytitelná při vzorkovací periodě $T$
$T_m$	Velikost periody odpovídající frekvenci $\omega_m$
$N$	Koeficient filtru derivační složky
$u_{on}$	Velikost akční veličiny v horní poloze relé
$u_{off}$	Velikost akční veličiny v dolní poloze relé
$u_D$	Rozdíl akční veličiny v dolní poloze relé oproti $u_0$
$u_H$	Rozdíl akční veličiny v horní poloze relé oproti $u_0$
$diff$	Parametr maximálního rozdílu hodnot pro ukončení reléové identifikace
$Y(s)$	Laplaceův obraz regulované veličiny
$U(s)$	Laplaceův obraz akční veličiny
$K_{FO}$	Statická citlivost simulačního funkčního bloku <i>fbFirstOrder</i>
$T_{FO}$	Časová konstanta simulačního funkčního bloku <i>fbFirstOrder</i>
$\tau_{d_{simul}}$	Simulační dopravní zpoždění dané funkčním blokem <i>fbDelay</i>
$n$	Počet vzorků
$x_i$	Normalizované kritérium vzdálenosti dvou bodů v Nyquistově frekvenční charakteristice
$x_c$	Průměr hodnot kritéria $x_i$ pro $n$ bodů v Nyquistově frekvenční charakteristice
PWM	Pulzně šířková modulace

# 1 Úvod

Správná regulace je základním požadavkem na každý technologický proces. PID regulátor je dle [2] nejpoužívanějším typem regulátoru, se zastoupením více jak 90 % z používaných typů regulátorů. PID regulátor je univerzálním řídicím prostředkem, avšak z jeho univerzálnosti plyne i potřeba správného nastavení jeho jednotlivých parametrů. Překvapující může být, že je v praxi pouze 20 % PID regulátorů nastaveno správně, 30 % je pak nastaveno nevhodně [2]. Dalších 30 % PID regulátorů pracuje nevhodně kvůli nezohlednění nelinearity v ovládacích prvcích a zbylých 20 % nepracuje správně kvůli nevhodně zvolené vzorkovací periodě nebo špatnému filtrování signálu [2]. Dle jiné statistiky [2] 30 % PID regulátorů operuje v manuálním režimu a vyžaduje neustálé změny parametrů nastavení v závislosti na aktuálně zvoleném pracovním bodu a 25 % PID regulátorů je provozováno s parametry, které byly nastaveny výrobcem regulátoru jako základní nastavení. Tyto údaje vypovídají o potřebě metod pro správné nastavení PID regulátorů. Tyto metody by navíc měly být jednoduché, robustní a ideálně takové, aby vyžadovaly co nejméně nutných znalostí pro jejich použití. Optimálním PID regulátorem by tedy byl takový, který by dokázal sám automaticky nastavit své parametry.

Existuje mnoho různých metod seřizování PID regulátorů, které mohou být dle [3] rozděleny na: (a) metody experimentální, které spočívají v provedení relativně jednoduchého experimentu a na základě jeho průběhu jsou pomocí analytických či empirických postupů získány požadované parametry. Mezi experimentální metody pro uzavřený regulační obvod lze zařadit například: Zieglerovu-Nicholsonovu metodu kritických parametrů [4], Tyreusovu-Luybenovu metodu kritických parametrů [3], Metodu dobrého zesílení [3], Metodu překmitu [3] a další [2] [3]. Nebo (b) metody vycházející ze znalosti modelu soustavy, mezi které lze zařadit: Zieglerovu-Nicholsonovu metodu přechodové charakteristiky [3], Metodu SIMC [5], Metodu požadovaného modelu [3], Metodu kompenzačního seřízení [6] a další [3] [6]. Mnohem podrobnější a obsáhlejší dělení metod seřízení PID regulátorů nabízí [2] a [7]. Aplikace zejména experimentálních metod bývají časově náročné z důvodů potřeby opakování experimentů při hledání vhodných parametrů. U metod vycházejících z modelu soustavy je v praxi častý problém, že model soustavy není znám.

Pro identifikaci modelu soustavy, mohou být použity různé postupy: matematicko-fyzikální analýza použitých komponent, která ovšem může být v praxi velmi náročná a dokonce i nemožná vzhledem k omezeným znalostem o použitých součástech řízené soustavy; identifikace modelu na základě jednoduchého experimentu, například parametrizace na základě

přechodové, frekvenční či impulsní charakteristiky; pokročilejší metody experimentální metody založené na reléové identifikaci nebo metody založené na analýze stochastických jevů [8].

Metody identifikace založené přechodové charakteristice bývají prováděny v otevřené regulační smyčce a jsou určeny zejména pro identifikaci soustavy v konkrétním pracovním bodu, za častého předpokladu začátku testu v nulových počátečních podmínkách [9]. Pro použití testů založených na přechodové charakteristice v uzavřené smyčce musí být známy alespoň přibližně počáteční parametry nastavení regulátoru, aby nedošlo k destabilizaci procesu [9], což vyžaduje určitou znalost řízeného procesu.

Metody pro identifikaci soustavy v uzavřené regulační smyčce založené na reléové zpětnovazební identifikaci jsou výhodné zejména protože nevyžadují detailní předchozí znalost identifikované soustavy a umožňují relativně jednoduchou implementaci [9]. První Reléovou zpětnovazební identifikaci navrhli Åström a Hägglund [10]. Tato metoda z roku 1984 je založená na experimentu, při kterém je proces řízen pomocí relé a jsou hledány parametry kritického zesílení a frekvence podobně jako pro metodu Zieglera a Nicholse [4], ale bez potřeby předchozí znalosti procesu. Od doby prvních reléových metod identifikace bylo provedeno mnoho modifikací a zlepšení. Přehledy některých metod uvádí například [2], [11], [12]. Mezi metody reléové identifikace uveřejněné v posledních letech lze počítat například [1], [13].

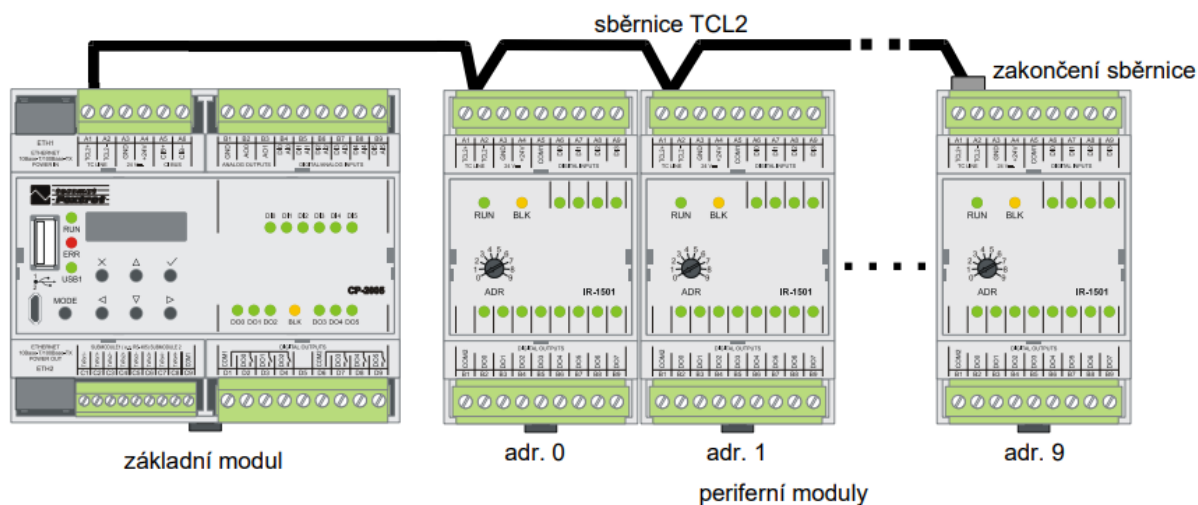
Regulační prvky, kterými jsou i PID regulátory, mohou být fyzicky realizovány různými způsoby. V dřívějších dobách mohly být takové prvky pouze mechanické. V dnešní době jsou ve značné míře realizovány elektronicky. A to pomocí jednoúčelových, avšak univerzálně použitelných regulátorů, anebo jako programové řešení víceúčelového elektronického zařízení, kterým může být například PLC.

Tato práce se věnuje automatickému nastavení PID regulátoru pro PLC Tecomat Foxtrot za pomoci Posuvné reléové metody („The relay shifting method“ [1]). Tématu reléové identifikace za pomoci jiné modifikace metody [1] se věnovala práce [14].

## 2 PLC Tecomat Foxtrot

Programovatelný automat (Programmable Logic Controller, dále jen PLC) je elektronickým číslicovým řídicím systémem, který je určen pro ovládání a kontrolu různých strojů a procesů v průmyslovém prostředí. PLC získává informace o procesu pomocí číslicových a analogových vstupů a pomocí výstupů ovlivňuje chování řízeného stroje, či procesu. Řídicí algoritmus je v PLC vykonáván cyklicky. Jeden cyklus PLC se skládá z čtení vstupů, vykonání algoritmu a zápisu hodnot na výstupy. Na začátku cyklu dojde k načtení hodnot vstupů. Následuje vykonání uživatelského algoritmu, na jeho konci jsou aktualizovány hodnoty na výstupech PLC na základě hodnot proměnných nastavených během vykonávání algoritmu. [15]

PLC od společnosti TECO a.s. (Kolín, Česká republika) jsou součástí produktové řady Tecomat Foxtrot, případně novější řady Tecomat Foxtrot 2. Jedná se o modulární systém, jehož základem je centrální modul, který je spojen pomocí sběrnic CIB/TCL2 s periferními moduly, na kterých jsou umístěny vstupy a výstupy. Celý systém je decentralizovaný a jednotlivé moduly mohou být rozmístěny přímo u výrobních technologií a se základním modulem jsou spojeny jen pomocí vodičů sběrnic. [15]



Obr. 1: Základní modul PLC Tecomat Foxtrot 2 s rozšiřujícími moduly na TCL2 sběrnici [15]

### 2.1 Hardware

#### 2.1.1 Tecomat Foxtrot

Základní moduly PLC řady Tecomat Foxtrot se skládají z několika částí. První částí je centrální modul, která obsahuje hlavní systémový procesor, rozhraní sériových kanálů, Ethernetové rozhraní a sběrnice TCL2. Druhou částí je procesor, který zajišťuje komunikaci po sběrnici CIB

(Common Installation Bus), která je specifickou sběrnicí vyvinutou společností Teco. Třetí částí je periferní modul, který obsahuje vstupy a výstupy. Přehled použitelných pamětí udává Tab. 1. Doba cyklu pro vykonání 1000 logických instrukcí je 0,2 ms. [16]

Tab. 1: Přehled použitelných pamětí PLC z řad Tecomat Foxtrot [16]

Velikost	Popis
192 kB (384 kB)	Paměť uživatelského programu CMOS RAM
64 kB	Paměť uživatelských tabulek
256 kB (448 kB)	Flash EEPROM paměť pro zálohu uživatelského programu a tabulek
64 kB (192 kB)	Paměť uživatelských registrů (Paměť pro proměnné)
2 MB	Flash EEPROM paměti pro archivaci projektu
512 kB	Přídavná paměť pro archivaci dat – Databox

### 2.1.2 Tecomat Foxtrot 2

Základní modul PLC z řady Tecomat Foxtrot 2 skládají z centrální jednotky, která obsahuje procesor (ARMv7 792 MHz), dvě nezávislá Ethernetová rozhraní, USB rozhraní (pro připojení externího USB disku/Wifi modulu), slot pro paměťovou kartu, sběrnice TCL2 a CIB, některé modely jsou osazeny LTE modem pro připojení k internetu a odesílání SMS. V závislosti na modelu jsou centrální jednotky doplněny o periferní rozhraní obsahující vstupy a výstupy. Doba cyklu pro vykonání 1000 logických operací je 0,043 ms, což je více jak 4,5x kratší čas než u předcházející řady Tecomat Foxtrot. [17]

Tab. 2: Přehled použitelných pamětí PLC z řad Tecomat Foxtrot 2 [17]

Velikost	Popis
4 MB	Paměť uživatelského programu
320 kB	Uživatelských registrů (Paměť pro proměnné), z toho 48 kB typu RETAIN (zálohovaných při výpadku napájení)
182 kB (256 kB)	Velikost Databoxu
128 MB	Souborová paměť
16 MB	RAM disk

## 2.2 Programování PLC dle normy IEC 61 131-3

### 2.2.1 Základní pojmy

Tato norma definuje základní stavební bloky kódu, kterými jsou takzvané POU („Program Organization Unit“). Existují tři základní typy POU: funkce (FUN), funkční blok (FB), program (PROG). [15]

Funkce je nejjednodušší jednotkou typu POU. Základní charakteristikou funkce je, že při volání se stejnými parametry dává vždy stejný výsledek. Vyhodnocením funkce vždy musí proběhnout během jednoho cyklu PLC. Výstupem funkce může být vždy jen jedna proměnná. Tato proměnná může být i složeného typu. [15]

Funkční blok si, narozdíl od funkce, může pamatovat hodnoty vnitřních proměnných, kterými mohou být například stavové proměnné a na základě této vlastnosti mohou být výstupy funkčního bloku rozdílné při několika voláních FB za sebou. FB umožňuje vracet více funkčních hodnot najednou. V rámci funkčního bloku mohou být volány jiné, dříve definované, funkční bloky a funkce. [15]

Program tvoří nejvyšší úroveň POU. Centrální jednotka PLC může vykonávat několik programů současně. V programu mohou být volány FB a funkce. [15]

Každá z POU se skládá ze dvou částí: deklarační a výkonné. V deklarační části jsou definovány proměnné různých datových typů a také s různou funkcí. Vstupní proměnné jsou předávány při volání POU a jsou základními vstupními parametry, podle kterých je rozhodnuto o výsledku. Lokální proměnné jsou proměnné, které jsou dostupné pouze v rámci dané POU. V případě funkcí jsou při každém volání nastaveny na výchozí hodnotu. V případě FB a programu mají hodnoty, které dostaly při minulém volání POU (FB, PROG). Výstupní proměnné jsou dostupné pouze pro FB a program a jsou to hodnoty, které jsou předávány do vyšší úrovně, ze které byly FB/Program volány. V programové části je pak vykonáván kód POU a do jednotlivých proměnných přiřazeny odpovídající hodnoty. Jednotlivé POU mohou být vytvářeny uživatelem anebo mohou být vytvořeny výrobcem a zařazeny do veřejně dostupných knihoven, ze kterých si je uživatel může použít ve svém programu. [15]

Proměnné mohou být definovány lokálně v POU, ve které mohou být následně použity. Pro deklaraci globálních proměnných, jejichž použití není závislé na POU, ve které byly deklarovány, je možné pomocí klíčových slov VAR\_GLOBAL. V Normě IEC 61131-3 jsou



uvedeny základní typy proměnných, které mohou být na PLC deklarovány. Příklady základních typů proměnných dle kategorie použití (v závorce je uvedena velikost v bitech):

- Binární - BOOL(1), BYTE(8), WORD(16),
- Celočíselné - SINT(8), USINT(8), INT(16), UINT(16), DINT(32), UDINT(32),
- Reálné – REAL(32), LREAL(64),
- Datum a čas – TIME(32), TOD(32), DT(64). [15]

Kromě základních typů proměnných, lze definovat pole (ARRAY) a složené struktury (STRUCT), které se mohou skládat z proměnných různých typů.

Nejvyšší softwarovou úrovní je *konfigurace* (CONFIGURATION), která je závislá na konkrétním řídicím systému včetně hardwaru. V rámci *konfigurace* lze definovat *zdroje* (RESOURCE). *Zdroj* je zařízení vykonávající program, který je definován na úrovni *úloh* (TASK). Jeden *zdroj* může obsahovat vykonávat více *úloh*. [15]

## 2.2.2 Programovací jazyky

Normou IEC 61131-3 jsou definovány programovací jazyky pro programování PLC. Celkem je normou definováno pět jazyků. Dva z nich jsou textové a tři grafické. Každá z POU může být naprogramována pomocí libovolného z jazyků a různé POU mohou být použity v jediné aplikaci nezávisle na tom, v jakém jazyce byly naprogramovány. V jedné aplikaci lze tedy kombinovat kód napsaný v různých jazycích. [15]

### 2.2.2.1 Ladder Diagram

Ladder diagram (dále jen LD) je grafický programovací jazyk založený na grafické reprezentaci elektrikářských reléových schémat. Vychází z interpretace elektrického zapojení. Mezi napájecími sběrnicemi se nachází příčky, na kterých jsou zapojeny jednotlivé prvky. Základními prvky jsou kontakty (spínací a rozpínací), které reprezentují vstupy a cívky, které reprezentují výstupy. [15]

### 2.2.2.2 Function Block Diagram

Function block diagram (dále jen FBD) je jazykem, který je založen na grafické reprezentaci jednotlivých funkčních bloků s různou funkcí. Připomíná schéma technologického procesu, kde jednotlivé bloky mohou reprezentovat jednotlivé prvky technologie, které jsou navzájem propojeny pomocí proměnných. [15]

### 2.2.2.3 Sequential Function Chart

Sequential Function Chart (dále jen SFC) je grafický programovací jazyk, který je vhodný pro programování sekvenčních úloh. Tento programovací jazyk je založen na grafické reprezentaci jednotlivých stavů. Mezi stavy lze přecházet při splnění přechodové podmínky. [18]

### 2.2.2.4 Instruction List

Instruction list (dále jen IL) je jednoduchý textový jazyk, který připomíná jazyk Assembler. Skládá se z jednoduchých instrukcí, které reprezentují základní příkazy. Jedná se o jazyk nižší úrovně a použití pro složitější aplikace je nevhodné vzhledem k jeho omezeným možnostem. [15]

### 2.2.2.5 Structured Text

Structured text (dále jen ST) je textový programovací jazyk vyšší úrovně. Vychází z jazyků Pascal, Ada a C. Umožňuje programování složitějších aplikací. Bývá obvyklé, že knihovny anebo složitější funkce a FB jsou naprogramovány v jazyce ST a dále použity aplikačním programátorem v libovolném jazyce. [15]

## 2.3 Programovací prostředí Mosaic

Mosaic je programovací prostředí od firmy Teco, které umožňuje programování dle normy IEC 61131-3. Kromě samotných klasických programovacích jazyků obsahuje nástroje usnadňující práci programátora (např.: GrafMaker, Datalogger, I/O konfigurator, PanelMaker, WebMaker a další). Obsahuje i knihovny předdefinovaných funkcí a FB. [15]

Programovací prostředí Mosaic obsahuje i rozšíření normy IEC 61131-3 o pointery<sup>1</sup>, které nejsou přítomny v základní normě. Použití pointerů výrazně zjednodušuje práci s daty a otevírá programátorovi nové možnosti. Při použití pointerů se program stává závislý na prostředí Mosaic a nemůže být jednoduše nahrán do jiného PLC, které odpovídá normě IEC 61131-3. [15]

---

<sup>1</sup> Pointer je speciální datový typ, pomocí kterého je předávána adresa proměnné namísto vlastní hodnoty proměnné. Pomocí pointerů lze snadněji realizovat složitější práci s pamětí.

### 3 Metody reléové identifikace

Pro zajištění správné regulace pomocí PID regulátorů, může být využito mnoho různých postupů. Jednou z takových skupin jsou metody založené na matematickém popisu regulované soustavy. Matematický popis může být získán různými způsoby, které již byly zmiňovány v úvodu této práce.

Jedním z těchto způsobů je reléová identifikace, která má oproti ostatním dříve zmiňovaným metodám výhodu, že nevyžaduje tak velkou předchozí znalost identifikovaného procesu jako ostatní metody. Mezi další z výhod reléových identifikací patří obvykle dobrá algoritmizovatelnost se kterou souvisí i dobrá automatizovatelnost těchto metod při zachování relativní jednoduchosti a malých nárocích na výpočetní výkon.

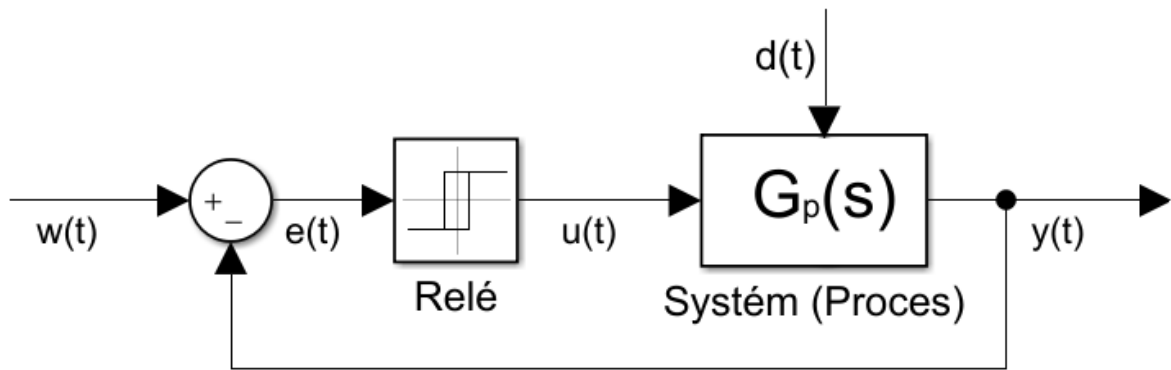
Existuje velké množství těchto metod. Jednodušší se zaměřují na identifikaci modelu soustavy z jediného identifikovaného bodu frekvenční či jiné charakteristiky. Složitější metody reléové identifikace dokáží identifikovat i více bodů během jediného experimentu.

#### 3.1 Základní principy metod reléové identifikace

Je vyzorováno, že zpětnovazební systémy, které mají zpožděný vstup oproti výstupu o  $\pi$  radiánů mohou kmitat. Pokud dojde k ustáleným kmitům s konstantní frekvencí a periodou, tak se systém nachází na mezi stability. Pro tuto frekvenci kmitů se odpovídající bod v Nyquistově frekvenční charakteristice nachází na souřadnicích  $(-1,0)$ . [12]

Tohoto principu využívá základní Metoda kritického zesílení Zieglera a Nicholse [4]. Tato metoda je velmi jednoduchá na použití, ale při praktickém využití má velké nevýhody. Vyžaduje přivedení systému na mez stability, což z technologického pohledu nemusí být možné. Navíc vyžaduje čas pro provedení experimentu, který odpovídá několika periodám kmitů pro každou hodnotu zesílení. Pro dlouhé periody kmitů je proto tato metoda časově velmi náročná. [12]

Nevýhodu s nebezpečím nestability odstraňují metody reléové zpětnovazební identifikace, které namísto PID regulátoru využívají relé. Za první z těchto metod je považována metoda Åströma a Hägglunda [10] z roku 1984. Základní schéma zapojení uvádí Obr. 2, kde  $w$  je požadované hodnota,  $e$  je regulační odchylka,  $u$  je akční veličina,  $d$  je poruchová veličina a  $y$  je regulovaná veličina. Toto značení bude použito v celé práci.



Obr. 2: Blokové schéma základního zapojení relé pro identifikaci

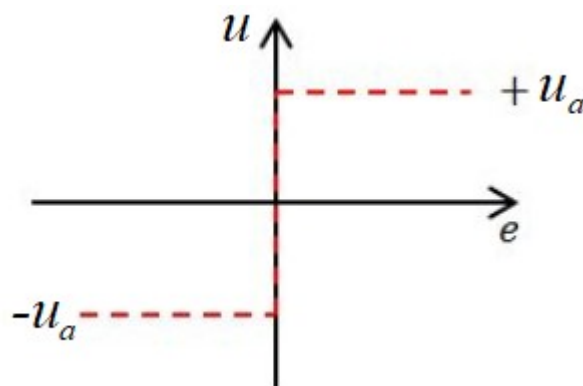
Při použití Fourierovy transformace a ekvivalentního přenosu lze odvodit vztah pro kritické zesílení  $r_{0k}$  pro ideální relé a následně s využitím Metody pro kritického zesílení Zieglera a Nicholse [4] určit parametry PID regulátoru. Podrobnější informace a odvození lze nalézt v [12].

Vztah pro kritické zesílení ideálního relé [12]:

$$r_{0k} = \frac{1}{|G_p(j \cdot \omega_k)|} = \frac{4 \cdot u_a}{\pi \cdot y_a}, \quad (3.1)$$

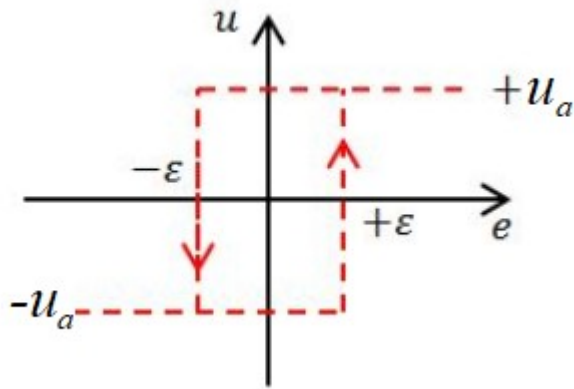
kde  $u_a$  je amplituda relé a  $y_a$  je amplituda kmitů procesu.

Zatímco ideální relé poskytuje informace o kritickém bodu z frekvenční charakteristiky ( $\omega_k$ ,  $r_{0k}$ ), tak ostatní dále uvedené úpravy relé dokáží poskytnou informace i o jiných bodech Nyquistovy frekvenční charakteristiky [12].



Obr. 3: Průběh funkce ideálního relé [12]

Při použití relé s hysterezí dochází k posunu identifikovaného bodu v Nyquistově frekvenční charakteristice, který pak leží na průsečíku Nyquistovy křivky a rovnoběžky s negativní částí reálné osy. Velikost posunu je dána velikostí hystereze. [12]



Obr. 4: Relé s hysterezí [12]

Průběh funkce relé s hysterezí je ukázán na Obr. 4, kde  $\varepsilon$  je hystereze a  $u_a$  je amplituda relé.

Přidání dopravního zpoždění (viz Obr. 5) způsobí fázový posuv [12]:

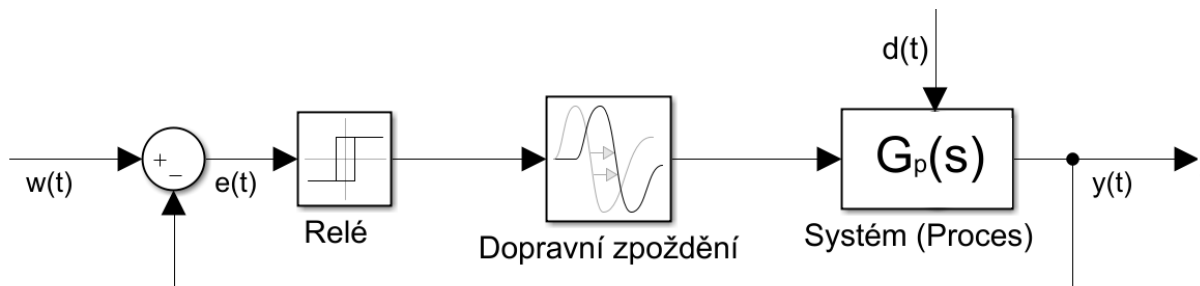
$$\Phi = -\omega \cdot \tau_d, \quad (3.2)$$

kde  $\tau_d$  je dopravní zpoždění a  $\omega$  je aktuální frekvence kmitů.

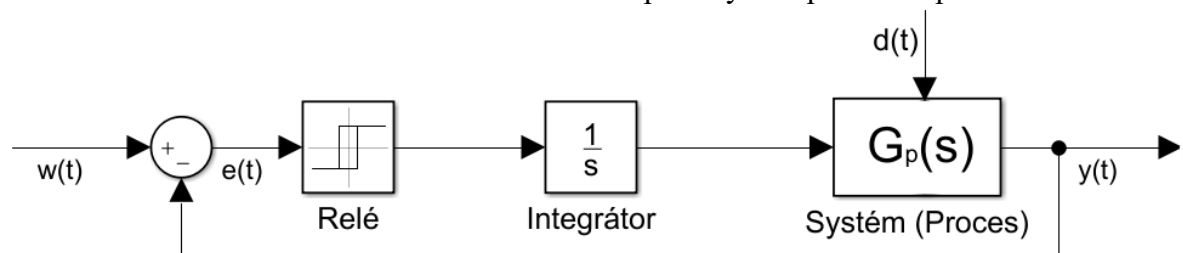
Přidání integrátoru do schématu reléové identifikace (Obr. 6) způsobí konstantní fázový posuv o  $-\pi/2$  radiánů. Ekvivalentem kritického zesílení poté je [12]:

$$\frac{1}{r_{ok}} = \frac{\omega_{-\pi/2}}{|G_p(\omega_{-\pi/2})|}, \quad (3.3)$$

kde  $\omega_{-\pi/2}$  je frekvence v bodě posunutém o  $-\pi/2$ .

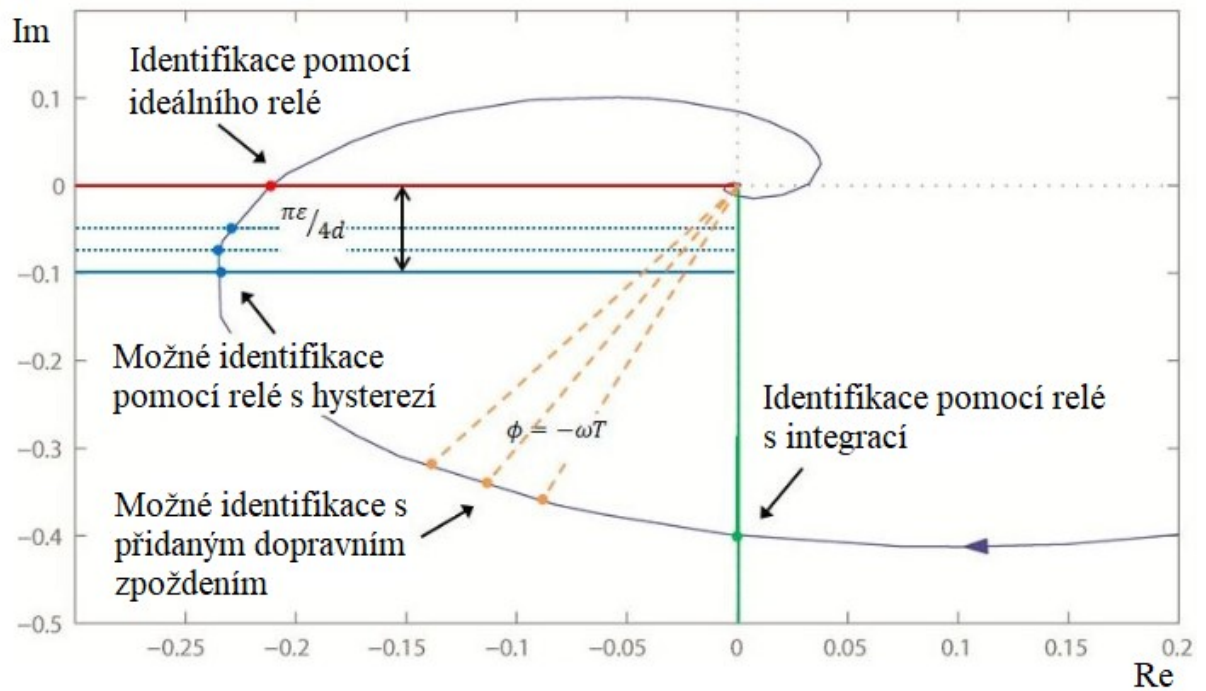


Obr. 5: Schéma reléové identifikace s přidáním dopravním zpožděním



Obr. 6: Schéma reléové identifikace s integrací

Vliv základních reléových modifikací souhrnně znázorněn zobrazuje Obr. 7. Více o reléových modifikacích může být nalezeno v [9], [11], [12].



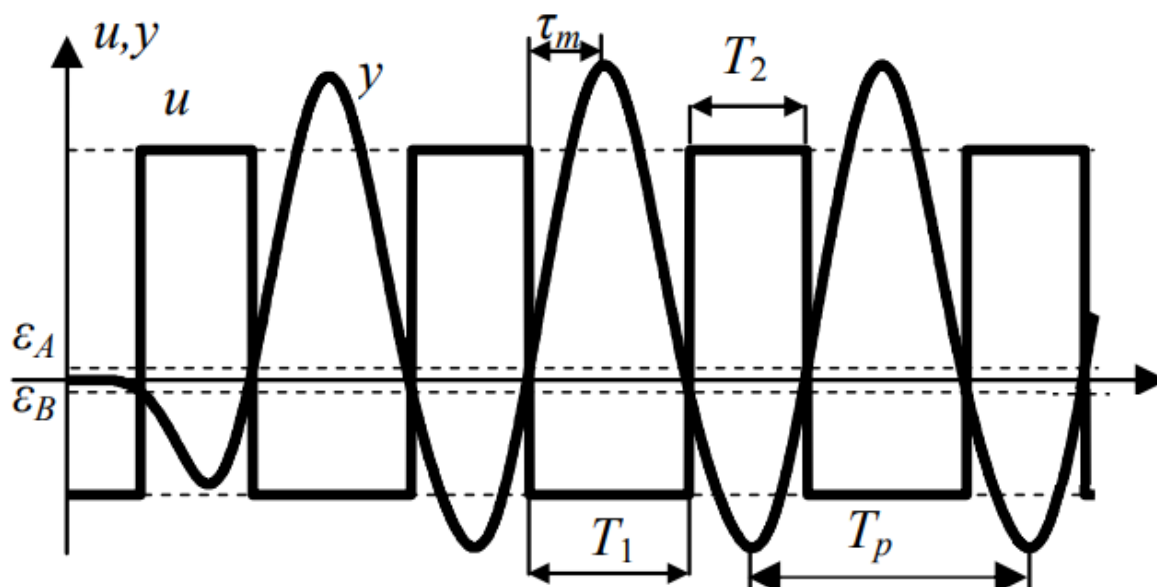
Obr. 7: Přehled základních reléových modifikací v Nyquistově frekvenční charakteristice [12].

## 3.2 Posuvná reléová metoda (The relay shifting method)

### 3.2.1 Základní princip metody

„The relay shifting method“ [1] je metodou reléové identifikace, která využívá jednoduchého reléového experimentu k získání dvou různých bodů z frekvenční charakteristiky identifikovaného procesu, které mohou být následně použity pro určení parametrů SOTD modelu (modelu druhého řádu s dopravním zpožděním). Blokové schéma experimentu je shodné se základním schématem zapojení reléové zpětnovazební identifikace, viz Obr. 2.

Tato metoda používá asymetrické relé s hysterezí pro identifikaci procesu v blízkosti pracovního bodu. Během experimentu se předpokládá, že po čase  $t_L$  dojde ke stabilním kmitům výstupní veličiny  $y$  identifikovaného procesu s periodou  $T_p$ , pro kterou platí následující podmínky:  $T_p = T_1 + T_2$  a  $T_1 \neq T_2$ . Při splnění těchto podmínek může být proces popsán lineárním časově invariantním SISO (jeden vstup a jeden výstup) modelem. Průběh experimentu zobrazuje Graf 1, kde  $\varepsilon_A$  a  $\varepsilon_B$  je hystereze relé a  $\tau_m$  je maximální dopravní zpoždění. [19]



Graf 1: Časový průběh veličin  $u$  a  $y$  v průběhu experimentu [19]

Během experimentu jsou určeny dva body  $G_{p1}(j\omega_1)$  a  $G_{p2}(j\omega_2)$  z frekvenční odezvy procesu  $G_p(j\omega)$ . Frekvence  $\omega_1$  je první harmonická frekvence procesu a  $\omega_2$  je druhou harmonickou frekvencí vstupního ( $u$ ) případně výstupního ( $y$ ) signálu procesu, kde dle [19] platí

$$\omega_1 = \frac{2\pi}{T_p}, \quad (3.4)$$

$$\omega_2 = 2 \cdot \omega_1, \quad (3.5)$$

$$G_{p1}(j\omega_1) = \frac{\int_t^{t+T_p} y(\tau) \cdot e^{-j\omega_1 \cdot \tau} d\tau}{\int_t^{t+T_p} u(\tau) \cdot e^{-j\omega_1 \cdot \tau} d\tau}, \text{ pro } t > t_L, \quad (3.6)$$

$$G_{p2}(j\omega_2) = \frac{\int_t^{t+T_p} \left( y(\tau) + y\left(\tau - \frac{T_p}{2}\right) \right) \cdot e^{-j\omega_2 \cdot \tau} d\tau}{\int_t^{t+T_p} \left( u(\tau) + u\left(\tau - \frac{T_p}{2}\right) \right) \cdot e^{-j\omega_2 \cdot \tau} d\tau}, \text{ pro } t \geq t_L. \quad (3.7)$$

Vztah (3.7), který určuje bod  $G_{p2}(j\omega_2)$ , vychází z použití filtru

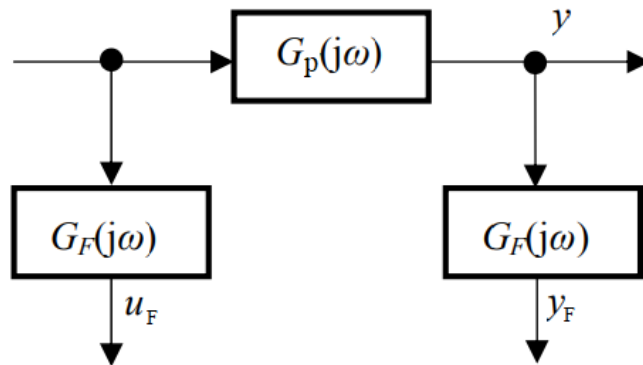
$$G_F(j\omega) = 1 + e^{-j\omega \cdot \frac{T_p}{2}}, \quad (3.8)$$

který odfiltruje všechny liché harmonické frekvence včetně základní frekvence  $\omega_1$  a dvakrát zesílí sudé harmonické frekvence včetně  $\omega_2$ . Blokové schéma filtru je zobrazeno na Obr. 8. Průběh akční veličiny  $u$  na výstupu z relé se po průchodu filtrem změní na  $u_F$ , pro který dle [19] platí, že

$$u_F(t) = u(t) + u\left(t - \frac{T_p}{2}\right). \quad (3.9)$$

Obdobně se i výstupní signál identifikovaného procesu  $y$  změní na  $y_F$ , dle [1] podle rovnice

$$y_F(t) = y(t) + y\left(t - \frac{T_p}{2}\right). \quad (3.10)$$



Obr. 8: Blokové schéma filtru [19]

Obvyklou pozici identifikovaných bodů  $G_{p1}(j\omega_1)$  a  $G_{p2}(j\omega_2)$  zobrazuje Obr. 9. Rozklad každého z bodů  $G_{p1}(j\omega_1)$  a  $G_{p2}(j\omega_2)$  na reálnou a imaginární část umožňuje vypočítat 2 neznámé parametry modelu pro každý z bodů. Celkově lze pomocí 2 bodů určit až 4 parametry

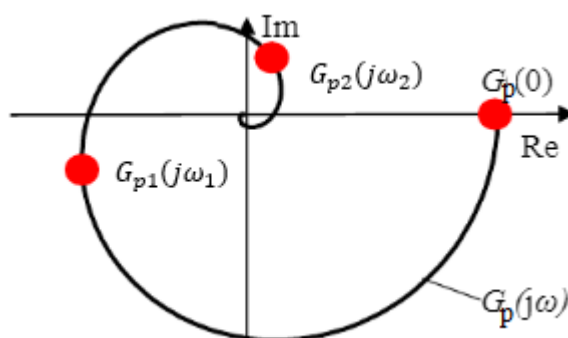


požadovaného modelu. Postup výpočtu parametrů modelu z těchto bodů je proveden v dalších částech této práce. [19]

Dalším bodem použitelným pro identifikaci modelu je  $G_p(0)$ , který odpovídá statické citlivosti modelu v identifikovaném pracovním bodu  $(u_0, y_0)$ . Vzhledem k použití asymetrického relé je možné, při současné přesné znalosti pracovního bodu  $(u_0, y_0)$ , získat statickou citlivost  $K$  dle [19]

$$K = G_p(0) = \frac{\int_t^{t+T} p(y(\tau) - y_0) d\tau}{\int_t^{t+T} p(u(\tau) - u_0) d\tau}, \text{ pro } t > t_L. \quad (3.11)$$

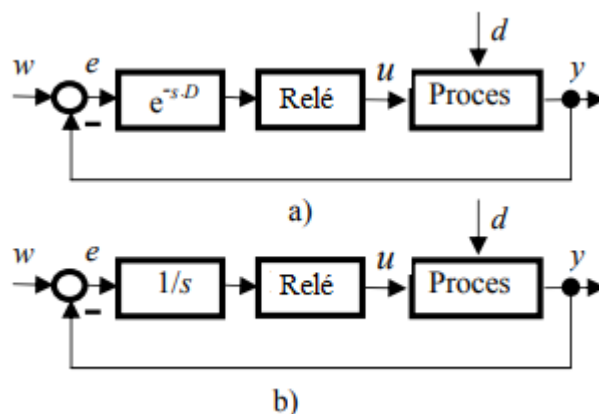
Získané body  $G_p(j\omega_1)$ ,  $G_p(j\omega_2)$  a případně  $G_p(0)$  lze pro určení modelu identifikované soustavy. Navíc byly tyto body získány bez jakýchkoliv předpokladů o modelu identifikovaného procesu, což je velká výhoda této metody. [19]



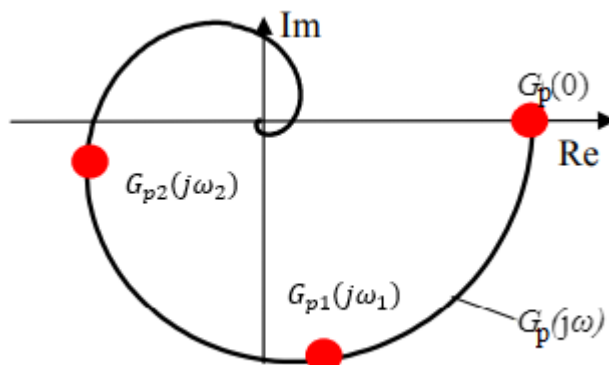
Obr. 9: Nyquistova frekvenční charakteristika s obvyklou pozicí bodů  $G_{p1}(j\omega_1)$  a  $G_{p2}(j\omega_2)$  získaných pomocí reléové identifikace za použití Posuvné reléové metody [1]. Bod  $G_p(0)$  odpovídá statické citlivosti identifikovaného systému v pracovním bodu  $(u_0, y_0)$ . [19]

### 3.2.2 Modifikace metody

Pozice bodů  $G_{p1}(j\omega_1)$  a  $G_{p2}(j\omega_2)$  nejsou, vzhledem ke své obvyklé pozici v Nyquistově frekvenční charakteristice, optimální pro určení modelu soustavy identifikovaného procesu (viz Obr. 9). Modifikací této metody přidáním dopravního zpoždění  $D$  (Obr. 10a), případně přidáním integrátoru (Obr. 10b), lze pozici identifikovaných bodů posunout k nižším úhlovým frekvencím (Obr. 11) a tím zlepšit schopnost identifikace modelu soustavy identifikovaného procesu. [19] [20]



Obr. 10: Modifikace Posuvné reléové metody ("The relay shifting metod") pro získání lepší polohy bodů k identifikaci modelu soustavy. Modifikace a) s přidáním dopravním zpožděním, b) s integrátorem [19]



Obr. 11: Obvyklá poloha bodů  $G_p(j\omega_1)$  a  $G_p(j\omega_2)$  určených modifikací "The relay shifting metod" pomocí dopravního zpoždění nebo integrátoru [19]

Tato metoda je navíc odolná proti chybě způsobené poruchou  $d$  v případě, že porucha je statická a má velikost  $d_a$ , protože tato chyba nemá vliv výpočet bodů  $G_p(j\omega_1)$  a  $G_p(j\omega_2)$ , což na dle [19] vyplývá z

$$\int_t^{t+T_p} d_a \cdot e^{-j\omega_i} d\tau = d_a \int_t^{t+T_p} e^{-j\omega_i} d\tau = 0, \text{ pro } i = 1, 2. \quad (3.12)$$

Předpokladem pro použití rovnice (3.8), pro určení statické citlivosti  $K$ , je předchozí znalost souřadnic pracovního bodu  $(u_0, y_0)$ , což nemusí být možné například z důvodu přítomnosti poruchy  $d$  se statickou velikostí  $d_a$ . [19]

Problém s přítomností statické poruchy může být vyřešen popsáním procesu požadovaným SOTD (model druhého řádu s dopravním zpožděním) modelem v okolí pracovního bodu.

Pro identifikaci byl dle [19] vybrán univerzální proporcionální model s dopravním zpožděním, který dokáže popsat kmitavé i nekmitavé soustavy. Přenos tohoto modelu je

$$M(s) = \frac{K \cdot e^{-s \cdot \tau_d}}{a_2 \cdot s^2 + a_1 \cdot s + 1} \quad (3.13)$$

Pro určení neznámých parametrů  $(K, \tau_d, a_2, a_1)$  je nutné použít dva identifikované body. Těmito body mohou být  $G_p(j\omega_1)$  a  $G_p(j\omega_2)$ , takže není nutné znát statickou citlivost  $K = G_p(0)$ . [19]

### 3.2.3 Určení SOTD modelu z identifikovaných bodů

Model (3.13) obsahuje 4 neznámé parametry: statickou citlivost  $K$ , dopravní zpoždění  $\tau_d$  a koeficienty  $a_2$  a  $a_1$ . Tyto parametry mohou být určeny z bodů  $G_{p1}(j\omega_1)$ ,  $G_{p2}(j\omega_2)$  následujícím způsobem. [19]

Identifikované body frekvenční charakteristiky lze rozdělit na reálnou a imaginární část:

$$G_{p1}(j\omega_1) = R_1 + j \cdot I_1, \quad (3.14)$$

$$G_{p2}(j\omega_2) = R_2 + j \cdot I_2. \quad (3.15)$$

Dosazením  $s = j\omega$  do modelu přenosu (3.13) získáme

$$G_{ident}(j\omega) = \frac{K \cdot e^{-j\omega \cdot \tau_d}}{a_2 \cdot (j\omega)^2 + a_1 \cdot (j\omega) + 1} \quad (3.16)$$

S použitím Eulerova rozkladu exponenciální funkce v rovnici (3.16) dostáváme:

$$G_{ident}(j\omega) = \frac{K \cdot (\cos(\omega \cdot \tau_d) - j \cdot \sin(\omega \cdot \tau_d))}{1 - a_2 \cdot \omega^2 + j \cdot a_1 \cdot \omega} \quad (3.17)$$

Z požadavku na průchod modelu identifikovaným body dostáváme [19]:

$$G_{ident}(j\omega_i) = \frac{K \cdot (\cos(\omega_i \cdot \tau_d) - j \cdot \sin(\omega_i \cdot \tau_d))}{1 - a_2 \cdot \omega_i^2 + j \cdot a_1 \cdot \omega_i} = G_p(j\omega_i) = R_i + j \cdot I_i, \text{ pro } i = 1, 2 \quad (3.18)$$

$$K \cdot \cos(\omega_i \tau_d) - jK \cdot \sin(\omega_i \tau_d) = R_i(1 - a_2 \omega_i^2) - I_i a_2 \omega_i + j \left( R_i a_1 \omega_i + I_i(1 - a_2 \omega_i^2) \right), \quad (3.19)$$

kde  $i = 1, 2$ .

Při rozkladu na reálnou a imaginární část dostáváme 4 transcendentní rovnice o 4 neznámých. Při znalosti maximálního dopravního zpoždění  $\tau_m$  (z Graf 1) lze dle [19] tuto soustavu iteračně vyřešit Metodou nejmenších čtverců při parametrizaci  $\tau_d \in \langle 0, \tau_m \rangle$  za použití kritéria

$$Kr(K, \tau_d, a_2, a_1) = \sum_{i=1}^2 \left( G_{pi}(j\omega_i) - G_{ident}(j\omega_i) \right)^2. \quad (3.20)$$

Při požadavku hledání stabilního systému pomocí SOTD modelu (3.13) jsou pro výsledné hodnoty neznámých parametrů uvažována tato omezení:

$$D_f = \{(K, \tau_d, a_2, a_1): K > 0, a_2 > 0, a_1 > 0, \tau_d \in < 0, \tau_m >\}$$

Maximální hodnota dopravního zpoždění  $\tau_m$  vyplývá z Grafu 1. Výpočet Metodou nejmenších čtverců lze dle [19] zapsat ve tvaru

$$\hat{\boldsymbol{\theta}} = \underset{\substack{\tau_d \in < 0, \tau_m > \\ K > 0, a_2 > 0, a_1 > 0}}{\operatorname{arg\,min}} Kr \left( \begin{bmatrix} (\mathbf{Z}^T \mathbf{Z})^{-1} \cdot \mathbf{Z}^T \mathbf{p} \\ \tau_d \end{bmatrix} \right), \text{ kde} \quad (3.21)$$

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_1 \tau_d) & R_1 \omega_1^2 & I_1 \omega_1 \\ -\sin(\omega_1 \tau_d) & I_1 \omega_1^2 & -R_1 \omega_1 \\ \cos(\omega_2 \tau_d) & R_2 \omega_2^2 & I_2 \omega_2 \\ -\sin(\omega_2 \tau_d) & I_2 \omega_2^2 & -R_2 \omega_2 \end{bmatrix}, \mathbf{p} = \begin{bmatrix} R_1 \\ I_1 \\ R_2 \\ I_2 \end{bmatrix}, \boldsymbol{\theta} = \begin{bmatrix} K \\ a_2 \\ a_1 \\ \tau_d \end{bmatrix}. \quad (3.22)$$

## 4 Nastavování PID regulátorů

PID a PI regulátory jsou dle [2] v průmyslové praxi zdaleka nejpoužívanějšími typem regulátorů. Alarmující se je přitom skutečnost, že velmi často bývají špatně nastaveny. Což vede ke špatnému fungování regulovaného systému a tím i k možným finančním ztrátám. Jak již bylo zmíněno v úvodu, existuje mnoho možných metod nastavení PID regulátorů, které mohou vycházet z provedení experimentu, například: Zieglerova-Nicholsonova metoda kritických parametrů [4] nebo Tyreusova-Luybenova metoda kritických parametrů [3]. Při použití těchto experimentálních metod se nesnažíme porozumět struktuře regulované procesu, ale na základě průběhu experimentu ladíme parametry regulátoru, tak aby byl regulátor schopen daný proces uregulovat.

Další způsob nastavování PID regulátorů vychází ze znalosti modelu regulované soustavy. Na základě matematického popisu řízeného procesu lze různými způsoby dospět k optimálním parametrům nastavení PID regulátoru, některé z nich jsou uvedeny v dalších částech této práce.

Dle [3], [6] mezi základní požadavky na PID regulátory patří: sledování žádané veličiny ( $w$ ) regulovanou veličinou ( $y$ ), potlačení nežádoucího škodlivého vlivu poruch ( $d$ ) a zajištění stability regulačního obvodu. Tyto základní úkoly mohou být, vzhledem k nespočetným metodám nastavování regulátorů, plněny s různou kvalitou. Proto je důležité si pro každý proces definovat jaké požadavky a s jakou kvalitou mají být splněny. Pro hodnocení kvality regulace je možné použít různá kritéria. Vybraná kritéria hodnocení kvality regulace budou uvedena v dalších částech této práce.

Základní přenos ideálního paralelního analogového PID regulátoru s 1 stupněm volnosti:

$$G_r(s) = r_0 \left( 1 + \frac{1}{s \cdot T_i} + s \cdot T_d \right), \text{ kde} \quad (4.1)$$

$$T_i = \frac{r_0}{r_i} \quad (4.2)$$

$$T_d = \frac{r_d}{r_0} \quad (4.3)$$

Alternativní forma přenosu ideálního paralelního PID regulátoru:

$$G_r(s) = r_0 \left( 1 + \frac{r_i}{s \cdot r_0} + s \cdot \frac{r_d}{r_0} \right) \quad (4.4)$$

## 4.1 Nastavení parametrů dle modelu soustavy

Model soustavy identifikovaný pomocí Posuvné reléové metody [1] („The relay shifting method“):

$$M(s) = \frac{K \cdot e^{-s\tau_d}}{a_2 \cdot s^2 + a_1 \cdot s + 1}. \quad (3.13)$$

Model (3.13) je značně univerzálním SOTD modelem, který umožňuje popsat kmitavý i nekmitavý systém druhého řádu s možným dopravním zpožděním.

Pro nekmitavé soustavy lze model (3.13) převést na tvar

$$M(s) = \frac{K \cdot e^{-s\tau_d}}{(T_1 \cdot s + 1)(T_2 \cdot s + 1)}, \quad (4.5)$$

kde  $T_1$  a  $T_2$  jsou časové konstanty a  $T_1 \geq T_2$ .

Porovnáním koeficientů polynomů jmenovatelů přenosů (3.13) a (4.5) získáváme pro převod mezi modely následující soustavu rovnic

$$a_1 = T_1 + T_2, \quad (4.6)$$

$$a_2 = T_1 \cdot T_2, \quad (4.7)$$

pro kterou může být nalezeno řešení ve tvaru

$$T_{1,2} = \frac{a_1 \pm \sqrt{a_1^2 - 4 \cdot a_2}}{2}, \quad (4.8)$$

$$T_{2,1,2} = \frac{a_2}{T_{1,2}}. \quad (4.9)$$

Z (4.8) a (4.9) je vybrána odpovídající kombinace tak, aby platilo  $T_1, T_2 > 0$  a aby značení odpovídalo zbytku práce  $T_1 \geq T_2$ . Z metody identifikace uvedené v části 3.2.3 vyplývá, že koeficienty  $a_1, a_2 > 0$ , proto pro převedení modelu (3.13) na (4.5) musí být splněna podmínka

$$a_1^2 \geq 4a_2, \quad (4.10)$$

která vyplývá z (4.8).

A pro kmitavé soustavy může být model (3.13) upraven na

$$M(s) = \frac{K \cdot e^{-s\tau_d}}{T_0^2 \cdot s^2 + 2 \xi_0 T_0 \cdot s + 1}, \quad (4.11)$$

kde  $\xi_0$  je tlumení a

$$T_0 = \frac{1}{\omega_0}, \quad (4.12)$$

kde  $\omega_0$  je netlumená (přirozená) úhlová frekvence systému. Z porovnání koeficientů polynomů jmenovatelů (3.13) a (4.11) vyplývá

$$T_0 = \sqrt{a_2}, \quad (4.13)$$

$$\xi_0 = \frac{a_1}{2 \cdot \sqrt{a_2}}. \quad (4.14)$$

Použití modelu (4.11) má smysl pro  $\xi_0 \leq 1$  [3].

Jednotlivé metody nastavení PID parametrů na základě modelů soustavy počítají s různými tvary modelů soustavy. A proto jsou některé z dále uvedených metod použitelné pouze při specifickém výsledku reléové identifikace.

#### 4.1.1 PMC metoda („Phase margin criterion“)

Tato metoda je založená na kompenzačním seřízení na základě požadované bezpečnosti ve fázi a modelu (3.13) [21]. Kompenzační seřízení je postup seřízení regulátoru, který hledá parametry regulátoru v takovém tvaru, aby bylo možné v přenosu otevřeného regulačního obvodu  $G_o(j\omega)$  vykrátit členy v čitateli přenosu regulátoru s členy v jmenovateli modelu soustavy. A na základě zbylých parametrů najít optimální seřízení regulátoru.

#### Systémy s dopravním zpožděním

Pro uvažovaný SOTD model identifikované soustavy (3.13) a ideální PID regulátor ve tvaru

$$G_r(s) = \frac{r_0 \cdot s + r_i + r_d \cdot s^2}{s} \quad (4.15)$$

, který odpovídá tvaru (4.4) dostaneme pro přenos otevřeného regulačního obvodu

$$G_o(s) = G_r(s) \cdot M(s) = \frac{r_i \left( \frac{r_d}{r_i} s^2 + \frac{r_0}{r_i} s + 1 \right)}{s} \cdot \frac{K \cdot e^{-s \cdot \tau_d}}{a_2 \cdot s^2 + a_1 \cdot s + 1}. \quad (4.16)$$

Při volbě dle [21]

$$\frac{r_d}{r_i} = a_2, \quad (4.17)$$

$$\frac{r_0}{r_i} = a_1, \quad (4.18)$$

a dosazením do (4.16) a následným zkrácením dostáváme

$$G_o(s) = \frac{r_i \cdot K \cdot e^{-s\tau_d}}{s}. \quad (4.19)$$

Pro frekvenční formulaci přenosu (4.19) a následnou úpravou získáme

$$G_o(j\omega) = \frac{r_i \cdot K \cdot e^{-s\tau_d}}{j\omega} = \frac{r_i \cdot K \cdot e^{-j\omega\tau_d}}{e^{j\frac{\pi}{2}} \cdot \omega} = \frac{r_i \cdot K}{\omega} \cdot e^{-j(\omega\tau_d + \frac{\pi}{2})}. \quad (4.20)$$

Podle [21] na základě Nyquistova kritéria stability

$$\gamma = \arg G_o(j\omega_p) + \pi, \quad (4.21)$$

kde  $\gamma$  je bezpečnost ve fázi a  $\omega_p$  je průchozí úhlová frekvence, platí

$$|G_o(j\omega_p)| = 1 = \frac{r_i \cdot |K|}{\omega_p}, \quad (4.22)$$

$$\omega_p = r_i \cdot |K|. \quad (4.23)$$

Dosazením (4.20) a (4.25) do (4.21) dostáváme

$$\arg G_o(j\omega_p) = -\pi + \gamma = -\omega_p \cdot \tau_d - \frac{\pi}{2}, \quad (4.24)$$

$$\omega_p \cdot \tau_d = \frac{\pi}{2} - \gamma, \quad (4.25)$$

$$r_i \cdot |K| \cdot \tau_d = \frac{\pi}{2} - \gamma. \quad (4.26)$$

Hledané parametry dle [21]  $r_o$ ,  $r_i$  a  $r_d$  na základě rovnic (4.26), (4.16) a (4.17) jsou

$$r_i = \frac{\pi - 2\gamma}{2 \cdot |K| \cdot \tau_d}, \quad (4.27)$$

$$r_o = a_1 \cdot r_i, \quad (4.28)$$

$$r_d = a_2 \cdot r_i. \quad (4.29)$$

Pro běžné regulační obvody je doporučována bezpečnost ve fázi  $\gamma \in \langle \pi/6, \pi/3 \rangle$  [3].

Tato metoda je vhodná pro identifikované kmitavé i nekmitavé stabilní systémy s dopravním zpožděním. [21]

Při dalším použití v této práci bude tato metoda označena jako  $PMC(\tau_d > 0)$  a bude použita bezpečnost ve fázi  $\gamma = \pi/4$ .



## Systémy bez dopravního zpoždění

Pro systémy ve tvaru (3.13) dle [21] bez dopravního zpoždění ( $\tau_d = 0$ ) dostáváme přenos otevřeného regulačního obvodu

$$G_o(s) = \frac{r_i \cdot K}{s}, \quad (4.30)$$

který odpovídá (4.19). Při požadavku na přenos řízení ve tvaru

$$G_{wy}(s) = \frac{1}{T_w \cdot s + 1}, \quad (4.31)$$

kde  $T_w$  je volitelná časová konstanta přenosu řízení.

Z požadavku na přenos řízení (4.30) a z přenosu otevřeného regulačního obvodu (4.30) dostáváme

$$G_{wy}(s) = \frac{G_o(s)}{1 + G_o(s)} = \frac{\frac{r_i \cdot K}{s}}{1 + \frac{r_i \cdot K}{s}} = \frac{1}{\frac{1}{r_i \cdot K} \cdot s + 1} = \frac{1}{T_w \cdot s + 1}, \quad (4.32)$$

pak při srovnání koeficientů dostáváme

$$T_w = \frac{1}{r_i \cdot K}, \quad (4.33)$$

při volbě  $T_w$

$$r_i = \frac{1}{T_w \cdot K}, \quad (4.34)$$

kde  $T_w$  je vhodné volit

$$T_w \leq T_1, \quad (4.35)$$

kde  $T_1$  je dominantní časová konstanta identifikovaného modelu. V případě kmitavé soustavy lze pro volbu  $T_w$  použít převrácenou hodnotu z absolutní hodnoty dominantního kořenu jmenovatele přenosu (3.13), neboli

$$T_w \leq \frac{1}{\left| \operatorname{Re} \left( \frac{-a_1 + \sqrt{a_1^2 - 4 \cdot a_2}}{2 \cdot a_2} \right) \right|}. \quad (4.36)$$

Parametry  $r_0$  a  $r_d$  získáme na základě (4.28) a (4.29). Toto nastavení je vhodné pro kmitavé i nekmitavé stabilní systémy bez dopravního zpoždění identifikované na základě modelu (3.13) [21]. Při dalším použití v této práci bude tato metoda označena jako  $PMC(\tau_d = 0)$ .

#### 4.1.2 AMC metoda („Amplitude margin criterion“)

Tato metoda je shodná s metodou  $PMC(\tau_d > 0)$ , ale místo bezpečnosti ve fázi používá amplitudovou bezpečnost  $m_A$ . Dle [3] je vhodné volit  $m_A \in (2; 5)$ . Amplitudová bezpečnost dle [6]

$$m_A = \frac{1}{|G_o(j\omega_k)|} \quad (4.37)$$

kde  $G_o$  je otevřený regulační obvod a  $\omega_k$  je kritická úhlová frekvence.

Odvození dle [21] vychází z rovnice (4.20) při použití (4.17) a (4.18). Při rozdělení (4.20) na reálnou a imaginární část za použití Eulerova vzorce dostáváme

$$G_o(j\omega) = \frac{r_i \cdot K \cdot \sin(\omega \cdot \tau_d)}{-\omega} + j \cdot \frac{r_i \cdot K \cdot \cos(\omega \cdot \tau_d)}{-\omega} \quad (4.38)$$

Pro imaginární část

$$\text{Im}(G_o(j\omega_k)) = \frac{r_i \cdot K \cdot \cos(\omega_k \cdot \tau_d)}{-\omega_k} = 0 \quad (4.39)$$

$$\cos(\omega_k \cdot \tau_d) = 0 \quad (4.40)$$

$$\omega_k \cdot \tau_d = \frac{\pi}{2} \rightarrow \omega_k = \frac{\pi}{2\tau_d} \quad (4.41)$$

Pro reálnou část při dosazení  $\omega_k = \frac{\pi}{2\tau_d}$

$$\text{Re}(G_o(j\omega_k)) = \frac{r_i \cdot K \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2\tau_d} \cdot \tau_d\right)}{-\frac{\pi}{2\tau_d}} = 0 \quad (4.42)$$

Po úpravách dostáváme

$$\text{Re}(G_o(j\omega_k)) = \frac{2\tau_d \cdot r_i \cdot K}{-\pi} = 0 \quad (4.43)$$

Při dosazení (4.43) do (4.37) a úpravě dostáváme

$$r_i = \frac{\pi}{2\tau_d \cdot m_A \cdot K} \quad (4.44)$$

Pro  $r_o$  a  $r_d$  platí vzorce (4.17) a (4.18).

### 4.1.3 DMM („Desired model method“)

Metoda *DMM* [3] je kompenzační metodou určenou pro kmitavé i nekmitavé soustavy popsané přenosy (4.5) a (4.11). Metoda používá k regulaci vnitřní model a pro regulátor používá přímou syntézu

$$G_R(s) = \frac{1}{G_p(s)} \cdot \frac{G_{wy}(s)}{1 - G_{wy}(s)}, \quad (4.45)$$

kde

$$G_{wy}(s) = \frac{K}{s + K} \cdot e^{-s \cdot \tau_d}, \quad (4.46)$$

přičemž  $G_{wy}(s)$  je požadovaný přenos řízení a  $T_w$  je volitelná časová konstanta vnitřního regulačního obvodu [3]. Pro systémy bez dopravního zpoždění je použit model [3]

$$G_{wy}(s) = \frac{1}{T_w \cdot s + 1}. \quad (4.47)$$

### Kmitavé systémy

Pro kmitavé systémy popsané přenosem (4.11) s tlumením  $0,5 < \xi_0 \leq 1$  jsou parametry nastavení PID regulátoru

$$T_i = 2\xi_0 T_0 - T = a_1 - T, \quad (4.48)$$

$$T_d = \frac{T_0}{2\xi_0} - \frac{T}{4} = \frac{a_2}{a_1} + \frac{T}{4}, \quad (4.49)$$

$$r_0 = \frac{T_i}{K} \cdot p, \quad (4.50)$$

kde  $T$  je vzorkovací perioda a  $p$  je parametr závislý na dopravním zpoždění  $\tau_d$ , volený dle Tab. 3. [3]

Tab. 3: Určení parametru  $p$  v závislosti na dopravním zpoždění  $\tau_d$  [3]

$\tau_d > 0$	$\tau_d = 0$
$p = \frac{1}{K(\alpha T) + \beta \tau_d}, \quad (4.51)$	$p = \frac{2}{K(2T_w + T)}, \quad (4.52)$
<p>Kde <math>\alpha</math> a <math>\beta</math> jsou koeficienty určené na základě Tab. 4.</p> <p>Doporučená vzorkovací perioda <math>T &lt; 0,3\tau_d</math></p>	<p>Kde <math>T_w</math> je požadovaná časová konstanta.</p> <p>Doporučená vzorkovací perioda <math>T \in (0,2; 0,5)T_w</math></p>

Tab. 4: Volba koeficientů  $\alpha$  a  $\beta$  na základě požadovaného relativního překmitu  $\kappa$  [3]

$\kappa$	0	0,05	0,10	0,15	0,20	0,25	0,30	0,35	0,40	0,45	0,50
$\alpha$	1,282	0,984	0,884	0,832	0,763	0,697	0,669	0,640	0,618	0,599	0,577
$\beta$	2,718	1,944	1,720	1,561	1,437	1,337	1,248	1,172	1,104	1,045	0,992

Dle [3] je vhodné volit relativní překmit  $\kappa \leq 0,2$ . V této práci bude použito limitní nastavení  $\kappa = 0$ , pro nulový relativní překmit.

### Nekmitavé systémy

Pro nekmitavé systémy popsaná modelem (4.5) jsou parametry nastavení PID regulátoru

$$T_i = T_1 + T_2 - T, \quad (4.53)$$

$$T_d = \frac{T_1 T_2}{T_1 + T_2} - \frac{T}{4}, \quad (4.54)$$

pro  $r_0$  platí vztah (4.50) pro  $\kappa = 0$ . [3]

#### 4.1.4 Metoda SIMC („SIMple Control“/„Skogestad IMC“)

Metoda *SIMC* [5] je určená k nastavování parametrů ideálního PID regulátoru. Metoda používá k regulaci vnitřní model (Internal Model Control) a přenos regulátoru je dle [3] získán pomocí přímé syntézy z (4.45), kde

$$G_{wy}(s) = \frac{1}{T_w \cdot s + 1} \cdot e^{-s \cdot \tau_d}. \quad (4.55)$$

V [3] je pro SOTD model stabilní soustavy (4.5) uvedeno

pro  $T_1 \leq 4(T_w + \tau_d)$

$$r_0 = \frac{T_1 + T_2}{K(T_w + \tau_d)}, \quad (4.56)$$

$$T_i = T_1 + T_2 = a_1, \quad (4.57)$$

$$T_d = \frac{T_2}{1 + \frac{T_2}{T_1}}, \quad (4.58)$$

$T_1 > 4(T_w + \tau_d)$

$$r_0 = \frac{T_1[T_2 + 4(T_w + \tau_d)]}{4K(T_w + \tau_d)^2}, \quad (4.59)$$

$$T_i = T_2 + 4(T_w + \tau_d) \quad (4.60)$$

$$T_d = \frac{4T_2(T_w + \tau_d)}{T_2 + 4(T_w + \tau_d)}. \quad (4.61)$$

Takto nastavené parametry PID regulátoru by měly poskytnou velmi rychlou a kvalitní odezvu na změnu žádané hodnoty  $w$ . Toto nastavení má ale nevýhodu pro  $T_1 \gg \tau_d$ , protože pak je reakce na poruchovou veličinu  $d$  velmi pomalá. Pro tento případ je dle [3] doporučeno volit

$$T_i = \min[T_1, 4(T_w + \tau_d)]. \quad (4.62)$$

V [3] je uvedeno, že když platí  $T_1 \gg \tau_d$  a požadované pracovní kmitočty jsou  $\omega \gg 1/T_1$  může být přenos (4.55) nahrazen integračním přenosem

$$G_{wy}(s) = \frac{K}{s^2} \cdot e^{-s \cdot \tau_d}. \quad (4.63)$$

Pro požadované chování ve tvaru (4.63) pro regulovanou soustavu (4.5) jsou vzorce (4.56) až (4.61) upraveny a dle [3] dostáváme

pro  $T_1 \leq 8 \cdot \tau_d$

$$r_0 = \frac{0,5 \cdot (T_1 + T_2)}{K \cdot \tau_d}, \quad (4.64)$$

$$T_i = T_1 + T_2 = a_1, \quad (4.65)$$

$$T_d = \frac{T_2}{1 + \frac{T_2}{T_1}}, \quad (4.66)$$

pro  $T_1 > 8 \cdot \tau_d$

$$r_0 = \frac{0,5 \cdot T_1}{K \cdot \tau_d} \left( 1 + \frac{T_2}{8 \cdot \tau_d} \right), \quad (4.67)$$

$$T_i = 8\tau_d + T_2, \quad (4.68)$$

$$T_d = \frac{T_2}{1 + \frac{T_2}{8 \cdot \tau_d}}. \quad (4.69)$$

#### 4.1.5 Metoda AMIGO

Metoda *AMIGO* [22] je určena pro stabilní systémy s dopravním zpožděním dle modelu (4.5) .

Pro tento model mohou být parametry PID regulátoru nastaveny dle [23] na

$$r_0 = \frac{0,19}{K} + \frac{0,37 \cdot T_1 + 0,18 \cdot T_2}{K \cdot \tau_d} + \frac{0,02 \cdot T_1 \cdot T_2}{K \cdot \tau_d^2}, \quad (4.70)$$

$$r_i = \frac{0,48}{K \cdot \tau_d} + \frac{0,03 \cdot T_1 - 0,0007 \cdot T_2}{K \cdot \tau_d^2} + \frac{0,0012}{K \cdot \tau_d^3}, \quad (4.71)$$

$$r_d = \frac{T_1 + T_2}{K(T_1 + T_2 + \tau_d)} \left( 0,29 \cdot \tau_d + 0,16 \cdot T_1 + 0,2 \cdot T_2 + \frac{0,28 \cdot T_1 \cdot T_2}{\tau_d} \right). \quad (4.72)$$

## 4.2 Reálné PID regulátory

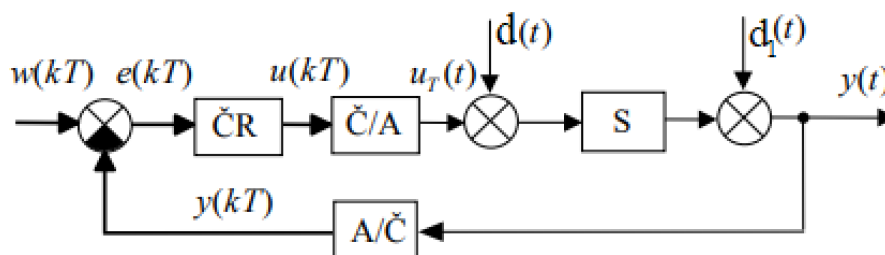
Struktura ideálního paralelního PID regulátoru (4.1), případně (4.4), je jednoduchá a umožňuje nastavení základních parametrů  $r_0$ ,  $r_i$  a  $r_d$ . Pro praktické použití je nutné být si vědom omezení, která přináší reálný regulátor.

### 4.2.1 Číslicové regulátory

V dnešních elektronických zařízeních, která jsou většinou číslicová, jsou i PID regulátory realizovány číslicově. Základem číslicových (diskrétních)<sup>2</sup> regulačních obvodů je převod spojité veličiny na diskrétní. Při diskrétním vzorkování máme informace o spojité veličině pouze v časech

$$t = k \cdot T, k = 0, 1, 2, \dots, \quad (4.73)$$

kde  $k$  je diskrétní čas a  $T$  je perioda vzorkování. Pro převod signálu z analogového na digitální a zpět se používají analogově číslicové (A/Č) a číslicově analogové (Č/A) převodníky. Regulační obvod s diskrétním regulátorem, A/Č a Č/A převodníky je zobrazen na Obr. 12. [6]



Obr. 12: Schéma regulačního obvodu s číslicovým regulátorem [3]

Při převodu signálu z analogového na diskrétní dochází ke ztrátě informace o hodnotě signálu v časech mezi jednotlivými vzorky. Při diskrétním vzorkování jsme tedy schopni zachytit pouze určité spektrum úhlových frekvencí obsažených v původním spojitém signálu. Nejvyšší úhlová frekvence  $\omega_m$ , kterou jsme schopni zachytit, je dána vztahem [6]

$$\omega_m = \frac{\pi}{T}. \quad (4.74)$$

<sup>2</sup> Celá tato práce předpokládá kvantizační chybu za zanedbatelně malou a díky tomu lze dle [3] pojmy číslicový a diskrétní považovat za ekvivalentní.

Z mezní úhlové frekvence lze dopočítat mezní periodu  $T_m$

$$T_m = \frac{2\pi}{\omega_m}, \quad (4.75)$$

pro kterou musí platit, že za čas  $T_m$  získáme alespoň dva vzorky signálu. [5]

Na základě těchto požadavků byla formulována Nyquistova-Shannonova-Kotelnikova podmínka pro vzorkovací periodu [6]

$$T \leq \frac{\pi}{\omega_m}. \quad (4.76)$$

Pro použití podmínky (4.76) je nutné znát frekvenční spektrum signálu, které ovšem není běžně dostupné. Pro volbu vzorkovací periody lze použít jednodušeji aplikovatelné vztahy, které vycházejí z přechodové charakteristiky nebo časových konstant soustavy. [6]

Podmínka pro vzorkovací periodu na základě přechodové charakteristiky dle [3]

$$T \cong \left( \frac{1}{15} \text{ až } \frac{1}{6} \right) \cdot t_{95}, \quad (4.77)$$

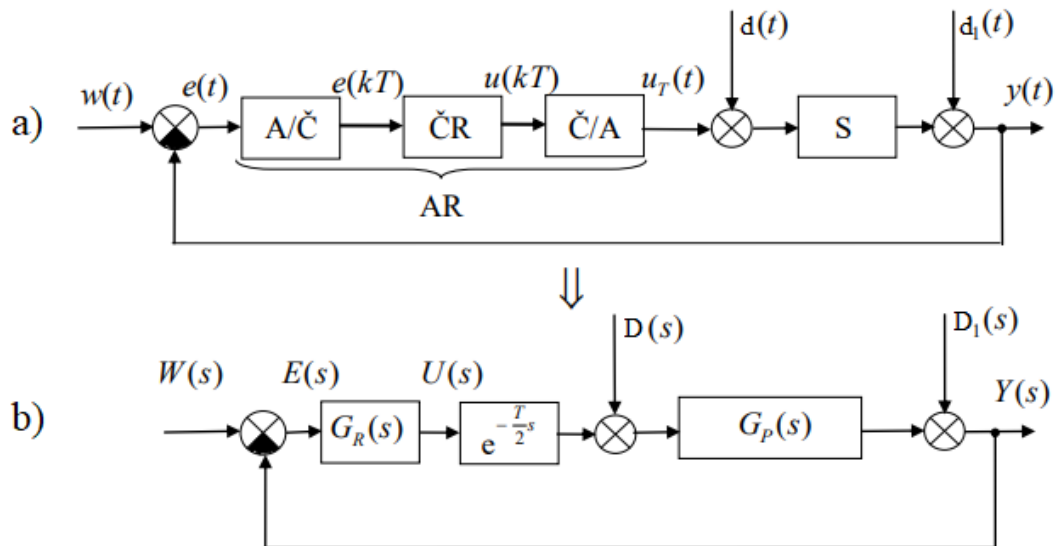
kde  $t_{95}$  je čas, za který nekmitavý regulační obvod dosáhne 95% hodnoty ustálené přechodové charakteristiky, přičemž se neuvažuje případné dopravní zpoždění.

Vzorkovací perioda by neměla být větší, než je doporučeno na základě (4.76), případně (4.77), ale může být menší. Od určité hodnoty přináší zmenšování vzorkovací pouze malé rozdíly v regulačních odezvách. [6]

Na Obr. 13a je zobrazen regulační obvod s číslicovým regulátorem, který je obklopen převodníky. Při uvažování dostatečně malé vzorkovací periody  $T$  a převodníků s vlastnostmi vzorkovače a tvarovače nultého řádu, může být číslicová část regulačního obvodu nahrazena analogovým regulátorem s dopravním zpožděním, které odpovídá  $T/2$  (viz Obr. 13b). Poté lze pro nastavení regulátorů použít stejné metody jako v případě analogových regulačních obvodů. [3]

Při dostatečně malé hodnotě vzorkovací periody se člen s dopravním zpožděním (Obr. 13b) blíží jedné, a proto nebude v této práci uvažován.





Obr. 13: Transformace regulačního obvodu s číslicovým regulátorem na spojitý regulační obvod [3]

#### 4.2.2 Vliv derivační složky

Derivační složka regulátorů má obecně stabilizující vliv na regulační pochod. Při rychlých změnách regulační odchylky, například vlivem vysokofrekvenčního šumu, by ale způsobovala rychlé nežádoucí změny akčních zásahů. Pro snížení negativního vlivu derivační složky je v praktických aplikacích často upravena pomocí filtru prvního řádu s přenosem

$$G_f(s) = \frac{1}{\frac{T_d}{N} \cdot s + 1}, \quad (4.78)$$

kde  $T_d$  je derivační časová konstanta a  $N$  je volitelný parametr. Pro obvyklé inženýrské aplikace se volí  $N \in \langle 5; 20 \rangle$  [3]. Pro hodnoty  $N \geq 10$  se vlastnosti analogových regulátorů příliš nemění, a proto není nutné uvažovat vliv filtru při seřizování regulátoru. [3] [6]

### 4.2.3 Omezeních akčních zásahů a Antiwind up

Reálné regulátory, vzhledem k fyzikálním omezením, mají omezený rozsah akčních zásahů. Akční zásah musí být vždy z intervalu  $\langle u_{min}; u_{max} \rangle$ , kde hodnoty intervalu jsou dány použitým regulačním orgánem. V průmyslu se často používají unifikované hodnoty signálů. Nejběžnější hodnoty uvádí Tab. 5. [6]

Tab. 5: Obvyklé hodnoty průmyslových unifikovaných signálů [24]

Napětové signály	Proudové signály
$0 \div 5 V$	$0 \div 20 mA$
$0 \div 10 V$	$4 \div 20 mA$
$\pm 1 V$	
$\pm 5 V$	
$\pm 10 V$	

S omezením akčních zásahů u číslicových regulátorů souvisí jev zvaný wind-up. U číslicových obdob PID/PI regulátorů bývá integrační složka regulátoru nahrazena sumací

$$r_i \cdot T \cdot \sum_{i=1}^k e_i \cdot [6] \quad (4.79)$$

Ve chvíli, kdy akční veličina  $u$  dosáhne saturace (hodnoty  $u_{min}$  nebo  $u_{max}$ ) a hodnota regulační odchylky je taková, aby docházelo k zvětšování (nebo zmenšování) hodnoty integrační části regulátoru mimo vymezené hodnoty  $\langle u_{min}; u_{max} \rangle$ . Hodnota akčního  $u$  zůstává omezena saturací, ale hodnota součtového členu by se neustále zvětšovala (zmenšovala) mimo vymezené meze, tak by po následné změně znaménka regulační odchylky došlo ke zpoždění v akčním zásahu, které by odpovídalo hodnotě, která se naintegrovala v průběhu doby, kdy byl výstup regulátoru saturován. Tento jev se nazývá wind-up. Aby k němu nedocházelo jsou regulátory obvykle vybaveny funkcí s názvem Antiwind-Up. Tato funkce zastavuje integraci (sumaci) v případě, že by mělo dojít k opuštění mezí daných hodnotami  $u_{min}$  nebo  $u_{max}$  v důsledku integrační (sumační) části regulátoru. [6]

## 5 Hodnocení kvality regulace

### 5.1 Základní hodnocení kvality regulace

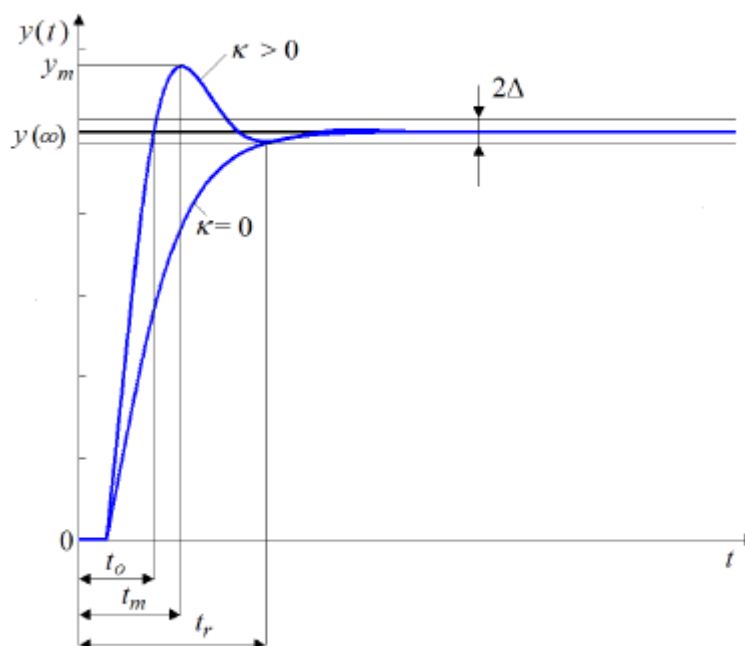
Základní hodnocení kvality regulace je založeno na hodnocení odezvy regulované veličiny ( $y$ ) na skokovou změnu akční veličiny ( $w$ ). Mezi základní ukazatele lze zařadit dobu regulace  $t_r$  a relativní překmit  $\kappa$  (viz Obr. 14). Relativní překmit může být definován jako

$$\kappa = \frac{y_m - y(\infty)}{y(\infty)}, \quad (5.1)$$

kde  $y_m = y(t_m)$  je maximální hodnota regulované veličiny během skoku a  $y(\infty)$  je ustálená hodnota regulované veličiny po vykonání skoku. Doba regulace  $t_r$  je dána časem od skoku požadované hodnoty, do času, kdy regulovaná veličina  $y$  dosáhne hodnoty v pásmu  $y(\infty) \pm \Delta$  a již z něj nevystoupí. Kde  $\Delta$  je absolutní tolerance a je dána

$$\Delta = \delta \cdot y(\infty), \quad (5.2)$$

kde  $\delta$  je relativní tolerance a je volena v rozsahu  $\langle 0,01; 0,05 \rangle$ , obvykle  $\delta = 0,05$ . [3]



Obr. 14: Relativní překmit  $\kappa$  a doba regulace  $t_r$  [3]

Doba odezvy  $t_o$  (Obr. 14) je čas, za kterou kmitavá regulovaná veličina ( $y$ ) dosáhne poprvé ustálené hodnoty  $y(\infty)$ . Doba dosažení maximální hodnoty  $t_m$  je doba, za kterou kmitavá regulovaná veličina dosáhne své maximální hodnoty v průběhu skoku požadované hodnoty ( $w$ ). U aplikací, ve kterých nevádí překmit, se jako optimální seřízení považuje takové, které má relativní překmit  $\delta$  kolem 0,05 a minimální dobu regulace  $t_r$ . [3]

## 5.2 Integrální kritéria kvality regulace

Poskytují komplexnější hodnocení kvality regulace. Základem všech těchto kritérií je integrál z regulační odchylky  $e(t) = w(t) - y(t)$ . Pro procesy s nenulovou regulační odchylkou je nutné použít  $e(t) = e(t) - e(\infty)$ . [3]

### 5.2.1 Kritérium IE – Lineární regulační plochy

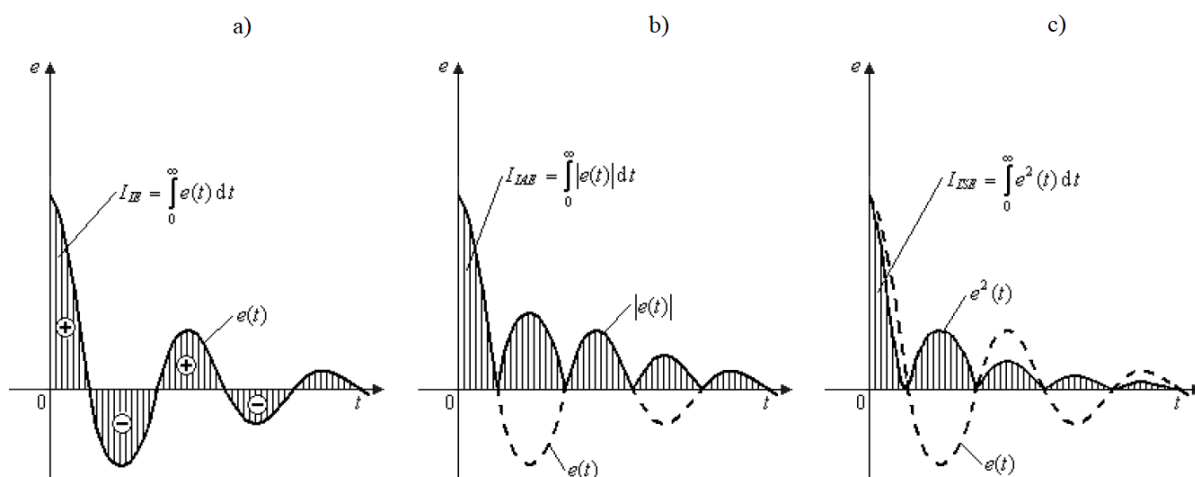
$$I_{IE} = \int_0^{\infty} e(t) dt \quad (5.3)$$

Je základním kritériem regulační plochy. Je nevhodné pro kmitavé soustavy, protože kladné a záporné plochy se odečtou (viz Obr. 15a). [3]

### 5.2.2 Kritérium IAE – Absolutní regulační plochy

$$I_{IAE} = \int_0^{\infty} |e(t)| dt \quad (5.4)$$

Kritérium absolutní regulační plochy (Obr. 15b) odstraňuje zásadní problém kritéria  $I_{IE}$  (5.3), takže je vhodné pro kmitavé i nekmitavé regulační pochody. Nicméně derivace funkce  $e(t)$  není definována v bodech, ve kterých dochází ke změna znaménka absolutní hodnoty, což je problém pro analytický výpočet. [3]



Obr. 15: Kritéria regulační plochy a) IE, b) IAE, c) ISE [3]

### 5.2.3 Kritérium ISE – Kvadratické regulační plochy

$$I_{ISE} = \int_0^{\infty} e^2(t) dt \quad (5.5)$$

Kritérium kvadratické regulační plochy (Obr. 15c) odstraňuje problémy kritérií  $I_{IE}$  (5.3),  $I_{IAE}$  (5.4). Je použitelné pro kmitavé i nekmitavé průběhy. Je vhodné zejména v případě, že požadovaná hodnota  $w$  nebo poruchová veličina mají pseudonáhodný charakter. [3]

#### 5.2.4 Integrální kritéria rozšířená o čas regulace

Kritéria regulační plochy  $I_{IE}$ ,  $I_{IAE}$ ,  $I_{ISE}$  mohou mít své funkce pro výpočet integrálu rozšířené o čas. Dostáváme tak kritéria, jejichž minimalizací dochází k minimalizaci regulační plochy i času regulace  $t_r$ . Dostáváme tak kritéria  $I_{ITE}$ ,  $I_{ITAE}$ ,  $I_{ITSE}$  [3]

$$I_{ITE} = \int_0^{\infty} t \cdot e(t) dt, \quad (5.6)$$

$$I_{ITAE} = \int_0^{\infty} t \cdot |e(t)| dt, \quad (5.7)$$

$$I_{ITSE} = \int_0^{\infty} t \cdot e^2(t) dt. \quad (5.8)$$

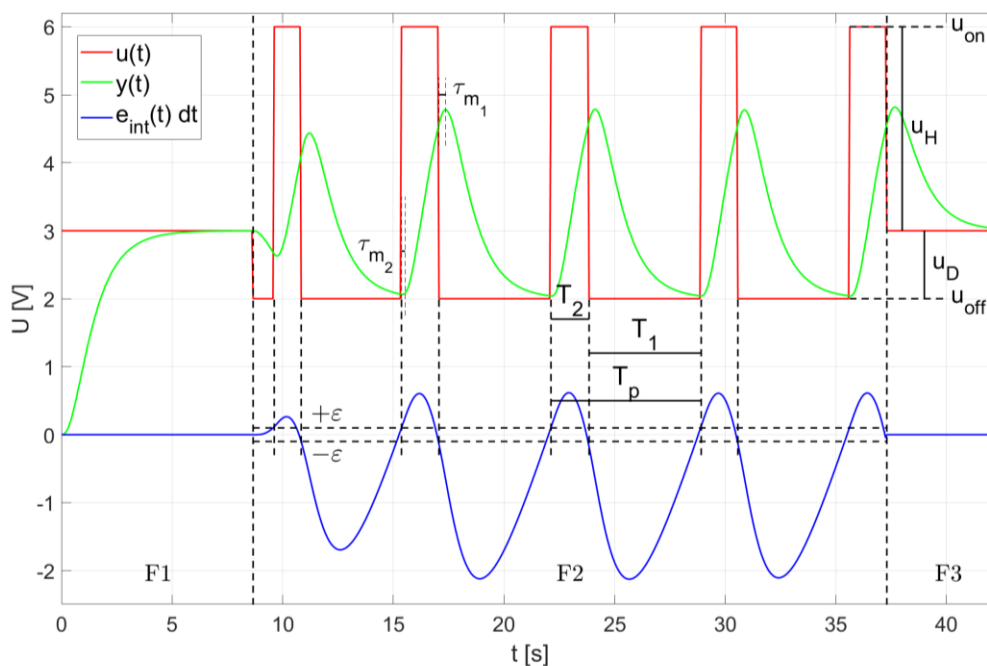
## 6 Implementace

PLC má ve srovnání s dnes běžně dostupnými osobními počítači mnohem menší výpočetní výkon i paměť (viz kapitola 2.1 Hardware). Proto bylo nutné brát ohledy na tuto skutečnost a vybrat metodu identifikace, jejíž implementace bude přijatelná. Posuvná reléová metoda [1] je z tohoto pohledu dobrým kandidátem, a proto byla vybrána a implementována.

Kromě samotné identifikační metody byly implementovány různé pomocné funkční bloky (FB) a funkce pro dílčí pomocné operace, práci s daty a následné ověření vypočtených parametrů. Následující kapitola se bude věnovat popisu implementace Reléové posuvné metody s důrazem na skutečnosti, které jsou důležité k jejímu následnému použití na PLC Tecomat Foxtrot.

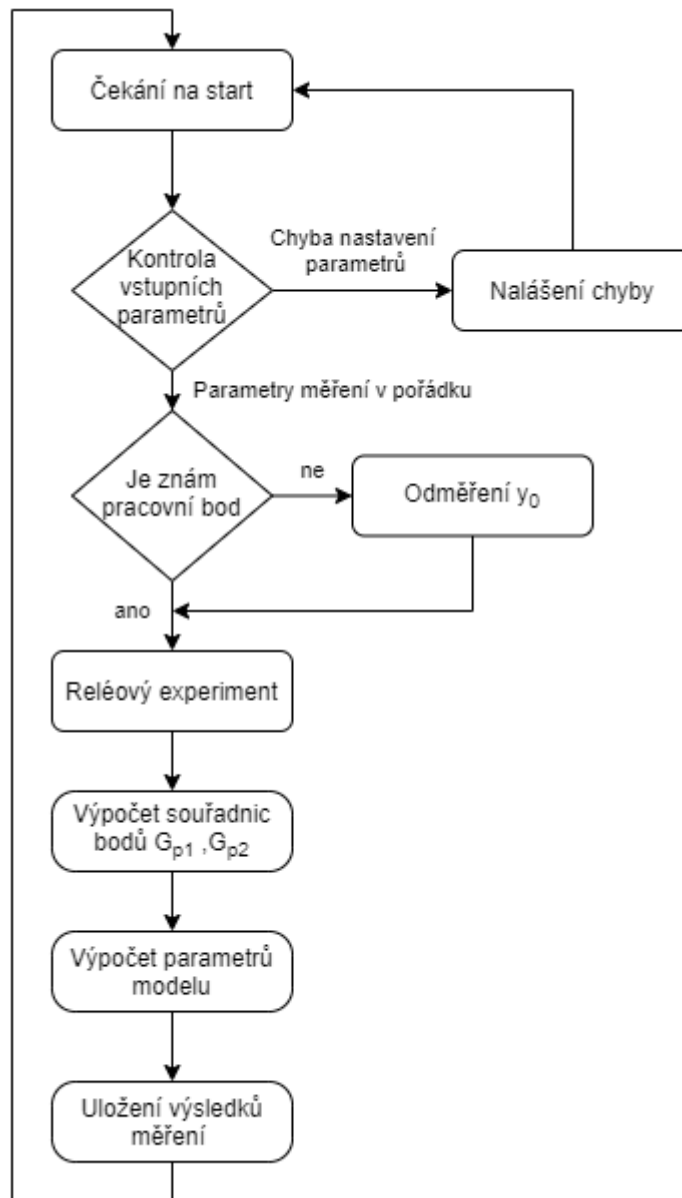
### 6.1 Identifikace soustavy - *fbSystemIdentification*

Hlavní funkční blok, který provádí identifikaci je nazván *fbSystemIdentification*. Implementuje Posuvnou reléovou metodu s přidaným integrátorem regulační odchylky dle Obr. 10b. Je rozdělen do jednotlivých stavů, které musí být provedeny. Hlavní stavy a jejich vzájemná návaznost je zobrazena na Obr. 16. V jednotlivých krocích jsou použity další pomocné FB, jejich účel a podstatné vlastnosti budou popsány u jednotlivých stavů.



Graf 2: Ukázkový průběh měření

Graf 2 zobrazuje ukázkový průběh měření realizovaného funkčním blokem *fbSystemIdentification*. Ve fázi F1 dochází k odměření  $y_0$  neboli regulované veličiny v pracovním bodě, který je dán jako  $(u_0, y_0)$ . Fáze F2 označuje vlastní reléový experiment. Ve fázi F3 dochází k výpočtu souřadnic bodů  $G_{p1}(j\omega_1)$ ,  $G_{p2}(j\omega_2)$ , následuje výpočet parametrů identifikované soustavy  $K, \tau_d, a_2, a_1$  a případné uložení informací o měření a datových polí. Jednotlivé fáze jsou podrobněji popsány v následujících kapitolách.



Obr. 16: Hlavní kroky *fbSystemIdentification*




### 6.1.1 Vstupy a výstupy funkčního bloku *fbSystemIdentification*

Pro nastavení měření slouží vstupy (VAR\_INPUT), přehled vstupních proměnných a jejich popis udává Příloha č. 1. Pokud není do vstupní proměnné při volání funkčního bloku přiřazena žádná hodnota, tak jsou použity hodnoty, které byly pro jednotlivé vstupy zvoleny jako výchozí.

Výstupní proměnné FB (VAR\_OUTPUT) předávají uživateli, případně dalším FB informace o průběhu a výsledku měření. Přehled výstupních proměnných udává Příloha č. 1.

Poslední skupinou proměnných, kterými může tento FB ovlivňovat uživatele nebo funkční program je skupina proměnných typu VAR\_IN\_OUT. Tyto proměnné jsou předávány přes datový typ pointer, který na rozdíl od ostatních typů vstupních a výstupních proměnných nepředává přímo hodnotu proměnné, ale adresu, na které daná proměnná leží v paměti. FB *fbSystemIdentification* může z těchto proměnných zapisovat i čísta. Velkou výhodou je, že proměnné typu VAR\_IN\_OUT zabírají v registrech (přímo adresovatelné paměti) PLC málo Bytů, protože stačí předat pouze adresu namísto alokace paměti pro celý datový typ proměnné.

Tab. 6: VAR\_IN\_OUT proměnné *fbSystemIdentification*

	Název proměnné	Typ	Popis
	<i>u</i>	REAL	Akční veličina <i>u</i> .
	<i>y</i>	REAL	Regulované veličina <i>y</i> .
	<i>YDataBuffer</i>	TDataBuffer	Datové pole pro ukládání dat měření.

*YDataBuffer* je pole pro vzorkování regulované veličiny během reléového experimentu. Je definováno uživatelským datovým typem TDataBuffer. Toto pole tvoří matici o rozměrech 3x1500 vzorků typu REAL. V případě základní zvolené periodě vzorkování *samplingPeriod* 20 ms lze do tohoto pole uložit data jedné periody kmitu reléového experimentu za 30 s měření. V případě pomalých soustav, kdy je jedna perioda delší jak 30 s je nutné prodloužit periodu vzorkování. Perioda vzorkování je v případě překročení místa v datovém poli prodloužována automaticky a vždy zvětšena na dvojnásobek. Data z periody měření, ve které došlo k změně vzorkovací periody jsou poté nepoužitelná.



## 6.1.2 Kontrola vstupních parametrů pro měření

Prvním stavem po spuštění *fbSystemIdentification* je kontrola zvolených vstupních parametrů pro měření. V případě nesplnění některé z kontrolních podmínek je nastaven výstupní příznak chyby *Err* a ve výstupní proměnné *ErrTxt* je zapsán textový popis chyby.

Tab. 7: Podmínky pro vstupní parametry měření

$u_0 + u_D \geq u_{min}$
$u_0 + u_H \leq u_{max}$
$u_{min} < u_{max}$
$u_D < 0$
$u_H > 0$
$ u_D  <>  u_H $

## 6.1.3 Odměření pracovního bodu

V případě splnění vstupních podmínek měření následuje odměření hodnoty regulované veličiny  $y_0$  pro zadanou hodnotu akční veličiny  $u_0$ , čímž jsou získány souřadnice pracovního bodu. Měření je realizováno pomocí funkčního bloku *fbMeanLastXSamples*. Tento FB vypočítává průměr z posledních  $x$  hodnot. Počet hodnot a vzorkování těchto hodnot mohou být měněny pomocí vstupních parametrů FB. Odpovídá fázi F1 na Graf 2.

V případě, že vstup *useY0* z FB *fbSystemIdentification* má hodnotu TRUE, tak je tento krok přeskočen a hodnota  $y_0$  je nastavena dle hodnoty vstupu *y0In*.

## 6.1.4 Reléový experiment

Následujícím stavem je reléový experiment, který odpovídá F2 na Graf 2. Před začátkem tohoto kroku je relé nastaveno do dolní polohy  $u_{off}$ , pro kterou platí

$$u_{off} = u_0 + u_D, \text{ kde } u_D < 0 \quad (6.1)$$

a je aktivována integrace regulační odchylky  $e_{int}$ , které řídí přepínání relé.

Horní poloha relé  $u_{on}$  je definována jako

$$u_{on} = u_0 + u_H, \text{ kde } u_H > 0. \quad (6.2)$$

Pro přepínání relé platí následující podmínky:

$$u(t) \begin{cases} u_{on} \text{ když} & e_{int}(t) < -\varepsilon \\ u_{on} \text{ když} & e_{int}(t) < \varepsilon \text{ a } u(t^{-1}) = u_{on} \\ u_{off} \text{ když} & e_{int}(t) > \varepsilon \\ u_{off} \text{ když} & e_{int}(t) > -\varepsilon \text{ a } u(t^{-1}) = u_{off} \end{cases}, \quad (6.3)$$

kde  $u(t)$  je aktuální hodnota akční veličiny  $u$ ,  $u(t^{-1})$  je předcházející hodnota  $u$ ,  $e_{int}(t)$  je aktuální hodnota integrálu z regulační odchylky,  $e_{int}(t^{-1})$  je předcházející hodnota  $e_{int}$  a  $\varepsilon$  je hystereze relé, viz fáze F2 na Graf 2.

Při přepínání relé dle podmínek (6.3) dostáváme ustálené kmity. Při každém přepnutí relé je zaznamenán čas a uložen pro výpočet následný výpočet délky trvání periody  $T_p$  a časů  $T_1$  a  $T_2$ .

Perioda kmitů

$$T_p = T_1 + T_2, \quad (6.4)$$

kde  $T_1$  je čas v dolní poloze relé  $u_{off}$  a  $T_2$  je čas v rámci periody  $T_p$  v poloze  $u_{on}$ .

Základním principem vykonávání programu PLC je jeho nekonečné cyklické opakování. Na začátku cyklu jsou načteny hodnoty vstupů, následuje vykonání programu, během kterého jsou do výstupních proměnných uloženy nové hodnoty, na konci cyklu PLC jsou hodnoty výstupních proměnných nastaveny na výstupy PLC. Celková doba cyklu je se odvíjí od typu PLC a je závislá na počtu vykonávaných operací během zpracování programu, složitější programy mohou výrazně prodlužovat dobu cyklu. Vlastním měřením bylo zjištěno, že na použitém PLC Tecomat Foxtrot 2005 je pro použitý uživatelský program průměrná doba cyklu 5 ms pro fáze F1 a F2 z Graf 2. Touto skutečností je zásadně ovlivněno vzorkování. V okamžiku spádové hrany je zaznamenán čas *nowFalling*. V každém cyklu PLC je kontrolován aktuální čas (*now*). Z rozdílů časů děleným vzorkovací periodou je pak vypočítán index datového vzorku *PossibleSamplingIndex*. Pokud je *PossibleSamplingIndex* větší než poslední zaznamenaný index *SamplingIndex* dojde k záznamu vzorku do datového pole a aktualizována hodnota indexu *SamplingIndex*. Funkce *FLOOR* zajišťuje, že je *PossibleSamplingIndex* vždy celé číslo, které vzniklo vynecháním desetinné části (viz (6.5)). Princip tohoto způsobu výpočtu vzorkovacího indexu je převzat a upraven z [14].

$$PossibleSamplingIndex = FLOOR\left(\frac{now - nowFalling}{samlingPeriodActual}\right) \quad (6.5)$$

Z této skutečnosti vyplývá, že skutečná perioda vzorkování je o něco málo větší, než je uživatelsky zadaná hodnota vzorkovací periody.

Při překročení posledního možného místa v datovém poli je zvětšena na dvojnásobek perioda vzorkování  $samplingPeriodActual$ <sup>3</sup>. Tímto mechanismem je zajištěno, že budou v dalších periodách naměřeny všechny data během periody kmitu i při špatné počáteční volbě periody vzorkování. Data z period, v nichž došlo k prodlužování periody vzorkování jsou nepoužitelná a tím i dochází k prodloužení doby trvání samotného experimentu o další periodu. Proto je vhodné pro pomalejší soustavy zvolit delší periodu vzorkování již před začátkem měření. Optimální perioda vzorkování může být vypočtena při znalosti doby trvání jednoho kmitu jako

$$samplingPeriod = \frac{T_p}{LenDataBuffer + 50} \quad (6.6)$$

kde  $LenDataBuffer$  je konstanta definující délku datového pole. V základním nastavení je  $LenDataBuffer = 1500$ .

Do datového pole jsou, s výše popsaným vzorkováním, zaznamenávány aktuální hodnoty regulované veličiny  $y$ . Pro akční veličiny  $u$  se zaznamenávají pouze indexy datových vzorků, při kterých došlo k přepnutí relé.

Samotné vyhodnocení naměřených dat probíhá ze tří po sobě jdoucích period kmitů, které splňují definované podmínky. Při sestupné hraně relé jsou vyhodnocovány následující podmínky pro ukončení měření:

- Podmínka minimálního počtu sestupných hran při přepínání relé

$$FallingEdgeCnt > 4, \quad (6.7)$$

kde  $FallingEdgeCnt$  je počet sestupných hran relé od počátku experimentu.

- Podmínka maximální odlišnosti period kmitů od průměrné doby periody

$$\left| 1 - \frac{T_{p_i}}{(T_{p_1} + T_{p_2} + T_{p_3})/3} \right| < 0,03, \text{ pro } i = 1,2,3, \quad (6.8)$$

kde  $T_{p_i}$  je délka periody  $i$  kmitu. Odměření periody je kriticky důležité pro přesnost metody, proto je volen maximální rozdíl 3 %.

- Podmínka maximální odlišnosti minimálních hodnot regulované veličiny  $y_{min}$  v průběhu reléového experimentu od jejich průměru

$$\left| 1 - \frac{y_{min_i}}{(y_{min_1} + y_{min_2} + y_{min_3})/3} \right| < diff, \text{ pro } i = 1,2,3. \quad (6.9)$$

<sup>3</sup> Na počátku je  $samplingPeriodActual = samplingPeriod$ . V případě nutnosti je zvětšována perioda vzorkování  $samplingPeriodActual$ , která je lokální proměnou  $fbSystemIdentification$ .

- Podmínka maximální odlišnosti maximálních hodnot regulované veličiny  $y_{max}$  v průběhu reléového experimentu od jejich průměru

$$\left| 1 - \frac{y_{max_i}}{(y_{max_1} + y_{max_2} + y_{max_3})/3} \right| < diff, \text{ pro } i = 1, 2, 3. \quad (6.10)$$

Pro první 4 periody kmitů  $diff = 0,03$ . S každou další periodou se hodnota zvětšuje o 0,01. Maximální zvětšená hodnota parametru  $diff$  je zvolena jako 0,1.

Při splnění podmínek ukončení měření (6.7) až (6.10) dojde k nastavení akční veličiny  $u$  na její hodnotu v pracovním bodě  $u_0$  a přepnutí do dalšího stavu (dle Obr. 16).

### 6.1.5 Výpočet souřadnic bodů $G_{p1}$ a $G_{p2}$

Tento a následující stavy odpovídají fázi F3 na Obr. 16. Na začátku tohoto stavu dojde k výpočtu úhlových frekvencí

$$\omega_1 = \frac{2\pi}{\overline{T_p}}, \quad (6.11)$$

$$\omega_2 = 2 \cdot \omega_1, \quad (6.12)$$

kde  $\overline{T_p}$  je průměrná perioda tří posledních kmitů.

Následuje výpočet průměrných hodnot maximálního dopravního zpoždění  $\tau_m$

$$\tau_m = \max(\overline{\tau_{m1}}, \overline{\tau_{m2}}), \quad (6.13)$$

kde  $\overline{\tau_{m1}}$  a  $\overline{\tau_{m2}}$  jsou hodnoty průměrného maximálního dopravního zpoždění, pro tři po sobě jdoucí periody kmitů, získaného dle Grafu 2. Na něj navazuje výpočet integrálů z naměřených hodnot veličin  $u$  a  $y$  pro následný výpočet souřadnic bodů  $G_{p1}(j\omega_1)$  a  $G_{p2}(j\omega_2)$  dle rovnic (3.6) a (3.7). Výsledné souřadnice bodů  $G_{p1}(j\omega_1)$  a  $G_{p1}(j\omega_2)$  jsou komplexní čísla. Pro snazší zpracování byl použit typ *COMPLEX* z knihovny OSCAT [25].

Pro integraci hodnot veličiny  $y$  z datového pole a veličiny  $u$  byly implementovány funkční bloky *fbIntegrationTripleSinCosU* a *fbTrapezoidIntegrationTripleSinCos*. Tyto FB implementují lichoběžníkovou integraci a jsou navrženy na speciálně pro tuto aplikaci na spolupráci s datovým polem typu *TDataBuffer*. Pro výpočet druhého bodu  $G_{p2}(j\omega_2)$  je nutné posunout hodnoty  $y$  a  $u$  o půl periody  $\overline{T_p}$ . Tento posun je implementován do těchto integračních FB a je aktivován příslušným vstupem.

### 6.1.6 Výpočet parametrů identifikovaného modelu soustavy

Parametry  $K$ ,  $a_2$ ,  $a_1$ ,  $\tau_d$  jsou vypočteny za pomoci Metody nejmenších čtverců dle [19]. Metoda nejmenších čtverců (dále MNČ) se při použití kritéria (3.20) snaží hledat takové parametry  $K$ ,  $a_2$ ,  $a_1$ ,  $\tau_d$  pro které bude identifikovaný model soustavy pro úhlové frekvence  $\omega_1$  a  $\omega_2$ , co nejmenší vzdálenost od bodů  $G_{p1}(j\omega_1)$  a  $G_{p2}(j\omega_2)$ .

MNČ vyžaduje přeúčenou soustavu, která je získána při použití dopravního zpoždění jako parametru v rozsahu  $\tau \in < 0; \tau_m >$ . PLC Tecomat Foxtrot nemají implementováno maticové násobení, které je nutné pro výpočet NMČ. Tento problém byl vyřešen implementací výrazů, které vznikly obecným roznásobením výrazu (3.21). Výpočet MNČ je implementován v bloku *fbComputeLSE*. Tento blok vypočítá 1 krok metody na základě bodů  $G_{p1}(j\omega_1)$ ,  $G_{p2}(j\omega_2)$ , úhlové frekvence  $\omega_1$  a hodnoty parametrizovaného dopravního zpoždění  $\tau$ .

Blok *fbComputeLSE* je součástí bloku *fbIterLSE*. Při spuštění FB *fbIterLSE* funkčního bloku dojde k postupnému výpočtu MNČ s krokem  $\Delta \tau = \tau_m/500$ . Výpočet NMČ je poměrně náročný, takže v každém cyklu PLC jsou spočítány pouze 2 iterace, aby nebyla překročena maximální doba cyklu. Při překročení maximální doby cyklu by se PLC dostalo do chybového stavu a byl by nutný jeho restart. Výpočet 2 iterací má dostatečnou rezervu v době cyklu i pro PLC z řady Tecomat Foxtrot 1, která má podstatně menší operační výkon než použité PLC z řady Tecomat Foxtrot 2. Po dokončení všech iterací jsou vybrány takové parametry  $K$ ,  $a_2$ ,  $a_1$ ,  $\tau_d$ , pro které mělo kritérium (3.20) minimální hodnotu.

### 6.1.7 Uložení výsledku měření

FB *fbSystemIdentification* umožňuje automatické uložení údajů o měření včetně naměřených vzorků dat  $y$  a  $u$  do souboru. Kompletní data jsou uložena do souborů formátu csv na souborovém disku/paměťovou kartu PLC. Umístění souborů je dáno vstupem *DirName*. Data jsou uložena pomocí FB *fbCSVLog*. Tento FB dokáže uložit libovolná data do souboru se zadaným jménem. Pokud soubor neexistuje, tak je založen, včetně cesty k souboru. Pokud soubor existuje, tak jsou nová data přidána na konec souboru. FB *fbCSVLog* je univerzální a může být použit i pro ukládání jiných dat, které se netýkají přímo aplikace reléové identifikace.

## 6.2 Identifikace a PID regulace *fbIdentAndPID*

FB *fbIdentAndPID* je složen ze dvou hlavních částí. První částí je identifikační FB *fbSystemIdentification*. Druhou částí je FB *fbSimplePID*, který je z knihovny ModelLib [26] a implementuje PID regulátor ve tvaru

$$U(s) = r_0 \left( E(s) + \frac{1}{T_i} E(s) - \frac{T_d \cdot s}{T_f \cdot s + 1} Y(s) \right), \quad (6.14)$$

kde  $U(s)$ ,  $Y(s)$ ,  $E(s)$  jsou Laplaceovy obrazy akční, regulované veličiny a regulační odchylky. Časová konstanta filtru derivační složky  $T_f$  je volena jako

$$T_f = \frac{T_d}{N}, \quad (6.15)$$

kde  $N = 10$ . Viz kapitola 4.2.2.

Při spuštění vstupu *exec*, dojde k provedení reléového experimentu pomocí FB *fbSystemIdentification*, na základě kterého, jsou vypočteny parametry SOTD modelu (3.13). V případě úspěšné identifikace, která se posuzuje splněním podmínek dle výrazu (3.21), dojde k vypočítání parametrů PID regulátorů. Tyto parametry jsou vypočteny pro všechny metody uvedené v kapitole 4.1, při splnění podmínek uvedených u každé z metod. Tyto parametry jsou uloženy do struktury složeného typu *T\_IDENT\_PARAMS*. Tato struktura obsahuje komplexní nastavení pro identifikační FB *fbSystemIdentification* a vypočtené PID parametry. Při deklaraci odpovídající proměnné jako *VAR\_GLOBAL\_RETAIN*, tak jsou nastavení (včetně PID parametrů) zachována i při restartu PLC.

Pomocí přepínání indexu *chosenMetod* v rozsahu  $\langle 1,10 \rangle$ , lze přepínat nastavení PID regulátorů dle různých metod. Po reléové identifikaci je automaticky zvolena metoda dle identifikovaného modelu. Pro soustavy identifikované s dopravním zpožděním je zvolena metoda *PMC* ( $\tau_d > 0$ ). Pro soustavy bez dopravního zpoždění je volena metoda *PMC* ( $\tau_d = 0$ ). V rámci této práce byly testovány i další metody nastavení. Automatická volba optimální metody dle složitějších kritérií byla ponechána na budoucí rozvoj FB.

Po dokončení identifikace a vypočtení parametrů PID regulátorů je FB přepnut do stavu regulace, kdy je aktivován FB *fbSimplePID* s vybranými parametry. Následuje regulace dle žádané hodnoty  $w$ , která je jednou ze vstupních proměnných.

### 6.3 Měření statické charakteristiky - *fbMeasureStatChar*

Pro účely měření na reálných soustavách byl implementován jednoduchý FB *fbMeasureStatChar*, který je obsažen v hlavním programu vytvořeném v rámci této práce. Pomocí vstupních proměnných lze zvolit rozsah měření pro akční veličinu  $u \in \langle u_{From}; u_{To} \rangle$  s krokem  $u_{step}$ , přípustná chyba průměru posledních 100 vzorků výstupu systému  $y$  a perioda vzorkování těchto hodnot.

Při spuštění FB proměnou *exec* dojde k odměření statické charakteristiky. Naměřené hodnoty jsou uloženy do souboru v paměti PLC/paměťové kartě.

### 6.4 Měření frekvenční charakteristiky - *fbMeasureFreqChar*

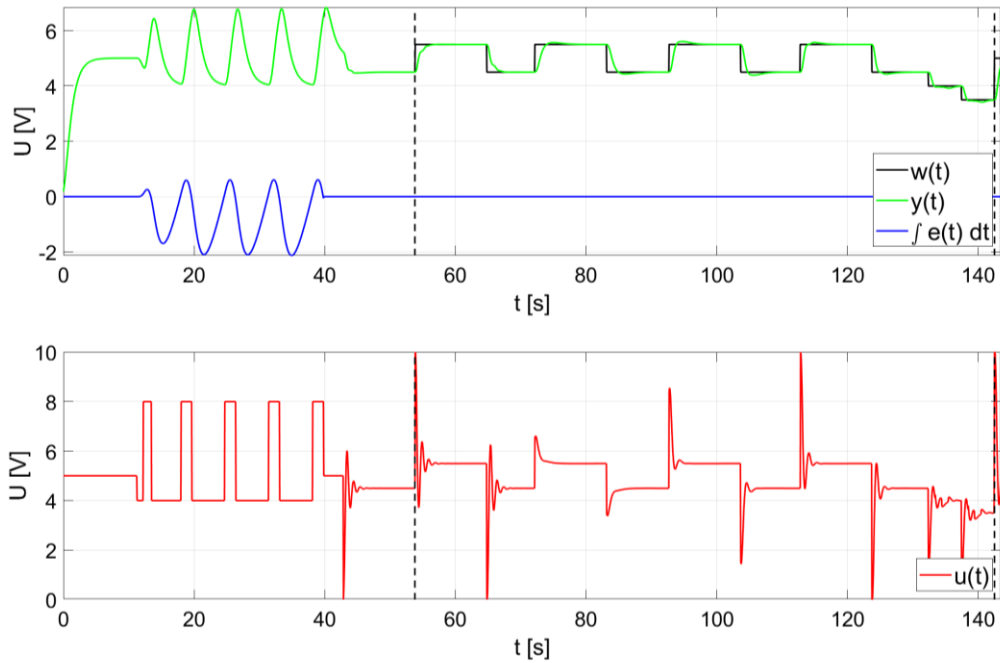
Pro ověření identifikace na reálných soustavách byl implementován FB *fbMeasureFreqChar*. Tento funkční blok obsahuje generátor sinusového signálu z knihovny ModelLib [26]. Vstupními parametry FB jsou amplituda, spodní hodnota generovaného signálu a pole požadovaných period. Do pole period může být zadáno až 10 různých hodnot. Po spuštění FB vykoná 10 period kmitů signálu pro každou ze zadaných hodnot period. V průběhu měření jsou zaznamenávány hodnoty  $u$  a  $y$ , které mohou být následně zpracovány pro určení fázového posuvu a amplitudového poměru.

### 6.5 Testování Identifikace a parametrů PID regulátoru – *fbComplexTest*

FB *fbComplexTest* byl implementován pro zjednodušení ověření identifikace a následného nastavení parametrů PID regulátorů. Vstupy tohoto FB jsou rozsahy s kroky pro akční veličinu  $u$ , ve kterých má být proveden test. Přehled nastavitelných rozsahů uvádí Tab. 8.

Při aktivaci tohoto bloku dojde k provedení identifikace pomocí *fbIdentAndPID*. Po úspěšné identifikaci je proveden test regulace pomocí všech vhodných metod nastavení PID regulátorů z kapitoly 4.1. Test regulace je proveden v okolí pracovního bodu  $(u_0, y_0)$ . Na základě odměřené hodnoty  $y_0$  na začátku měření je nastavena spodní hranice požadované hodnoty  $w_{low} = y_0 - 0,5$ . Při ustálení regulované veličiny na  $w_{low}$  je provedena změna žádané hodnoty  $w$  na hodnotu  $w_{high} = y_0 + 0,5$ . Hodnoty  $y, u, w$  jsou zaznamenávány do souboru v paměti PLC pro pozdější zpracování. V případě, že PID regulátor s danými parametry nedokáže soustavu uregulovat, tak je po nastaveném čase tato metoda přeskočena a zvolena další v pořadí.

Po testu vhodných metod nastavení PID regulátorů následuje reset identifikovaných parametrů přenosu i hodnoty parametrů PID regulátorů. Následuje test pro nové nastavení hodnot akční veličiny  $u$ .



Graf 3: Reléové identifikace s následným testem parametrů PID regulátorů

Tab. 8: Možné kombinace parametrů jako vstupy FB *fbComplexTest*

Parametr	Meze <sup>4</sup>	Krok
$u_0$	$\langle u_{0from}; u_{0to} \rangle$	$u_{0step}$
$u_D$	$\langle u_{DeltaLowFrom}; u_{DeltaHighTo} \rangle$	$u_{DeltaLowStep}$
$u_H$	$\langle u_{DeltaHighFrom}; u_{DeltaHighTo} \rangle$	$u_{DeltaHighStep}$

<sup>4</sup> Implementace Posuvné reléové metody vyžaduje asymetrické relé. Měření s parametry relé, pro které  $\gamma_A = 1$  (symetrické relé) jsou přeskočena.



## 7 Experimenty na simulačních soustavách

Pro ověření implementace metody reléové identifikace na PLC Tecomat Foxtrot byl celý program otestován na simulačních modelech. Simulace probíhala přímo na PLC pomocí knihovnických funkčních bloků *fbFirstOrder* a *fbDelay* z knihovny ModelLib [26], která je volně přístupnou knihovnou v prostředí Mosaic. FB *fbFirstOrder* simuluje chování soustavy prvního řádu popsané přenosem

$$G_{FO}(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{K_{FO}}{T_{FO} \cdot s + 1}, \quad (7.1)$$

kde  $K_{FO}$  je statická citlivost a  $T_{FO}$  je časová konstanta. Je nutné poznamenat, že vzhledem k principu PLC založeného na cyklickém opakování vykonávání programu je PLC ze své podstaty diskrétní. Z tohoto důvodu je diskrétní i FB *fbFirstOrder*, který přenos (7.1) pouze aproximuje. Perioda vzorkování  $T$  je důležitým vstupním parametrem tohoto FB. Pro správné fungování je potřeba, aby byl FB volán alespoň 2x pro 1 vzorek simulované regulované veličiny  $y$ . Z průměrné doby cyklu 5 ms plyne podmínka pro vzorkovací periodu

$$T \geq 2 \cdot 0,005 \text{ s}. \quad (7.2)$$

Pro účely testování v této práci je zvoleno

$$ModelSamplingPeriod = 0,01 \text{ s}, \quad (7.3)$$

kde *ModelSamplingPeriod* je perioda vzorkování simulačních modelů.

Z požadavku na minimálně dva vzorky regulované veličiny a (7.3) plyne podmínka pro minimální vzorkovací periodu signálu identifikovaného signálu během reléového experimentu

$$samplingPeriod \geq 2 \cdot ModelSamplingPeriod = 0,02 \text{ s}. \quad (7.4)$$

Proto je v celé práci pro simulační modely použita vzorkovací perioda *samplingPeriod* = 0,02 s.

Z Nyquistovy-Shannonovy-Kotelnikovy podmínky vzorkování (4.76) pak plyne mezní frekvence, kterou bychom mohli být schopni při simulacích zachytit

$$\omega_m = \frac{\pi}{samplingPeriod} = 157,1 \text{ rad/s}. \quad (7.5)$$

FB *fbDelay* je diskrétní blok, který simuluje dopravní zpoždění. Velikost simulovaného dopravního zpoždění je dána

$$\tau_{d_{simul}} = n \cdot T, \quad (7.6)$$

kde  $n$  je počet vzorků a  $T$  je vzorkovací perioda. Pro účely simulací bylo voleno

$$T = ModelSamplingPeriod = 0,01 \text{ s.} \quad (7.7)$$

Při sériovém zapojení FB *fbFirstOrder* můžeme simulovat soustavy vyšších řádů a při zapojení FB *fbDelay* i soustavy s dopravním zpožděním. Vzhledem k implementované metodě je nutné, aby byly systémy alespoň druhého řádu.

Pro simulační ověření byly vybrány soustavy s přenosy uvedenými v Tab. 9.

Tab. 9: Simulační modely

Číslo	Zdroj	Přenos
1	[23]	$P_1(s) = \frac{2}{(2s + 1)(1.5s + 1)(s + 1)}$
2	[27]	$P_2(s) = \frac{1}{(s + 1)(0.3s + 1)^2}$
3	[27]	$P_3(s) = \frac{1e^{-s}}{(0.5s + 1)^2}$

Pro simulace byly voleny některé společné parametry měření, jejich přehled uvádí Tab. 10.

Tab. 10: Společné parametry simulačních měření

Parametr	Hodnota	Popis
$\varepsilon$	0,1	Hystereze relé <sup>5</sup> , voleno na základě [13]
<i>ModelSamplingPeriod</i>	0,01 s	Vzorkovací perioda simulačních modelů
<i>samplingPeriod</i>	0,02 s	Vzorkovací perioda dat reléového experimentu
$u_0$	5,0	Hodnota akční veličiny v pracovním bodě
$u_{min}$	0,0	Minimální hodnota akční veličiny
$u_{max}$	10,0	Maximální hodnota akční veličiny

<sup>5</sup> Hystereze relé je dalším významným parametrem, který by mohl mít vliv na průběh měření. V této práci však není rozdílné nastavení hystereze relé uvažováno.

## 7.1 Ověření opakovatelnosti měření

Před vlastními pokusy na simulačních soustavách bylo provedeno ověření opakovatelnosti měření. Pro ověření byl vybrán simulační model  $P_1$ . Při nastavení stejných parametrů  $u_D = -1,0$  a  $u_H = 3,0$  bylo provedeno 10 měření. Výsledky jsou uvedeny v Tab. 11.

Tab. 11: Identifikované body  $G_{p1}(j\omega_1)$  a  $G_{p2}(j\omega_2)$  pomocí Reléové posuvné metody pro měření na simulačním systému  $P_1$  pro hodnoty parametrů  $u_D = -1,0$  a  $u_H = 3,0$

	$Re(G_{p1}(j\omega_1))$	$Im(G_{p1}(j\omega_1))$	$\omega_1[rad/s]$	$Re(G_{p2}(j\omega_2))$	$Im(G_{p2}(j\omega_2))$
Průměr	0,2971	-1,3830	0,3288	-0,4648	-0,5371
Odchylky	0,0021	0,0009	0,0001	0,0010	0,0027

Z odchylek hodnot v Tab. 11 vyplývá, že opakovatelnost nalezení bodů  $G_{p1}(j\omega_1)$  a  $G_{p2}(j\omega_2)$  pomocí implementované Reléové posuvné metody je velmi dobrá. Malé odchylky jsou dány numerickými výpočty a diskretním vzorkováním. Celkově je tato chyba zanedbatelná.

Tab. 12: Identifikované parametry pomocí MNČ z bodů  $G_{p1}(j\omega_1)$  a  $G_{p2}(j\omega_2)$  z Tab. 11.

Číslo	$K$	$\tau_d$	$a_2$	$a_1$
Průměr	1,9148	0,5088	4,6192	3,8173
Odchylky	0,0019	0,0002	0,0251	0,0008

Z odchylek v Tab. 12 vyplývá, že MNČ implementovaná v rámci této práce ve FB *fbIterLSE* poskytuje při opakovaném měření za stejných podmínek konzistentní výsledky. Malé odchylky mohou být dány rozdílným vzorkováním a numerickým zpracováním.

U dalšího testování simulačních soustav v této práci již nebude opakovatelnost měření testována.

## 7.2 Kritéria hodnocení identifikace modelu

### 7.2.1 Kritérium odchylky statické citlivosti

Použitá Posuvná reléová metoda umožňuje získat dva body z frekvenční charakteristiky systému  $G_{p1}(j\omega_1)$  a  $G_{p2}(j\omega_2)$ . Pro úhlové frekvence  $\omega_1 > 0$  a  $\omega_2 = 2 \cdot \omega_1$ . Oba body proto popisují dynamické chování systému o určité úhlové frekvenci. Ve výpočtu dle kapitoly 3.2.3 není zahrnuta statická citlivost systému. První kritérium je proto zaměřené na porovnání statické citlivosti simulačního/reálného systému v porovnání s identifikovaným modelem systému  $G_{ident}$ . Bude použito jednoduché kritérium pro porovnání normalizované odchylky statické citlivosti ve tvaru

$$\Delta K = \frac{|K_p - K|}{|K_p|}, \quad (7.8)$$

kde  $K_p$  je statická citlivost procesu/simulační soustavy a  $K$  je identifikovaná statická citlivost.

Při použití kritéria (7.8) bude hledána závislost mezi přesností identifikace soustavy a nastavenými parametry relé  $u_D, u_H$ . K porovnání poměru těchto parametrů může být použit stupeň asymetrie relé definovaný dle [13] jako

$$\gamma_A = \frac{\max(|u_D|, |u_H|)}{\min(|u_D|, |u_H|)}. \quad (7.9)$$

### 7.2.2 Kritérium vzdálenosti bodů v Nyquistově frekvenční charakteristice

Pro porovnání shody identifikovaného a simulačního modelu bude použito kritérium vzdálenosti bodů se stejnými úhlovými frekvencemi pro simulační a identifikovaný model v Nyquistově frekvenční charakteristice. Kritérium je převzato z [14], kde je uvedeno ve tvaru

$$x_c(G_{ident}, P) = \frac{\sum_{x=1}^n x_i(G_{ident}, P)}{n}, \quad (7.10)$$

kde  $n$  je počet bodů, který odpovídá počtu kontrolovaných frekvencí,  $P$  je přenos simulační soustavy nebo reálného procesu a  $x_i$  je

$$x_i(G_{ident}, P) = \frac{|P(j\omega_i) - G_{ident}(j\omega_i)|}{|P(j\omega_i)|}. \quad (7.11)$$

## 7.3 Testování vlivu parametrů relé na simulačních soustavách

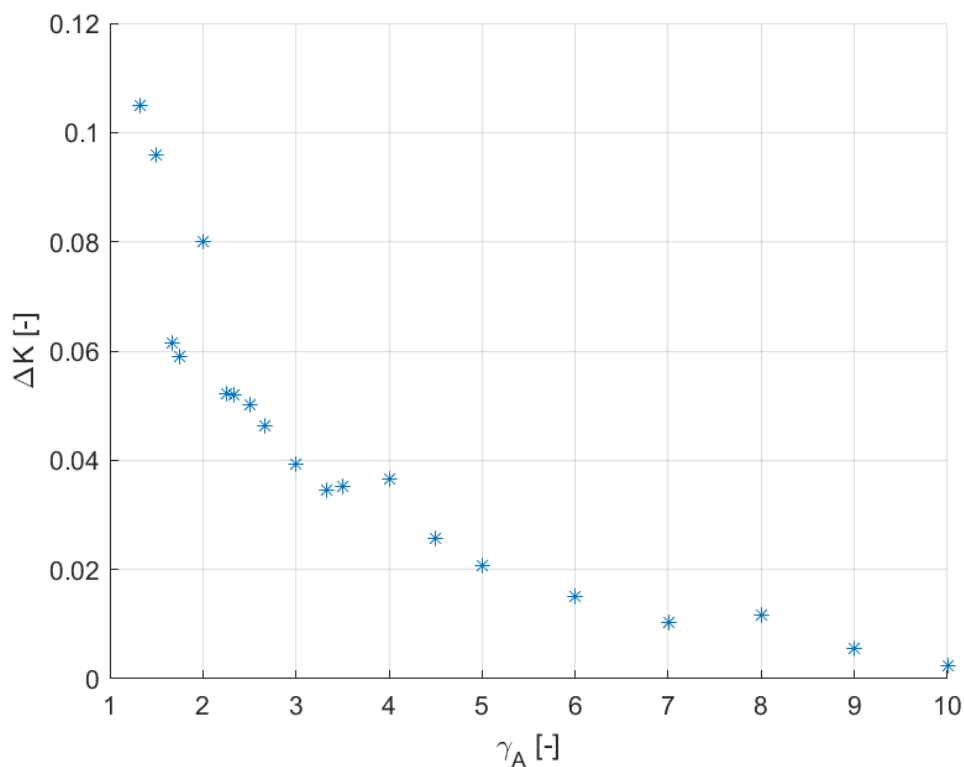
Pro otestování vlivu parametrů nastavení relé  $u_D$  a  $u_H$  na identifikaci modelu soustavy a následnou regulaci byl navržen experiment, který se skládá z reléové identifikace a následného otestování metod nastavení PID regulátoru z kapitoly 4.1. Tento experiment je realizován pomocí FB *fbComplexTest*, který je součástí hlavního programu. Při aktivaci tohoto bloku dojde ke komplexnímu textu pro všechny kombinace parametrů z Tab. 13.

Tab. 13: Nastavení vstupů FB *fbComplexTest* pro testování na simulačních soustavách.

Parametr	Meze	Krok
$u_0$	< 5,0; 5,0 >	–
$u_D$	< -2,0; -0,5 >	0,5
$u_H$	< 0,5; 5,0 >	0,5

### 7.3.1 Simulační modely 1 a 2

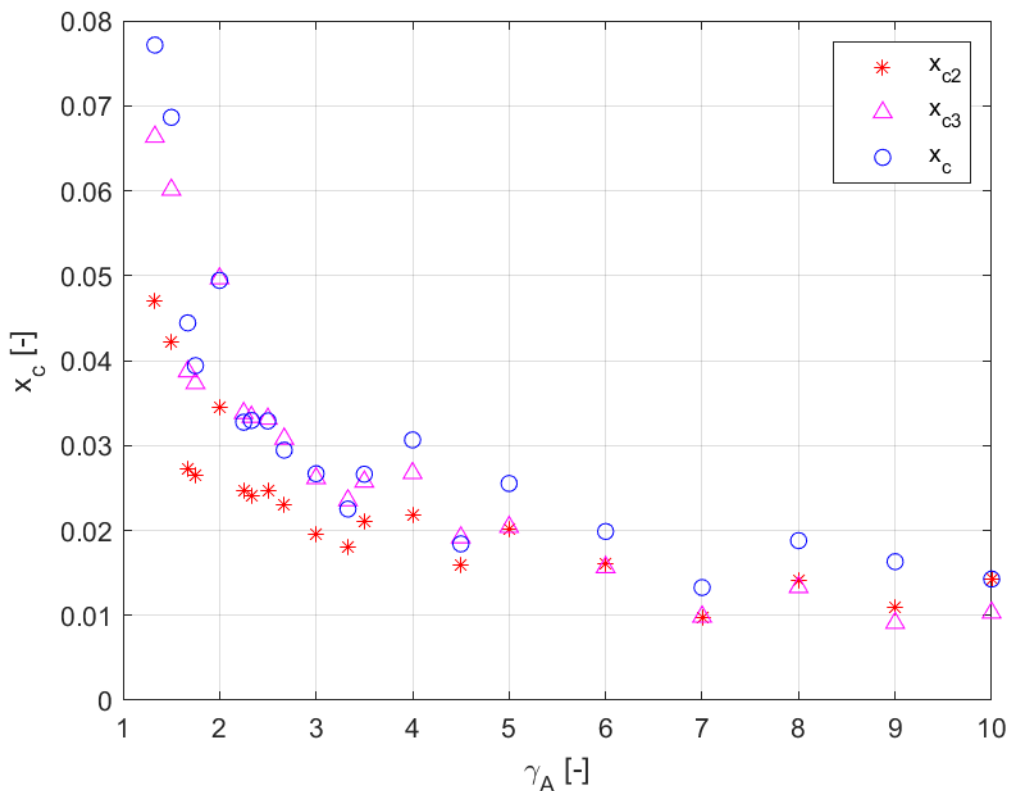
Simulační modely s přenosy  $P_1$  a  $P_2$  z Tab. 9 jsou oba nekmitavé, stabilní a třetího řádu bez dopravního zpoždění. Při testu parametrů relé vykazaly podobné vlastnosti, a proto budou hodnoceny společně.



Graf 4:  $\Delta K = f(\gamma_A)$  pro simulační modely P1 a P2

Graf 4 zobrazuje hodnotu kritéria  $\Delta K$  v závislosti na stupni asymetrie relé  $\gamma_A$ . Hodnoty kritéria v jednotlivých bodech jsou dány průměrem hodnot pro dané  $\gamma_A$ . Pro zvyšující se  $\gamma_A$  dochází k poklesu hodnoty kritéria  $\Delta K$ , které určuje, jak přesně je určena statická citlivost. Nejvyšší přesnosti je dosaženo pro maximální testovaný stupeň asymetrie relé  $\gamma_A = 10$ . Pro  $\gamma_A \geq 3$  je kritérium  $\Delta K$ , a tudíž i průměrná chyba v určení statické citlivosti, menší jak 0,05 (5 %).

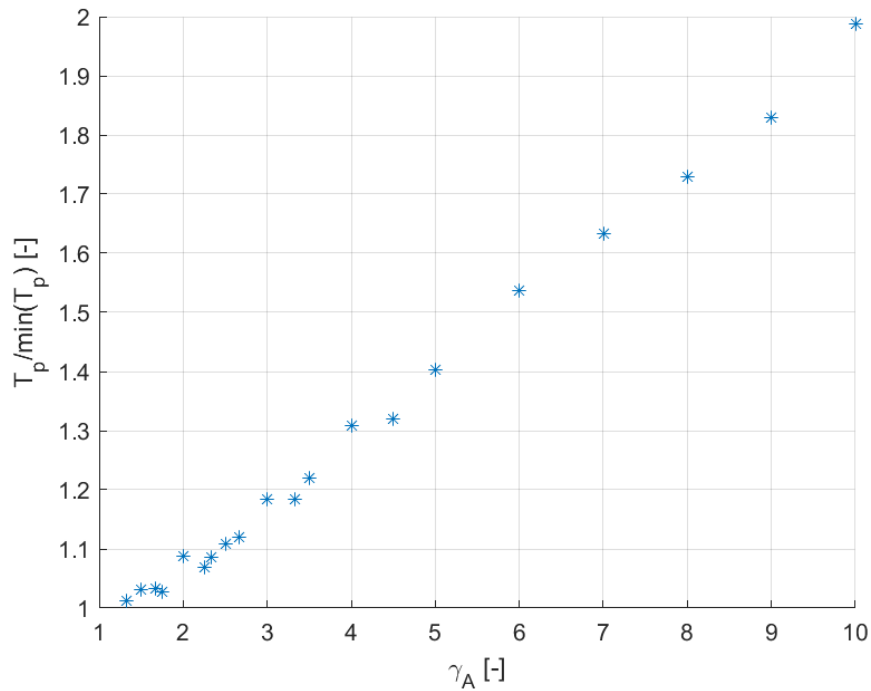
Kritéria (Graf 5) jsou určena z (7.10). Hodnoty kritérií v jednotlivých bodech jsou dány průměrem hodnot se stejným  $\gamma_A$ . Kritérium  $x_{c2}$  popisuje přesnost určení bodů  $G_{p1}(j\omega_1)$  a  $G_{p1}(j\omega_1)$  s odpovídajícími body simulačních procesů pro stejné úhlové frekvence  $\omega_1$  a  $\omega_2$ . Kritérium  $x_{c3}$  obsahuje  $\omega_1, \omega_2$  a 0. Tzn. zahrnuje i statickou citlivost. Kritérium  $x_c$  je vypočteno pro úhlové frekvence z intervalu  $\langle 0; 2\omega_2 \rangle$  s krokem  $2\omega_2/20$ . U všech kritérií  $x_c$  se projevuje závislost stupně asymetrie  $\gamma_A$ . Pro větší hodnoty  $\gamma_A$  je dosaženo větší přesnosti identifikace modelu.



Graf 5: Kritérium  $x_{c_i} = f(\gamma_A)$

Graf 6 znázorňuje vliv stupně asymetrie  $\gamma_A$  na periody kmitů  $T_p$ . Hodnoty jsou normalizovány minimální hodnotou  $T_p$  pro každý z modelů, aby bylo možné provést porovnání mezi různými modely  $P_1$  a  $P_2$ . Pro zvyšující se hodnoty  $\gamma_A$  dochází k prodlužování délek period kmitů.

Zvětšování délky periody kmitů má vliv na délku trvání měření. Pro vysoké stupně asymetrie relé je délka potřebná na provedení reléového experimentu násobně větší.



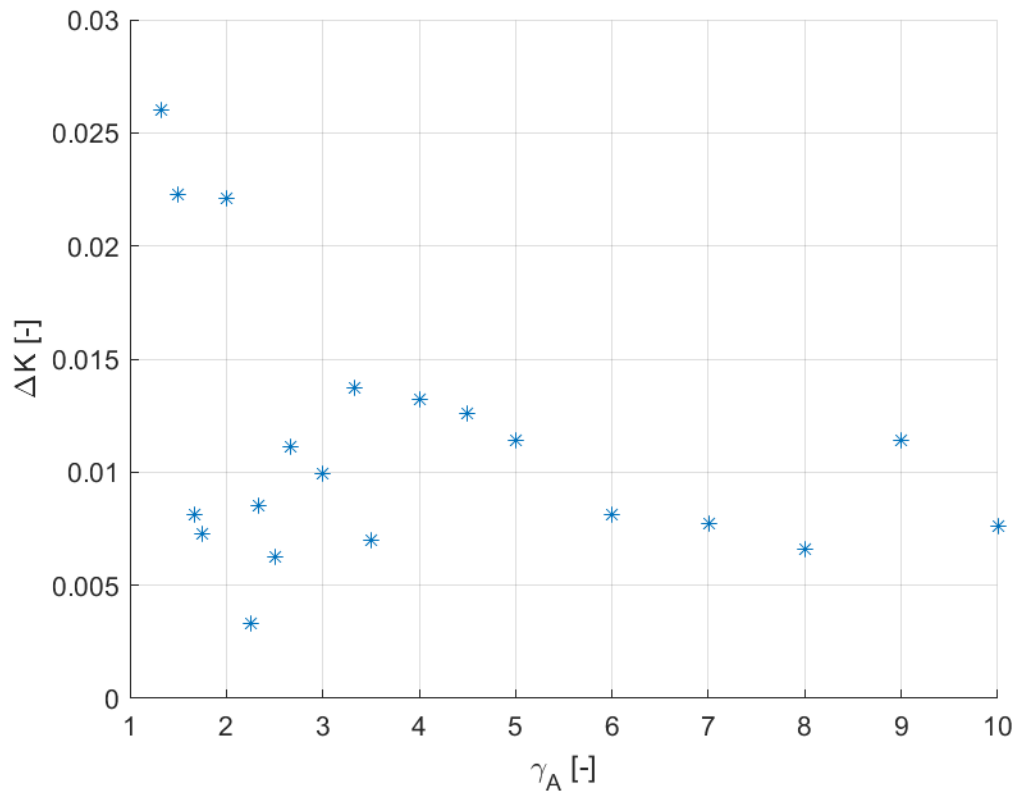
Graf 6: Vliv asymetrie relé na periodu kmitů

### 7.3.2 Simulační model 3

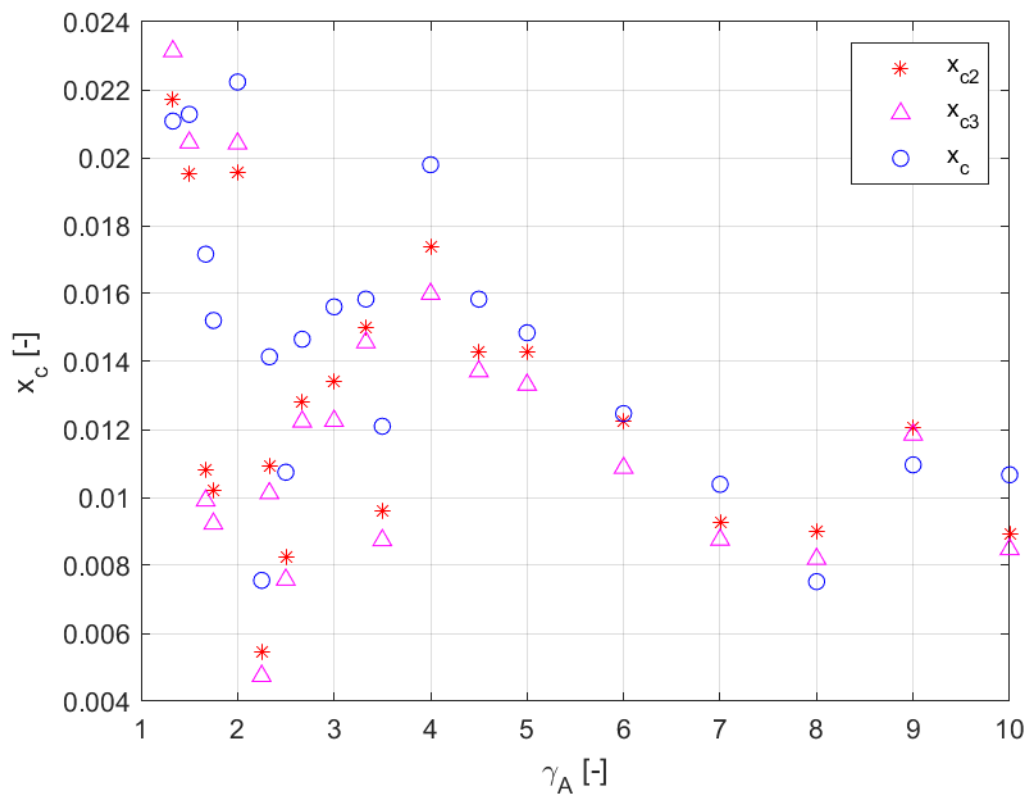
Simulační model s přenosem  $P_3$  z Tab. 9 je stabilní, nekmitavý, druhého řádu s dopravním zpožděním.

U kritéria  $\Delta K$  (Graf 7) u simulační soustavy  $P_3$  se neprojevuje pozorovatelná závislost na hodnotě kritéria  $\gamma_A$ . Pro hodnoty  $\gamma_A > 2$  je chyba v určení statické citlivosti kolem 1 %. Dá se proto konstatovat, že statická citlivost u toho modelu byla pomocí Posuvné reléové metody identifikována s velkou přesností pro téměř libovolné nastavení parametrů relé. Tato skutečnost může být dána podobným tvarem SOTD modelu používaného pro identifikaci s modelem  $P_3$ .

Obdobná je situace i pro kritéria  $x_c$ , která mají v porovnání s hodnotami pro modely  $P_1$  a  $P_2$  menší velikost. Pro vyšší hodnoty stupně asymetrie relé  $\gamma_A$  bylo dosaženo vyšší přesnosti v porovnání s hodnotami  $\gamma_A < 2$ . Nicméně v případě tohoto modelu to může být dáno jen menším počtem měření pro vyšší  $\gamma_A$ . Na Graf 8 není jednoduše pozorovatelný obecný trend.



Graf 7: Kritérium  $\Delta K = f(\gamma_A)$



Graf 8: Kritéria  $x_{ci}$  pro simulační model  $P_3$



## 7.4 Hodnocení vlivu parametrů relé na identifikaci simulačních soustav

Při simulačních měřeních bylo zjištěno, že implementované Posuvná reléová metoda pro odhad parametrů SOTD modelu ze dvou bodů frekvenční charakteristiky vykazuje jistou pravidelnou závislost na stupeň asymetrie relé  $\gamma_A$ . Pro větší hodnoty  $\gamma_A$  bylo dosaženo lepších výsledků identifikace a s tím spojené následné regulace za použití vypočtených parametrů PID regulátorů.

Pro zvyšující se hodnoty stupně asymetrie relé  $\gamma_A$  dochází k prodlužování periody kmitů  $T_p$ . S prodlužováním periody kmitů dojde ke snížení úhlové frekvence bodů  $G_{p1}(j\omega_1)$  a  $G_{p2}(j\omega_2)$ . Snížení úhlové frekvence způsobí posun identifikovaných bodů na Nyquistově křivce směrem ke statické citlivosti. Což má pozitivní efekt na přesnost identifikace statické citlivosti, ale zároveň dochází ke zhoršení přesnosti identifikace na v oblasti vyšších úhlových frekvencí.

Větší hodnoty stupně asymetrie relé  $\gamma_A$  ovšem znamenají, že se při reléovém experimentu vychylujeme z okolí pracovního bodu více na jednu stranu než na druhou, což by v případě lineárních soustav neměl být problém. Ovšem u reálných soustav se nedá předpokládat, že budou dokonale lineární, a proto je vhodnější popisovat chování soustavy v symetričtějším okolí pracovního bodu.

Pro následující simulace a reálná měření bude použit stupeň asymetrie relé  $\gamma_A = 3$ , který pro simulační modely vykázal chybu v určení statické citlivosti menší jak 5 %. Perioda kmitů při tomto stupni asymetrie je na základě simulačních výsledků přibližně o 20 % větší než při stupni asymetrie blížící se jedné. Potřebný čas na reléový experiment se proto prodlužuje o přijatelnou hodnotu.

## 7.5 Testování simulačních soustav pro $\gamma_A = 3$

V této kapitole bude ověřena identifikace a následná regulace pro volbu  $\gamma_A = 3$  na simulačních soustavách. Pro všechny simulace budou voleny parametry relé  $u_D = -1,0$  a  $u_H = 3,0$ . Hodnota akční veličiny v pracovním bodě  $u_0 = 5,0$ .

### 7.5.1 Simulační soustava 1

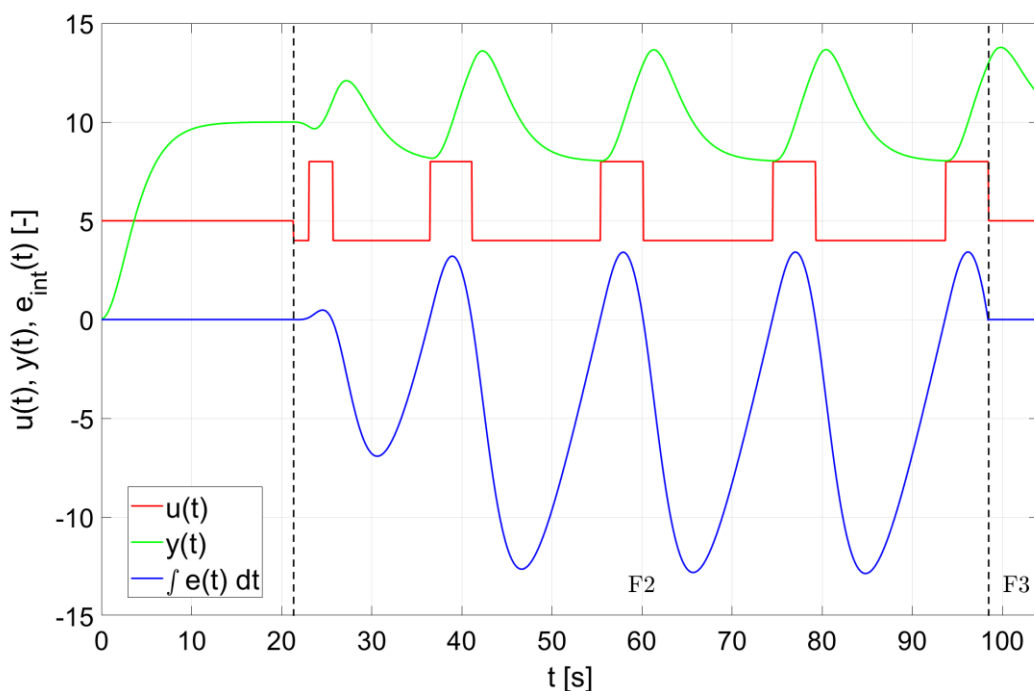
Testovací soustava č. 1 je dána přenosem (7.12). Tato soustava je třetího řádu, stabilní, nekmitavá. Časové konstanty jsou stejného řádu a má statickou citlivost 2.

$$P_1(s) = \frac{2}{(2s + 1)(1.5s + 1)(s + 1)} \quad (7.12)$$

Pro simulační model  $P_1$  byl identifikován model ve tvaru

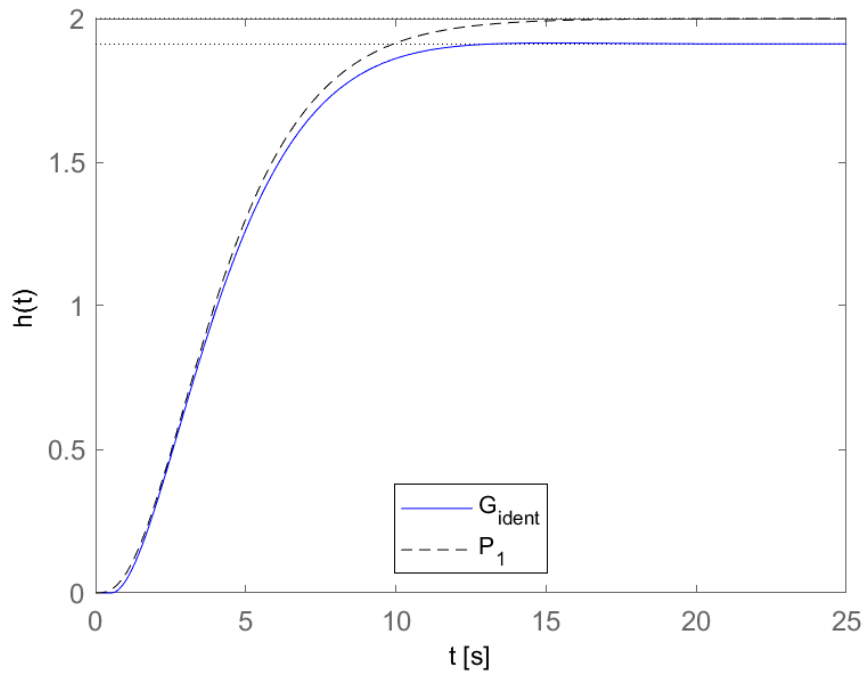
$$G_{ident} = \frac{1,911 \cdot e^{-0,520 \cdot s}}{4,615s^2 + 3,389s + 1} \quad (7.13)$$

kde  $K = 1,911$ ,  $\tau_d = 0,520$ ,  $a_2 = 4,615$ ,  $a_1 = 3,389$ .



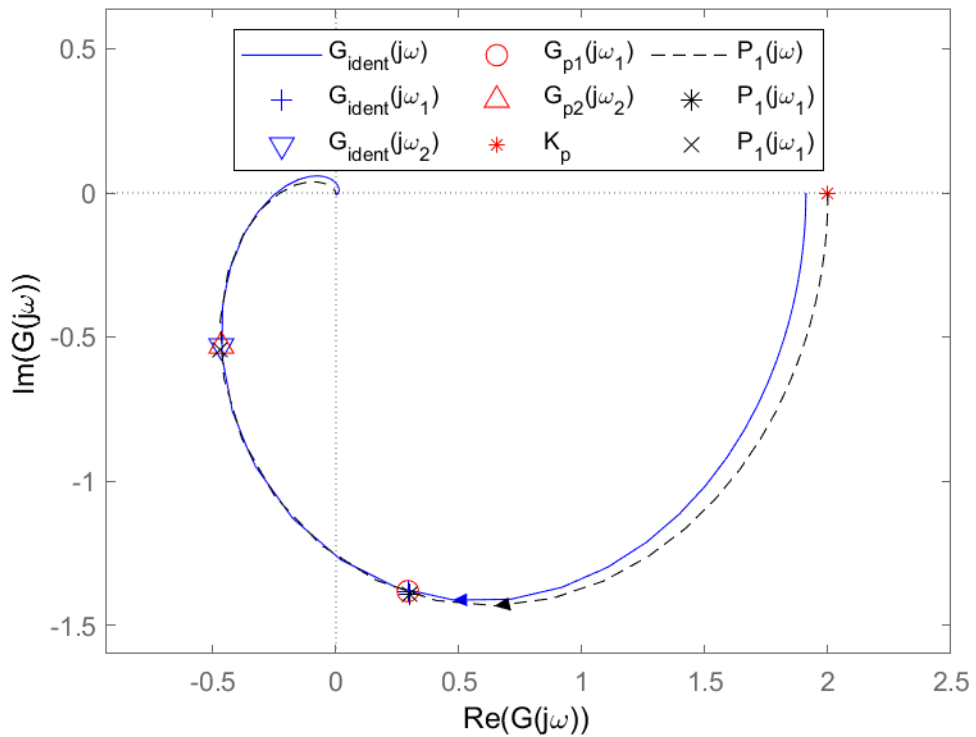
Graf 9: Průběh měření, F1 odměření  $y_0$ , F2 reléový experiment, F3 výpočet parametrů

Kritérium odchylky bodů identifikované a simulační soustavy  $x_{c2} = 0,0179$  má relativně malou hodnotu, což poukazuje na dobrou shodu modelů v oblasti identifikovaných bodů. Kritérium zahrnující statickou citlivost má hodnotu  $x_{c3} = 0,02631$ .

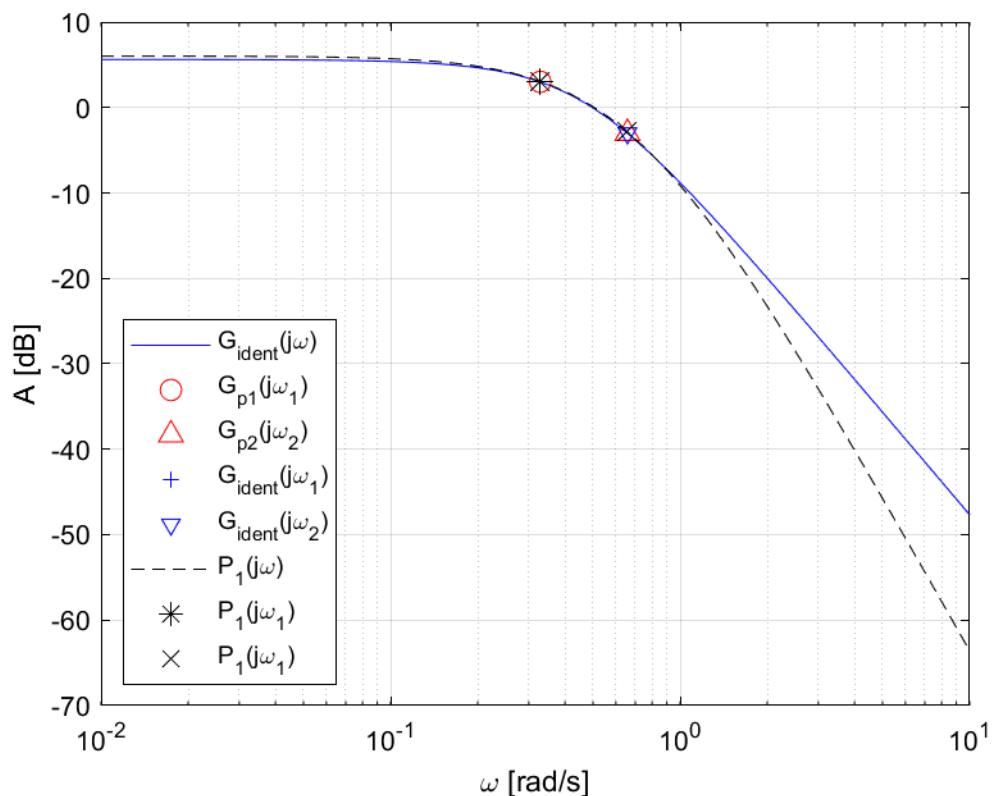


Graf 10: Přechodová charakteristika

Z porovnání Nyquistovy frekvenční charakteristiky (Graf 11) a přechodové charakteristiky (Graf 10) je vidět, že statická citlivost je určena s chybou  $\Delta K = 0,045$ , která je v tomto případě menší než 5 %.



Graf 11: Nyquistova frekvenční charakteristika, simulační soustava  $P_1$



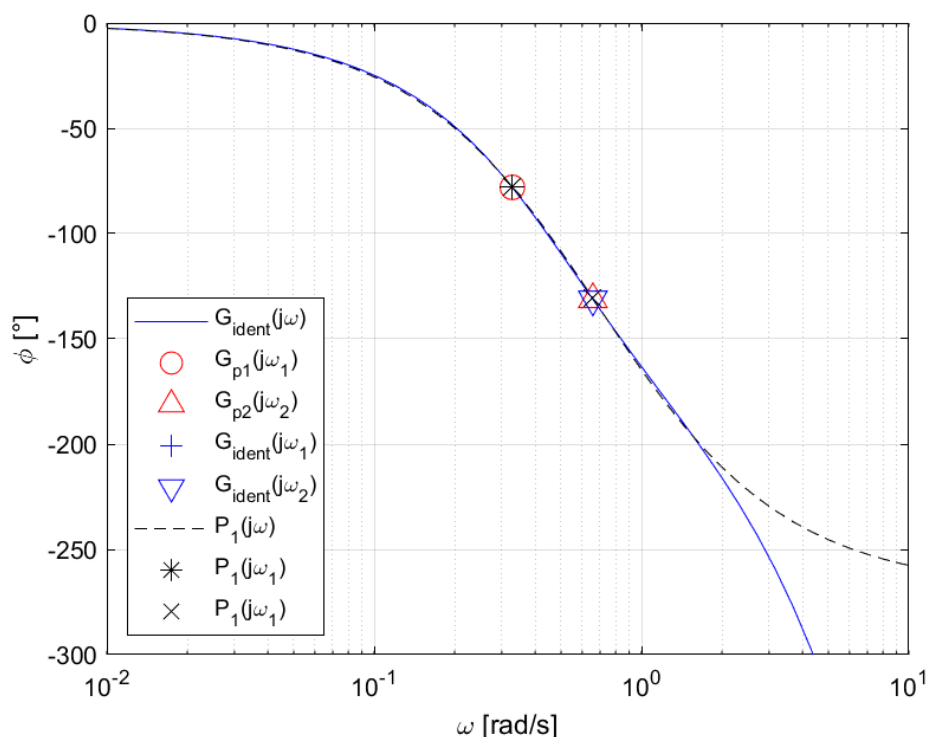
Graf 12: Bodeho amplitudová frekvenční charakteristika, simulační soustava  $P_1$

Na Grafech 11,12 a 13 jsou červeně vyznačeny body získané Posuvnou reléovou metodou. Modře jsou zde zobrazeny body identifikovaného přenosu s odpovídající frekvencí. Černě jsou vyznačeny body simulačního modelu  $P_1$  o stejné frekvenci.<sup>6</sup> Na všech těchto grafech se tyto body překrývají, což znamená, že byly určeny s velkou přesností.

V Bodeho amplitudové frekvenční charakteristice (Graf 12) je pozorovatelná dobrá shoda simulačního modelu s identifikovaným do hodnoty úhlové frekvence  $\omega = 1 \text{ rad/s}$ . Proto konstatovat, že dominantní časová konstanta proto byla určena dobře. Pro vyšší frekvence se projevuje vyšší řád simulačního modelu, který se způsobuje rozdíly směrnic v amplitudové charakteristice.

V Bodeho fázové frekvenční charakteristice (Graf 13) je pozorovatelná dobrá shoda modelů do úhlové frekvence  $\omega = 2 \text{ rad/s}$ . Pro vyšší frekvence se projeví rozdílnost modelů. Identifikovaný model obsahuje dopravní zpoždění, které způsobí postupný nárůst fázového posuvu.

<sup>6</sup> Toto barevné rozdělení bude použito pro všechny simulační modely i reálné soustavy.



Graf 13: Bodeho fázová frekvenční charakteristika, simulační soustava  $P_1$

Pro výsledný identifikovaný model (7.13) byly vypočteny parametry PID regulátorů dle vhodných metod na základě parametrů identifikovaného modelu.

Tab. 14: Parametry PID regulátoru dle identifikovaného modelu

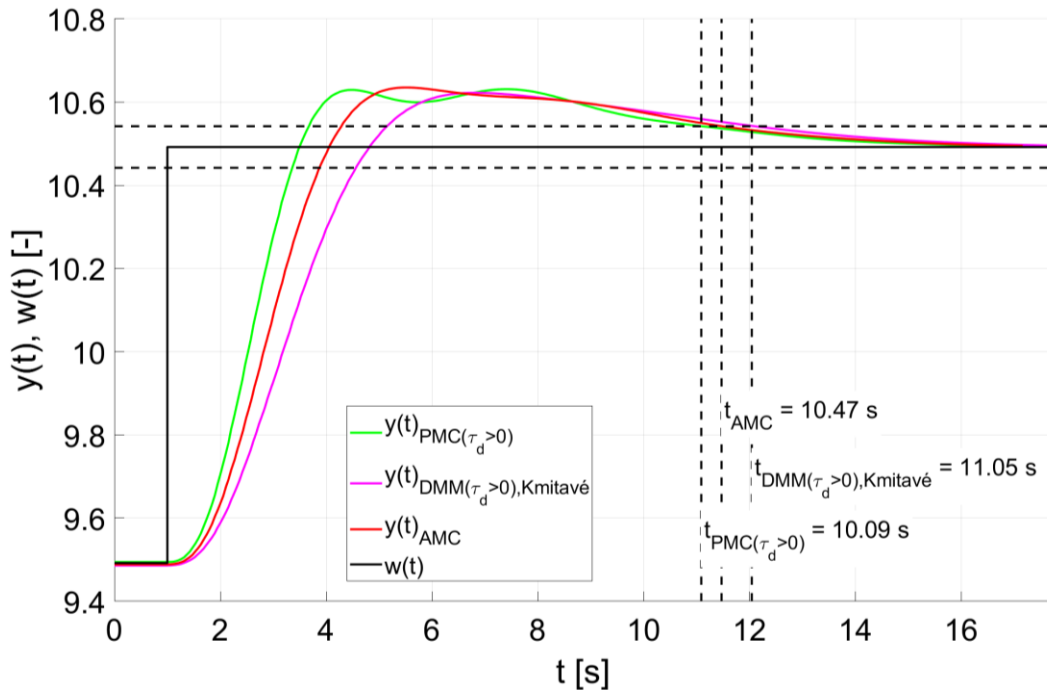
Metoda	$r_i [-]$	$T_i [s]$	$T_d [s]$
$PMC(\tau_d > 0)$	3,017	3,819	1,208
$DMM(\tau_d > 0), Kmitavé$	1,359	3,799	1,203
$AMC$	2,011	3,819	1,208

Tab. 15: Hodnocení regulace – simulační soustava  $P_1$ <sup>7</sup>

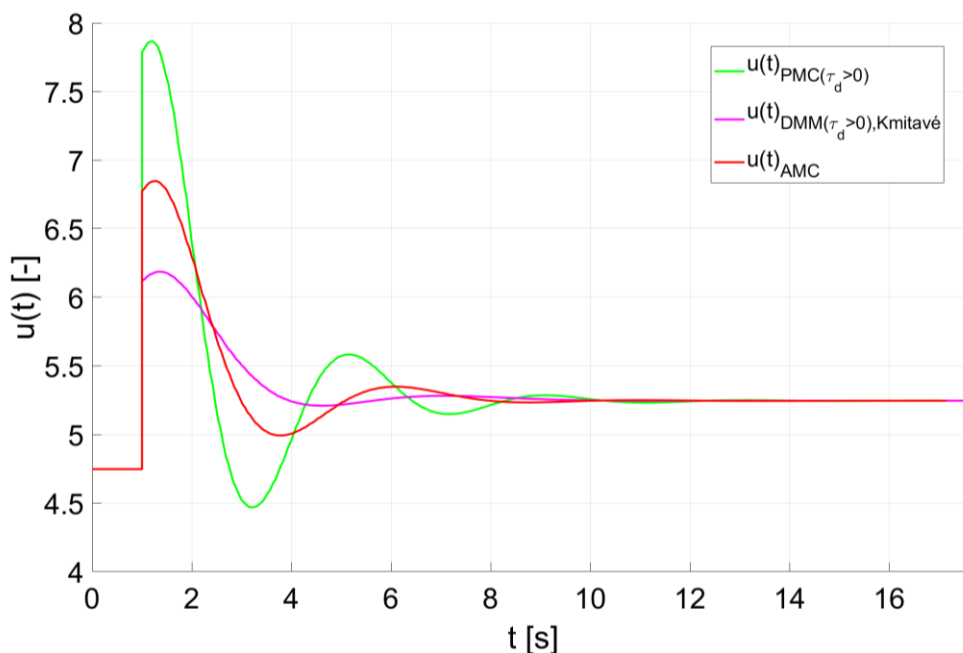
Metoda	$t_r [s]$	$IAE [-]$	$ITAE [-]$
$PMC(\tau_d > 0)$	10,01	0,121	0,318
$DMM(\tau_d > 0), Kmitavé$	12,08	0,152	0,403
$AMC$	10,47	0,136	0,361

<sup>7</sup> Toto hodnocení regulace je silně ovlivněno volbou nastavitelných parametrů u jednotlivých metod. Při volbě optimálnějších parametrů by mohlo být dosaženo lepších výsledků. Pro  $PMC(\tau_d > 0)$ :  $\gamma = \frac{\pi}{4}$ ,  $DMM(\tau_d > 0), Kmitavé$ :  $\kappa = 0$ ,  $AMC$ :  $m_A = 3$ .

Regulace v případě všech metod proběhla s překmitem (Graf 14 a Graf 15). Regulační časy  $t_r$  (čas, kdy hodnota regulované veličiny vstoupí a zůstane v pásmu  $\pm 5\%$  z velikosti skoku kolem požadované hodnoty  $w$ ) i integrální kritéria  $IAE, ITAE$  mají podobné hodnoty. Nejlepších výsledků dosáhla metoda  $PMC(\tau_d > 0)$ , pro kterou regulace proběhla nejrychleji a měla i nejmenší hodnoty integrálních kritérií.



Graf 14: Regulace – průběh regulované veličiny, Simulační soustava  $P_1$



Graf 15: Regulace – akční zásah, Simulační soustava  $P_1$

## 7.5.2 Simulační soustava 2

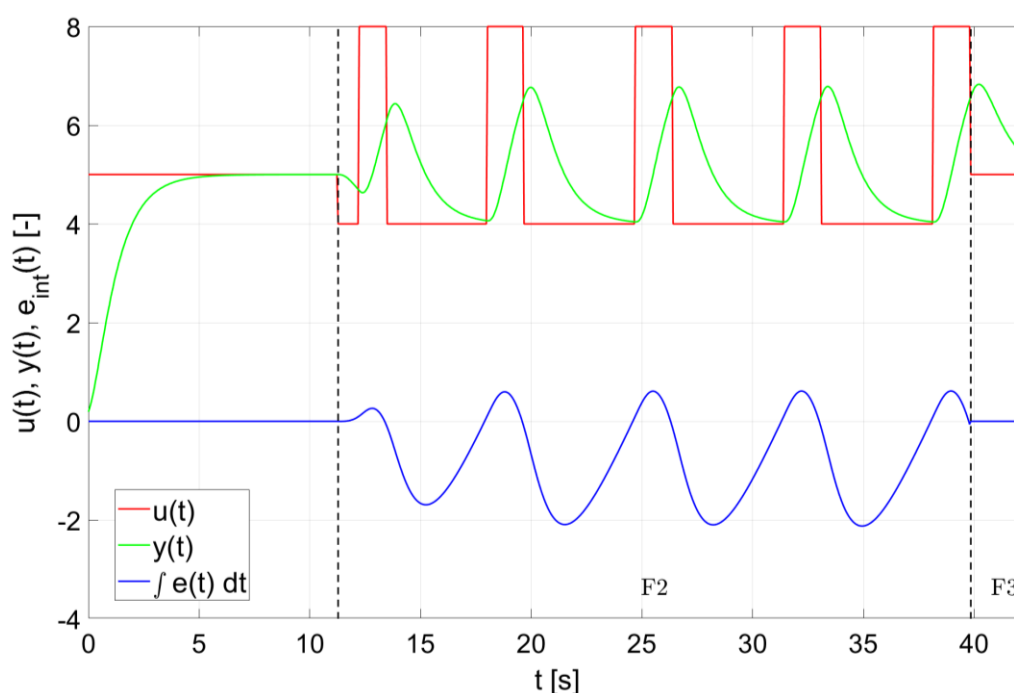
Simulační soustava  $P_2$  je dána přenosem (7.14). Tato soustava je stabilní, nekmitavá, třetího řádu s dominantní časovou konstantou a bez dopravního zpoždění.

$$P_2(s) = \frac{1}{(s + 1)(0.3s + 1)^2} \quad (7.14)$$

Pro simulační model  $P_2$  byl identifikován model ve tvaru

$$G_{ident} = \frac{0,961 \cdot e^{-0,129 \cdot s}}{0,531s^2 + 1,430s + 1} \quad (7.15)$$

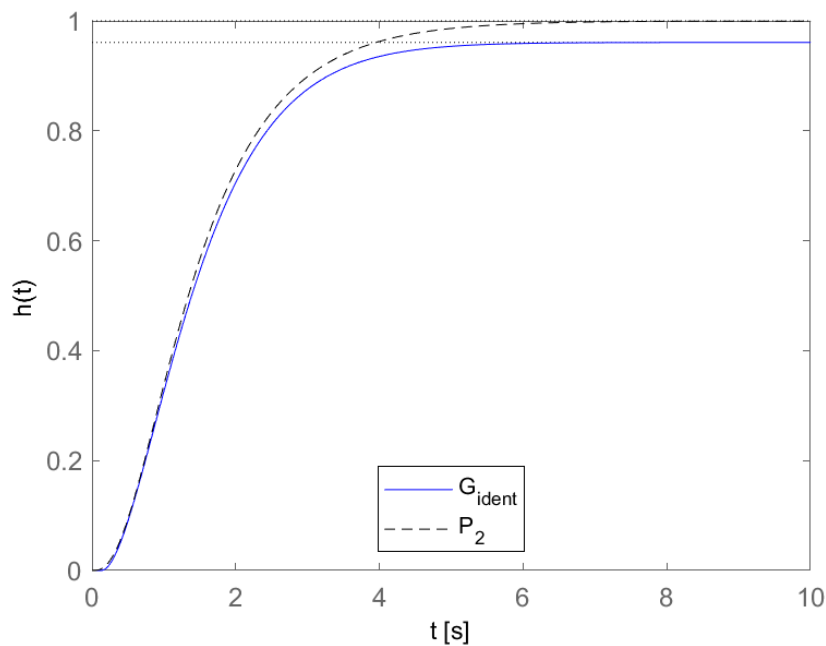
kde  $K = 0,961$ ,  $\tau_d = 0,129$ ,  $a_2 = 0,531$ ,  $a_1 = 1,430$ .



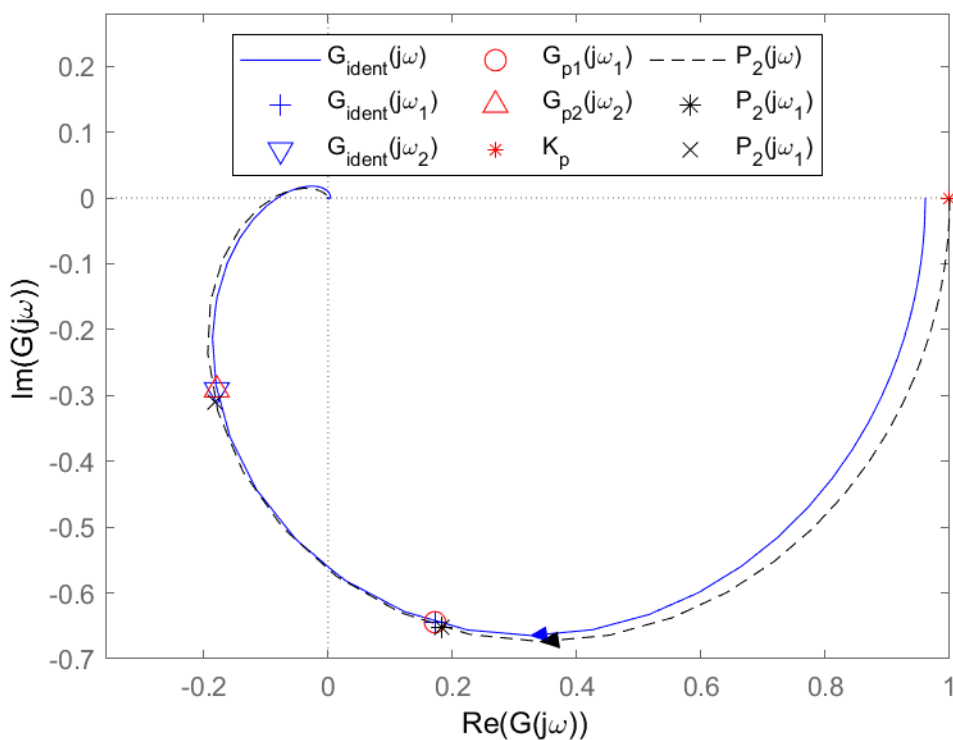
Graf 16: Průběh měření, F1 odměření  $y_0$ , F2 reléový experiment, F3 výpočet parametrů

Z porovnání hodnot kritérií  $x_{c2} = 0,0195$  a  $x_{c3} = 0,02732$  se simulačním modelem  $P_1$  lze konstatovat, že body s úhlovými frekvencemi  $\omega_1$  a  $\omega_2$  identifikovaného modelu a simulačního modelu byly určeny s podobnou přesností.

Identifikovaný model má dle srovnání přechodové charakteristiky (Graf 17) a Nyquistovy frekvenční charakteristiky (Graf 18) podobné průběhy jako simulační model  $P_2$ . Pro nižší frekvence je patrná 4 % nepřesnost v určení statické citlivosti.



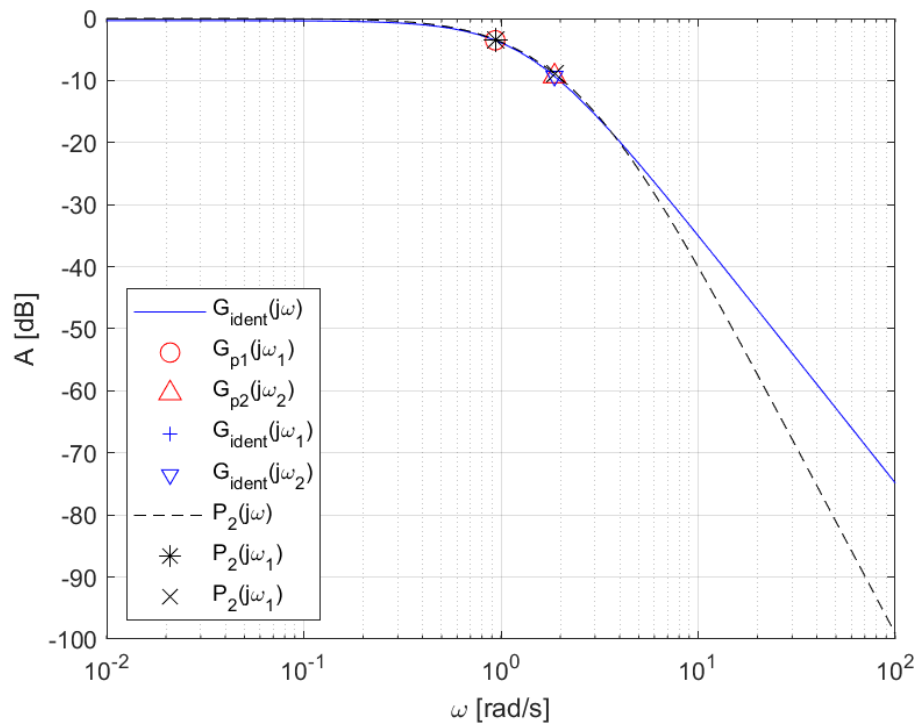
Graf 17: Přejchodová charakteristika, simulační soustava  $P_2$



Graf 18: Nyquistova frekvenční charakteristika, simulační soustava  $P_2$

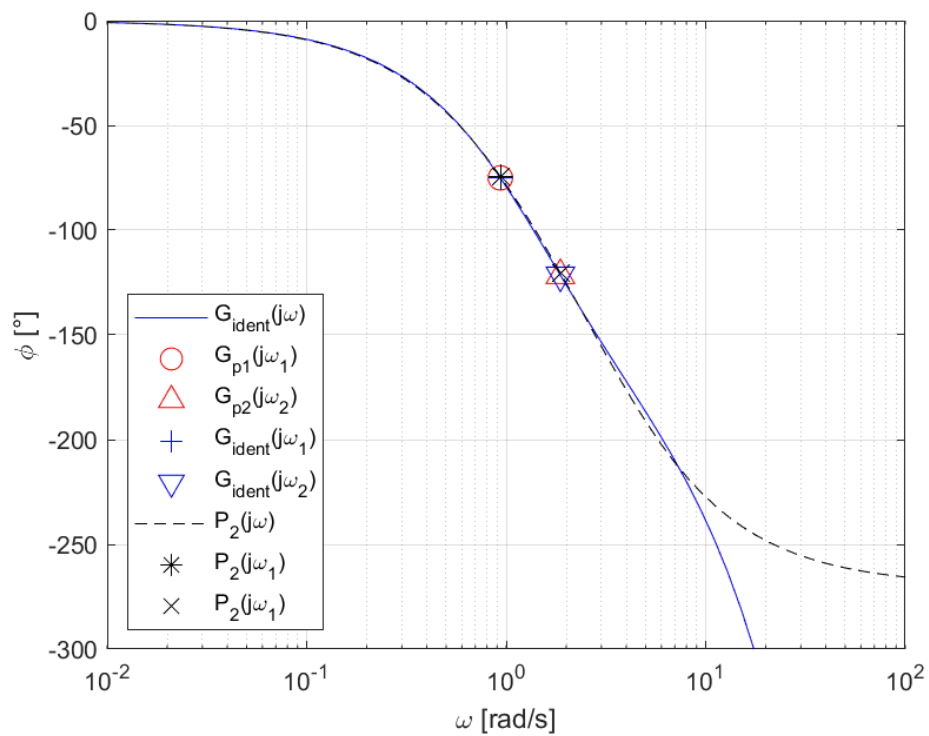
V Bodeho amplitudové charakteristice je patrná dobrá shoda dominantní časové konstanty identifikovaného a simulačního modelu v oblasti frekvencí  $\langle \omega_1; \omega_2 \rangle$ . Pro větší úhlové frekvence od  $\omega > 5 \text{ rad/s}$  se projevuje vyšší řád simulačního modelu, který způsobuje vyšší sklon v amplitudové charakteristice (Graf 19).





Graf 19: Bodeho amplitudová frekvenční charakteristika, simulační soustava  $P_2$

V Bodeho fázové frekvenční charakteristice je dosaženo shody modelů pro frekvence  $\omega < 7 \text{ rad/s}$ . Pro vyšší frekvence se projevuje vliv dopravního zpoždění obsaženého v identifikovaném SOTD modelu (Graf 20).



Graf 20: Bodeho fázová frekvenční charakteristika, simulační soustava  $P_2$

Pro výsledný identifikovaný model (7.15) byly vypočteny parametry PID regulátorů dle vhodných metod na základě parametrů identifikovaného modelu.

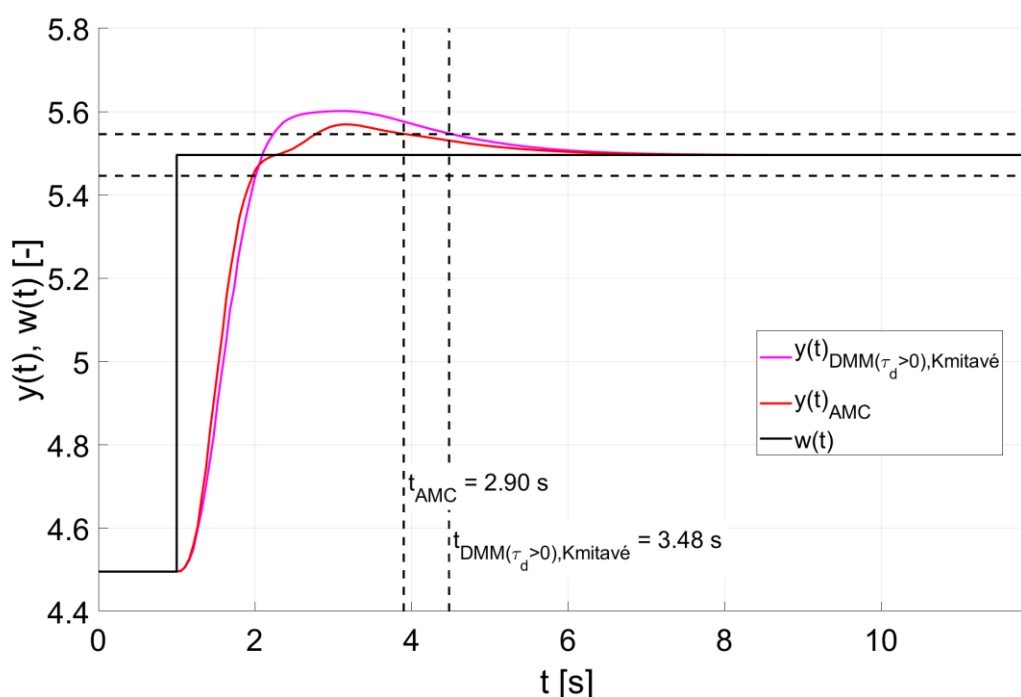
Tab. 16: Parametry PID regulátoru dle identifikovaného modelu

Metoda	$r_i [-]$	$T_i [s]$	$T_d [s]$
<i>DMM</i> ( $\tau_d > 0$ ), <i>Kmitavé</i>	3,914	1,410	0,366
<i>AMC</i>	6,046	1,430	0,371

Tab. 17: Hodnocení regulace – simulační soustava  $P_2$ <sup>8</sup>

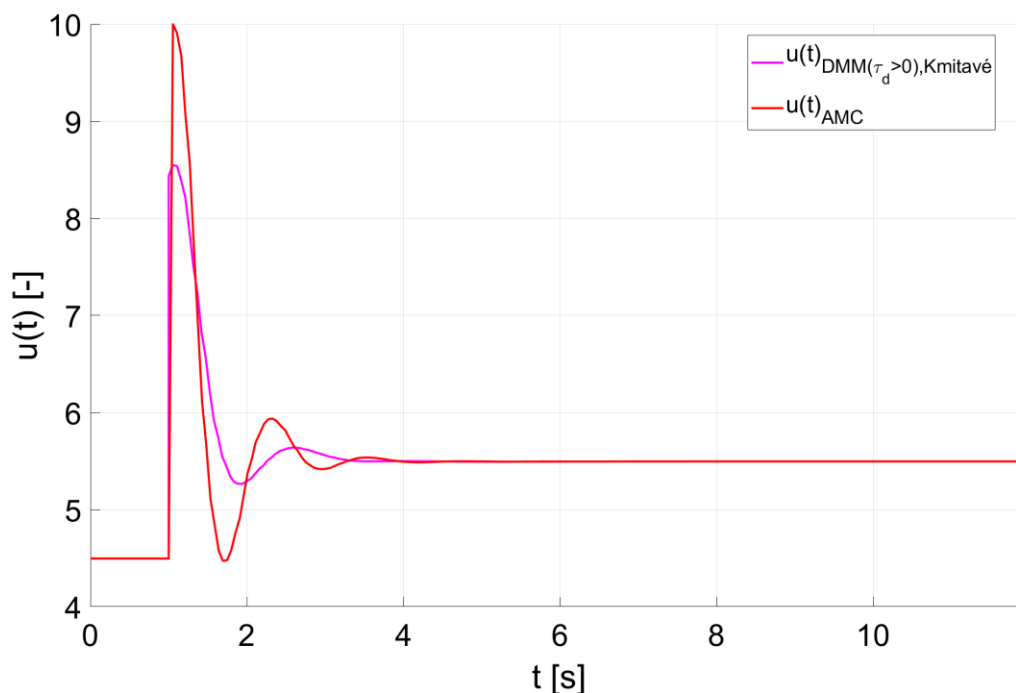
Metoda	$t_r [s]$	<i>IAE</i> [-]	<i>ITAE</i> [-]
<i>DMM</i> ( $\tau_d > 0$ ), <i>Kmitavé</i>	3,48	0,043	0,035
<i>AMC</i>	2,90	0,034	0,019

Regulace v okolí bodu proběhla úspěšně pro obě metody seřízení PID regulátoru (Graf 21 a Graf 22). Lepšího výsledku dosáhla metoda *AMC* s kratším regulačním časem  $t_r$  a nižšími hodnotami integrálních kritérií *IAE*, *ITAE*.



Graf 21: Regulace – průběh  $y$ , Simulační soustava  $P_2$

<sup>8</sup> Hodnoty volitelných parametrů jednotlivých metod: *DMM*( $\tau_d > 0$ ), *Kmitavé*:  $\kappa = 0$ , *AMC*:  $m_A = 3$ .



Graf 22: Regulece – akční zásah, Simulační soustava  $P_2$

### 7.5.3 Simulační soustava 3

Simulační soustava  $P_3$  je dána přenosem (7.16). Tato soustava je stabilní, nekmitavá, druhého řádu s časovým zpožděním, které je větší než časové konstanty soustavy.

$$P_3(s) = \frac{1e^{-s}}{(0.5s + 1)^2} \quad (7.16)$$

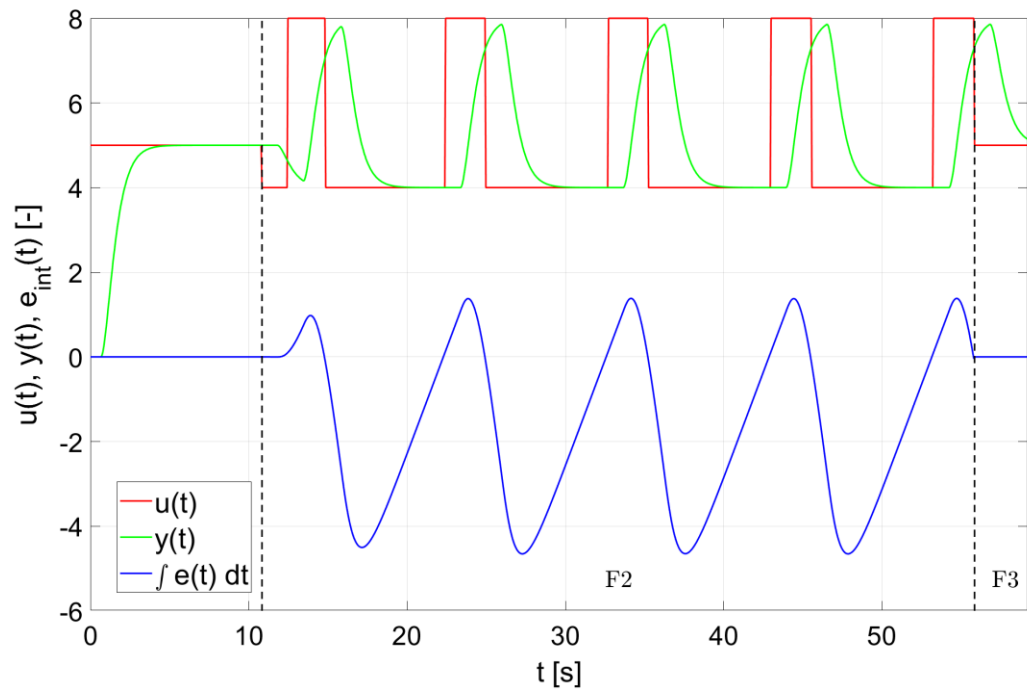
Pro simulační model  $P_3$  byl identifikován model SOTD ve tvaru

$$G_{ident} = \frac{0,994 \cdot e^{-0,991 \cdot s}}{0,254s^2 + 1,008s + 1}, \quad (7.17)$$

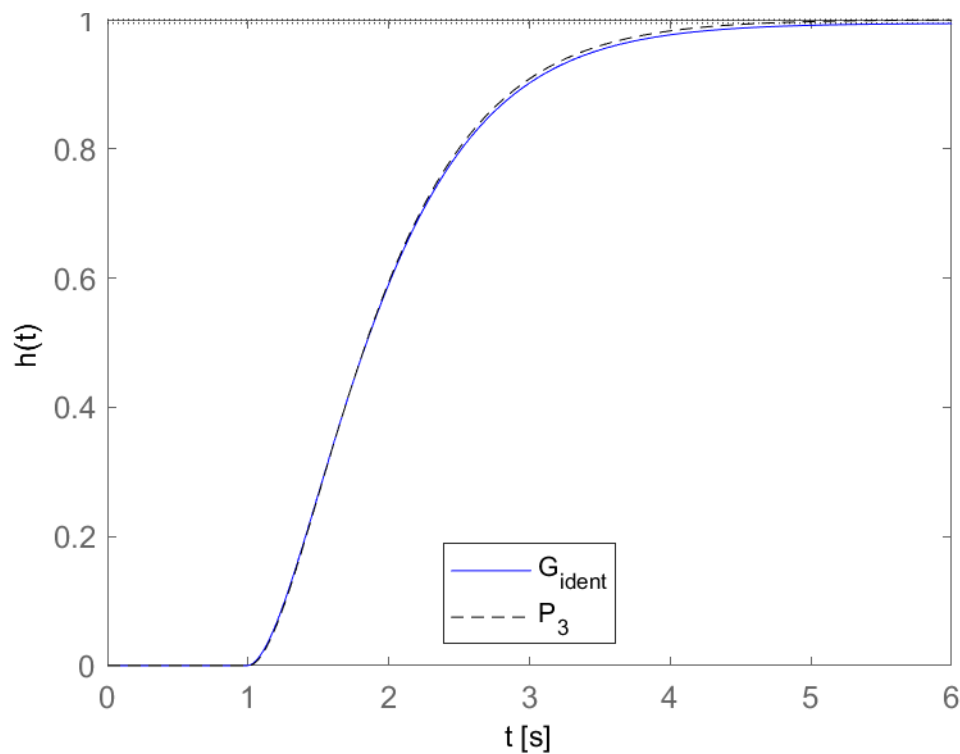
kde  $K = 0,994$ ,  $\tau_d = 0,991$ ,  $a_2 = 0,254$ ,  $a_1 = 1,008$ .

Simulační model  $P_3$  obsahuje dopravní zpoždění, které má při použití této metody identifikace pozitivní efekt. Dopravní zpoždění způsobí, že poloha druhé identifikovaného bodu  $G_{p2}(j\omega_2)$  má příznivější polohu pro přesnější určení parametrů SOTD modelu. Zároveň je tvar simulačního modelu  $P_3$  podobný SOTD modelu (3.13), který je použit k identifikaci. Identifikovaný model (7.17) přesně popisuje simulační model  $P_3$  v celém rozsahu úhlových frekvencí. Což je možné vidět při srovnání přechodové (Graf 24), Nyquistovy (Graf 25),

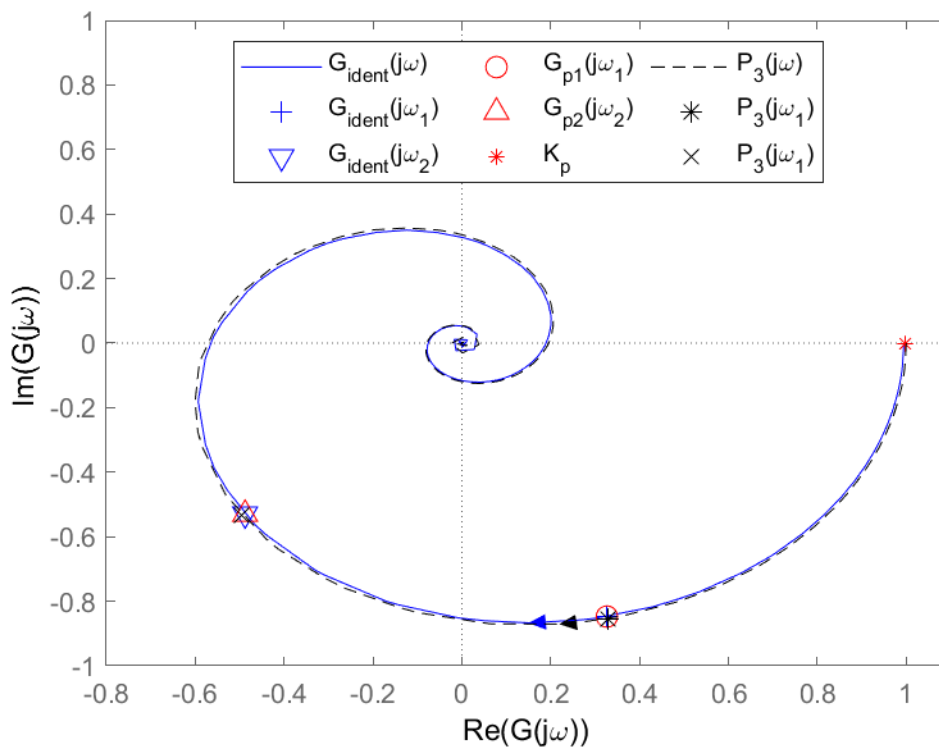
Bodeho amplitudové (Graf 26) a Bodeho fázové charakteristiky (Graf 27). Průběh měření zobrazuje Graf 23.



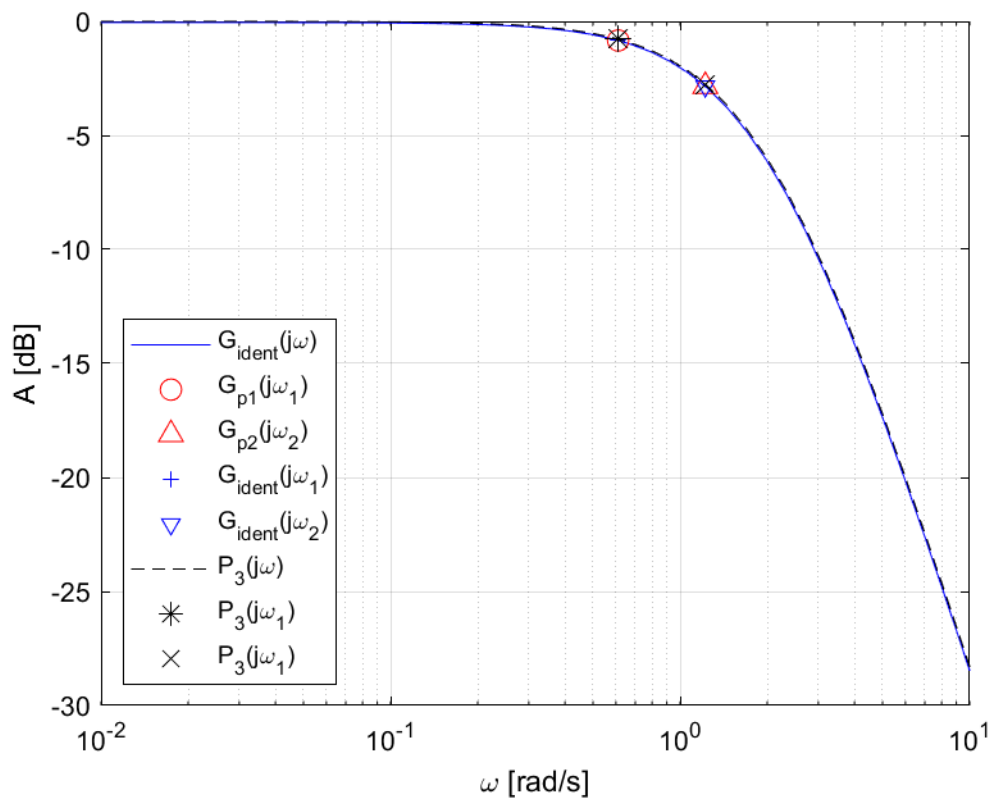
Graf 23: Průběh identifikace, F1 Odměření  $y_0$ , F2 reléový experiment, F3 výpočet parametrů



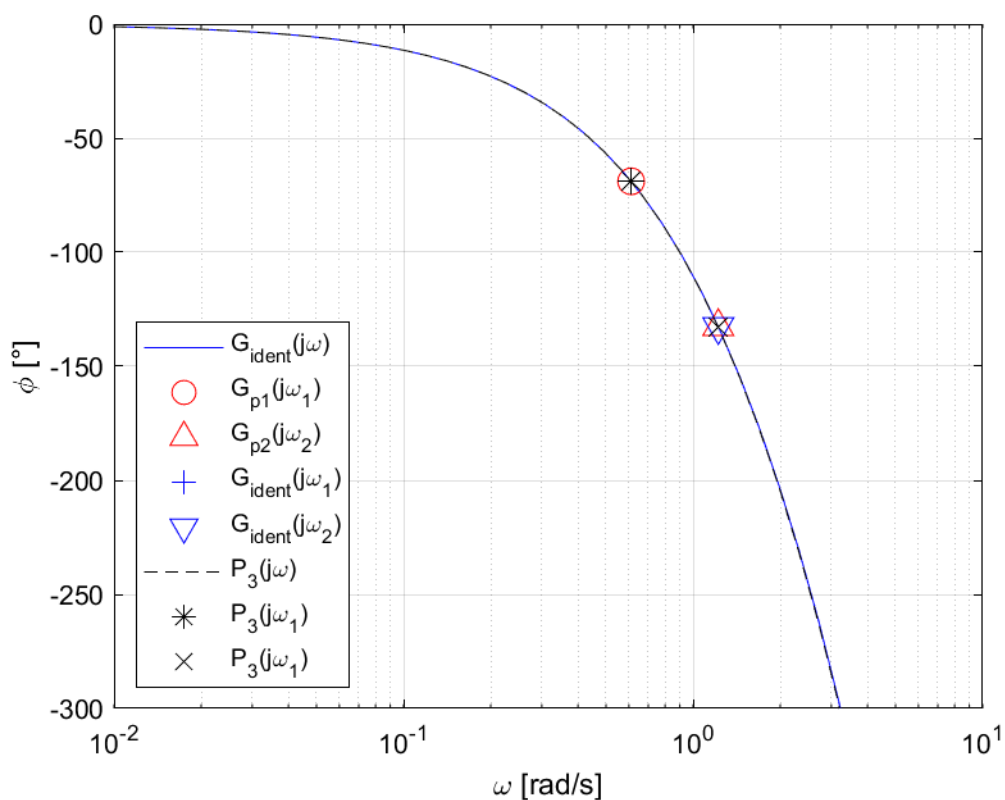
Graf 24: Přejchodová charakteristika



Graf 25: Nyquistova frekvenční charakteristika, simulační soustava  $P_3$



Graf 26: Bodeho amplitudová frekvenční charakteristika, simulační soustava  $P_3$



Graf 27: Bodeho fázová frekvenční charakteristika, simulační soustava  $P_3$

Pro výsledný identifikovaný model byly vypočteny parametry PID regulátorů dle vhodných metod na základě parametrů identifikovaného modelu (Tab. 18).

Tab. 18: Parametry PID regulátoru dle identifikovaného modelu

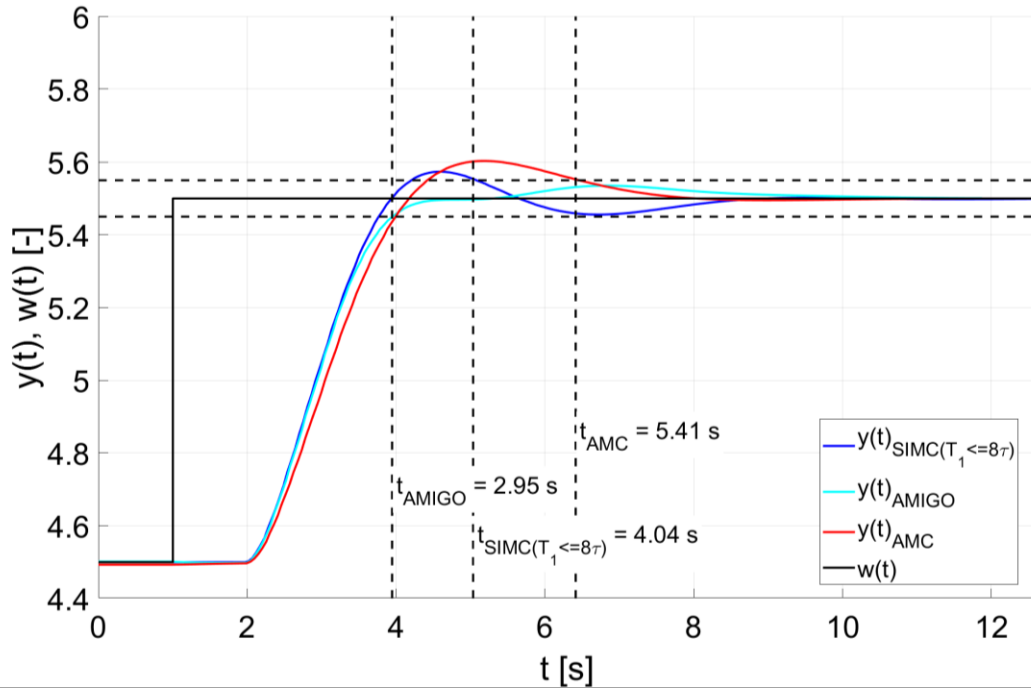
Metoda	$r_i$ [-]	$T_i$ [s]	$T_d$ [s]
<i>SIMC</i> ( $T_1 \leq 8\tau$ )	0,663	1,308	0,194
<i>AMIGO</i>	0,642	1,232	0,515
<i>AMC</i>	0,536	1,009	0,251

Tab. 19: Hodnocení regulace – simulační soustava  $P_3$ <sup>9</sup>

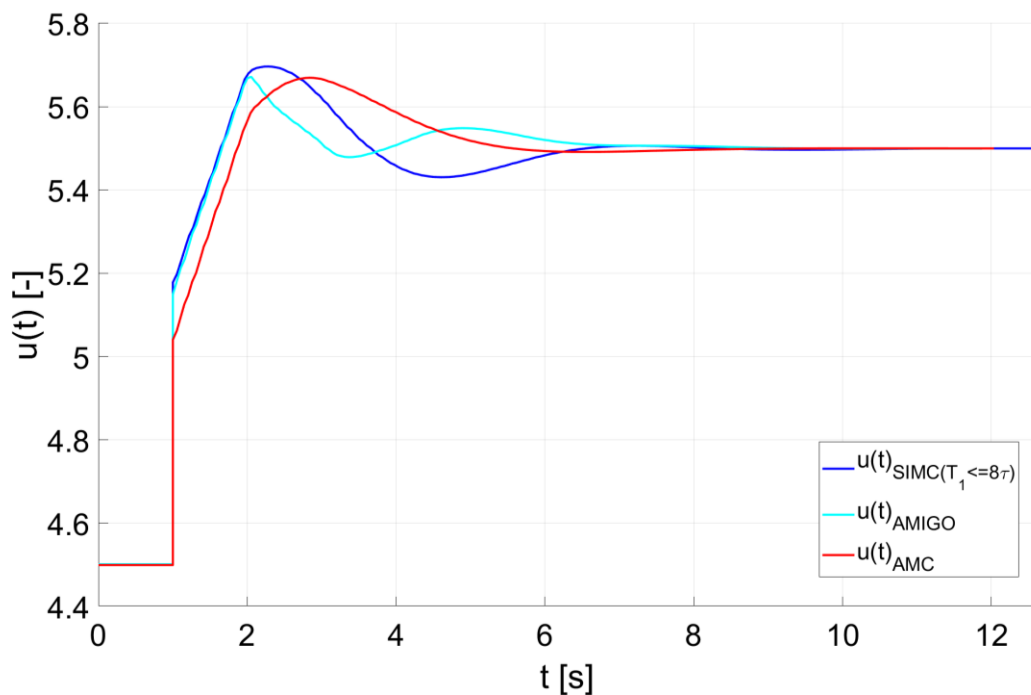
Metoda	$t_{r95}$ [s]	<i>IAE</i> [-]	<i>ITAE</i> [-]
<i>SIMC</i> ( $T_1 \leq 8\tau$ )	4,04	0,1077	0,1187
<i>AMIGO</i>	2,95	0,1054	0,1097
<i>AMC</i>	5,41	0,1200	0,1608

<sup>9</sup> Hodnoty volitelného parametru pro metodu *AMC*:  $m_A = 3$ .

Průběh regulace v okolí pracovního bodu je zobrazen na Grafu 28, průběh akčního zásahu během regulace zobrazuje Graf 29. Použité metody dokázaly regulovat danou soustavu. Nejlepšího výsledku dosáhla metoda AMIGO s nejkratším regulačním časem i nejnižší hodnotou integrálních kritérií.



Graf 28: Regule – průběh  $y$ , Simulační soustava  $P_3$



Graf 29: Regule – akční zásah, Simulační soustava  $P_3$

#### 7.5.4 Zhodnocení testování na simulačních modelech

Simulační soustavy byly testovány pro jednotné nastavení parametrů relé odpovídající stupni asymetrie relé  $\gamma_A = 3$ . Tato hodnota byla zvolena na základě předchozího testování a její vliv byl popsán v předchozích kapitolách.

Simulační modely  $P_1$  a  $P_2$ , které neodpovídaly tvaru SOTD modelu (3.13), byly tímto modelem popsány nejpřesněji v oblasti úhlových frekvencí  $\omega \in < \omega_1; \omega_2 >$ . V oblasti nižších frekvencí se projevila odlišnost modelu a méně příznivá poloha bodů  $G_{p1}(j\omega_1)$  a  $G_{p2}(j\omega_2)$ , která způsobila, že za použití MNČ došlo k méně přesné identifikaci statické citlivosti. Vzhledem k tomu, že řízení je realizováno v oblastech vyšších úhlových frekvencí, kde je model identifikován přesněji, by tato nepřesnost neměla z pohledu řízení představovat problém. Modely  $P_1$  a  $P_2$  jsou vyššího řádu než identifikovaný SOTD model. Tato skutečnost je kompenzována dopravním zpožděním obsaženým v SOTD modelu.

Simulační model  $P_3$  je svou strukturou podobný SOTD modelu, kterým jsou simulační soustavy nahrazovány. Díky této podobnosti a příznivé poloze bodů  $G_{p1}(j\omega_1)$  a  $G_{p2}(j\omega_2)$  došlo k velmi přesné identifikaci v celém rozsahu úhlových frekvencí  $\omega \in < 0; +\infty >$ .

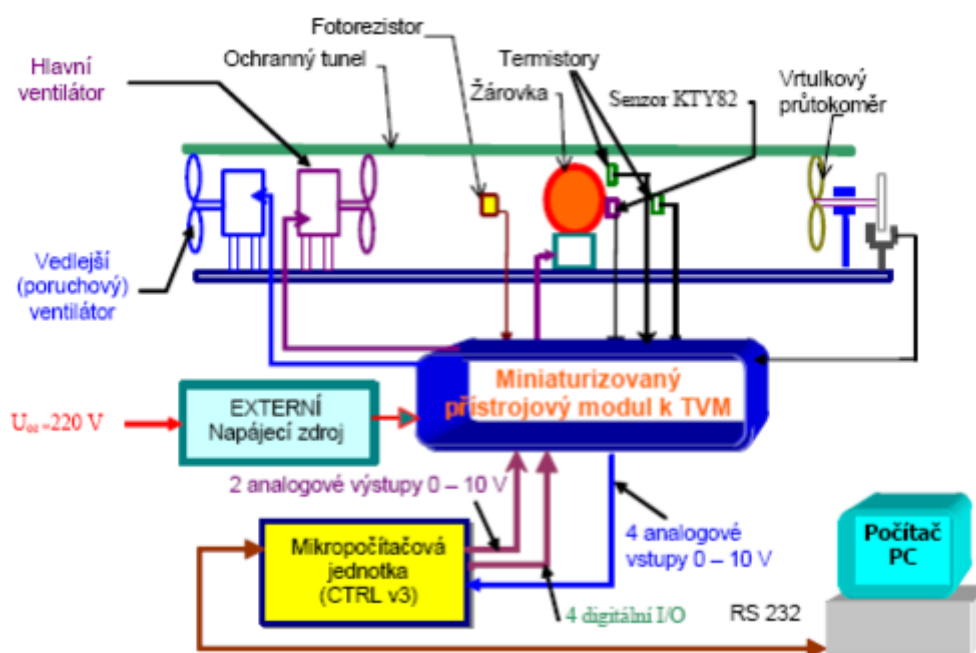
Regulace na základě vybraných metod, dle identifikovaných parametrů SOTD modelu, proběhla uspokojivě u všech simulačních modelů. U všech simulačních modelů však došlo k překmitu pro většinu metod, což může být způsobeno nepřesnostmi v určení modelu, ale také vlastními nastavitelnými parametry metod seřizování PID regulátorů. Při vhodnější volbě těchto parametrů by mohlo dojít ke zlepšení regulačního procesu. Hledání optimálních volitelných parametrů metod nastavování PID je časově náročné, a proto bylo ponecháno na budoucí práci.



## 8 Experimenty na reálných soustavách

### 8.1 Laboratorní model Teplovzdušný tunel

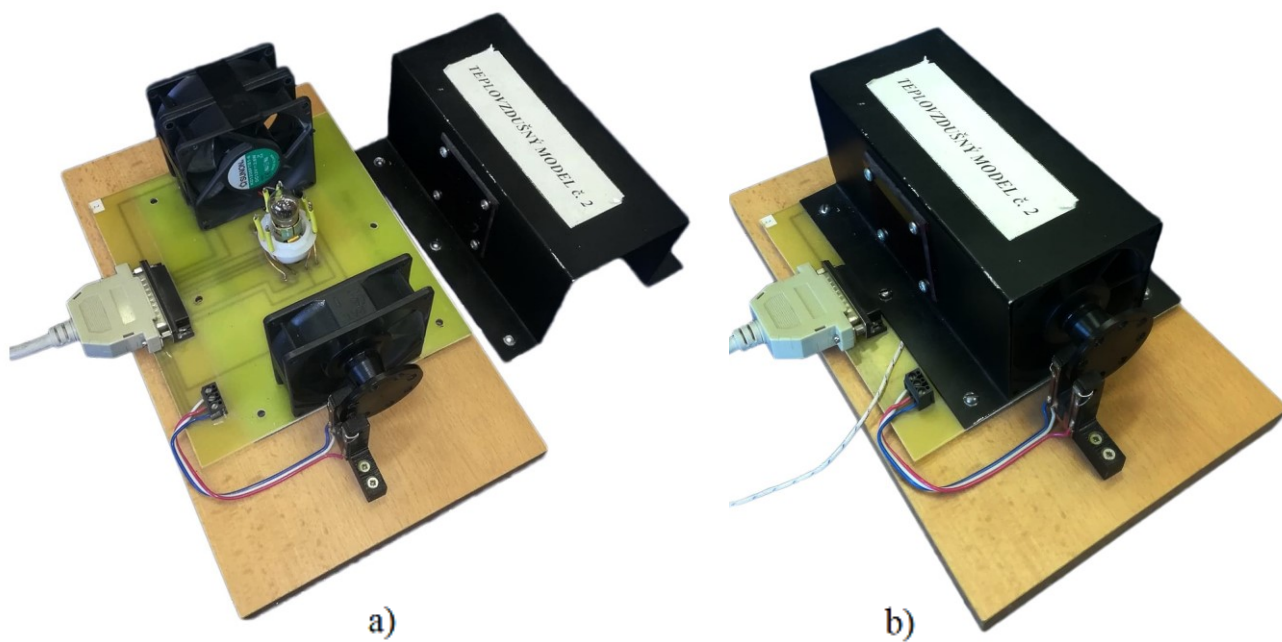
Laboratorní model teplovzdušný tunel obsahuje dva ventilátory, hlavní a poruchový. Hlavní ventilátor je řízen pomocí pulzní šířkové modulace (dále jen PWM). Na konci tunelu je umístěn vrtulkový průtokoměr, který snímá počet otáček. Celá soustava je připojena k řídicí elektronice, která převádí vstup pro řízení ventilátoru i výstup vrtulkového průtokoměru na normalizovaný signál 0-10 V.



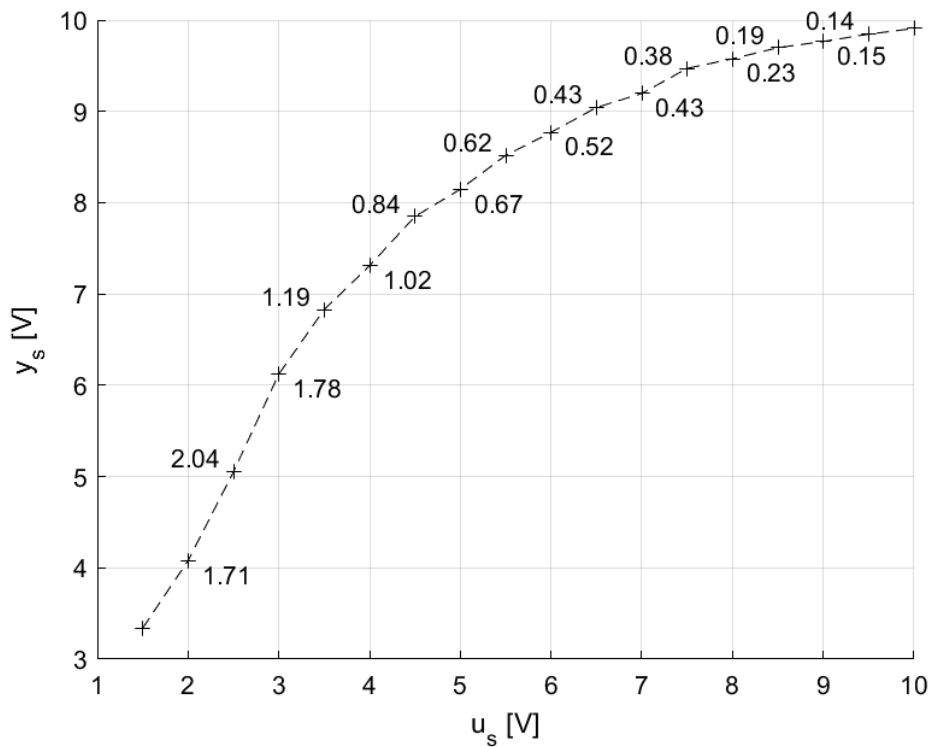
Obr. 17: Schéma laboratorního modelu Teplovzdušný tunel [28]

Mikropočítačová jednotka na Obr. 17 byla nahrazena PLC pro potřeby reléové identifikace a testování následného řízení.

Statická charakteristika (Graf 30) je nelineární téměř v celém rozsahu. Pro hodnoty  $u < 2$  je signál z průtokoměru zatížen větším šumem v porovnání se zbytkem rozsahu. Obecně je tento model náchylný na změny v okolním prostředí. Při otevřených oknech v letním období vyvolá rozdíl teplot tak silné proudění vzduchu, kvůli kterému jsou vlastnosti tohoto modelu nestálé. Při měření byl tedy kladen maximální důraz na udržování konstantních podmínek v místnosti a minimalizaci proudění vzduchu v okolí tunelu.



Obr. 18: Laboratorní model Teplovzdušný tunel a) se sundaným krytem b) zakrytý



Graf 30: Statická charakteristika teplovzdušného tunel (ventilátor  $u$ , průtokoměr  $y$ )

Vzhledem k téměř neexistující lineární oblasti byl pro měření vybrán pracovní bod  $u_0 = 3,0$  V. Parametry relé byly voleny na základě stupně asymetrie  $\gamma_A = 3$ , jako  $u_D = -0,75$  V a  $u_H = 2,25$  V.

Tab. 20: Výsledky reléového experimentu – Teplovzdušný tunel

Číslo měření	$\omega_1$ [rad/s]	$\omega_1$ [rad/s]	$Re(G_{p1})$	$Im(G_{p1})$	$Re(G_{p2})$	$Im(G_{p2})$
1	0,251	0,502	0,111	-0,770	-0,163	-0,380
2	0,272	0,544	0,073	-0,736	-0,160	-0,355
3	0,274	0,548	0,062	-0,744	-0,166	-0,346
4	0,235	0,471	0,161	-0,824	-0,131	-0,425
5	0,278	0,557	0,073	-0,745	-0,165	-0,350
Průměr	0,262	0,524	0,096	-0,764	-0,157	-0,371
Odchylka	0,018	0,036	0,040	0,036	0,014	0,032

Tab. 21: Identifikované parametry – Teplovzdušný tunel

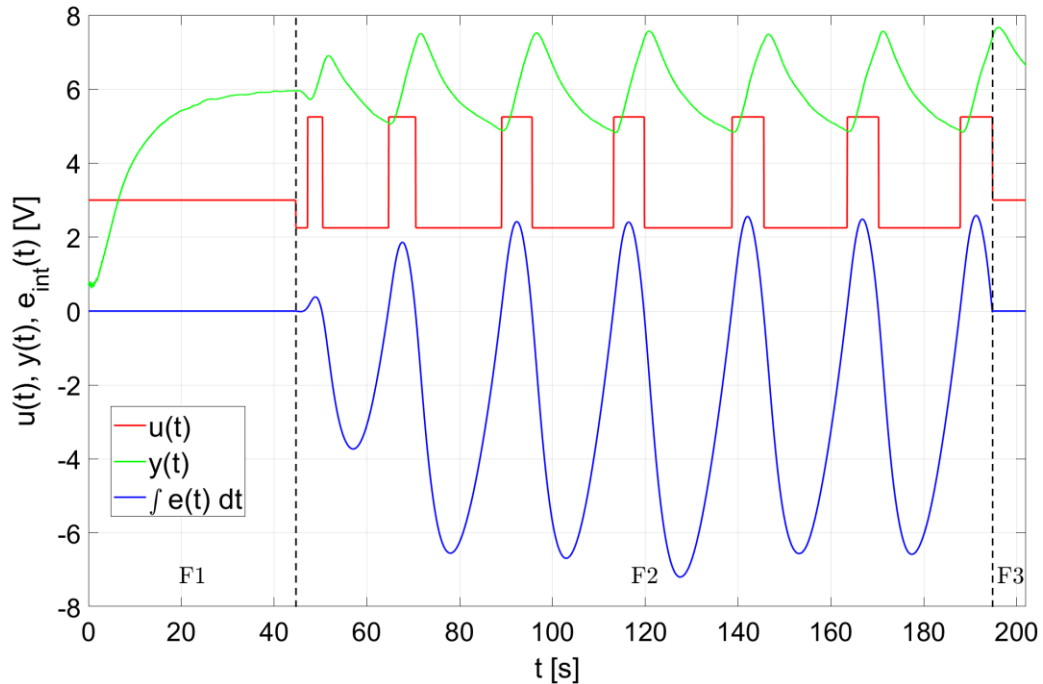
Číslo měření	$K$	$\tau_d$	$a_2$	$a_1$	$x_c$	$\Delta K$
1	1,723	0,797	4,064	8,282	0,059	0,032
2	1,788	0,623	4,609	8,257	0,095	0,005
3	1,808	0,798	3,198	8,508	0,078	0,015
4	1,839	0,624	5,019	8,687	0,079	0,033
5	1,866	0,616	4,708	8,899	0,083	0,048
Průměr	1,805	0,692	4,320	8,527	0,079	0,027
Odchylka	0,054	0,096	0,715	0,272	0,012	0,016

Nejlépeších výsledků dle kritéria  $x_c$  bylo dosaženo u měření č. 1, při kterém byl identifikován přenos

$$G_{ident}(s) = \frac{1,723 \cdot e^{-0,797 \cdot s}}{4,064s^2 + 8,282s + 1} \quad (8.1)$$

Kritérium  $x_c$  bylo v tomto případě počítáno z kontrolních bodů, které jsou na Grafech 32, 33 a 34 označeny černě a z bodů identifikovaného modelu se stejnými frekvencemi, které jsou označeny fialově.

Průběh měření je zobrazen na Grafu 31. Na rozdíl od simulačních soustav měření proběhlo pro více period kmitů, protože nebyla splněna některá z ukončovacích podmínek (viz kapitola 6.1.4).



Graf 31: Průběh měření na Teplovzdušném tunelu, F1 měření  $y_0$ , F2 reléový experiment, F3 výpočet parametrů

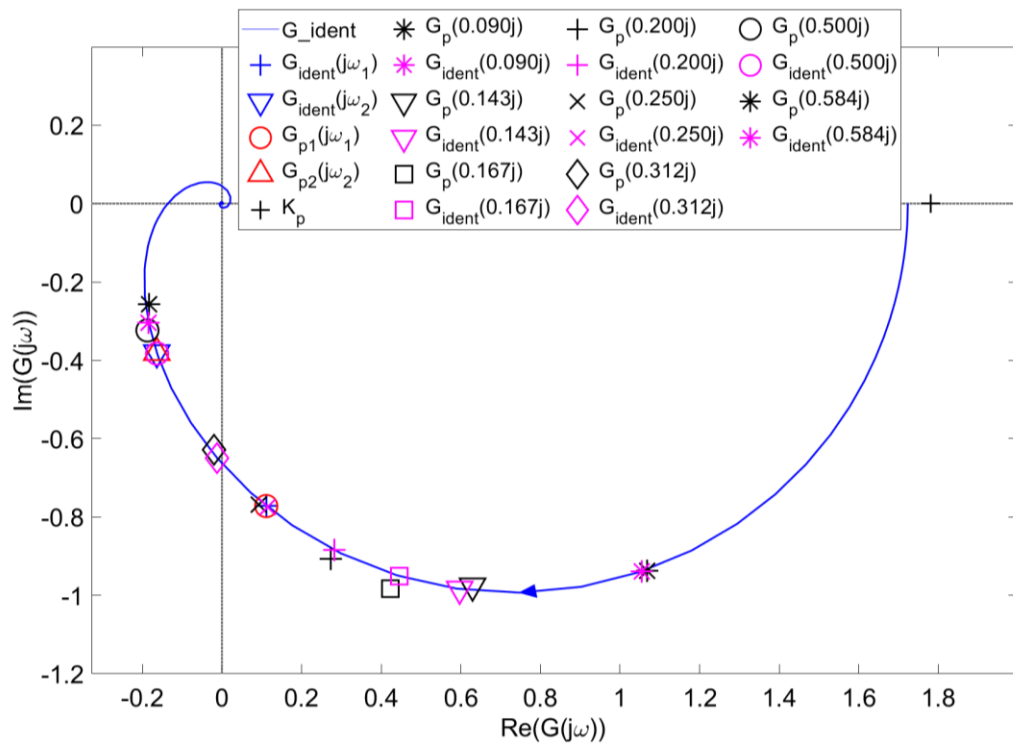
V Nyquistově (Graf 32), Bodeho amplitudové (Graf 33) a Bodeho fázové charakteristice (Graf 34) je zobrazen identifikovaný model, Pro ověření identifikace modelu byly změřeny body frekvenčních charakteristik pomocí FB *fbMeasureFreqChar* (označeno černě). Body identifikovaného systému s odpovídajícími frekvencemi jsou označeny fialově.

Statická citlivost byla na základě kritéria  $\Delta K = 0,03$  určena s chybou 3 %, což je velmi dobrý výsledek i v porovnání s chybou statické citlivosti u simulačních soustav.

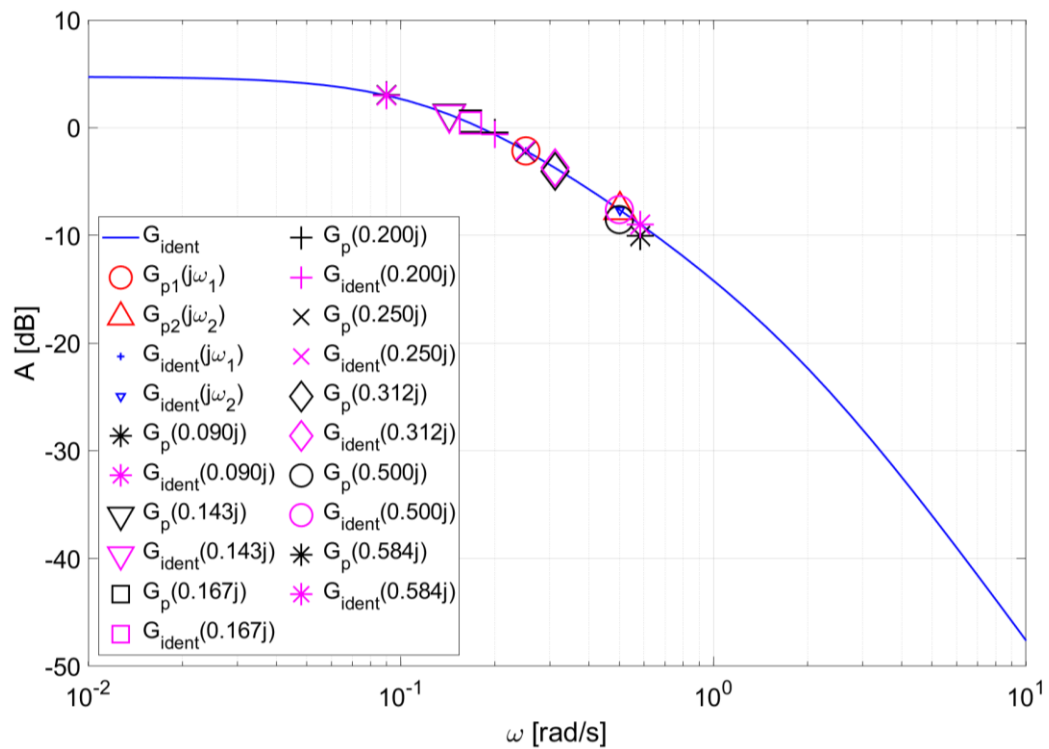
Nyquistova charakteristika (Graf 32) identifikovaného modelu prochází v blízkosti kontrolních naměřených bodů. Nejvyšší přesnosti identifikace je dosaženo v okolí bodu  $G_{p1}(j\omega_1)$ .

Na Bodeho amplitudové charakteristice (Graf 33) je pozorovatelná velmi dobrá shoda reálné soustavy a simulačního modelu až do frekvence  $\omega = 0,3 \text{ rad/s}$ . Pro vyšší frekvence má průběh identifikovaného modelu menší sklon, než který odpovídá naměřeným kontrolním bodům.

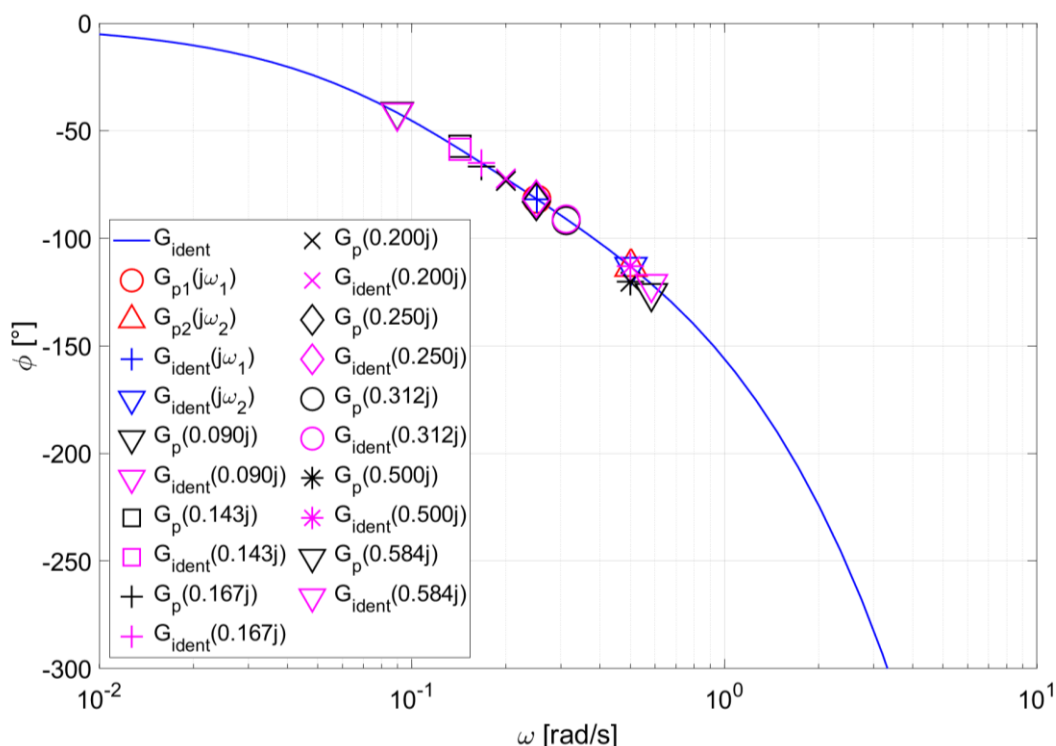
Bodeho fázová charakteristika (Graf 34) vykazuje dobrou shodu simulačního modelu s kontrolními body. Pro vyšší frekvence než  $0,3 \text{ rad/s}$  je pozorovatelná menší odchylka. Celkově lze identifikaci na Teplovzdušném tunelu hodnotit jako úspěšnou.



Graf 32: Nyquistova frekvenční charakteristika – Teplovzdušný tunel



Graf 33: Bodeho amplitudová frekvenční charakteristika – Teplovzdušný tunel



Graf 34: Bodeho fázová frekvenční charakteristika – Teplovzdušný tunel

Na základě modelu (8.1) byly vypočteny odpovídající parametry PID regulátorů (Tab. 22). Jsou uvedeny pouze metody, které dokázaly úspěšně regulovat danou soustavu. Metoda  $PMC(\tau_d > 0)$  nebyla použita, protože nastavení dle bezpečnosti ve fázi nemá smysl uvažovat v případě této soustavy. Což vyplývá z Nyquistovy frekvenční charakteristiky, ve které nelze najít průsečík s jednotkovou kružnicí ve třetím kvadrantu pro určení průchozí frekvence (viz Graf 32).

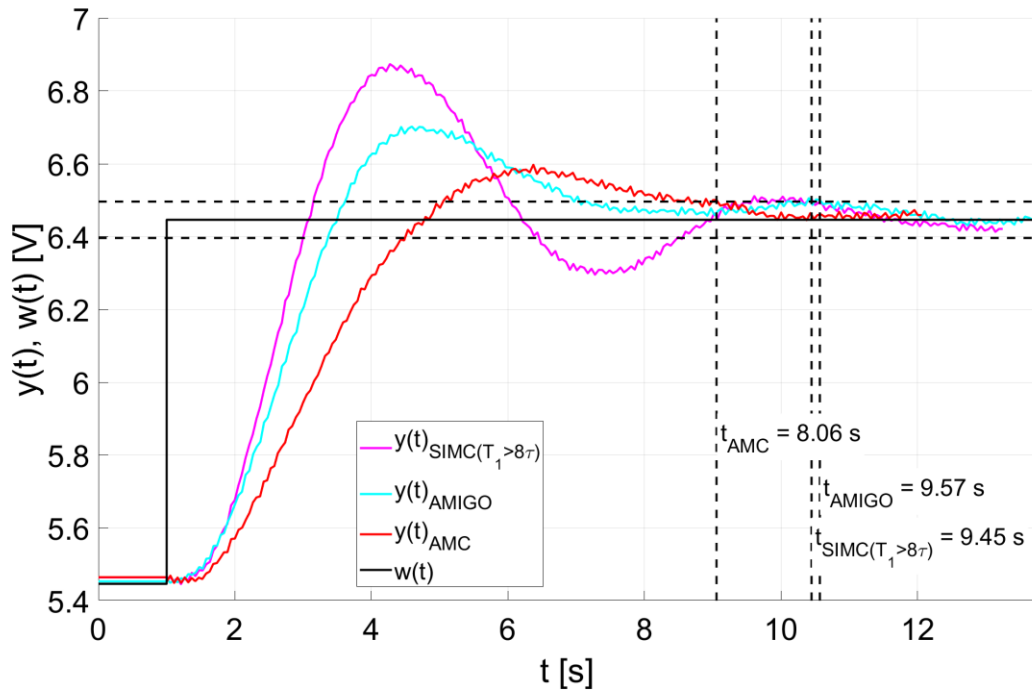
Tab. 22: Parametry PID regulátorů – Teplovzdušný model

Metoda	$r_0$ [–]	$T_i$ [s]	$T_d$ [ $s^{-1}$ ]
$SIMC(T_1 > 8\tau)$	5,879	6,639	0,251
$AMIGO$	4,398	5,670	0,526
$AMC$	3,156	8,282	0,490

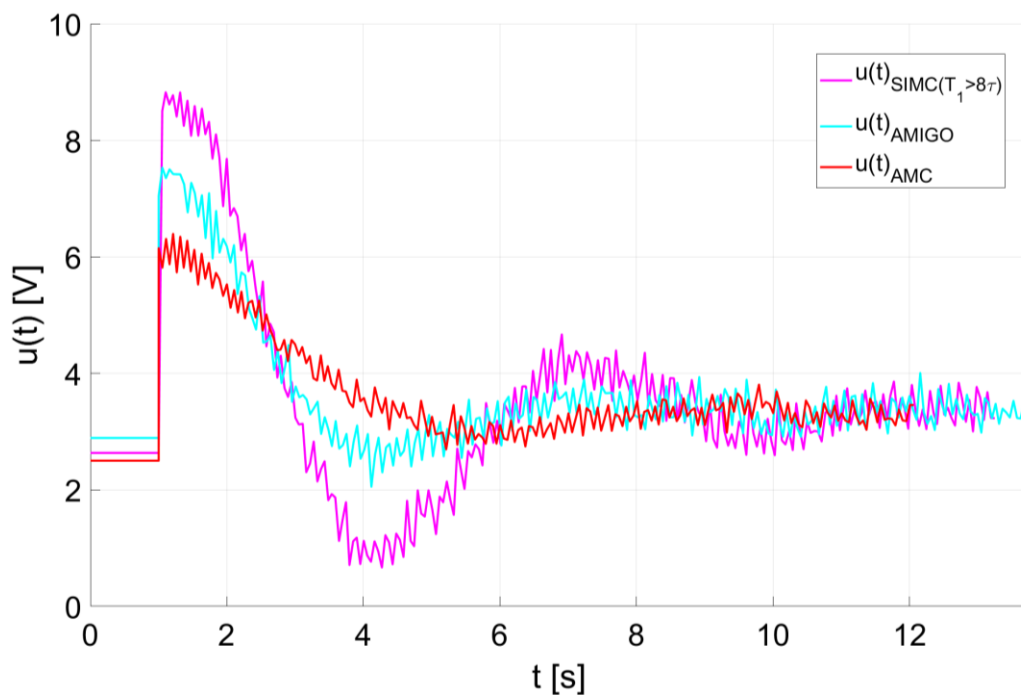
Tab. 23: Hodnocení regulace – Teplovzdušný model

Metoda	$t_r$ [s]	$IAE$ [–]	$ITAE$ [–]
$SIMC(T_1 > 8\tau_d)$	9,45	0,133	0,325
$AMIGO$	9,57	0,118	0,243
$AMC$	8,06	0,128	0,245

Graf 35 a Graf 36 ukazují srovnání průběhu regulace pro jednotlivé metody. U metody *AMC* je třeba zmínit, že bylo voleno  $m_A = 3$ . Tato metoda dosáhla nejkratšího regulačního času  $t_r$ , pro test regulace v okolí pracovního bodu. Pro všechny tři metody nastavení PID regulátorů byla regulace realizována s překmitem.



Graf 35: Průběh regulované veličiny  $y$

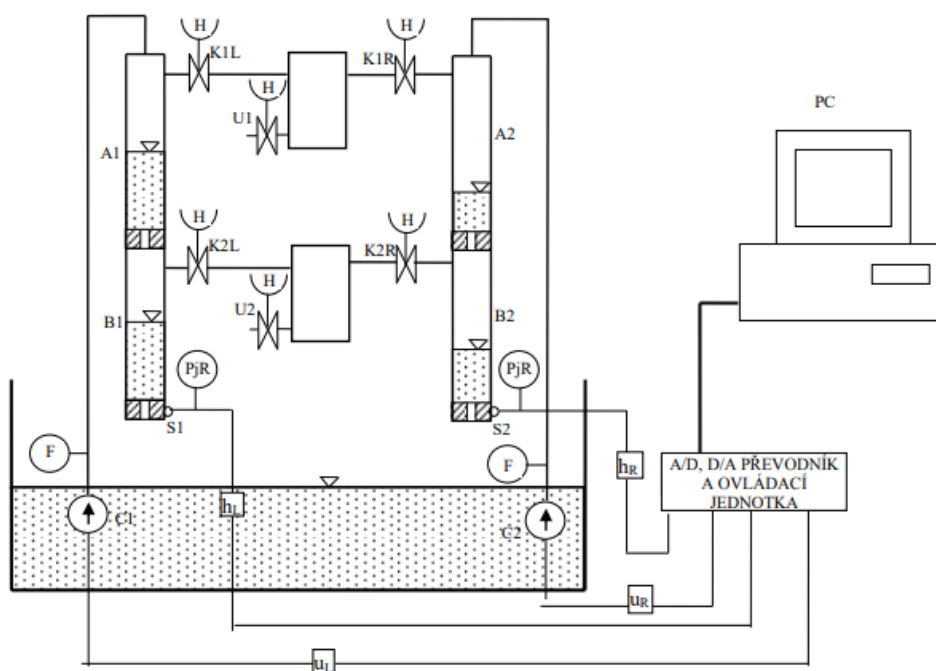


Graf 36: Průběh akční veličiny  $u$

## 8.2 Soustava nádrží

Laboratorní model soustavy nádrží je tvořen čtyřmi válcovými nádobami (Obr. 19). Nádoby jsou rozděleny na dvě dvojice – levá (nádoby A1 a B1) a pravá (nádoby A2 a B2). V rámci každé dvojice jsou nádoby spojeny sériově. Dvojice v sérii tvoří soustavu druhého řádu. Dvojice nádob jsou vzájemně spojeny paralelně. Paralelní spoje obsahují kohouty (K1L, K2L, K1R, K2R), pomocí kterých může být ovlivněno chování soustavy. Při otevření ventilů (U1 a U2) a všech kohoutů je nad hladinu každé z nádob přiveden atmosférický tlak. V této konfiguraci se pak levá a pravá dvojice nádob vzájemně neovlivňují. Do vrchní nádoby v každé dvojici (A1 a A2) je pomocí čerpadel (C1 a C2) čerpána voda z dolní záchytné nádrže. Průtok čerpadla je řízen pomocí PWM z řídicí elektroniky. Tlak v dolních nádobách (B1 a B2) je snímán pomocí tlakových snímačů (S1 a S2). [29]

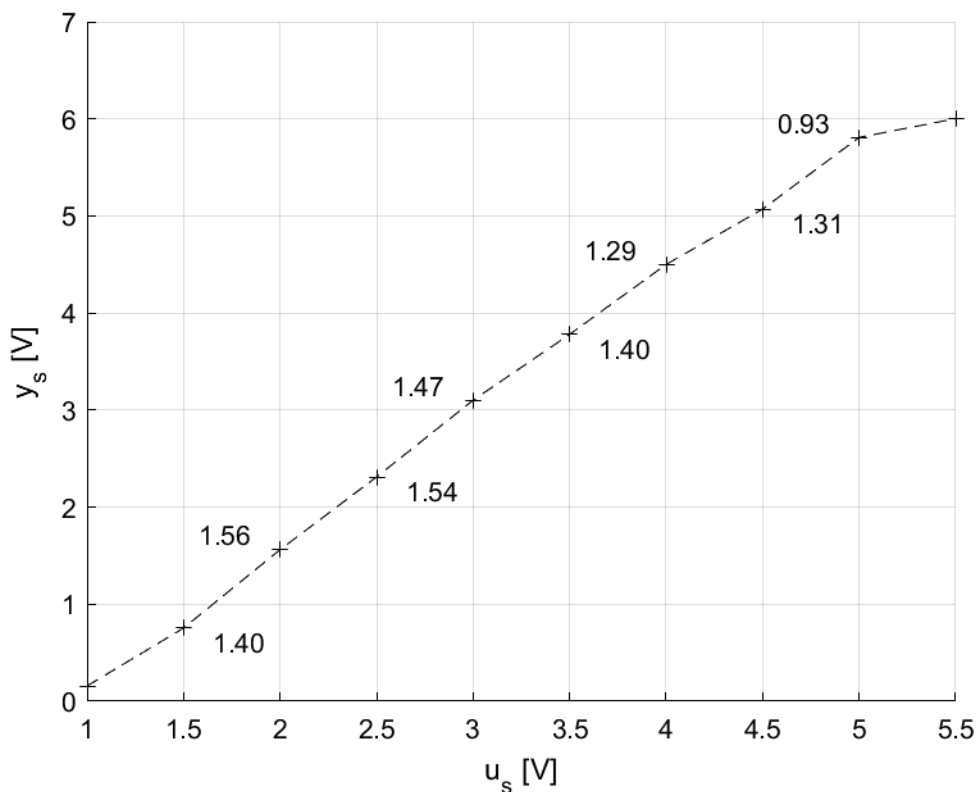
Pro účely reléových experimentů byla využita pouze levá dvojice nádob a všechny ventily a kohouty v paralelních spojnicích s pravou dvojicí byly uzavřeny. K ovládací jednotce bylo připojeno PLC. Jednotka pracuje s řídicími signály v rozsahu 0-10 V.



Obr. 19: Soustava nádrží – schéma [29]

Statická charakteristika soustavy (Graf 37) je téměř lineární s postupně klesající statickou citlivostí. Pro hodnoty  $u < 1$  je čerpadlo mimo provoz. Při hodnotách  $u \geq 5.5$  V dochází při delším setrvání na této hodnotě k naplnění horní nádrže. Při zaplnění se ze soustavy druhého řádu stává soustava prvního řádu.





Graf 37: Statická charakteristika soustavy nádrží

Pro měření na této soustavě byla zvolena hodnota akční veličiny v pracovním bodě  $u_0 = 2,75$  V. A parametry relé  $u_D = -0,75$  V a  $u_H = 2,25$  V, které odpovídají  $\gamma_A = 3$ .

Tab. 24: Výsledky reléového experimentu – Soustava nádrží

Číslo měření	$\omega_1$ [rad/s]	$\omega_2$ [rad/s]	$Re(G_{p1})$	$Im(G_{p1})$	$Re(G_{p2})$	$Im(G_{p2})$
1	0,044	0,089	0,082	-0,711	-0,172	-0,252
2	0,043	0,087	0,099	-0,718	-0,188	-0,262
3	0,041	0,083	0,114	-0,792	-0,188	-0,267
4	0,043	0,086	0,086	-0,753	-0,183	-0,24
5	0,042	0,084	0,101	-0,780	-0,194	-0,237
6	0,041	0,083	0,066	-0,746	-0,190	-0,236
Průměr	0,042	0,085	0,091	-0,750	-0,186	-0,250
Odchylka	0,001	0,002	0,017	0,032	0,007	0,012

Dva body  $G_{p1}(j\omega_1)$  a  $G_{p2}(j\omega_2)$  získané pomocí reléového experimentu (Tab. 24) vykazují konzistentní polohu v Nyquistově frekvenční charakteristice s relativně malými odchylkami. Na rozdíl od parametrů určených pomocí MNČ (viz Tab. 25), kde je rozptyl hodnot jednotlivých parametrů větší. Nejzásadněji se to projeví na dopravním zpoždění, které bylo

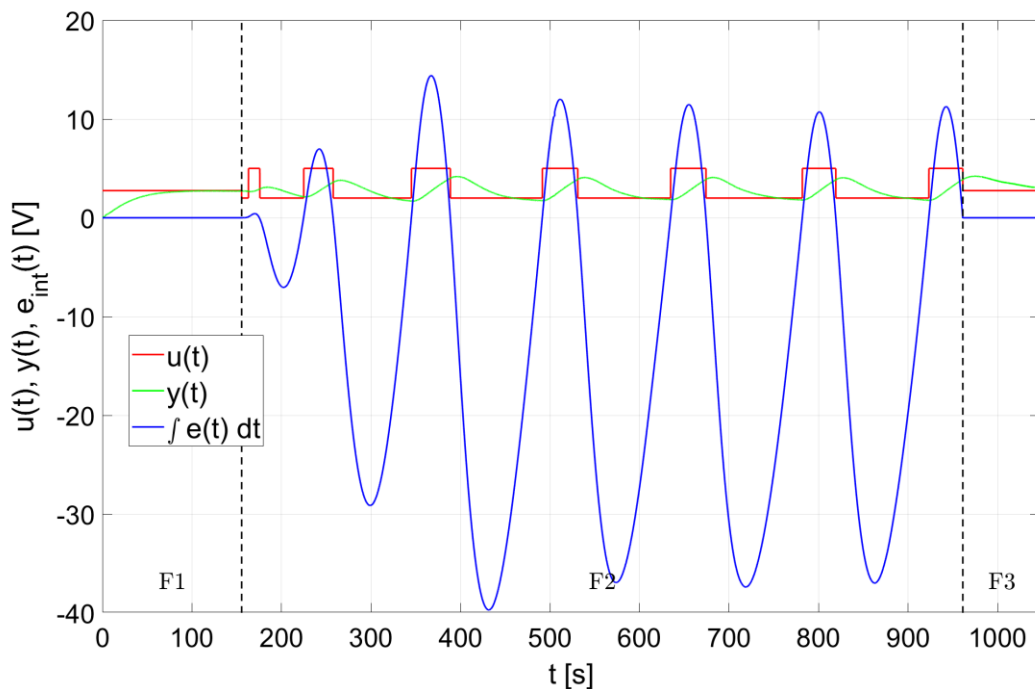
určeno při jednotlivých pokusech. Vzhledem k parametrizaci výpočtu na základě  $\tau_d$  došlo k většímu rozptylu hodnot i u ostatních parametrů identifikovaného modelu.

Tab. 25: Identifikované parametry – Soustava nádrží

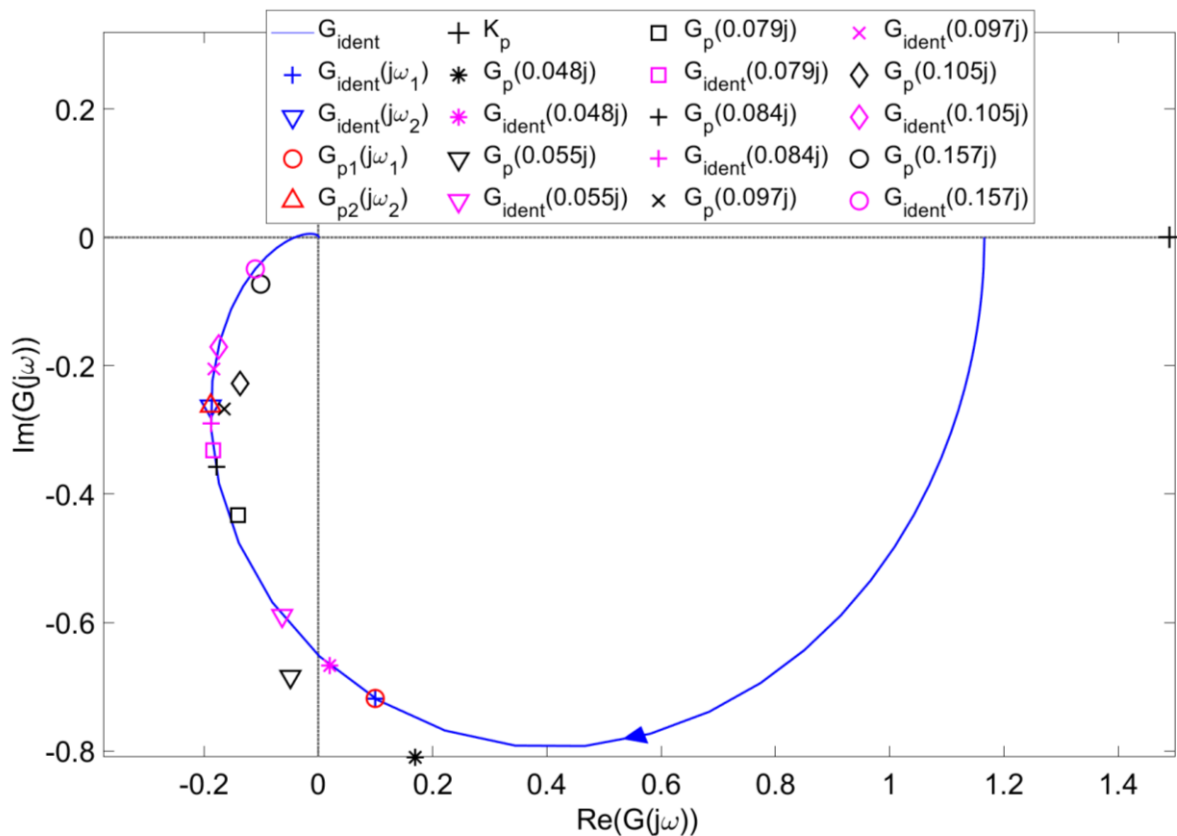
Číslo měření	$K$	$\tau_d$	$a_2$	$a_1$	$x_c$	$\Delta K$
1	1,206	0,439	390,870	37,499	0,2128	0,1902
2	1,165	1,290	358,530	35,978	0,2112	0,2176
3	1,209	0	450,720	35,986	0,2369	0,1879
4	1,186	0,097	439,080	36,044	0,2386	0,2038
5	1,104	0,021	453,850	32,764	0,2837	0,2589
6	1,183	0,531	470,020	37,439	0,3006	0,2060
Průměr	1,175	0,398	427,170	35,951	0,2440	0,2107
Odchylka	0,038	0,493	43,0660	1,7191	0,0413	0,0260

Při srovnání jednotlivých výsledků dle kritéria  $x_c$ , které je spočítáno pro všechny frekvence vyznačené na Graf 39, vychází jako nejlepší identifikovaný výsledek model

$$G_{ident}(s) = \frac{1,165 \cdot e^{-1,290 \cdot s}}{358,530 + 35,978s + 1} \quad (8.2)$$



Graf 38: Průběh měření na Soustavě nádrží, F1 odměření  $y_0$ , F2 reléový experiment, F3 výpočet parametrů



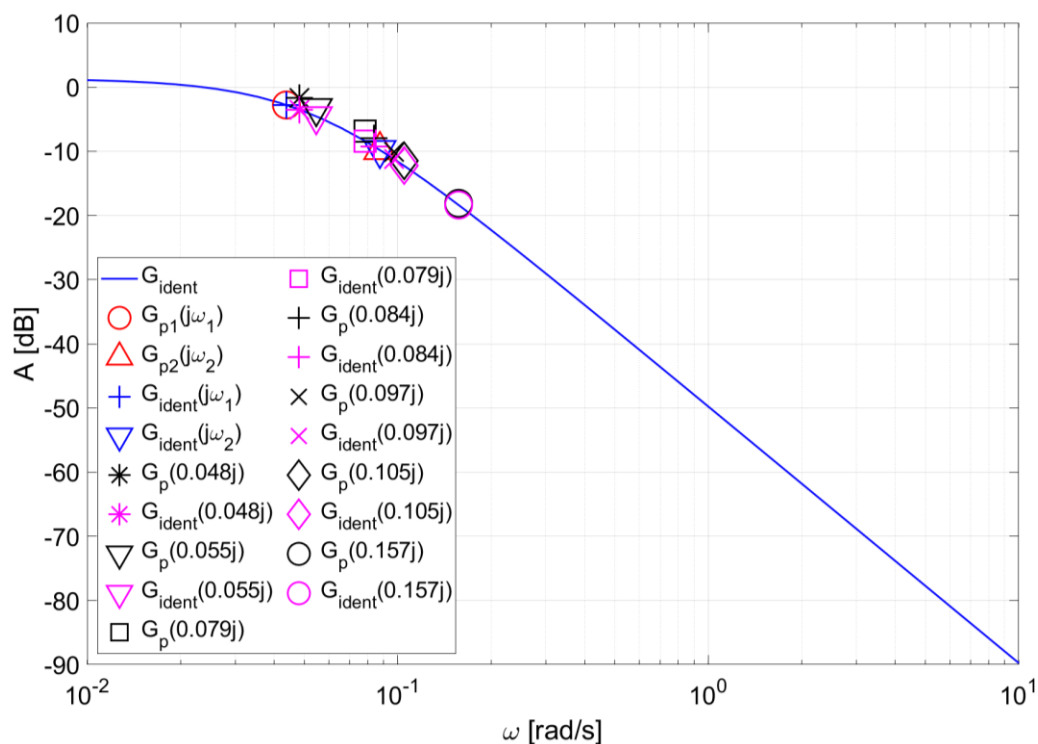
Graf 39: Nyquistova frekvenční charakteristika – Soustava nádrží

Hodnota kritéria  $x_c = 0,2112$  je pro tento model vysoká, což indikuje nižší přesnost identifikace v kontrolovaných bodech. Ke stejnému závěru lze dospět i dle hodnoty kritéria  $\Delta K$ , podle kterého byla statická citlivost určena s chybou 21 %.

Na frekvenčních charakteristikách (Grafy 39, 40 a 41) jsou fialově vyznačeny body identifikovaného modelu odpovídající kontrolním frekvencím. Poloha bodů získaných kontrolním měřením je vyznačena černě. Kontrolní body byly získány měřením pomocí *fbMeasureFreqChar* a následným zpracováním.

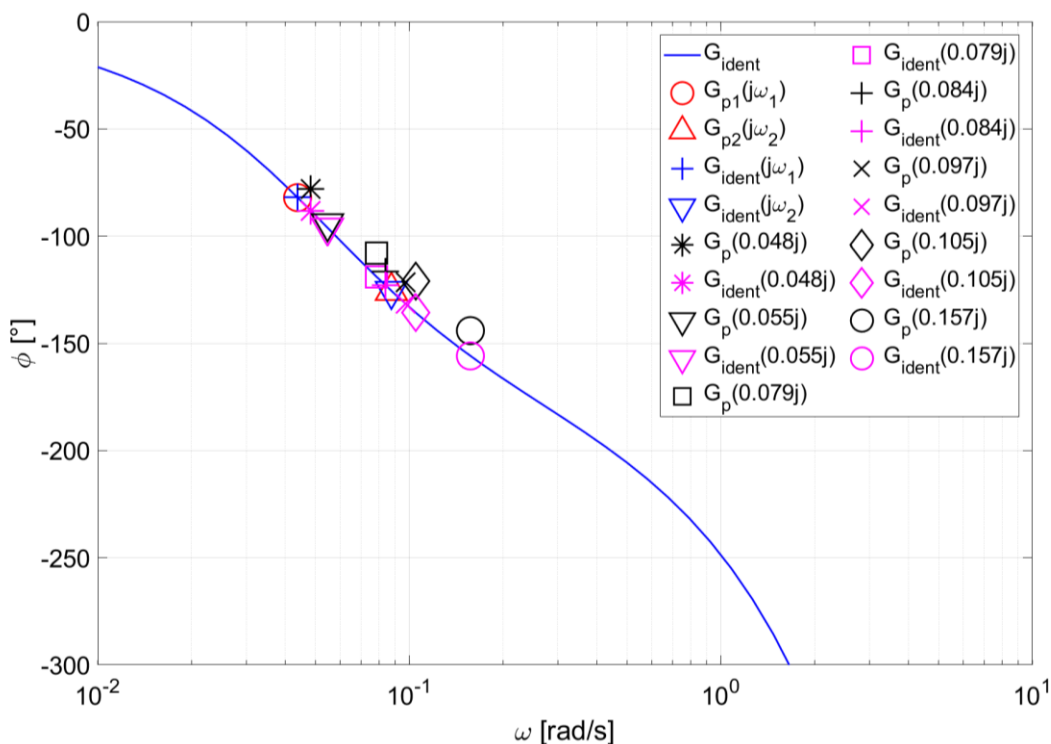
Při srovnání polohy těchto bodů je vidět, že Nyquistova křivka identifikovaného modelu sice přibližně prochází kontrolními body, ale body identifikovaného přenosu s odpovídajícími frekvencemi se nachází výrazně dále na této křivce směrem od statické citlivosti (Graf 39).

Na Bodeho amplitudové frekvenční charakteristice je patrná relativně dobrá shoda amplitudových poměrů v kontrolních bodech (Graf 40).



Graf 40: Bodeho amplitudová frekvenční charakteristika – Soustava nádrží

Na Bodeho fázové frekvenční charakteristice (Graf 41) je vidět patrný posun bodů identifikovaného modelu oproti kontrolním měřením. Kontrolní body mají nižší fázový posuv než identifikovaný model.



Graf 41: Bodeho fázová frekvenční charakteristika – Soustava nádrží

Na základě identifikovaného modelu, byly určeny parametry PID regulátorů. Tyto parametry jsou uvedeny v Tab. 26.

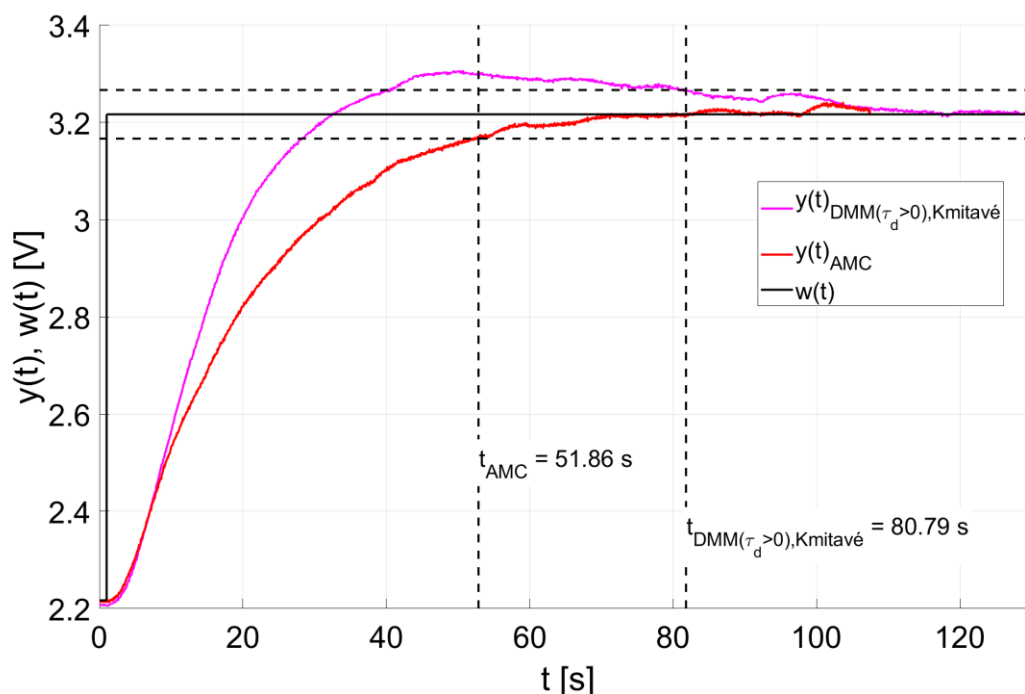
Tab. 26: Parametry PID regulátorů – Soustava nádrží

Metoda	$r_0 [-]$	$T_i [s]$	$T_d [s^{-1}]$
$DMM(\tau_d > 0)$ , Kmitavé	8,671	35,958	9,960
$AMC$	12,451	35,978	9,965

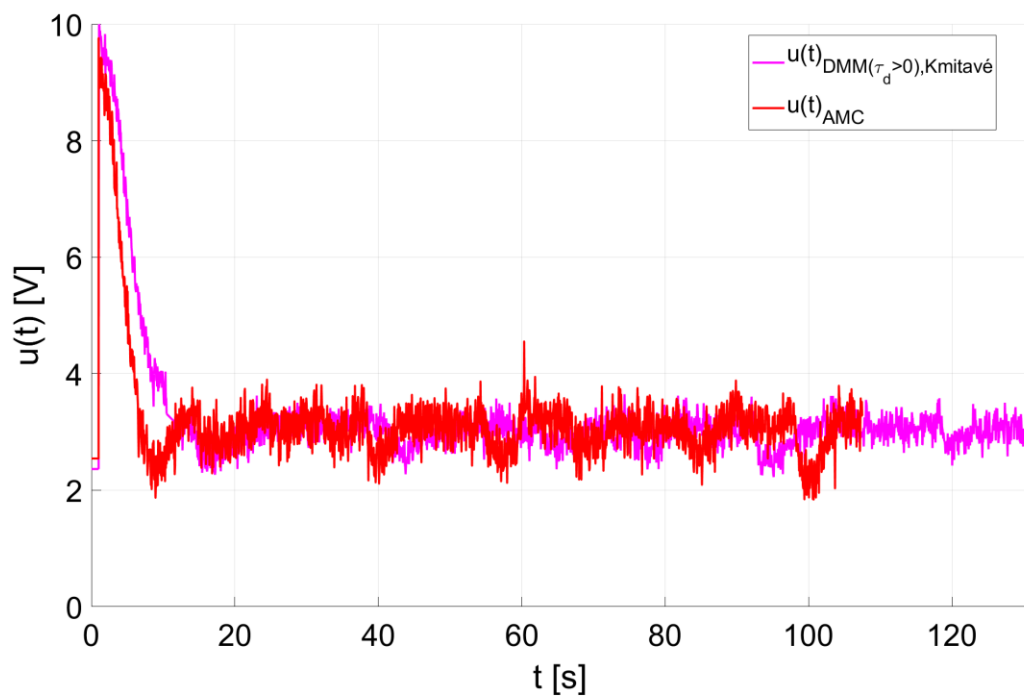
Tab. 27: Hodnocení regulace – Soustava nádrží

Metoda	$t_r [s]$	$IAE [-]$	$ITAE [-]$
$DMM(\tau_d > 0)$ , Kmitavé	80,79	0,851	15,504
$AMC$	51,856	1,008	14,770

Regulace (Graf 42 a Graf 43) u vybraných metod byla úspěšná i přes méně přesně určené vstupní parametry, což může být způsobeno relativně velkou tolerancí PID regulátoru k jejich nastavení. Lepšího výsledku dosáhla metoda  $AMC$  s kratším regulačním časem a regulací bez překmitu.



Graf 42: Regulace v okolí pracovního bodu – Soustava nádrží

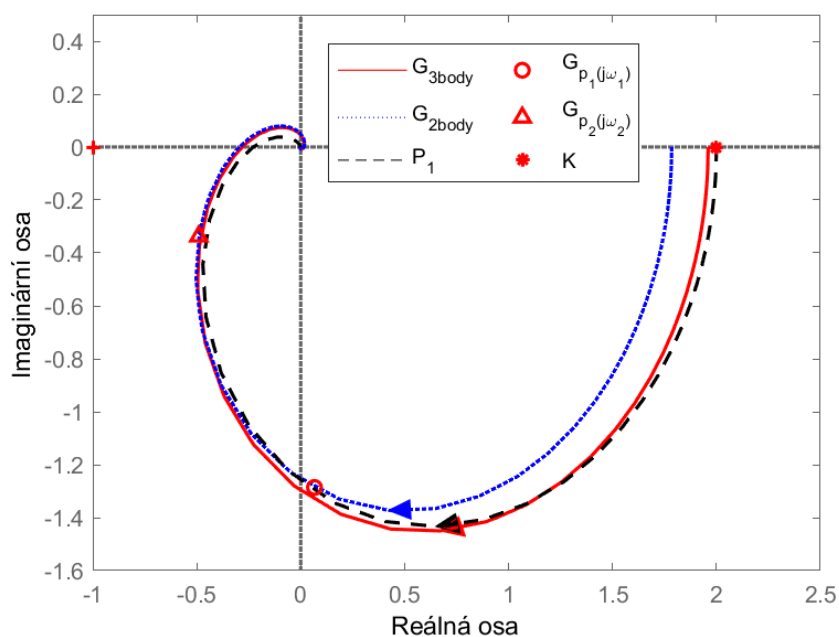


Graf 43: Průběh akční veličiny během regulace

## 9 Budoucí práce

Pro další rozvoj implementovaných funkčních bloků by bylo vhodné se zaměřit na způsoby automatického nastavování parametrů relé, např. dle [13]. Automatické nastavení parametrů s ohledem na zjištění závislostí na stupni asymetrie relé, by mohlo zvětšit uživatelský komfort a snížilo potřebné znalosti pro praktické použití.

Pro zvětšení přesnosti by bylo možné přidat další bod – statickou citlivost, která by se přidala k bodům  $G_{p1}(j\omega_1)$  a  $G_{p2}(j\omega_2)$ . Při zachování výpočetní metody pomocí MNČ. Tímto způsobem by mohla být zvětšena celková přesnost identifikace, ale znamenalo by to zvětšení nároků na výpočetní výkon PLC, který je v porovnání s klasickými počítači značně omezený. Statická citlivost by mohla být odměřena, což ovšem prodlužuje čas nutný k experimentu. Nebo určena dle vzorce (3.11), který je ovšem náchylný na statickou chybu. Tento způsob byl otestován na simulační soustavě  $P_1$ , pro stupeň asymetrie relé  $\gamma_A = 1,2$ . Což je hodnota, při které bylo na simulačním model dosaženo nejhorších výsledků při použití dvou bodů pro identifikaci. Metoda byla otestována v Matlabu a pro simulační model  $P_1$  bylo získáno lepších výsledků (viz Graf 44).



Graf 44: Porovnání 2 a tří bodové metody pro simulační model  $P_1$ ,  $\gamma_A = 1,2$ .

Metody nastavování regulátorů dle kapitoly 4.1 většinou umožňují nastavení dle volitelného parametru. Při nalezení optimální hodnoty tohoto parametru by mohlo dojít ke zlepšení regulačního pochodu. Ideálním případem by bylo, kdyby toto optimální nastavení nebylo příliš závislé na konkrétní regulované soustavě.

## 10 Závěr

V rámci této práce byly vytvořeny funkční bloky pro PLC Tecomat Foxtrot, které implementují Posuvnou reléovou metodu [1]. Tato identifikační metoda umožňuje určit dva body frekvenčního přenosu. Na základě těchto bodů je při použití MNČ určen přenos SOTD modelu.

Identifikační funkční bloky byly vytvořeny v prostředí MOSAIC, které vychází z normy IEC 61 131-3. Funkční bloky využívají rozšíření této normy o pointery, které zapříčiňují, že vytvořený kód není přímo přenositelný na jiná PLC, ale zato umožňují optimalizovat velikost paměti, kterou program zabírá. To je u PLC, která mají ve srovnání s klasickými stolními počítači podstatně menší výpočetní výkon i kapacitu paměti, velmi podstatné pro praktickou aplikaci. Z tohoto důvodu byl kladen maximální důraz na optimalizaci práce s pamětí, tak aby proměnné programu zabíraly co nejméně místa v paměťových registrech PLC. Data o výsledcích měření a naměřené hodnoty jsou ukládány do souborového systému PLC, který sice není přímo přístupný pro proměnné z programu, ale umožňuje dlouhodobé uložení většího objemu dat.

Identifikační funkční blok *fbSystemIdentification* byl otestován na simulačních soustavách a byla zjištěna souvislost mezi parametry nastavení relé a přesností identifikace soustavy. Pro vzrůstající stupeň asymetrie relé  $\gamma_A$  bylo docíleno větší přesnosti. Příčiny zlepšení přesnosti identifikace a důsledky zvětšování stupně asymetrie relé, které přináší i své nevýhody, byly diskutovány. Na základě těchto zjištění byl pro další testování na simulačních a následně i reálných soustavách použit stupeň asymetrie relé  $\gamma_A = 3$ .

Identifikační FB byl spojen s FB *fbSimplePID* z knihovny ModelLib [26]. Tímto spojením vznikl FB *fbIdentAndPID*, který spojuje reléovou identifikaci pomocí Posuvné reléové metody a PID regulátor. Parametry nastavení PID regulátoru jsou automaticky vypočteny po úspěšné identifikaci. Dále se tento FB chová jako PID regulátor a pomocí struktury nastavení je možné vybírat mezi různými nastaveními PID regulátorů, které vychází ze znalosti modelu soustavy a které byly popsány v teoretické části práce. Nastavení regulátoru je uchováno i při restartu PLC.

Na simulačních soustavách byla otestována identifikace pro  $\gamma_A = 3$ , pro kterou identifikovaný SOTD model vykazoval přijatelnou odchylku od skutečnosti. Následovalo testování nastavení PID regulátorů, které bylo úspěšné pro všechny identifikované modely.



Pro většinu metod došlo k různě velkému překmitu při regulaci v okolí pracovního bodu. Většina z použitých metod nastavování PID regulátorů umožňuje ladění na základě volitelných parametrů, jako je např.: amplitudová bezpečnost, bezpečnost ve fázi nebo volba požadované časové konstanty. Optimalizací těchto nastavení na konkrétní případy by mohlo dojít ke zlepšení regulačního procesu, ale za cenu ztráty obecnosti.

Reléová identifikace a následné řízení bylo otestováno na reálných soustavách – laboratorních modelech Teplovzdušný tunel a Soustava nádrží. Pro Teplovzdušný tunel byla reléová identifikace úspěšná a daný SOTD model popisoval chování dané soustavy s velmi dobrou přesností. Rovněž následná regulace v okolí pracovního bodu byla úspěšná. V případě Soustavy nádrží byl patrný rozdíl v určení fázového posuvu pro body identifikovaného modelu a body získanými kontrolním měřením. I přes tuto skutečnost byla úspěšně otestována regulace v okolí pracovního bodu s uspokojivými výsledky.

## 11 Použitá literatura

- [1] HOFREITER, M. *Shifting method for relay feedback identification. IFAC-PapersOnLine*. 2016, **49**(12), 1933-1938.
- [2] SHASUZZOHA, M., ed. *PID Control for Industrial Processes*. Londýn, Velká Británie: IntechOpen, 2018. ISBN 978-1-78923-701-9.
- [3] VÍTEČKOVÁ, Miluše a Antonín VÍTEČEK. *Vybrané metody seřizování regulátorů*. Ostrava, 2011. ISBN 978-80-248-2503-8.
- [4] ZIEGLER, J. G. a N. B. NICHOLS. *Optimum settings for automatic controllers. ASME*. 1943, , 433-444.
- [5] SKOGESTAD, S. Simple analytic rules for model reduction and PID controller tuning. *Modeling, identification and control*. 2004, **25**, 85-120.
- [6] HOFREITER, M. *Základy automatického řízení. 2*. Praha: Česká technika, 2018. ISBN 978-80-01-06380-4.
- [7] O'DWYER, A. *Handbook of PI and PID Controller Tuning Rules*. 2nd. London: Imperial College Press, 2006. ISBN 1-86094-622-4.
- [8] HOFREITER, M. *Identifikace systémů I. 1*. Praha: Česká technika, 2009. ISBN 978-80-01-04228-1.
- [9] LIU, Tao, Qing-Guo WANG a Hsiao-Ping HUANG. *A tutorial review on process identification from step or relay feedback test. Journal of Process Control*. 2013, **23**(10), 1597-1623. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.jprocont.2013.08.003>.
- [10] ÅSTRÖM, K. J. a T. HÄGGLUND. *Automatic tuning of simple regulators with specifications on phase and amplitude margins. Automatica*. 1984, **20**(5), 645-651. DOI: [https://doi.org/10.1016/0005-1098\(84\)90014-1](https://doi.org/10.1016/0005-1098(84)90014-1).
- [11] CHIDAMBARAM, M. a V. SATHE. *Relay Autotuning for Identification and Control*. Indie: Cambridge University Press, 2014. ISBN 978-1-107-05871-2.

- [12] HORNSEY, S. *A Review of Relay Auto-tuning Methods for the Tuning of PID-type Controllers. Reinvention: an International Journal of Undergraduate Research*. 2012, **5**(2).
- [13] BERNER, J. *Automatic Tuning of PID Controllers based on Asymmetric Relay Feedback*. Lund, 2015. Disertace. Department of Automatic Control, Lund Institute of Technology, Lund University. Vedoucí práce Tore Hägglund, Karl Johan Åström.
- [14] HORNYCHOVÁ, A. *Reléová identifikace pro plc tecomat foxtrot*. Praha, 2018. Diplomová práce. České vysoké učení technické v Praze. Vedoucí práce Milan Hofreiter.
- [15] *Manuál jazyka ST pro PLC Tecomat* [online]. 2007, **10**, 104 [cit. 2020-07-11]. Dostupné z: [https://www.tecomat.cz/modules/DownloadManager/download.php?alias=txv00321\\_01\\_mosaic\\_progiec\\_cz](https://www.tecomat.cz/modules/DownloadManager/download.php?alias=txv00321_01_mosaic_progiec_cz)
- [16] *Programovatelné automaty Tecomat Foxtrot* [online]. 2017, , 104 [cit. 2020-07-12]. Dostupné z: [https://www.tecomat.cz/modules/DownloadManager/download.php?alias=txv00410\\_01\\_general\\_foxtrot](https://www.tecomat.cz/modules/DownloadManager/download.php?alias=txv00410_01_general_foxtrot)
- [17] *Programovatelné automaty Tecomat Foxtrot 2* [online]. Kolín, 2019 [cit. 2020-07-11]. Dostupné z: [https://www.tecomat.cz/modules/DownloadManager/download.php?alias=txv00450\\_01](https://www.tecomat.cz/modules/DownloadManager/download.php?alias=txv00450_01)
- [18] *Programování stavových úloh v SFC Mosaic* [online]. Kolín, 2019, , 39 [cit. 2020-07-12]. Dostupné z: [https://www.tecomat.cz/modules/DownloadManager/download.php?alias=txv00333\\_01](https://www.tecomat.cz/modules/DownloadManager/download.php?alias=txv00333_01)
- [19] HOFREITER, M. a A. HORNYCHOVÁ. *Process Identification Using Relay Shifting Method for Auto Tuning of PID Controller. MATEC Web of Conferences*. 2019, **292**(01015), 4. DOI: 10.1051/mateconf/201929201015.
- [20] HOFREITER, M. *Relay Feedback Identification with Additional Integrator. IFAC-PapersOnLine*. Heidelberg: IFAC, 2019, (52), 66-71. ISSN 2405-8963.

- [21] HOFREITER, M. *Osobní konzultace, Vedoucí Diplomové práce, autor Posuvné reléové metody*. 2020.
- [22] ÅSTRÖM, K. J. a T. HÄGGLUND. *Advanced PID control*. 2nd. USA: Instrumentation, Systems, and Automation Society, 2006. ISBN 1-55617-942-1.
- [23] HORNYCHOVÁ, A. a M. HOFREITER. *Use of the shifting method results for PID controllers parameters estimation*. *MATEC Web of Conferences*. 2019, **292**, 01017. DOI: 10.1051/mateconf/201929201017.
- [24] BENEŠ, P. *Moderní číslicové řídicí systémy vstupy, výstupy, připojení snímačů, problematika rušení* [online]. In: . s. 13 [cit. 2020-07-13]. Dostupné z: [http://www.uamt.feec.vutbr.cz/~zezulka/download/LAUP/MAUP08\\_Benes.pdf](http://www.uamt.feec.vutbr.cz/~zezulka/download/LAUP/MAUP08_Benes.pdf)
- [25] *OSCAT BASIC:LIBRARY* [online]. In: . s. 496 [cit. 2020-08-14]. Dostupné z: [https://www.tecomat.com/uploads/files/sw/Mosaic/OSCAT/oscat\\_basic333\\_en.pdf](https://www.tecomat.com/uploads/files/sw/Mosaic/OSCAT/oscat_basic333_en.pdf)
- [26] *Knihovna pro modelování procesů: TXV 003 44.01* [online]. In: . 4. Kolín, 2012, s. 32 [cit. 2020-08-15]. Dostupné z: [https://www.tecomat.cz/modules/DownloadManager/download.php?alias=txv00344\\_01\\_mosaic\\_modellib\\_cz](https://www.tecomat.cz/modules/DownloadManager/download.php?alias=txv00344_01_mosaic_modellib_cz)
- [27] BERNER, J., T. HÄGGLUND a K. J. ÅSTRÖM. *Improved relay autotuning using normalized time delay*. *American Control Conference (ACC)*. Boston, MA, USA: IEEE, 2016, , 1869-1875. DOI: 10.1109/ACC.2016.7525191. ISSN 2378-5861.
- [28] *Teplovzdušný model: Frekvenční vlastnosti* [online]. In: . s. 4 [cit. 2020-08-19]. Dostupné z: <http://vlab.fs.cvut.cz/navody/files/F6.pdf>
- [29] *Frekvenční charakteristika hydraulicko-pneumatické soustavy* [online]. , 3 [cit. 2020-08-20]. Dostupné z: <http://vlab.fs.cvut.cz/navody/files/F4b.pdf>















## Seznam příloh

Příloha č. 1: Vstupní a výstupní proměnné FB *fbSystemIdentification*



















Příloha č. 2: Funkční bloky a hlavní program reléové identifikace

# Příloha č. 1: Vstupní a výstupní proměnné FB *fbSystemIdentification*




Tabulka 1: Vstupní proměnné FB *fbSystemIdentification*

Název proměnné	Typ	Výchozí hodnota	Popis
 $u_0$	REAL	5,0	Hodnota akční veličiny ( $u$ ) v pracovním bodě.
 $y_0In$	REAL	0,0	Hodnota regulované veličiny ( $y$ ) v pracovním bodě.
 $useY0$	BOOL	0	Příznak použití vstupu $y_0In$ . Při $useY0 = 0$ dojde k odměření souřadnice $y_0$ pracovního bodu v průběhu měření.
 $y_0SampleTime$	TIME	$T\#0,1s$	Vzorkovací perioda pro odměření hodnoty $y_0$ . Pro soustavy s delšími přechodovými ději je nutné volit delší vzorkování.
 $uDeltaHigh$ V textu značeno $u_H$	REAL	2,0	Horní amplituda relé (Její hodnota se přičítá k $u_0$ ). Vždy musí být $u_H > 0,0$ .
 $uDeltaLow$ V textu značeno $u_D$	REAL	-1,0	Dolní amplituda relé (Její hodnota se přičítá k $u_0$ ). Vždy musí být $u_D < 0,0$ .
 $exec$	BOOL R_EDGE	0	Spuštění měření.
 $reset$	BOOL R_EDGE	0	Zastavení měření a nastavení některých lokálních proměnných FB do výchozích hodnot.
 $SolverMaxStep$	REAL	0,1	Maximální krok parametrizace dopravního zpoždění pro výpočet parametrů identifikované soustavy. Podrobněji popsáno v kapitole 6.1.4.
 $samplingPeriod$	REAL	20,0	Vzorkovací perioda měřené soustavy v [ms].
 $u_{min}$	REAL	0,0	Dolní limit akční veličiny.
 $u_{max}$	REAL	10,0	Horní limit akční veličiny.
 $enableDataLog$	BOOL	1	Nastavení ukládání výsledku měření do souboru. Aktivní pro hodnotu 1 (TRUE).
 $DirName$	STRING	$WWW$	Adresář pro uložení naměřených hodnot.

Tabulka 2: Výstupní proměnné *fbSystemIdentification*

	Název proměnné	Typ	Popis
	<i>busy</i>	BOOL	Příznak probíhajícího měření.
	<i>done</i>	BOOL	Příznak dokončení identifikace.
	<i>ErrTxt</i>	STRING	Popis současného stavu měření/chyby.
	<i>Err</i>	BOOL	Příznak chyby
	<i>K</i>	REAL	Vypočtená statická citlivost.
	<i>Tau</i>	REAL	Dopravní zpoždění.
	$a_2$	REAL	Koeficienty jmenovatele identifikovaného modelu.
	$a_1$	REAL	
	$\omega_1$	REAL	Frekvence prvního identifikovaného bodu $\omega_1$ .
	$G_{p1}$	COMPLEX	Souřadnice identifikovaného bodu $G_{p1}(j\omega_1)$ .
	$G_{p2}$	COMPLEX	Souřadnice identifikovaného bodu $G_{p2}(j\omega_2)$ .
	<i>TauMax</i>	REAL	Maximální dopravní zpoždění.
	$e_{int}$	REAL	Aktuální hodnota integrálu z regulační odchylky.
	$y_0$	REAL	Odměřená hodnota regulované veličiny v pracovním bodě.
	<i>samplingPeriodActual</i>	REAL	Aktuální vzorkovací perioda.
	<i>Duration</i>	TIME	Aktuální délka měření.
	<i>StartDt</i>	DT	Datum a čas počátku měření.
	<i>State</i>	UINT	Číslo aktuálního stavu.

Tabulka 3: VAR\_IN\_OUT proměnné *fbSystemIdentification*

	Název proměnné	Typ	Popis
	$u$	REAL	Akční veličina $u$ .
	$y$	REAL	Regulované veličina $y$ .
	<i>YDataBuffer</i>	TDataBuffer	Datové pole pro ukládání dat měření.

## Příloha č. 2: Funkční bloky a hlavní program reléové identifikace

Viz přiložený archiv