

UNIVERZITA PARDUBICE
Fakulta elektrotechniky a informatiky

ŘÍZENÍ DYNAMICKÝCH SYSTÉMŮ S VYUŽITÍM LabVIEW

Zdeněk Balán

Bakalářská práce

2021

Univerzita Pardubice
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Akademický rok: 2019/2020

ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE (projektu, uměleckého díla, uměleckého výkonu)

Jméno a příjmení: **Zdeněk Balán**
Osobní číslo: **I17060**
Studijní program: **B2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Řízení procesů**
Téma práce: **Řízení dynamických systémů s využitím LabVIEW**
Zadávající katedra: **Katedra řízení procesů**

Zásady pro vypracování

Cílem práce je simulace a řízení v reálném čase několika dynamických soustav realizovaných v laboratoři s využitím prostředí LabVIEW. Jako řízené soustavy budou využity vybrané mechatronické soustavy, které jsou k dispozici v laboratoři. Dále budou pomocí pasivních součástek realizovány jednoduché modelové soustavy s předem definovanou dynamikou, které budou připojeny k řídicímu počítači prostřednictvím měřicích karet.

Teoretická část:

Rešerše problematiky týkající se programování v grafickém programovacím jazyce G a tvorby aplikací v LabVIEW. Návrh regulátoru typu PID a nalezení jeho optimálních parametrů s využitím matematického modelu řízeného systému.

Implementační část:

Realizace jednoduchých modelových soustav s různou dynamikou a jejich připojení k PC s využitím měřicích karet. Tvorba simulačních schémat a souvisejících aplikací v grafickém programovacím jazyce G prostředí LabVIEW.

Rozsah pracovní zprávy: **cca 50 stran**
Rozsah grafických prací:
Forma zpracování bakalářské práce: **tištěná/elektronická**

Seznam doporučené literatury:

VLACH, J.; HAVLÍČEK, J.; VLACH, M. 2008. Začínáme s LabVIEW. Praha: BEN – technická literatura. 247 s. ISBN 978-80-7300-245-9.
PECHOUŠEK, J. 2004. Základy programování v prostředí LabVIEW. Olomouc: Univerzita Palackého v Olomouci. 87 s. ISBN 80-244-0800-7.
BALÁTĚ, J. 2004. Automatické řízení. 2 vyd. Praha: BEN – technická literatura. 663 s. ISBN 80-7300-148-9.

Vedoucí bakalářské práce: **Ing. Libor Kupka, Ph.D.**
Katedra řízení procesů

Datum zadání bakalářské práce: **17. prosince 2019**
Termín odevzdání bakalářské práce: **7. května 2020**



L.S.

Ing. Zdeněk Němec, Ph.D.
děkan

Ing. Daniel Honc, Ph.D.
vedoucí katedry

V Pardubicích dne 20. ledna 2020

Prohlášení

Prohlašuji:

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

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

Beru na vědomí, že v souladu s § 47b zákona č. 111/1998 Sb., o vysokých školách a o změně a doplnění dalších zákonů (zákon o vysokých školách), ve znění pozdějších předpisů, a směrnicí Univerzity Pardubice č. 7/2019 Pravidla pro odevzdávání, zveřejňování a formální úpravu závěrečných prací, ve znění pozdějších dodatků, bude práce zveřejněna prostřednictvím Digitální knihovny Univerzity Pardubice.

V Pardubicích dne 28. 7. 2021

Zdeněk Balán

Poděkování

Děkuji panu Ing. Liboru Kupkovi za metodické a ochotné vedení celou praktickou a teoretickou částí bakalářské práce. Také musím poděkovat za trpělivost a rady poskytnuté v průběhu práce.

V Pardubicích dne 28. 7. 2021

Zdeněk Balán

ANOTACE

Bakalářská práce se zabývá řízením několika dynamických soustav v reálném čase, realizovaných v laboratoři s využitím prostředí LabVIEW. Soustavy jsou řízeny PID regulátory. Byla vytvořena aplikace pro řízení a měření dynamických soustav v prostředí LabVIEW. Byly vytvořeny simulační programy pro porovnání vlastností reálných soustav a jejich matematicko-fyzikálních modelů.

KLÍČOVÁ SLOVA

LabVIEW, PID regulátor, multifunkční karta, dynamická soustava, motor, RC článek

TITLE

Control of dynamic systems using LabVIEW.

ANNOTATION

Bachelor work deals with control of several dynamic systems in real time, implemented in laboratory using the LabVIEW environment. The systems are controlled by PID controllers. In the LabVIEW environment was created an application for control and measurement of dynamic systems. Simulation programs were created for the comparison of mathematical-physical models.

KEYWORDS

LabVIEW, PID controller, multifunctional card, dynamic system, motor, RC circuit

OBSAH

SEZNAM ZKTATEK A ZNAČEK	9
SEZNAM SYMBOLŮ VELIČIN A FUNKCÍ	10
SEZNAM ILUSTRACÍ.....	11
SEZNAM TABULEK	13
ÚVOD.....	14
1. TEORETICKÁ ČÁST	15
1.1 LabVIEW.....	15
1.1.1 Úvod do LabVIEW	15
1.1.2 Úvodní obrazovka LabVIEW	16
1.1.3 Čelní panel.....	16
1.1.4 Blokový diagram	17
1.1.5 Příklad vytvoření aplikace v LabVIEW	19
1.2 Multifunkční karta USB-6008/6009.....	20
1.2.1 Multifunkční karta NI USB-6008/6009.....	20
1.2.2 Použití multifunkční karty v LabVIEW	22
1.3 Dynamické systémy.....	22
1.3.1 Dynamický systém – Motor	22
1.3.2 Dynamický systém – dvojitý RC článek	24
1.4 Tvorba matematických modelů	26
1.4.1 Identifikace dynamického systému – Rekurzivní metoda identifikace	26
1.4.2 Aproximace přechodové charakteristiky	26
1.5 Návrh regulátoru typu PID a nalezení jeho optimálních parametrů	27
1.5.1 PID regulátor	27
1.5.2 Metody pro nalezení optimálních parametrů PID regulátoru	29
1.6 Kvalita regulace	34
1.6.1 Integrální kritéria	34
2 Praktická část.....	36
2.1 LabVIEW.....	36
2.1.1 Aplikace pro měření a řízení dynamických systémů.....	36
2.2 Identifikace dynamického systému	37
2.2.1 Identifikace dynamického systému dvojitého RC článku	38
2.2.2 Identifikace dynamického systému motoru	39

2.3	Sestavení matematických modelů dynamických systémů.....	40
2.3.1	Porovnání průběhu regulačních pochodů	41
2.4	Aproximace přechodové charakteristiky	42
2.5	Metody pro nalezení ideálních parametrů PID regulátoru	45
2.5.1	Sestavení matematického modelu ideálního dynamického systému.....	45
2.5.2	Metoda Zieglera a Nicholse, metoda přechodové odezvy.....	46
2.5.3	Cohen Coonova metoda.....	48
2.5.4	Latzelova metoda.....	56
2.6	Kvalita regulace	61
3	Závěr.....	60
	POUŽITÁ LITERATURA	65
	PŘÍLOHY	66

SEZNAM ZKRATEK A ZNAČEK

ARP	Aperiodický regulační průběh
AUT	Automatické ovládání
CC	Metoda Cohena a Coona
CHR	metoda Chiena, Hronese a Reswicka
DAQ	Data acquisition
L-10	Latzelova metoda s překmitem 10 %
L-20	Latzelova metoda s překmitem 20 %
P	Porucha
P20	Překmit 20 %
USB	Universal seriál port
ZH	Žádaná hodnota
ZN	Metoda Zieglera a Nicholse

SEZNAM SYMBOLŮ VELIČIN A FUNKCÍ

α	konstanta jmenné struktury
C	kondenzátor, F
D	stejnoseměrný generátor
EC	tachodynamo
$G_{(s)}$	přenos systému
J_{ISE}	integrál kvadratické regulační plochy
K	statické zesílení
LR	zátěž
M	stejnoseměrný motor
R	elektrický odpor, Ω
T	časová konstanta, s
t	čas, s
T_d	derivační časová konstanta
T_i	integrační časová konstanta
T_n	doba průtahu, s
T_u	doba náběhu, s
T_{63}	čas v 63 % ustálené hodnoty, s
u_D	napětí na stejnoseměrném generátoru, V
U_{IN}	vstupní napětí, V
U_{OUT}	výstupní napětí, V
U_m	napětí na svorkách stejnoseměrného motoru, V
u_{SM}	napětí na tachodynamu, V
$y(t)$	výstup systému

SEZNAM ILUSTRACÍ

Obr. 1.1 – Úvodní obrazovka LabVIEW	16
Obr. 1.2 – Čelní panel	17
Obr. 1.3 – Blokový diagram	19
Obr. 1.4 – Čelní panel příkladové aplikace	20
Obr. 1.5 – Blokový diagram příkladové aplikace	20
Obr. 1.6 – Multifunkční karta NI USB-6008	21
Obr. 1.7 – Blokové schéma multifunkční karty NI USB-6008/6009 (Vlach, 2008)	21
Obr. 1.8 – Rozmístění signálů na multifunkční kartě (Vlach, 2008)	22
Obr. 1.9 – Dynamický systém motoru	23
Obr. 1.10 – Blokové schéma motoru (Modrlák, 2006)	24
Obr. 1.11 – Dvojitý RC člunek	25
Obr. 1.12 – Schéma zapojení dvojitého RC člunku člunku	25
Obr. 1.13 – základní parametry přechodové odezvy statického systému (Hlava, 2000)	27
Obr. 1.14 – Paralelní tvar PID regulátoru (Konfršt, 2014)	29
Obr. 1.15 – Kvadratická regulační plocha (Konfršt, 2014)	35
Obr. 2.1 – Čelní panel aplikace v LabVIEW	36
Obr. 2.2 – Blokový diagram aplikace v LabVIEW	37
Obr. 2.3 – reakce systému na jednotkový skok	38
Obr. 2.4 – Počáteční odhad parametrů před optimalizací	38
Obr. 2.5 – Identifikovaný přenos po optimalizaci	38
Obr. 2.6 – reakce systému na jednotkový skok	39
Obr. 2.7 – Počáteční odhad parametrů před optimalizací	39
Obr. 2.8 – Identifikovaný přenos po optimalizaci	39
Obr. 2.9 – Matematický model dvojitého RC člunku	40
Obr. 2.10 – Matematický model motoru	40
Obr. 2.11 – Porovnání výstupních odezev dvojitého RC člunku	41
Obr. 2.12 – Porovnání výstupních odezev motoru	41
Obr. 2.13 – Program aproximace	42
Obr. 2.16 – Váhová charakteristika dvojitého RC člunku	43
Obr. 2.14 – Přechodová charakteristika dvojitého RC člunku	43
Obr. 2.15 – Aproximace dvojitého RC člunku	43

Obr. 2.17 – Přejchodová charakteristika motoru	44
Obr. 2.18 – Aproximace motoru	44
Obr. 2.19 – Váhová charakteristika motoru.....	45
Obr. 2.20 – Mat. model systému dvojitého RC článku s PID.....	46
Obr. 2.21 – Mat. model systému motoru s PID regulátorem.....	46
Obr. 2.23 – Porovnání výstupních odezev sim. a reál. motoru.....	47
Obr. 2.24 – Porovnání výstupních odezev sim. a reál. dvojitého RC článku	49
Obr. 2.25 – Porovnání výstupních odezev sim. a reál. motoru.....	49
Obr. 2.26 – Porovnání výstupních odezev sim. a reál. dvojitého RC článku	51
Obr. 2.27 – Porovnání výstupních odezev sim. a reál. motoru.....	51
Obr. 2.28 – Porovnání výstupních odezev sim. a reál. dvojitého RC článku	52
Obr. 2.29 – Porovnání výstupních odezev sim. a reál. motoru.....	53
Obr. 2.30 – Porovnání výstupních odezev sim. a reál. článku.....	54
Obr. 2.31 – Porovnání výstupních odezev sim. a reál. motoru.....	54
Obr. 2.32 – Porovnání výstupních odezev sim. a reál. RC článku	55
Obr. 2.33 – Porovnání výstupních odezev sim. a reál. motoru.....	56
Obr. 2.34 – Zobrazení 10 %, 50 % a 90 % ustálené hodnoty dvojitého RC článku.....	59
Obr. 2.35 – Zobrazení 10 %, 50 % a 90 % ustálené hodnoty systému motoru	60
Obr. 2.36 – Porovnání výstupních odezev sim. a reál. dvojitého RC článku	60
Obr. 2.37 – Porovnání výstupních odezev sim. a reál. motoru.....	60
Obr. 2.38 – Porovnání výstupních odezev sim. a reál. dvojitého RC článku	61
Obr. 2.39 – Porovnání výstupních odezev sim. a reál. motoru.....	61
Obr. 2.40 – Regulační obvod s výpočtem kvadratické plochy	62
Obr. 2.41 – Program pro vypočítání kvadratické plochy reálného systému.....	62

SEZNAM TABULEK

Tab. 1.1 – Označení spojů	18
Tab. 1.2 – Označení a název bloků ve schématu	24
Tab. 1.3 – Hodnoty prvků v obrázku 1.12	25
Tab. 1.4 – Nastavení podle Zieglera a Nicholse, metoda přechodové odezvy	29
Tab. 1.5 – Nastavení podle Cohena a Coona	30
Tab. 1.6 – Nastavení podle Chiena, Hronese a Reswicka	31
Tab. 1.7 – Určení parametrů a řádu modelu	33
Tab. 1.8 – Nastavení PID regulátoru	34
Tab. 2.1 – Hodnoty parametrů z aproximace dynamického systému dvojitého RC článku	44
Tab. 2.2 – Hodnoty parametrů z aproximace dynamického systému motoru	45
Tab. 2.3 – Porovnání výsledků integračního kritéria dvojitého RC článku.....	62
Tab. 2.4 – Porovnání výsledků integračního kritéria motoru	63

ÚVOD

Automatické řízení dynamických systémů bez aktivní přítomnosti člověka, zejména v případě cyklicky se opakujících činností, je cílem moderního průmyslu už mnoho let. Řízení s použitím zpětné vazby bylo nazváno regulace. V naší době je mnoho různých způsobů, jak dosáhnout ideálního řízení dynamických systémů. Dnes je velké množství hardwarových a softwarových nástrojů, které pomáhají při řízení dynamických systémů.

Cílem této bakalářské práce je získání praktických zkušeností s problematikou simulace a řízení dynamických systémů s využitím prostředí LabVIEW, identifikace parametrů z naměřených dat, návrh regulátoru typu PID a nalezení jeho optimálních parametrů.

1. TEORETICKÁ ČÁST

1.1 LabVIEW

1.1.1 Úvod do LabVIEW

Prostředí LabVIEW, také známé jako programovací jazyk G, je produktem americké firmy National Instruments. Tato firma je jedním z největších výrobců v oboru virtuální instrumentace, ta prochází velkým rozvojem v oblastech jako je například výzkum, školství a průmysl. Prostředí LabVIEW je vhodné k programování systémů pro měření a analýzu signálů, řízení a vizualizaci technologických procesů (Vlach, 2008).

Hlavním cílem virtuální instrumentace je nahradit různý hardware virtuální náhradou pomocí programových, grafických a virtuálních prostředků, a tak uživateli poskytnout maximální názornost. Tímto způsobem lze rychle navrhovat nové aplikace a provádět změny v konfiguracích. U reálných nástrojů by tyto změny byly časově a finančně velmi náročné, nebo nemožné (Vlach, 2008).

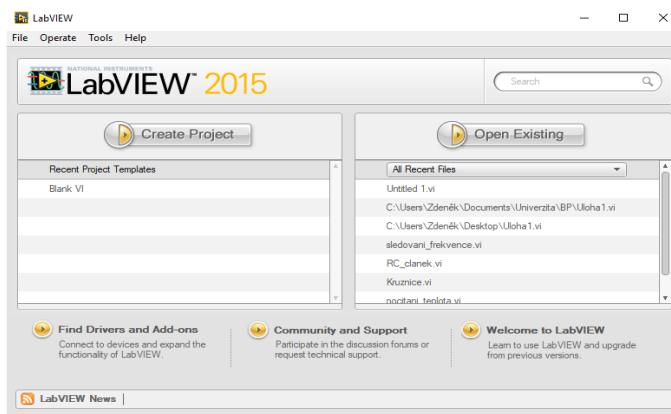
Pojem virtuální instrumentace se promítl i do označení souborů, respektive programů, se kterými se v LabVIEW pracuje a které se nazývají virtuální instrumenty, ve zkratce VI.

Za vývojem programovacího prostředí LabVIEW stojí Jeffrey Kodovsky, který začal s vývojem grafického vývojového nástroje, postupně dovedeného k vysoké míře dokonalosti. Vývoj programovacího prostředí LabVIEW odstartovalo v roce 1983 uvedení desky pro rozhraní GPIB z produkce firmy National Instrument. Tuto firmu založili v roce 1976 James Truchard, Jeffrey Kodovsky a Wiliam Nowlin v době, kdy pracovali na aplikacích sonaru pro americké námořnictvo na Texaské univerzitě v Austinu. James Truchard přizval k řešení vhodného připojení testovacího zařízení k počítači DEC PDP-11 své kolegy a výsledkem jejich společného výzkumu byla myšlenka „virtuální instrumentace“, (Vlach, 2008).

Výchozí představa byla, aby technik, který je schopen zapsat své poznatky a požadavky do blokového diagramu, mohl podobně zapsat i program. Vzniklo tak vývojové prostředí, které umožňuje tvořit programy v grafickém prostředí. Program obsahuje různé funkce, zastoupené ikonami, které lze spojovat virtuálními vodiči a výsledky se poté zapisují například do grafů (Vlach, 2008).

1.1.2 Úvodní obrazovka LabVIEW

Úvodní obrazovka obsahuje navigační dialogová okna pro práci se soubory a pro hledání dalších informací a zdrojů pro práci. Úvodní obrazovka zmizí, když se přejde na další funkci, nebo se otevře další okno. Úvodní obrazovka se otevře vždy po zavření všech upravovaných programů (Vlach, 2008). Úvodní obrazovka je zobrazena na obr.1.1.



Obr. 1.1 – Úvodní obrazovka LabVIEW

1.1.3 Čelní panel

Čelní panel tvoří uživatelské rozhraní zvolené aplikace a určuje jak její vzhled, tak její chování. Vzhled čelního panelu je zobrazen na obr. 1.2. Přes ovládací a interakční prvky, umístěné v čelním panelu, lze řídit běh aplikace, zadávat parametry a získávat informace o zpracovaných výsledcích. Všechny prvky je možné upravovat programově, vzhledově a měnit jejich vlastnosti. Na ploše čelního panelu lze pracovat s vlastními prvky a s prvky, které jsou součástí vývojového prostředí. Vizuální prvky se dělí na dvě skupiny: vstupy a výstupy (Vlach, 2008).

Vstupy mohou být například tlačítka, otočné knoflíky, posuvné ovladače a další. Výstupy mohou být například ručková měřidla, textové či číselné zobrazovače, kontrolky, proužkové diagramy a další. Prvek se vloží zároveň do blokového diagramu. Při vložení prvku do čelního panelu se u něj objeví popisek, který se používá k pojmenování prvku (Vlach, 2008).

V okně čelního panelu se vytváří vnější vzhled aplikace, umísťují se zde ovládací prvky a určuje se jejich poloha, chování a vzhled. Prvky se vybírají z palety Controls, která se objeví po zmáčknutí pravého tlačítka myši. V paletě Controls jsou prvky pro vstup, výstup a další zpracování nebo zobrazení (Vlach, 2008). Po najetí kurzoru myši na jednu z položek se rozbálí podrobnější nabídka.

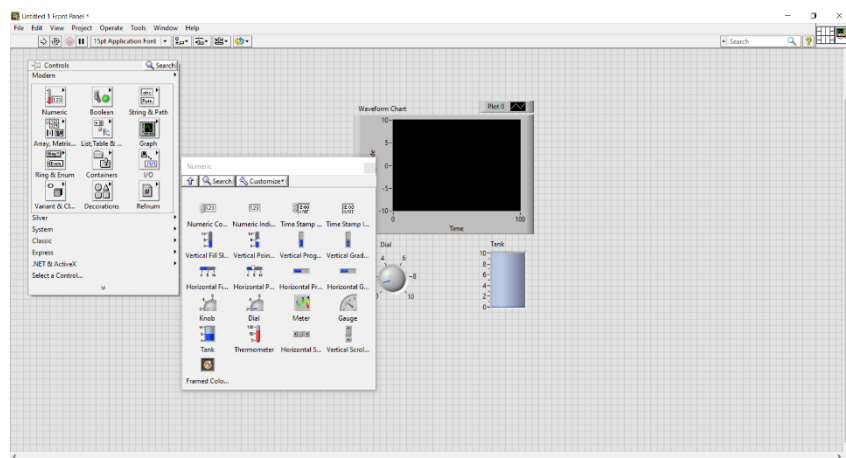
Nástrojová lišta čelního panelu

Na nástrojové liště čelního panelu jsou hlavní prvky pro ovládání a indikaci stavu aplikace. Všechny prvky na nástrojové liště mají funkci tlačítka a zároveň indikátoru (Vlach, 2008).

Program VI lze spustit stisknutím tlačítka RUN, které vypadá jako šipka. Pokud není v programu vše v pořádku, tak je šipka znázorněna jako přerušovaná šipka, tím dává program najevo, že je chyba v kompilaci. Tímto tlačítkem se spustí jeden cyklus programu, jestli uživatel chce odzkoušet opakovaný průběh programu, tak lze program VI spustit tlačítkem Run Continuously, které vypadá jako dvě šipky ve smyčce (Vlach, 2008).

Průběh programu lze pozastavit stiskem tlačítkem Pause, pokud bychom chtěli, aby program pokračoval, tak se tlačítko Pause stiskne podruhé. Pokud je program spuštěn, je znázorněné tlačítko Abort Execution. Stiskem tohoto tlačítka se program zastaví a všechny indikační prvky nástrojové lišty se vrátí do původního stavu (Vlach, 2008).

Dále se nachází tlačítko pro nastavování velikosti a tvaru textu zobrazovaného v popisu prvků čelního panelu a za ním jsou tlačítka pro zarovnání prvků v čelním panelu. Zcela vpravo se nachází pole Search pro vyhledávání a tlačítko Help (Vlach, 2008).



Obr. 1.2 – Čelní panel

1.1.4 Blokový diagram

Blokový diagram je druhým oknem každé aplikace. V blokovém diagramu se definuje algoritmus programu, tedy propojení prvků z čelního panelu a jejich parametry (Vlach, 2008). Prvky, které se používají v blokovém diagramu, se nachází v paletě Functions.

Paletu zobrazíme stejně jako u čelního panelu tak, že klikneme do blokového diagramu pravým tlačítkem myši. Podrobnější nabídka se otevře po najetí kurzoru myši na jednu z ikon. Každý prvek z nabídky má podle své funkce nadefinovány vstupní či výstupní připojovací piny. Tyto piny lze datovým spojem propojit k dalším prvkům s pomocí nástroje Wiring Tool.

Mezi prvky blokového diagramu patří například terminál, který tvoří bránu, kterou prochází data mezi čelním panelem a blokovým diagramem (Vlach, 2008). Terminály se dělí na zdrojové, počátky datových cest spojené s ovládacími prvky, a koncové, konce datových cest spojené s indikačními prvky.

Spoje vytváří cesty mezi terminály a uzly, odpovídají proměnným v běžném programovacím jazyku. Blokový diagram se může skládat z různých typů objektů, podle toho se také vyskytují různé typy spojů v závislosti na datovém typu. Typy spojů odlišujeme barvou a typem čáry (Vlach, 2008). Označení spojů je uvedeno v tab. 1.1. Blokový diagram je zobrazen na obr. 1.3.

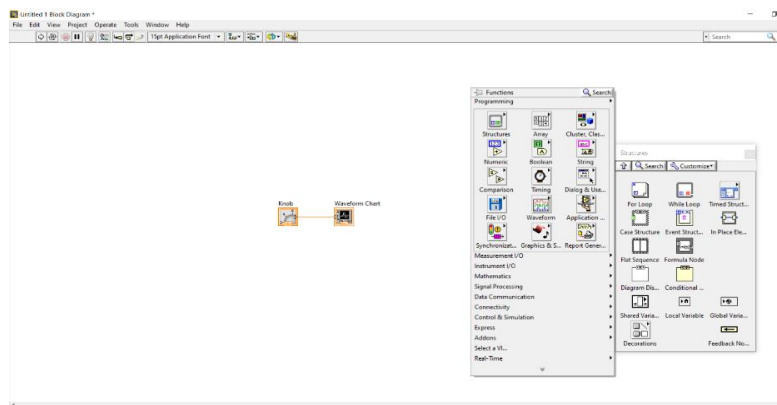
Nástrojová lišta blokového diagramu

Na nástrojové liště blokového diagramu jsou hlavní nástroje pro ovládání a indikaci stavu. Podobně jako u čelního panelu mají všechny nástroje funkci jak tlačítka, tak indikátoru. Většina nástrojů nástrojové lišty blokového diagramu má stejnou funkci a chování, jako měly v čelním panelu (Vlach, 2008).

Nástroje, se kterými jsme se nesetkali, jsou Highlight Execution. Tento nástroj zobrazuje tok dat a kdy se jaká funkce vykonává. Další je Retain Wire Values, tento nástroj zachytává hodnoty. A další tři jsou nástroje pro krokování. Tato tlačítka jsou určena pro pomoc při ladění programu. Při ladění programu lze použít možnost „krok po kroku“ neboli uzel po uzlu. Tlačítko Step Into spustí vykonání jednoho uzlu, tento uzel bude současně zvýrazněn. Tlačítko Step Over spustí celý uzel jako jeden krok v další hlavní funkci. Tlačítko Step Out spouští vykonání uzlu jako jeden krok, ale ve volajícím VI nebo struktuře (Vlach, 2008).

Tab. 1.1 – Označení spojů

Datový typ spoje	Barva čáry
Integer	Modrá
Floating point	Oranžová
Boolean	Zelená
String	Fialová



Obr. 1.3 – Blokový diagram

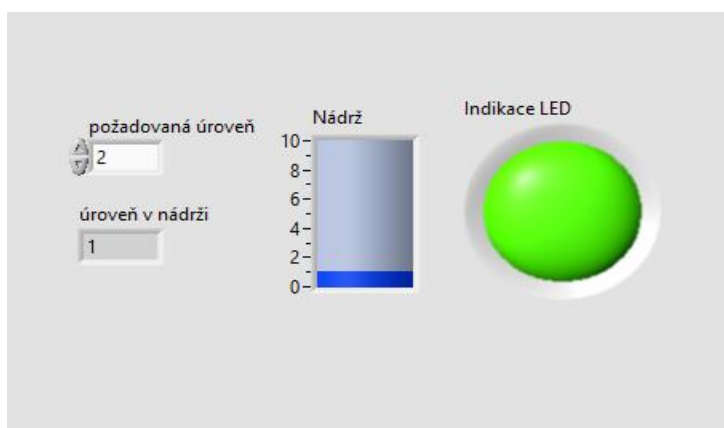
1.1.5 Příklad vytvoření aplikace v LabVIEW

Pro ukázkou vytvoření aplikace jsem se rozhodl vytvořit virtuální nástroj, kde se ovládá hladina nádrže. Při vytvoření aplikace v LabVIEW se začíná vytvořením nového virtuálního instrumentu. Poté se otevřou dvě okna Front Panel a Block Diagram. V těchto oknech se vytváří aplikace pomocí prvků, které jsou k dispozici v Controls a Functions.

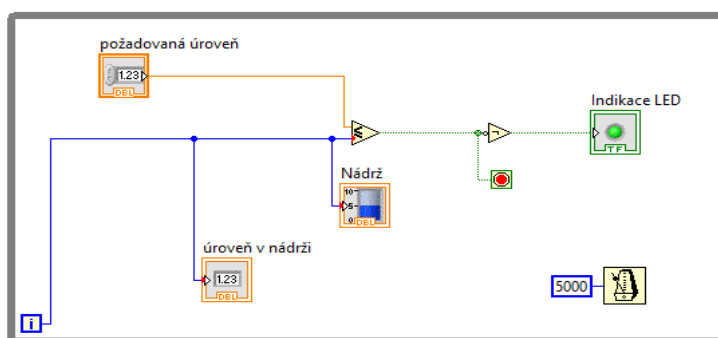
V blokovém diagramu jsem vytvořil smyčku While, která se nachází v paletě Functions v nabídce Structures. Do smyčky jsem přesunul terminál pro zadávání požadované úrovně, indikaci úrovně hladiny v nádrži, indikaci nádrže a indikaci LED.

Dále jsem v nabídce Comparison vybral funkci menší nebo rovný. Funkce má dva vstupní piny x a y . Funkce funguje na porovnání x a y , $x \leq y$. Výstupní data jsou v booleovském datovém typu. A vedou do funkce not, která je v nabídce Boolean. A zároveň na tlačítko stop, které zastavuje aplikaci.

Tlačítko stop musí být připojeno k nějaké funkci, například jako v tomto blokovém diagramu, nebo musí být ovládané konstantou nebo kontrolním prvkem. Funkce not posílá datový tok do indikace LED, kterou rozsvěčí, dokud nedostane signál z funkce menší nebo rovný. Iterační terminál znázorněný modrým i ve čtverci poskytuje aktuální počet iterací smyčky. Počet smyček začíná pro první iteraci vždy na nule. V tomto příkladu je využitý jako vstupní veličina pro indikaci úrovně nádrže, a pro porovnání s požadovanou úrovní nádrže. Poslední prvek je funkce Wait Until Next ms Multiple. Ta zdržuje interakci smyčky po dobu zadanou v zadávacím poli číselné konstanty pro tuto funkci. Čelní panel této aplikace je zobrazen na obr. 1.4 a blokový diagram na obr. 1.5.



Obr. 1.4 – Čelní panel příkladové aplikace



Obr. 1.5 – Blokový diagram příkladové aplikace

1.2 Multifunkční karta USB-6008/6009

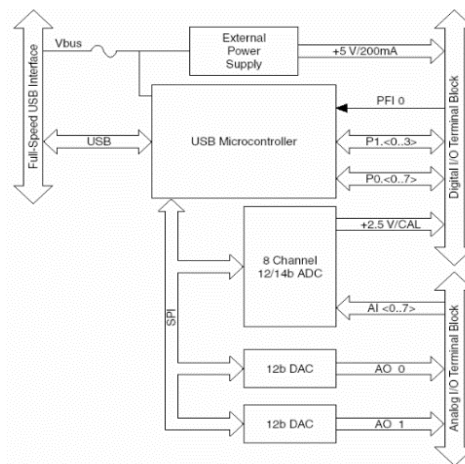
1.2.1 Multifunkční karta NI USB-6008/6009

Multifunkční karta NI USB-6008/6009 je nejmenším a nejlevnějším zařízením DAQ od firmy National Instruments pro použití v prostředí LabVIEW. Karta se připojuje k počítači USB kabelem (Vlach, 2008). Multifunkční karta je zobrazena na obr. 1.6 a její blokový diagram na obr. 1.7.

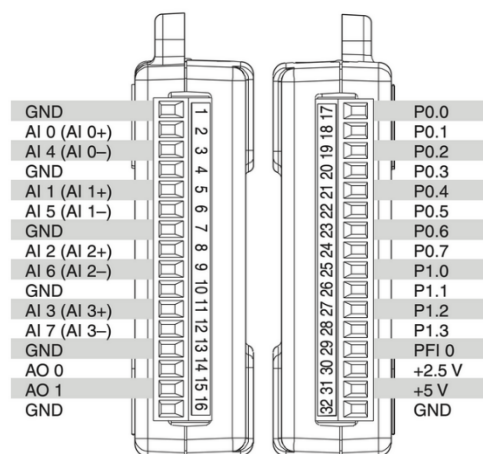
Multifunkční karta USB-6008/6009 je vybavena 8 analogovými vstupními kanály (AI), 2 analogovými výstupními kanály (AO), 12 obousměrnými digitálními linkami (DIO) a jedním 32bitovým čítačem. Rozmístění signálů je zobrazeno na obr. 1.8. Připojuje se přes komunikační rozhraní USB 2.0 full-speed. Multifunkční karta USB-6008/6009 je podporována ovladačem NI-DAQmx (Vlach, 2008).



Obr. 1.6 – Multifunkční karta NI USB-6008/6009



Obr. 1.7 – Blokové schéma multifunkční karty NI USB-6008/6009 (Vlach,



Obr. 1.8– Rozmístění signálů na multifunkční kartě (Vlach, 2008)

1.2.2 Použití multifunkční karty v LabVIEW

Při tvorbě VI s využitím multifunkční karty jsou k dispozici funkce DAQ ze subpalety NI-DQAmx. Funkce Create Channel umožňuje vytvořit virtuální kanál zadáním fyzického kanálu konkrétního zařízení DAQ a po vložení na plochu blokového diagramu se nakonfiguruje pro kartu USB-6008/6009. Nástroj pro výběr polyformního VI lze funkci modifikovat pro různé úlohy poskytované zařízením, čtení analogového vstupu, zápis do analogového výstupu, čtení číslicového vstupu, zápis do číslicového výstupu. Další funkcí DAQmx je funkce Read, tu je možné modifikovat pro všechny úlohy čtení poskytované zařízením DAQ, např. čtení analogového vstupu, čtení číslicového vstupu, čtení čítače atd.

Nástrojem pro zapisování dat do analogového výstupu je funkce DAQmx Write. Tento nástroj posílá data na vstup karty. V DAQmx je mnoho dalších funkcí, které lze použít (Vlach, 2008).

1.3 Dynamické systémy

1.3.1 Dynamický systém – Motor

Dynamická soustava je tvořena stejnosměrným motorem, který je prostřednictvím pevné spojky spojen se stejnosměrným generátorem. Otáčky generátoru jsou snímány připojeným tachodynamem. Soustava je buzena napětím. Výstupem soustavy je napětí na tachodynamu. Připojením zátěže na svorky stejnosměrného generátoru lze vyvolat poruchu působící na soustavu zvětšením brzdného momentu generátoru. Brzdný moment je úměrný proudu odebíraného z generátoru a vyvolává snížení otáček generátoru (Modrlák, 2006).

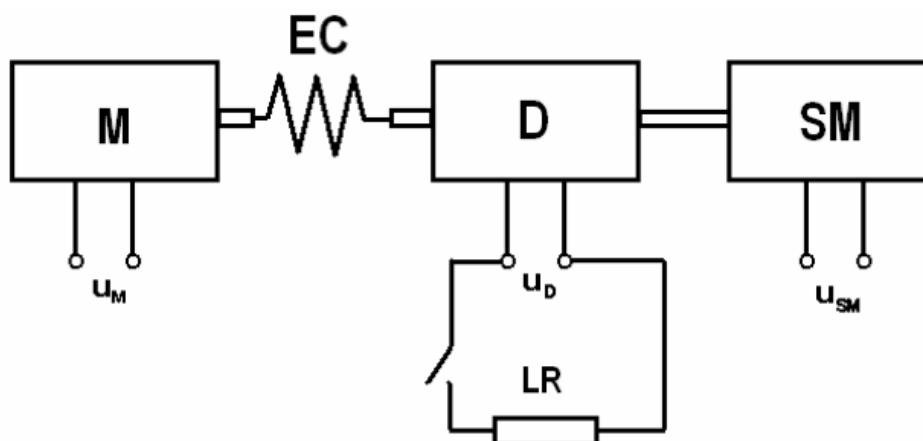
Stejnoseměrný motor se skládá z rotoru a statoru. Je založen na principu působení sil na vodič protékající proudem, který je umístěn v magnetickém poli. Na komutátor se přivede stejnosměrný proud. Tento proud začne protékat cívkou kotvy, na kterou, díky umístění v magnetickém poli, začne působit magnetická síla. Směr této síly se určuje pomocí Flemingova pravidla levé ruky. Aby se kotva otáčela o 360° , musí se změnit směr proudu. Tuto změnu proudu v rotorovém vinutí zařizuje komutátor (Modrlák, 2006).

Stejnoseměrný generátor (dynamo) se skládá ze statoru tvořeného magnetem nebo elektromagnetem, rotoru s vinutím a komutátoru. Slouží k přeměně mechanické energie na stejnosměrný proud. Konstrukčně je podobný stejnosměrnému motoru, ale používá se k opačnému účelu (Modrlák, 2006).

Tachodynamo je malé dynamo, jeho výstupní napětí je úměrné jeho otáčkám. Čím větší otáčky, tím větší napětí bude na svorkách tachodynamu. Používá se zejména pro průmyslové měření otáček (Modrlák, 2006). Zkratky blokového schématu jsou vysvětleny v tab. 1.2. Dynamický systém motoru je zobrazen na obr. 1.9. Blokové schéma motoru je na obr. 1.10.



Obr. 1.9 – Dynamický systém motoru



Obr. 1.10 – Blokové schéma motoru (Modrlák, 2006)

Tab. 1.2 – Označení a název bloků ve schématu

Označení ve schématu	Celý název
M	Stejnoseměrný motor
EC	Pevná spojka
D	Stejnoseměrný generátor (dynamo)
SM	Tachodynamo
u_M	Napětí na svorkách stejnosměrného motoru
u_{SM}	Napětí na tachodynamu
LR	Zátěž
u_D	Napětí na stejnosměrném generátoru

1.3.2 Dynamický systém – dvojitý RC článek

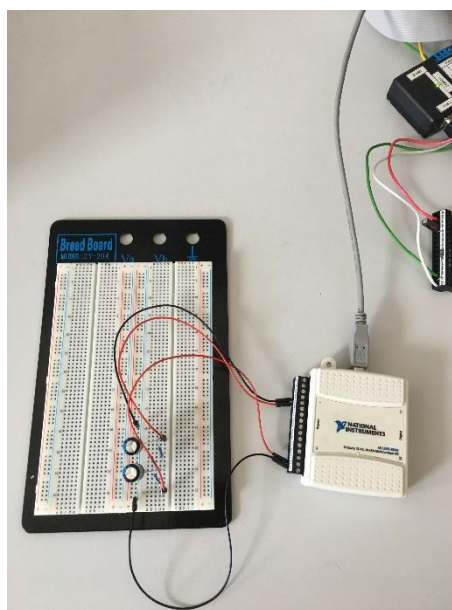
Dynamická soustava je tvořena dvěma RC členy. Oba členy jsou zapojeny jako integrační článek. To znamená, že průběh výstupního napětí odpovídá primitivní funkci (integrálu) vstupního napětí v závislosti na čase. Hodnoty jednotlivých prvků jsou uvedeny v tab. 1.3. Dynamický systém dvojitého RC článku s připojením k multifunkční kartě je zobrazen na obr. 1.11. Schéma zapojení dvojitého RC článku je na obr. 1.12. Časové konstanty jednotlivých článků T_1 a T_2 jsou dány vztahy

$$T_1 = RC = 4700 \times 0,00047 = 2,209 \text{ s}, \quad (1.1)$$

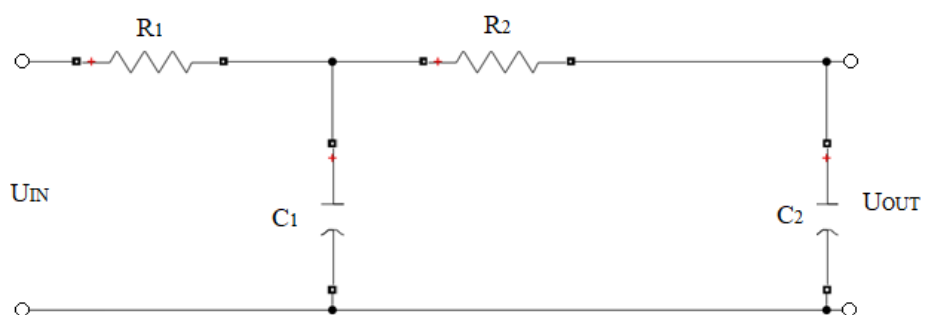
$$T_2 = RC = 2200 \times 0,00047 = 1,034 \text{ s}, \quad (1.2)$$

kde T – časová konstanta,

R – elektrický odpor,
 C – kapacita kondenzátoru.



Obr. 1.11 – Dvojitý RC článek



Obr. 1.12 – Schéma zapojení dvojitého RC článku

Tab. 1.3 – Hodnoty prvků v obrázku 1.12

Označení	Hodnota
R_1	4,7K Ω
R_2	2,2K Ω
C_1, C_2	470 μ F
U_{IN}, U_{OUT}	0–5V

1.4 Tvorba matematických modelů

1.4.1 Identifikace dynamického systému – Rekurzivní metoda identifikace

Princip rekurzivní metody je opakovaný výpočet tzv. rekurze. S postupně se měnícími parametry tak, aby bylo po několika krocích dosaženo minima zvolené kritériální funkce, ta je měřítkem kvality postupné optimalizace. V případě identifikační metody jde o postupné změny koeficientů zvoleného aproximačního přenosu s takovou strategií, aby bylo dosaženo nelepších shody s naměřenou reakcí reálného objektu. (Automatizace a automatizační technika, 2014)

Vstupní informací je skutečná reakce $y(t)$ reálného objektu, na buzení $u(t)$, naměřená v normálních provozních podmínkách. Může to být jak reakce na skokovou změnu buzení, tak běžný provozní průběh. Je důležité, aby odstup užitečného signálu byl od parazitního šumu co největší, aby byl dynamický systém dostatečně vybuzen (Automatizace a automatizační technika, 2014).

Výpočet probíhá tak, že se na počátku odhadnou hodnoty parametrů a s nimi se simuluje reakce aproximačního modelu vybuzeného budícím signálem po dobu určenou tím, než se ustálí reakce objektu. Vypočte se hodnota kritériálního funkcionálu a podle této hodnoty a hodnot, které se vypočítají před ní, aproximační metoda vyhodnotí nové parametry, se kterými se výpočet opakuje. Tento cyklus probíhá tak dlouho, než se dosáhne požadované přesnosti odhadu (Automatizace a automatizační technika, 2014).

1.4.2 Aproximace přechodové charakteristiky

Nekmitavou přechodovou charakteristiku statického systému vyššího řádu lze popsat na základě znalosti těchto tří parametrů: doby průtahu, doby náběhu a statického zesílení, viz obr. 1.13. Doby T_u a T_n jsou dány průsečíky tečny v inflexním bodě s osami $y = 0$ a $y = y(\infty)$. V obecném případě může být ale doba T_u součtem skutečné doby průtahu vyvolané dynamikou systému a čistého dopravního zpoždění (Hlava, 2000).

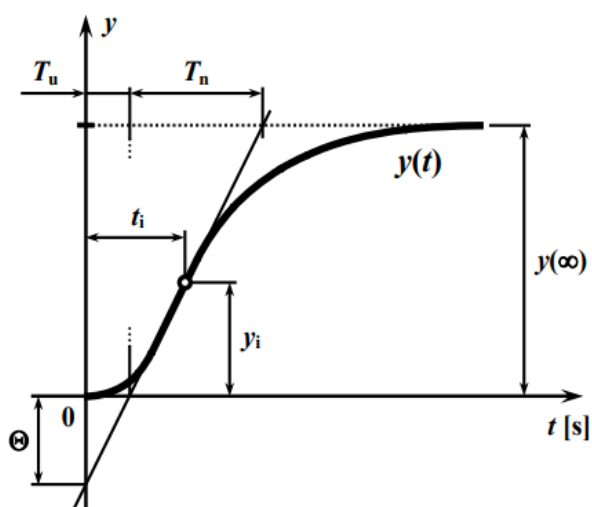
Dynamické vlastnosti systému jsou vyjádřeny hodnotami veličin T_u a T_n . Statické vlastnosti systému vyjadřuje statické zesílení K , které lze stanovit jako poměr ustálené odezvy $y(\infty)$ a velikosti skoku, který ji vyvolal (Hlava, 2000).

Chceme-li přechodovou charakteristiku systému vyššího řádu popsat modelem systému 1. řádu s dopravním zpožděním. Lze postupovat několika způsoby. Nejjednodušší je položit dopravní zpoždění rovné době průtahu a časovou konstantu rovnou době náběhu, tedy $T_D = T_u$,

$T = T_n$. Popisovaná aproximace je však velmi hrubá. Doba ustálení přechodové charakteristiky je ve srovnání s původní soustavou výrazně delší. Nicméně ji lze pro základní zhodnocení vlivu, jaký na průběh regulačního pochodu mají parametry T_u a T_n a hlavně pak jejich poměr použít (Hlava, 2000).

Existují ovšem i aproximace přesnější. Hlavní problém vztahů spočívá ve volbě časové konstanty. Aproximaci lze zlepšit například tak, že vyjdeme ze známých vlastností časové konstanty systému prvního řádu a položíme ji rovnou době T_{63} , která uplyne mezi skončením doby průtahu a časem, v němž přechodová charakteristika dosáhla 63 % své ustálené hodnoty (Hlava, 2000). Vztahy pak můžeme modifikovat $T_D = T_u$, $T = T_{63}$

Chceme-li určit z průběhu přechodové funkce dobu průtahu T_u a dobu náběhu T_n , potřebujeme zkonstruovat tečnu v inflexním bodě této funkce. Inflexní bod odpovídá maximu derivace přechodové funkce $y(t)$, tj. maximu funkce váhové $g(t)$. K jeho nalezení musíme vypočítat váhovou charakteristiku systému (Hlava, 2000).



Obr. 1.13 – základní parametry přechodové odezvy statického systému (Hlava, 2000)

1.5 Návrh regulátoru typu PID a nalezení jeho optimálních parametrů

1.5.1 PID regulátor

Regulátor je zařízení, které realizuje proces automatické regulace. Podstata činnosti regulátoru spočívá ve vyhodnocování regulační odchylky jako vstupního signálu, ve zpracování této odchylky podle zákona řízení, který je vlastní použitému regulátoru, a ve vytvoření

vstupního signálu akční veličiny s cílem, aby odchylka byla zmenšena co nejvíce. PID regulátor je spojitý regulátor, to znamená, že všechny jeho veličiny jsou spojeny v čase (Konfršt, 2014). Blokové schéma PID regulátoru je zobrazeno na obr. 1.14.

Proporcionální složka regulátoru v sobě zahrnuje násobení konstantou r_0 , která je známá jako proporcionální zesílení. Jde o zesilování regulační odchylky neboli o zesilování záporné zpětné vazby. Pokud bude v regulátoru pouze P složka, tak se regulační odchylka nebude moci vyregulovat (Konfršt, 2014).

Integrační složka regulátoru působí pouze tehdy, když regulační odchylka není nulová. Při zvětšování podílu integrační složky se také zvětšuje kmitavost regulačního pochodu. Její nevýhodou je zvyšování řádu soustavy a prodloužení regulačního děje (Konfršt, 2014).

Derivační složka regulátoru se dá vyjádřit jako rychlost změny regulační odchylky. Derivační složka značně urychluje regulační pochod u soustav vyšších řádů. Derivační a integrační složka umožňují, aby zpětná vazba reagovala s předstihem (Konfršt, 2014).

Dynamické chování PID regulátoru můžeme popsat vztahem

$$u(t) = r_0 e_t + r_{-1} \int_0^1 e(\tau) + r_{-1} \frac{de(t)}{dt}, \quad (1.3)$$

kde r_0 – proporcionální složka PID regulátoru,

e – regulační odchylka,

r_{-1} – integrační složka PID regulátoru,

r_1 – derivační složka PID regulátoru,

u – derivační složka PID regulátoru,

t – průběžný čas.

Jde o popis takzvaného PID regulátoru. Provede-li se Laplaceova transformace za předpokladu splnění nulových počátečních podmínek, můžeme ji upravit na přenos skutečného PID regulátoru, který je dán vztahem

$$G(s) = \frac{r_0 \left(1 + \frac{1}{T_1 s} + T_d s \right)}{1 + T_1 s + T_2^2 s^2 \dots}, \quad (1.4)$$

kde r_0 – proporcionální složka PID regulátoru,

T_i – integrační složka PID regulátoru,

T_d – derivační složka PID regulátoru.

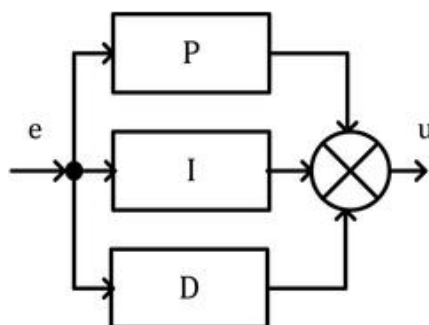
Pokud jsou časové konstanty zpožďujících členů rovné nule, dostaneme přenos ideálního PID regulátoru, který je dán vztahem

$$G(s) = r_0 \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right), \quad (1.5)$$

kde r_0 – proporcionální složka PID regulátoru,

T_I – integrační složka PID regulátoru,

T_D – derivační složka PID regulátoru.



Obr. 1.14 – Paralelní tvar PID regulátoru (Konfršt, 2014)

Metody pro nalezení optimálních parametrů PID regulátoru

Metoda Zieglera a Nicholse, metoda přechodové odezvy

Z odměřené přechodové charakteristiky regulované soustavy zjistíme dobu průtahu, dobu náběhu, respektive normalizovaného dopravního zpoždění a statické zesílení K . Pak lze nastavit regulátor podle pravidel uvedených v tab. 1.4. Tato metoda má podmínku, že $0 < T_u < T_n$. Při splnění této podmínky lze průběh přechodové charakteristiky proporcionální soustavy aproximovat přenosem, kde K je koeficient přenosu (zesílení) regulované soustavy (Hlava, 2000).

Výhodou je, že regulační obvod nemusí být při nastavování na mezi stability. Tato metoda není příliš vhodná k regulaci systémů s větším dopravním zpožděním, normalizované dopravní zpoždění by nemělo mít větší hodnotu než jedna (Hlava, 2000). V tab. 1.4 je K statické zesílení, θ je normalizované dopravní zpoždění a T_u je doba průtahu.

Tab. 1.4 – Nastavení podle Zieglera a Nicholse, metoda přechodové odezvy

Typ	$K_R=r_0$	T_I	T_D
P	$\frac{1}{K\theta}$	–	–
PI	$\frac{0,9}{K\theta}$	$3T_u$	–
PID	$\frac{1,2}{K\theta}$	$2T_u$	$0,5T_u$

Cohen Coonova metoda

Tato metoda je velmi podobná ZN a pro malé hodnoty normalizovaného dopravního zpoždění dává skoro stejné výsledky. Na rozdíl od ZN bere normalizované dopravné zpoždění v úvahu i při výpočtu časových konstant. Derivační časová konstanta PID regulátoru se proto s narůstajícím normalizovaným dopravním zpožděním blíží k nule, což odpovídá skutečnosti, že při řízení soustav s větším dopravním zpožděním je derivační složka na překážku a je lepší používat PI regulátor. Tato metoda by měla při regulaci soustav s delším dopravním zpožděním dávat lepší výsledky než metoda ZN (Hlava, 2000). Pravidla pro nastavení regulátoru jsou uvedena v tab. 1.5, kde K je statické zesílení, θ je normalizované dopravní zpoždění a T_u je doba průtahu.

Tab. 1.5 – Nastavení podle Cohena a Coona

Typ	r_0	T_i	T_d
P	$\frac{1}{K} (0,35 + \frac{1}{\theta})$	–	–
PI	$\frac{1}{K} (0,083 + \frac{0,9}{\theta})$	$\frac{3,3 + 0,31\theta}{1 + 2,2\theta} T_u$	–
PD	$\frac{1}{K} (0,16 + \frac{1,24}{\theta})$	–	$\frac{0,27 + 0,88\theta}{1 + 0,13\theta} T_u$
PID	$\frac{1}{K} (0,25 + \frac{1,35}{\theta})$	$\frac{2,5 + 0,46\theta}{1 + 0,61\theta} T_u$	$\frac{0,37}{1 + 0,19\theta} T_u$

Metoda Chiena, Hronese a Reswicka

Tato metoda byla odvozena za předpokladu, že regulovaný systém je popsán přenosem prvního řádu s dopravním zpožděním. Přenos je dán vztahem

$$G(s) = K \frac{e^{-s\tau_D}}{(\tau_S s + 1)}, \quad (1.6)$$

kde K – zesílení systému,

τ_D – doba náběhu,

τ_S – doba průtahu,

e – derivační složka PID regulátoru.

Na rozdíl od předchozích metod umožňuje výběr ze dvou variant regulačního pochodu: aperiodický a s překmitem 20 % a také volbu, zda cílem regulace je sledování změn žádané hodnoty nebo potlačení poruch na vstupu soustavy. Do jaké míry bude regulační pochod odpovídat požadavkům, závisí do velké míry na tom, zda přenos regulované soustavy lze dobře

aproximovat statickým systémem prvního řádu s dopravním zpožděním či nikoliv a také na přesnosti zvolené aproximace. Z tab. 1.6 je patrné, že při nejjednodušší volbě jsou pravidla Chiena, Hronese a Reswicka pro vyregulování poruchy s překmitem 20 % poměrně blízká metodě ZN (Hlava, 2000). V tab. 1.6 značí T_D dobu průtahu, τ dobu náběhu, K statické zesílení, r_0 proporcionální složku, T_i integrační složku, T_d derivační složku.

Tab. 1.6 – Nastavení podle Chiena, Hronese a Reswicka

Typ	Aperiodický regulační pochod		Překmit 20 %	
	Žádaná hodnota	Porucha	Žádaná hodnota	Porucha
P	$r_0 = \frac{0,3\tau}{KT_D}$	$r_0 = \frac{0,3\tau}{KT_D}$	$r_0 = \frac{0,7\tau}{KT_D}$	$r_0 = \frac{0,7\tau}{KT_D}$
PI	$r_0 = \frac{0,35\tau}{KT_D}$ $T_i = 1,2\tau$	$r_0 = \frac{0,6\tau}{KT_D}$ $T_i = 4T_D$	$r_0 = \frac{0,6\tau}{KT_D}$ $T_i =$	$r_0 = \frac{0,7\tau}{KT_D}$ $T_i = 2,3T_D$
PID	$r_0 = \frac{0,6\tau}{KT_D}$ $T_i = \tau$ $T_D = 0,5 T_D$	$r_0 = \frac{0,95\tau}{KT_D}$ $T_i = 2,4T_D$ $T_D = 0,42 T_D$	$r_0 = \frac{0,95\tau}{KT_D}$ $T_i = 1,35\tau$ $T_D = 0,47 T_D$	$r_0 = \frac{1,2\tau}{KT_D}$ $T_i = 2T_D$ $T_D = 0,42 T_D$

Latzelova metoda

Tato metoda vychází z aproximace regulované soustavy systému s přenosem, který je dán vztahem

$$G(s) = \frac{K}{(\tau_M s + 1)^n}, \quad (1.7)$$

kde K – zesílení systému,

τ_M – časová konstanta,

n – řád systému.

V tabulce 1.7 jsou vlastnosti přechodových charakteristik tohoto typu charakterizovány pomocí poměrů časové konstanty τ_M k časům, v nichž hodnoty přechodové charakteristiky dosahují 10 %, 50 % a 90 % ustálené hodnoty. Poměry jsou označeny jako α_{10} , α_{50} a μ_{90} (Hlava, 2000).

Pomocí tab. 1.7 lze provést náhradu experimentálně zjištěné přechodové charakteristiky takovým způsobem, že nejprve odečteme hodnoty t_{10} , t_{50} , t_{90} .

Vypočteme hodnotu μ , která je dána vztahem

$$\mu = \frac{t_{90}}{t_{10}}, \quad (1.8)$$

kde t_{90} – čas v úrovni 90 % ustálené hodnoty,

t_{10} – čas v úrovni 10 % ustálené hodnoty.

V tabulce nalezneme řádek s μ_a , který bude této hodnotě nejbliže. Na základě toho určíme řád aproximace. Časovou konstantu pak stanovíme podle vztahu

$$\tau_M = \frac{(\alpha_{10}t_{10} + \alpha_{50}t_{50} + \alpha_{90}t_{90})}{3}, \quad (1.9)$$

kde t_{90} – čas v úrovni 90 % ustálené hodnoty,

t_{50} – čas v úrovni 50 % ustálené hodnoty,

t_{10} – čas v úrovni 10 % ustálené hodnoty,

α_{10} – poměr časové konstanty k t_{10} ,

α_{50} – poměr časové konstanty k t_{50} ,

α_{90} – poměr časové konstanty k t_{90} .

V tab. 1.7 značí μ_a konstantu pro určení řádu soustavy, n řád soustavy, α_{10} poměr časové konstanty k t_{10} , α_{50} – poměr časové konstanty k t_{50} a α_{90} – poměr časové konstanty k t_{90} .

Tab. 1.7 – Určení parametrů a řádu modelu

μ_a	n	α_{10}	α_{50}	α_{90}
0,137	2	1,880	0,596	0,257
0,174	2,5	1,245	0,460	0,216
0,207	3	0,907	0,374	0,188
0,261	4	0,573	0,272	0,150
0,304	5	0,411	0,214	0,125
0,340	6	0,317	0,176	0,108
0,370	7	0,257	0,150	0,095
0,396	8	0,215	0,130	0,085
0,418	9	0,184	0,115	0,077
0,438	10	0,161	0,103	0,070
0,456	11	0,142	0,094	0,065
0,472	12	0,128	0,086	0,060
0,486	13	0,116	0,079	0,056
0,499	14	0,106	0,073	0,053
0,512	15	0,097	0,068	0,050
0,523	16	0,090	0,064	0,047
0,533	17	0,084	0,060	0,045
0,543	18	0,078	0,057	0,042
0,552	19	0,073	0,054	0,040
0,561	20	0,069	0,051	0,039

Pro takto identifikovaný model jsou v dalším kroku navrženy konstanty PID regulátoru metodou přizpůsobení modulu, při níž se časové konstanty volí tak, aby členy v čitateli regulátoru kompenzovaly pokles modulu frekvenční charakteristiky regulované soustavy. Zesílení regulátoru se nastaví podle závislosti na požadovaném překmitu přechodové charakteristiky. Pravidla pro nastavení PID regulátoru jsou uvedena v tab. 1.8. Časové konstanty PID regulátoru jsou v tabulkách v poměru k časové konstantě modelu τ_M (Hlava, 2000). V tab. 1.8 značí n řád soustavy, τ_M časovou konstantu, r_0 proporcionální složku, T_i integrační složku, T_d derivační složku a K statické zesílení.

Tab. 1.8 – Nastavení PID regulátoru

n	$\frac{T_i}{\tau_M}$	$\frac{T_d}{\tau_M}$	r_0K	
			10 %	20 %
3	2,47	0,66	2,543	3,510
3,5	2,71	0,76	1,832	2,522
4	2,92	0,84	1,461	1,830
5	3,31	0,99	1,109	1,337
6	3,66	1,13	0,914	1,082
7	3,97	1,25	0,782	0,922
8	4,27	1,36	0,689	0,812
9	4,54	1,47	0,617	0,727
10	4,80	1,57	0,559	0,660
11	5,04	1,66	0,513	0,606
12	5,28	1,74	0,474	0,562
13	5,50	1,83	0,441	0,525
14	5,72	1,91	0,413	0,493
15	5,92	1,98	0,389	0,464
16	6,12	2,06	0,386	0,440
17	6,32	2,13	0,350	0,420
18	6,51	2,20	0,334	0,400

1.6 Kvalita regulace

Pro umožnění hodnocení kvality regulačního pochodu je potřeba stanovit měřítko, podle kterého se bude kvalita regulace posuzovat. Může to být např. doba náběhu, čas ustálení regulačního obvodu atd. Kvalita regulace se nejistěji posuzuje v časové oblasti na základě průběhu regulované veličiny v závislosti na čase vyvolaného skokovou změnou žádané veličiny (Konfršt, 2014).

1.6.1 Integrovaná kritéria

Velmi rozšířenými kritérii v regulační technice jsou sumačně integrovaná kritéria. Jde o posouzení a vyhodnocení kvality regulačního pochodu na základě průběhu regulační odchylky a akční veličiny. V obou případech se hodnotí plocha mezi ideální a skutečnou přechodovou

charakteristikou. Čím je menší plocha, tím je vyšší kvalita regulačního pochodu. Často se definují lineární nebo kvadratickou závislostí na regulační ploše. Snížení kvadratické regulační plochy vede vždy ke stabilitě obvodu, na rozdíl od lineární regulační plochy. Já jsem pro vyhodnocení regulačního pochodu vybral kritérium kvadratické regulační plochy (Konfršt, 2014).

Kvadratická regulační plocha –ISE

Kvadratická regulační plocha je dána vztahem

$$J_{ISE} = \int_0^{\infty} e^2(t)dt, \quad (1.10)$$

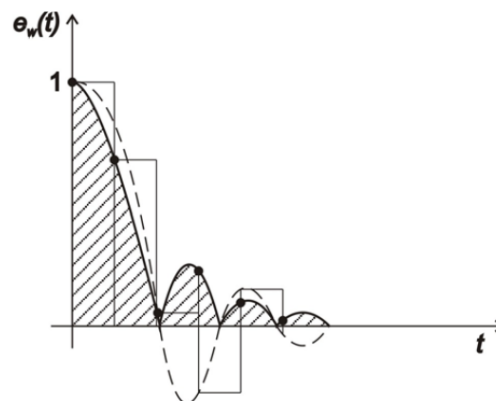
kde e – regulační odchylka.

Toto kritérium je vhodné pro kmitavé i nekmitavé regulační pochody. Znárodnění kvadratické regulační plochy je uvedeno na obr. 1.15. Všechny plochy pod křivkou $e^2(t)$ jsou kladné (Konfršt, 2014). Kritérium lze doplnit o penalizaci kvadrátu akční veličiny a jeho vztah se změni na

$$J_{ISE} = \int_0^{\infty} \left\{ [e(t) - e(\infty)]^2 + \kappa \left[\frac{du(t)}{dt} \right]^2 \right\} dt, \quad (1.11)$$

kde κ – váhový koeficient,

e – regulační odchylka.



Obr. 1.15 – Kvadratická regulační plocha (Konfršt, 2014)

2 Praktická část

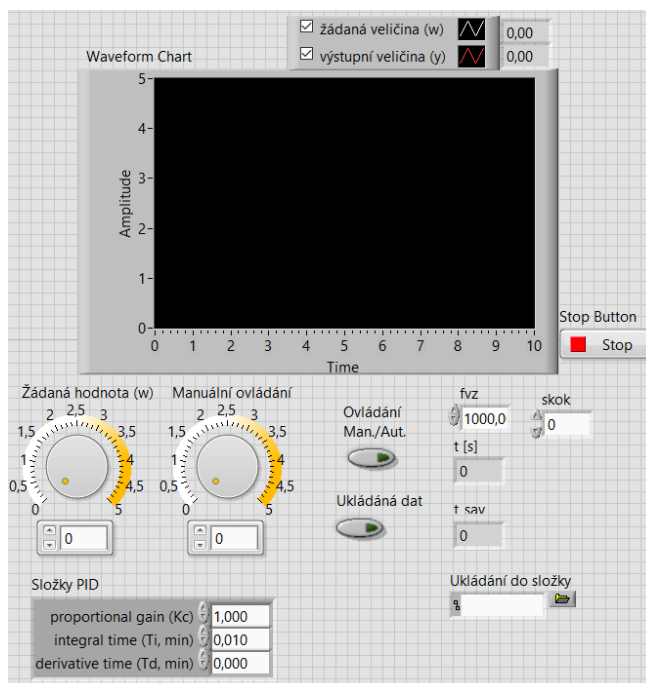
2.1 LabVIEW

2.1.1 Aplikace pro měření a řízení dynamických systémů

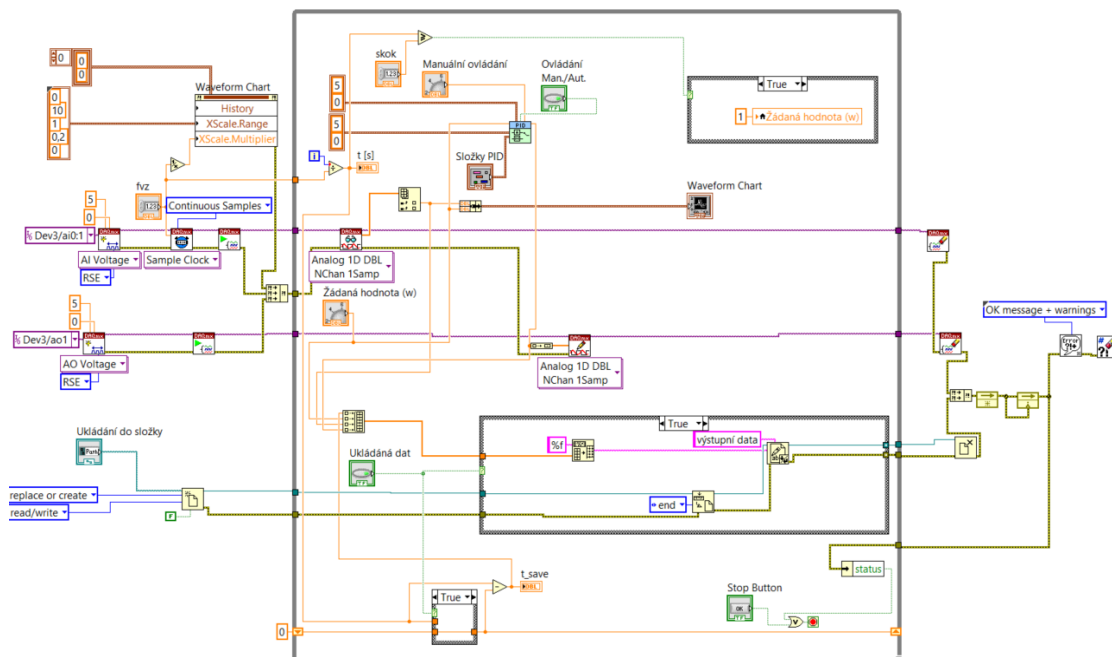
Na obr. 2.1 je čelní panel aplikace, kterou jsem používal pro měření a řízení dynamických systémů. Čelní panel obsahuje dva otočné knoflíky, jedním se nastavuje žádaná hodnota pro PID regulátor. Druhým knoflíkem se řídí manuální ovládání bez PID regulátoru.

Přepínač Ovládání Man. /AUT. přepíná mezi řízením dynamického systému PID regulátorem nebo ručním ovládním. Pokud je přepínač vypnutý, systém se řídí automaticky. Pokud se zmáčkne přepínač Ukládání dat, tak se začnou ukládat data do souboru, který se dá zvolit v Ukládání do složky. Zadávací pole fvz určuje frekvenci vzorkování. Složky PID je zadávací pole pro složky PID regulátoru. Složky T_i a T_d se berou jako hodnota složky za minutu. Waveform Chart zobrazuje žádanou veličinu a výstupní veličinu.

Na obr. 2.2 je znázorněn blokový diagram této aplikace.



Obr. 2.1 – Čelní panel aplikace v LabVIEW

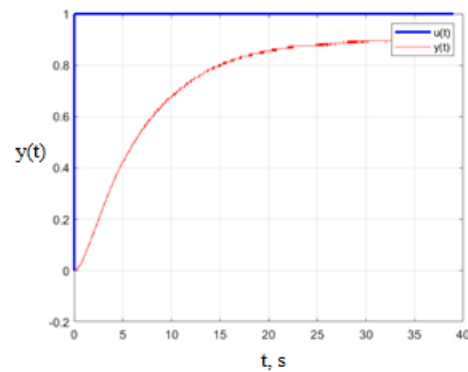


Obr. 2.2 – Blokový diagram aplikace v LabVIEW

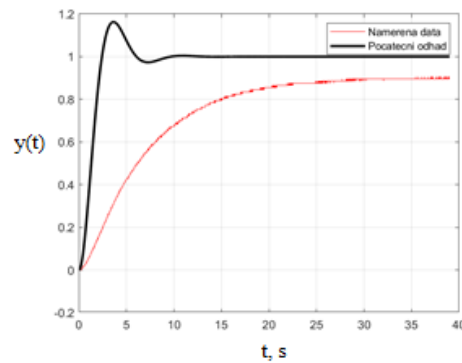
2.2 Identifikace dynamického systému

Pro identifikaci systému jsem vytvořil program v prostředí Matlab. Program načte data ze složky, kde jsou uložena data z měření reálného systému. Po úpravě dat, aby se mohla používat dále v programu, se nejdříve vykreslí graf z naměřených dat na obr. 2.3 a 2.6. Poté se v programu určuje, v jakém časovém rozsahu se bude provádět identifikace, první hodnota určuje odkud bude identifikace prováděna a druhá určuje, jak bude dlouhá. Tato data se následovně vykreslí do grafu data pro identifikaci. Dále se data upraví tak, že data od hodnoty, kterou jsem zvolil jako počátek identifikace, se posunou do pracovního bodu, což znamená, že první hodnoty budou na ose x a y v nule. Poté se určí počáteční odhad parametrů přenosu systému. Tento odhad se vykreslí do grafu situace před optimalizací, obr. 2.4 a 2.7. Následuje výpočet optimálních parametrů s využitím funkce identifikace1. Nakonec se průběh s optimálními parametry přenosu systému vykreslí do grafu situace po optimalizaci, obr. 2.5 a 2.8.

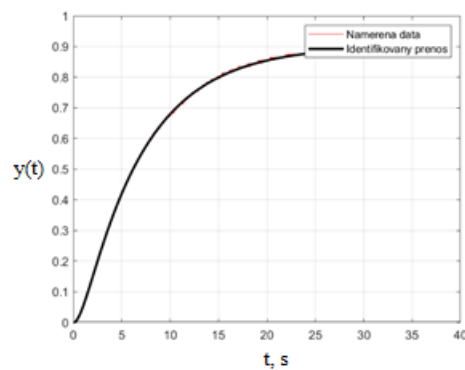
2.2.1 Identifikace dynamického systému dvojitého RC článku



Obr. 2.3 – reakce systému na jednotkový skok



Obr. 2.4 – Počáteční odhad parametrů před optimalizací

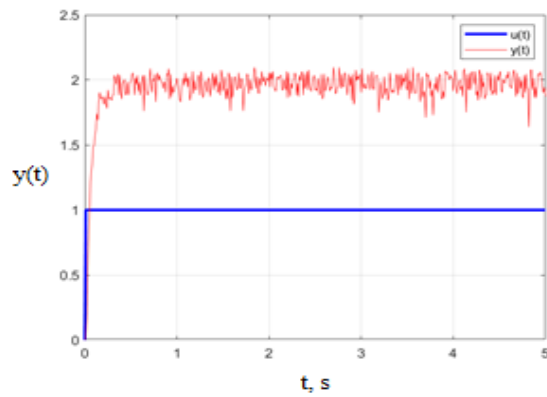


Obr. 2.5 – Identifikovaný přenos po optimalizaci

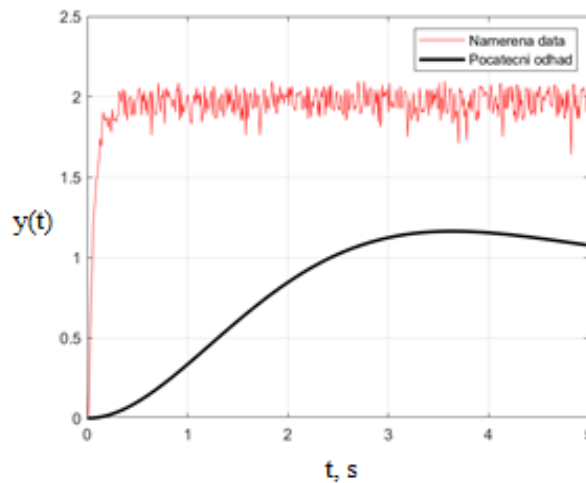
Z programu identifikace jsme zjistili, že přenos systému dvojitého RC článku. Tento přenos je popsán vztahem

$$G(s) = \frac{0,1594}{s^2 + 1,296s + 0,1768} \quad (2.1)$$

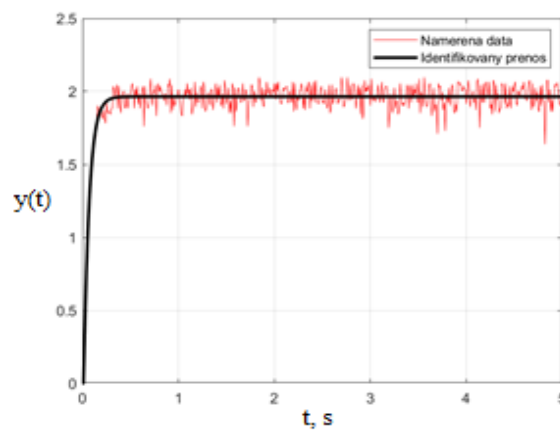
2.2.2 Identifikace dynamického systému motoru



Obr. 2.6 – reakce systému na jednotkový skok



Obr. 2.7 – Počáteční odhad parametrů před optimalizací



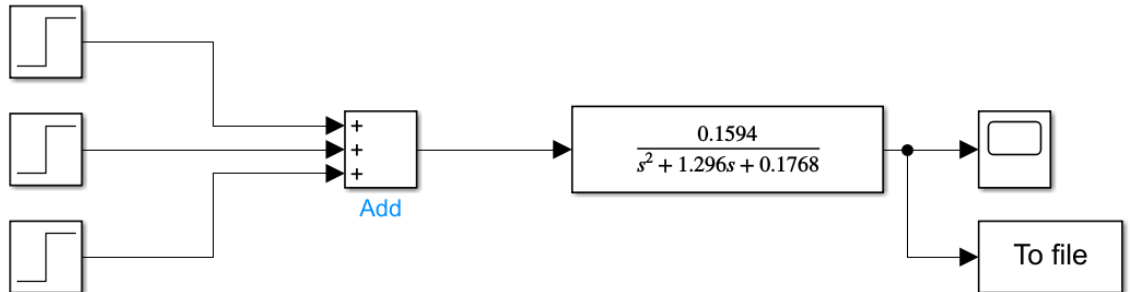
Obr. 2.8 – Identifikovaný přenos po optimalizaci

Z programu identifikace jsme zjistili, že přenos systému motoru. Tento přenos je popsán vztahem

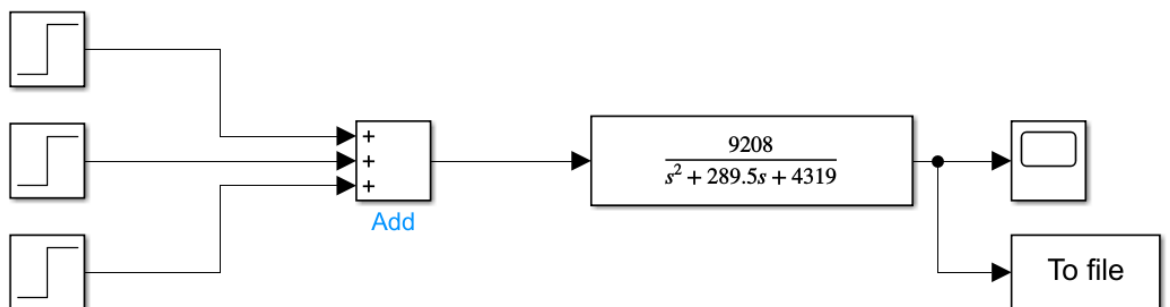
$$G(s) = \frac{9208}{s^2 + 289,5s + 4319} \quad (2.2)$$

2.3 Sestavení matematických modelů dynamických systémů

K sestavení matematického modelu dynamických systémů jsem zvolil prostředí Simulink. V programu se určují pomocí bloků step různé skoky, tak aby bylo vidět, jak systém reaguje na skok nahoru a na skok dolů. Poté jdou tyto hodnoty do bloku tranfer function, který funguje jako ideální dynamický systém. Je v něm napsán přenos systému a vytváří průběh ideálního dynamického systému. Následovně se data ukládají do předem určené složky a zobrazují se v bloku scope. Data získaná ze simulace se nakonec porovnají s daty získanými z měření reálného systému. Tyto průběhy by měly být velmi podobné, skoro stejné. Pokud ne, tak se identifikace neprovedla správně a musí se zopakovat. Matematický model dvojitého RC článku je zobrazen na obr. 2.9 a motoru na obr. 2.10.



Obr. 2.9 – Matematický model dvojitého RC článku

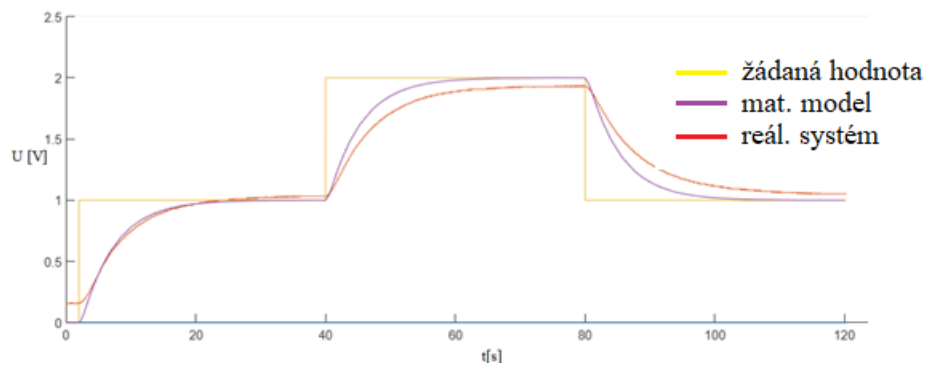


Obr. 2.10 – Matematický model motoru

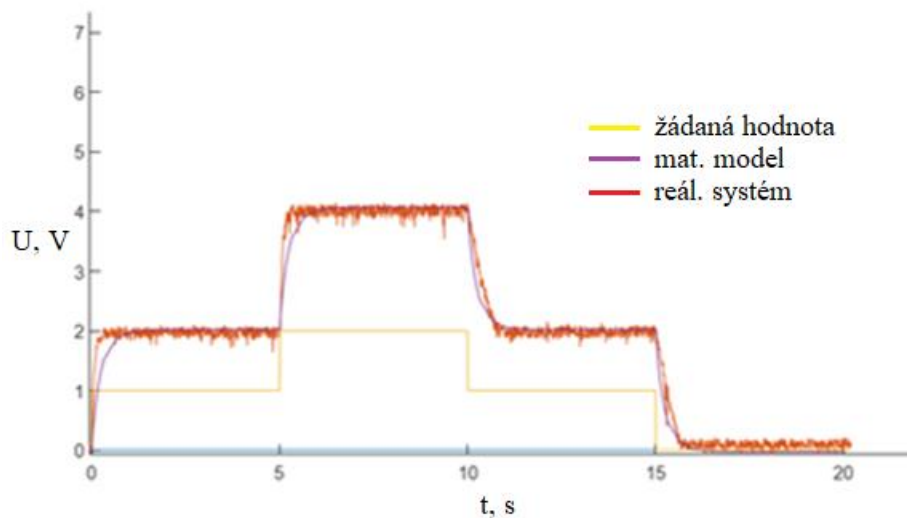
2.3.1 Porovnání průběhu regulačních pochodů

Porovnání průběhů mezi reálným systémem a matematickým modelem jsou zobrazeny na obr. 2.11 pro dvojitý RC článek a obr. 2.12 pro motor.

Jednotlivé barvy zobrazují jednotlivé veličiny a jejich hodnoty.



Obr. 2.11 – Porovnání výstupních odezev dvojitého RC čláнку



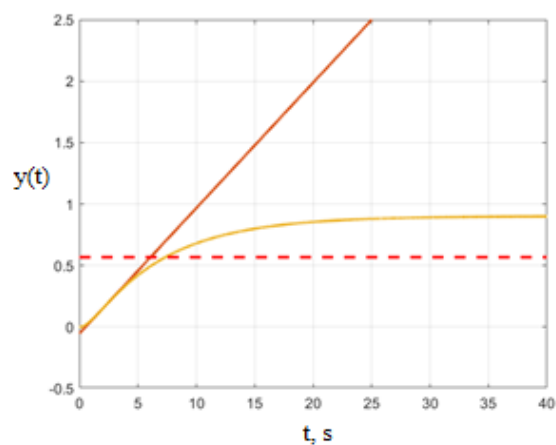
Obr. 2.12 – Porovnání výstupních odezev motoru

2.4 Aproximace přechodové charakteristiky

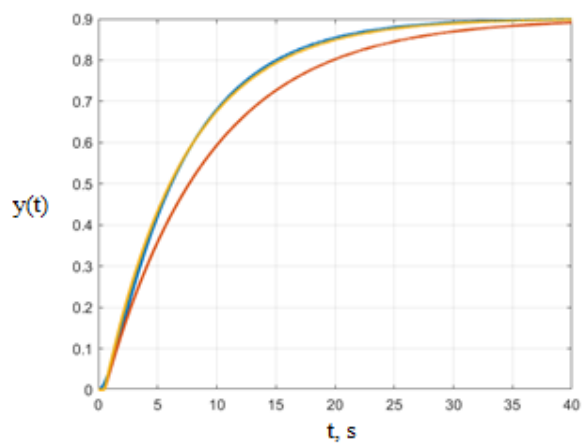
Do připraveného programu v Matlabu se vloží přenosy dynamických systémů, které se získaly z identifikace systému. Program na obr. 2.13 v Matlabu provede aproximaci a na konci vypíše hodnoty parametrů, které se dále používají při hledání optimálních parametrů PID regulátoru. Hodnoty těchto parametrů se zapisují do tab. 2.1 a 2.2. Obr. 2.14 až 2.16 jsou grafy, které se vygenerují při aproximaci dvojitého RC článku a obr. 2.17 až 2.19 jsou grafy, které se vygenerují při aproximaci motoru.

```
clear all, close all, clc, format compact
B=[9208]; A=[1 289.5 4319];
sys=tf(B,A);
K=dcgain(sys);
tmax=5; t=linspace(0,tmax,1e4+1);
y=step(sys,t); %vypocet poradnic prechodove charakteristiky y(t)
g=impz(sys,t); %vypocet poradnic vahove charakteristiky g(t)
[k i]=max(g); %nalezeni maxima g(t), hodnota maxima a jeho index
ti=t(i); %vyber z vektoru hodnot casu t
tecna=k*(t-ti)+y(i); %vypocet tecny (rovnice primky kx+q),
figure, plot(t,g,'LineWidth',2), grid on
xlabel('t [s]'), ylabel('g(t)')
figure, plot(t,y,t,tecna,'LineWidth',2), hold on
plot(t,y,[min(t) max(t)],[0.63*K 0.63*K],'r--','LineWidth',2), grid on
xlabel('t [s]'), ylabel('y(t)'), axis([0 tmax -0.5 2.5])
I=find(tecna>=0); Tu=t(I(1)), I=find(tecna>=K); Tn=t(I(1))-Tu
I=find(y>=0.63*K); T63=t(I(1))-Tu
%-----
%varianta 1:
T=Tn; TD=Tu;
sys1=tf(K,[T 1]); sys1.inputdelay=TD;
y1=step(sys1,t);
%varianta 2:
T=T63; TD=Tu;
sys2=tf(K,[T 1]); sys2.inputdelay=TD;
y2=step(sys2,t);
%figure, plot(t,y,'k',t,y1,'r',t,y2,'b','LineWidth',2), grid on
figure, plot(t,[y y1 y2],'LineWidth',2), grid on
xlabel('t [s]'), ylabel('y(t)')
```

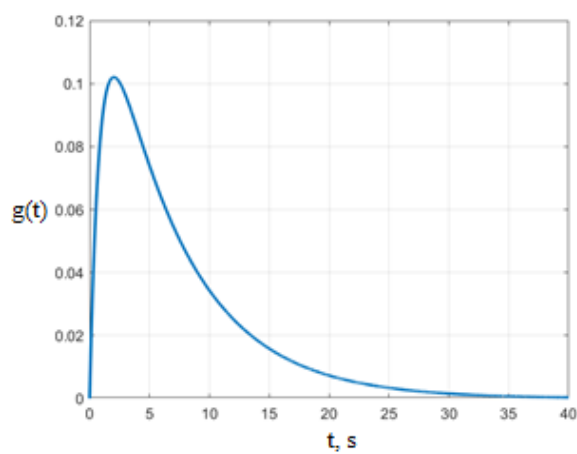
Obr. 2.13 – Program aproximace



Obr. 2.14 – Přejchodová charakteristika dvojitého RC članku



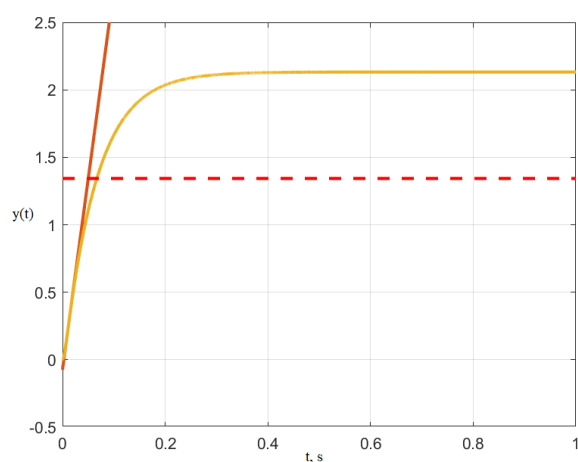
Obr. 2.15 – Aproximace dvojitého RC članku



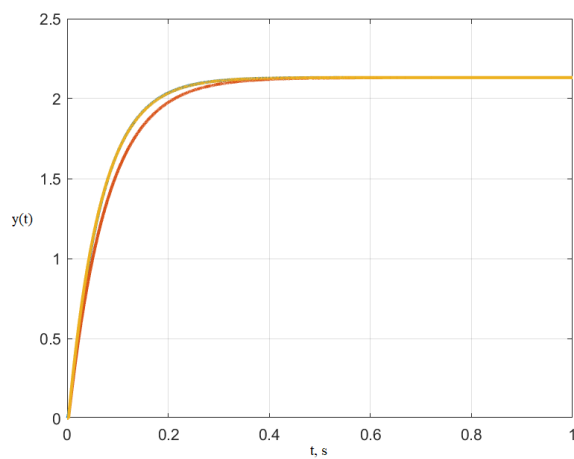
Obr. 2.16 – Váhová charakteristika dvojitého RC članku

Tab. 2.1 – Hodnoty parametrů z aproximace dynamického systému dvojitého RC článku

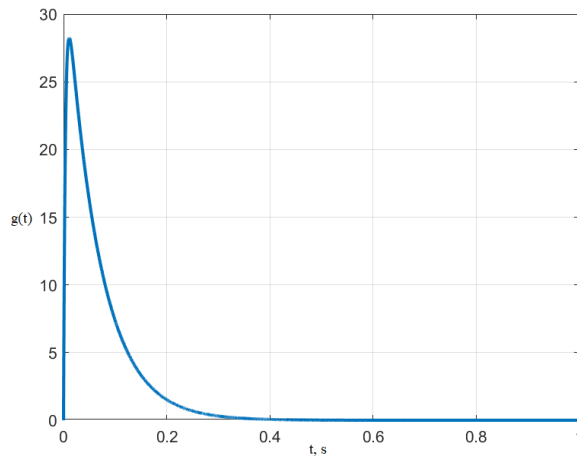
Parametr	Hodnota
T_u	0,524
T_n	8,832
T_{63}	6,836
K	0,9016



Obr. 2.17 – Přechodová charakteristika motoru



Obr. 2.18 – Aproximace motoru



Obr. 2.19 – Váhová charakteristika motoru

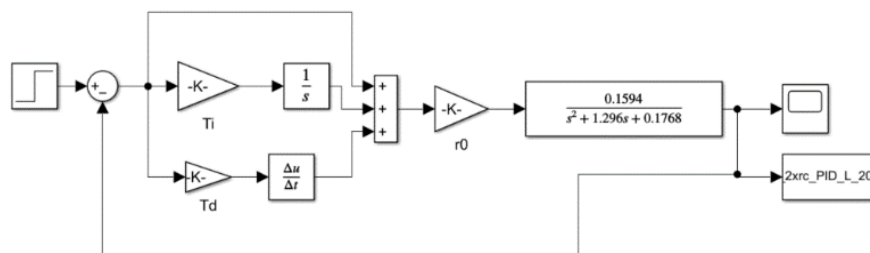
Tab. 2.2 – Hodnoty parametrů z aproximace dynamického systému motoru

Parametr	Hodnota
T_u	0,003
T_n	0,0755
T_{63}	0,064
K	2,132

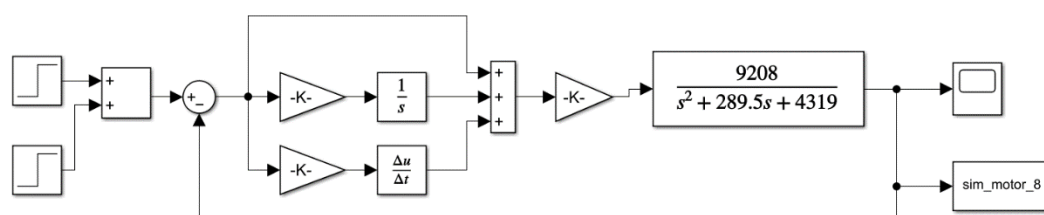
2.5 Metody pro nalezení ideálních parametrů PID regulátoru

2.5.1 Sestavení matematického modelu ideálního dynamického systému

Na počátku se v blocích step určí čas a hodnota kroků, které budeme simulovat v matematickém modelu. Poté se spočítá regulační odchylka, která se používá jako vstup do PID regulátoru. Výstup PID regulátoru (akční veličina) poté jde na vstup bloku transfer function, který funguje jako ideální dynamický systém. Výstupní hodnoty se poté ukládají do složky, kde jsou potom k dispozici pro zobrazení v grafech. Také se zobrazuje průběh regulace v bloku scope. Matematický model systému dvojitého RC článku je zobrazen na obr. 2.20 a motoru na obr. 2.21.



Obr. 2.20 – Mat. model systému dvojitého RC článku s PID



Obr. 2.21 – Mat. model systému motoru s PID regulátorem

2.5.2 Metoda Zieglera a Nicholse, metoda přechodové odezvy

Na obr. 2.22 je znázorněno porovnání výstupních odezev dvojitého RC článku. Tento průběh byl regulován PID regulátorem s nastavenými parametry podle metody přechodové odezvy Zieglera a Nicholse. Proporcionální složka se vypočítá vztahem

$$r_0 = \frac{1,2}{K\Theta} = \frac{1,2}{0,9016 \times 0,0593} = 22,4334, \quad (2.3)$$

kde K – zesílení systému,

Θ – normalizované dopravní zpoždění.

Integrační složka se vypočítá vztahem

$$T_i = 2T_u = 2 \times 0,524 = 1,048, \quad (2.4)$$

kde T_u – doba průtahu.

Derivační složka se vypočítá vztahem

$$T_d = 0,5T_u = 0,5 \times 0,524 = 0,262, \quad (2.5)$$

kde T_u – doba průtahu.

Na obr. 2.23 je znázorněno porovnání výstupních odezev motoru. Tento průběh byl regulován PID regulátorem s nastavenými parametry podle metody přechodové odezvy Zieglera a Nicholse. Proporcionální složka se vypočítá vztahem

$$r_0 = \frac{1,2}{K\Theta} = \frac{1,2}{2,132 \times 0,03973} = 14,1651, \quad (2.6)$$

kde K – zesílení systému,

Θ – normalizované dopravní zpoždění.

Integrační složka se vypočítá vztahem

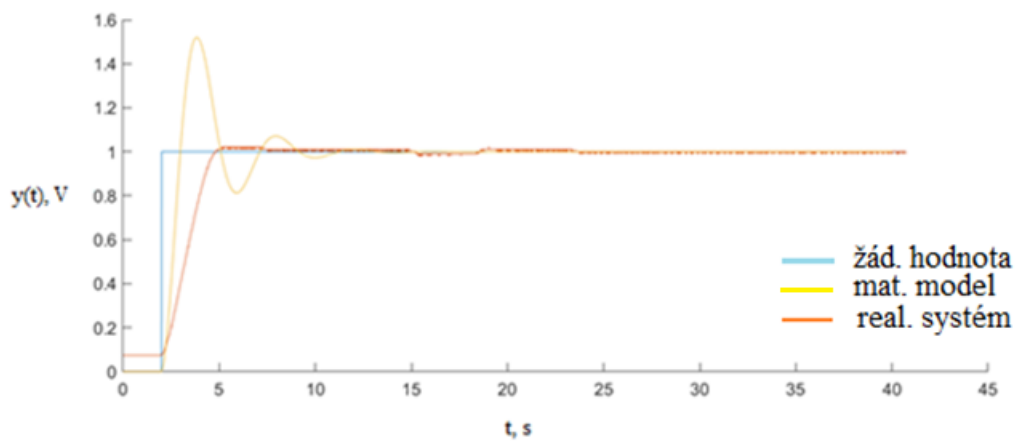
$$T_i = 2T_u = 2 \times 0,003 = 0,006, \quad (2.7)$$

kde T_u – doba průtahu.

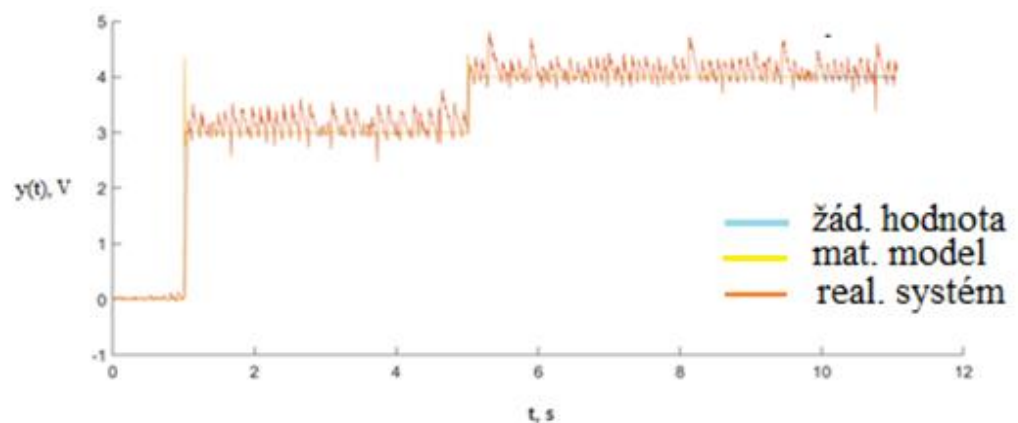
Derivační složka se vypočítá vztahem

$$T_d = 0,5T_u = 0,5 \times 0,003 = 0,0015, \quad (2.8)$$

kde T_u – doba průtahu.



Obr. 2.22 – Porovnání výstupních odezev sim. a reál. dvojitého RC článku



Obr. 2.23 – Porovnání výstupních odezev sim. a reál. motoru

2.5.3 Cohen Coonova metoda

Na obr. 2.24 je znázorněno porovnání výstupních odezev dvojitého RC článku. Tento průběh byl regulován PID regulátorem s nastavenými parametry podle metody Cohena a Coona. Proporcionální složka se vypočítá vztahem

$$r_0 = \frac{1}{K} \left(0,25 + \frac{1,35}{\Theta} \right) =$$
$$\frac{1}{0,9016} \left(0,25 + \frac{1,35}{0,0593} \right) = 25,51486, \quad (2.9)$$

kde K – zesílení systému,

Θ – normalizované dopravní zpoždění.

Integrační složka se vypočítá vztahem

$$T_i = \frac{2,5 + 0,46\Theta}{1 + 0,61\Theta} T_u =$$
$$\frac{2,5 + 0,46 \times 0,0593}{1 + 0,61 \times 0,0593} \times 0,524 = 1,2780, \quad (2.10)$$

kde T_u – doba průtahu,

Θ – normalizované dopravní zpoždění.

Derivační složka se vypočítá vztahem

$$T_d = \frac{0,37}{1 + 0,19\Theta} T_u =$$
$$\frac{0,37}{1 + 0,19 \times 0,0593} \times 0,524 = 0,1917, \quad (2.11)$$

kde T_u – doba průtahu,

Θ – normalizované dopravní zpoždění.

Na obr. 2.25 je znázorněno porovnání výstupních odezev motoru. Tento průběh byl regulován PID regulátorem s nastavenými parametry podle metody Cohena a Coona. Proporcionální složka se vypočítá vztahem

$$r_0 = \frac{1}{K} \left(0,25 + \frac{1,35}{\Theta} \right) =$$
$$\frac{1}{2,132} \left(0,25 + \frac{1,35}{0,0397} \right) = 14,1651, \quad (2.12)$$

kde K – zesílení systému,

Θ – normalizované dopravní zpoždění.

Integrační složka se vypočítá vztahem

$$T_i = \frac{2,5 + 0,46\Theta}{1 + 0,61\Theta} T_u =$$

$$\frac{2,5 + 0,46 \times 0,0397}{1 + 0,61 \times 0,0397} \times 0,003 = 0,006, \quad (2.13)$$

kde T_u – doba průtahu,

Θ – normalizované dopravní zpoždění.

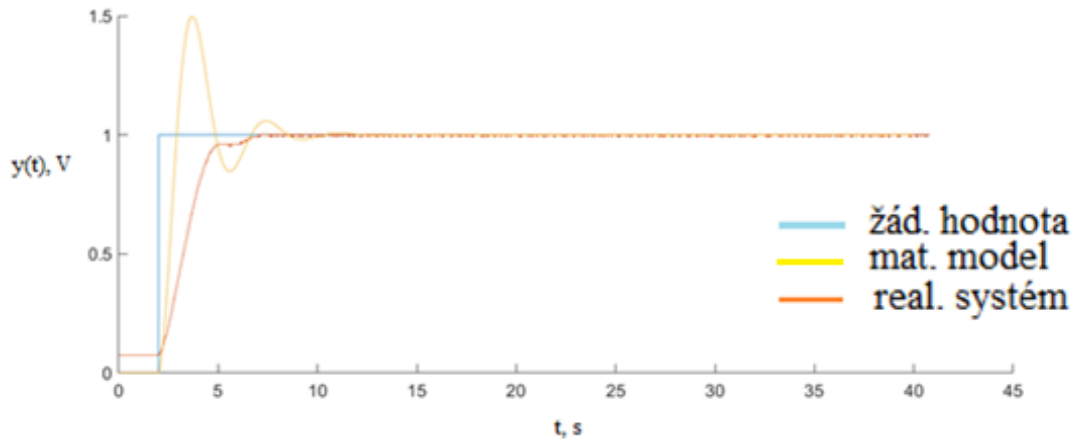
Derivační složka se vypočítá vztahem

$$T_d = \frac{0,37}{1 + 0,19\Theta} T_u =$$

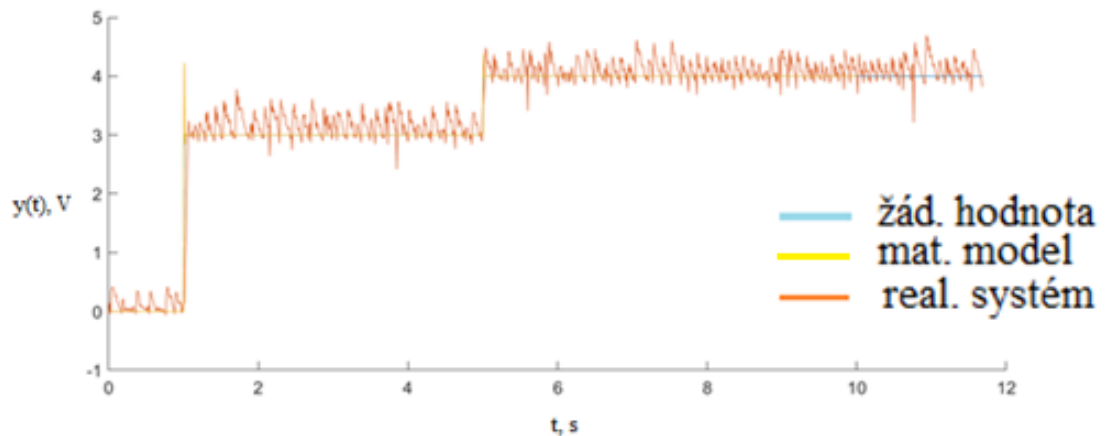
$$\frac{0,37}{1 + 0,19 \times 0,0397} \times 0,003 = 0,0015, \quad (2.14)$$

kde T_u – doba průtahu,

Θ – normalizované dopravní zpoždění.



Obr. 2.24 – Porovnání výstupních odezev sim. a reál. dvojitého RC článku



Obr. 2.25 – Porovnání výstupních odezev sim. a reál.motoru

Metoda Chien, Hrones a Reswicka

Na obr. 2.26 je znázorněno porovnání výstupních odezev dvojitého RC článku. Tento průběh byl regulován PID regulátorem s nastavenými parametry podle metody CHR s aperiodickým regulačním pochodem a sledováním žádané hodnoty. Proporcionální složka se vypočítá vztahem

$$r_0 = \frac{0,6\tau}{KT_D} = \frac{0,6 \times 8,832}{0,9016 \times 0,524} = 11,2167, \quad (2.15)$$

kde K – zesílení systému,

τ – doba náběhu,

T_D – doba průtahu.

Integrační složka se vypočítá vztahem

$$T_i = \tau = 8,832, \quad (2.16)$$

kde τ – doba náběhu.

Derivační složka se vypočítá vztahem

$$T_d = 0,5T_D = 0,5 \times 0,524 = 0,262, \quad (2.17)$$

kde T_D – doba průtahu.

Na obr. 2.27 je znázorněno porovnání výstupních odezev motoru. Tento průběh byl regulován PID regulátorem s nastavenými parametry podle metody CHR s aperiodickým regulačním pochodem a sledováním žádané hodnoty. Proporcionální složka se vypočítá vztahem

$$r_0 = \frac{0,6\tau}{KT_D} = \frac{0,6 \times 0,0755}{0,9016 \times 0,003} = 7,0823, \quad (2.18)$$

kde K – zesílení systému,

τ – doba náběhu,

T_D – doba průtahu.

Integrační složka se vypočítá vztahem

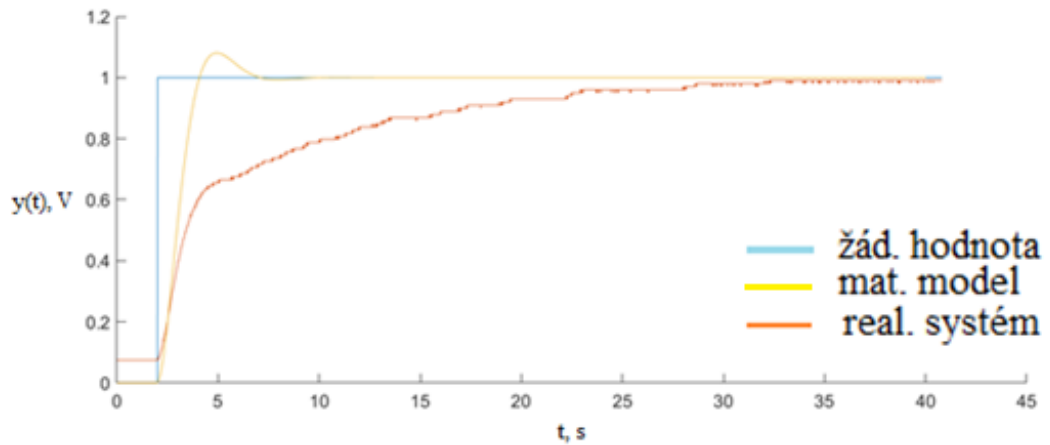
$$T_i = \tau = 0,0755, \quad (2.19)$$

kde τ – doba náběhu.

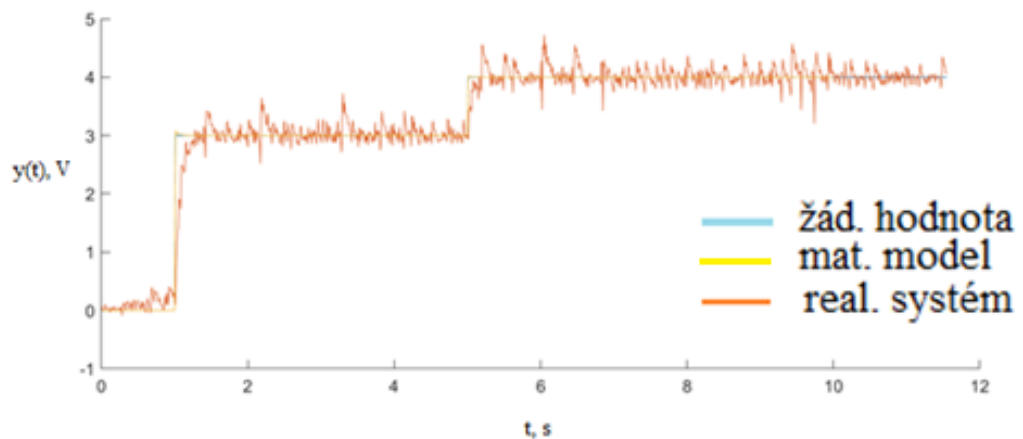
Derivační složka se vypočítá vztahem

$$T_d = 0,5T_D = 0,5 \times 0,003 = 0,0015, \quad (2.20)$$

kde T_D – doba průtahu.



Obr. 2.26 – Porovnání výstupních odezev sim. a reál. dvojitého RC článku



Obr. 2.27 – Porovnání výstupních odezev sim. a reál. motoru

Na obr. 2.28 je znázorněno porovnání výstupních odezev dvojitého RC článku. Tento průběh byl regulován PID regulátorem s nastavenými parametry podle metody CHR s aperiodickým regulačním pochodem a potlačením poruch na vstupu soustavy. Proporcionální složka se vypočítá vztahem

$$r_0 = \frac{0,95\tau}{KT_D} = \frac{0,95 \times 8,832}{0,9016 \times 0,524} = 17,7598, \quad (2.21)$$

kde K – zesílení systému,

τ – doba náběhu,

T_D – doba průtahu.

Integrační složka se vypočítá vztahem

$$T_i = 2,4T_D = 2,4 \times 0,524 = 1,2576, \quad (2.22)$$

kde T_D – doba průtahu.

Derivační složka se vypočítá vztahem

$$T_d = 0,42T_D = 0,42 \times 0,524 = 0,22, \quad (2.23)$$

kde T_D – doba průtahu.

Na obr. 2.29 je znázorněno porovnání výstupních odezev motoru. Tento průběh byl regulován PID regulátorem s nastavenými parametry podle metody CHR s aperiodickým regulačním pochodem a potlačením poruch na vstupu soustavy. Proporcionální složka se vypočítá vztahem

$$r_0 = \frac{0,95\tau}{KT_D} = \frac{0,95 \times 0,0755}{0,9016 \times 0,003} = 11,214, \quad (2.24)$$

kde K – zesílení systému,

τ – doba náběhu,

T_D – doba průtahu.

Integrační složka se vypočítá vztahem

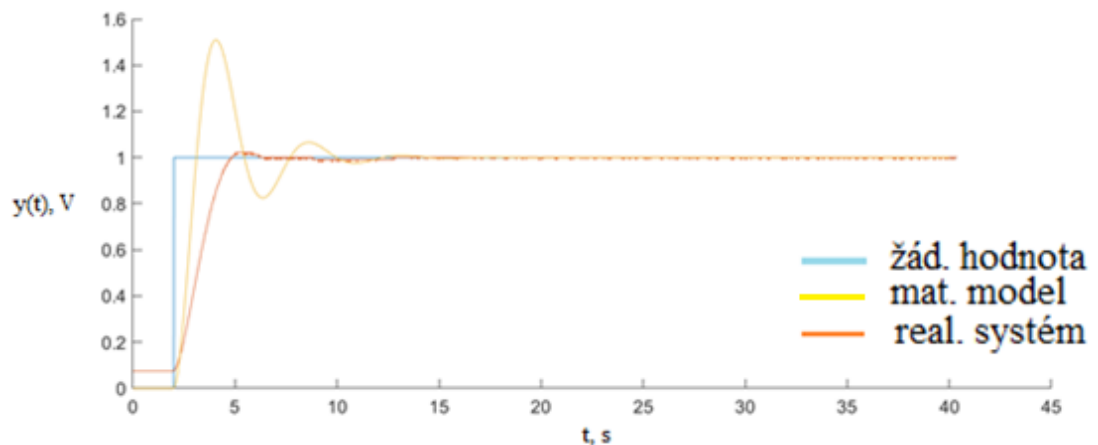
$$T_i = 2,4T_D = 2,4 \times 0,003 = 0,0072, \quad (2.25)$$

kde T_D – doba průtahu.

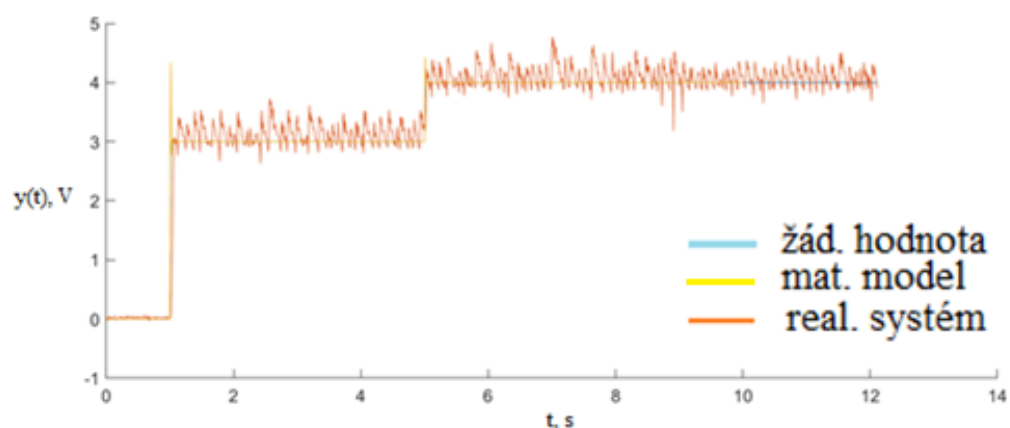
Derivační složka se vypočítá vztahem

$$T_d = 0,42T_D = 0,42 \times 0,003 = 0,0013, \quad (2.26)$$

kde T_D – doba průtahu.



Obr. 2.28 – Porovnání výstupních odezev sim. a reál. dvojitého RC článku



Obr. 2.29 – Porovnání výstupních odezev sim. a reál. motoru

Na obr. 2.30 je znázorněno porovnání výstupních odezev dvojitého RC článku. Tento průběh byl regulován PID regulátorem s nastavenými parametry podle metody CHR s překmitem 20 % a sledováním změn žádané hodnoty. Proporcionální složka se vypočítá vztahem

$$r_0 = \frac{0,95\tau}{KT_D} = \frac{0,95 \times 8,832}{0,9016 \times 0,524} = 17,7598, \quad (2.27)$$

kde K – zesílení systému,

τ – doba náběhu,

T_D – doba průtahu.

Integrační složka se vypočítá vztahem

$$T_i = 1,35\tau = 1,35 \times 8,832 = 11,9232 \quad (2.28)$$

kde T_D – doba průtahu.

Derivační složka se vypočítá vztahem

$$T_d = 0,47T_D = 0,47 \times 0,524 = 0,2463, \quad (2.29)$$

kde T_D – doba průtahu.

Na obr. 2.31 je znázorněno porovnání výstupních odezev motoru. Tento průběh byl regulován PID regulátorem s nastavenými parametry podle metody CHR s aperiodickým regulačním pochodem a potlačením poruch na vstupu soustavy. Proporcionální složka se vypočítá vztahem

$$r_0 = \frac{0,95\tau}{KT_D} = \frac{0,95 \times 0,0755}{0,9016 \times 0,003} = 11,214, \quad (2.30)$$

kde K – zesílení systému,

τ – doba náběhu,

T_D – doba průtahu.

Integrační složka se vypočítá vztahem

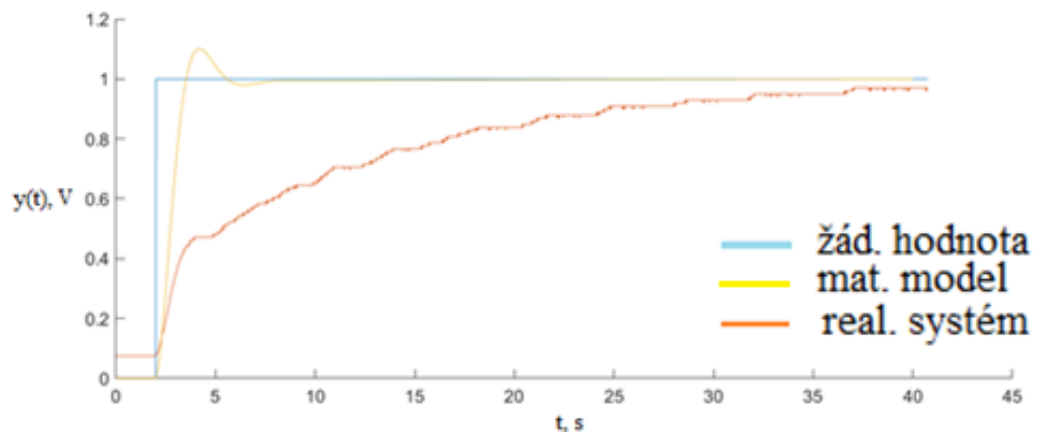
$$T_i = 1,35\tau = 1,35 \times 0,0755 = 0,1019, \quad (2.31)$$

kde T_D – doba průtahu.

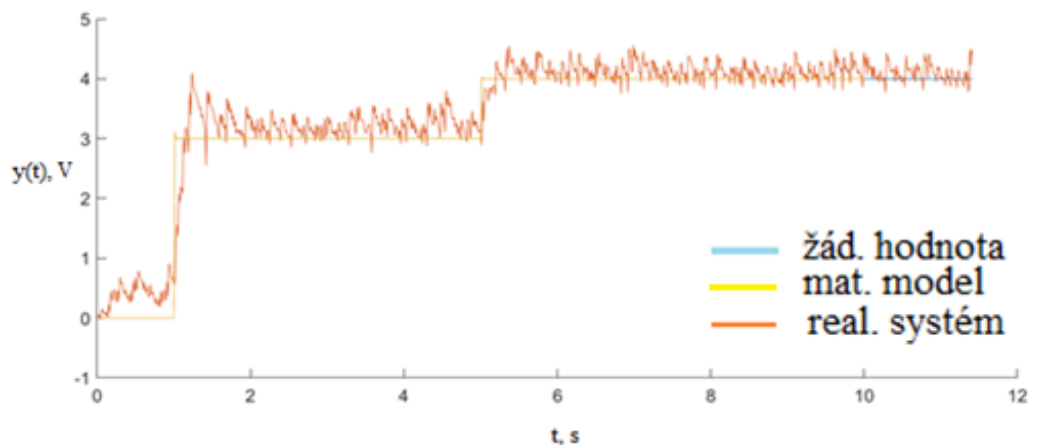
Derivační složka se vypočítá vztahem

$$T_d = 0,47T_D = 0,47 \times 0,003 = 0,0014, \quad (2.32)$$

kde T_D – doba průtahu.



Obr. 2.30 – Porovnání výstupních odezev sim. a reál. článku



Obr. 2.31 – Porovnání výstupních odezev sim. a reál. motoru

Na obr. 2.32 je znázorněno porovnání výstupních odezev dvojitého RC článku. Tento průběh byl regulován PID regulátorem s nastavenými parametry podle metody CHR s překmitem 20 % a potlačením poruch na vstupu soustavy. Proporcionální složka se vypočítá vztahem

$$r_0 = \frac{1,2\tau}{KT_D} = \frac{1,2 \times 8,832}{0,9016 \times 0,524} = 22,4334, \quad (2.33)$$

kde K – zesílení systému,

τ – doba náběhu,

T_D – doba průtahu.

Integrační složka se vypočítá vztahem

$$T_i = 2T_D = 2 \times 0,524 = 1,048, \quad (2.34)$$

kde T_D – doba průtahu.

Derivační složka se vypočítá vztahem

$$T_d = 0,42T_D = 0,42 \times 0,524 = 0,22, \quad (2.35)$$

kde T_D – doba průtahu.

Na obr. 2.33 je znázorněno porovnání výstupních odezev motoru. Tento průběh byl regulován PID regulátorem s nastavenými parametry podle metody CHR s překmitem 20 % a potlačením poruch na vstupu soustavy. Proporcionální složka se vypočítá vztahem

$$r_0 = \frac{1,2\tau}{KT_D} = \frac{1,2 \times 0,0755}{2,132 \times 0,003} = 14,1651, \quad (2.36)$$

kde K – zesílení systému,

τ – doba náběhu,

T_D – doba průtahu.

Integrační složka se vypočítá vztahem

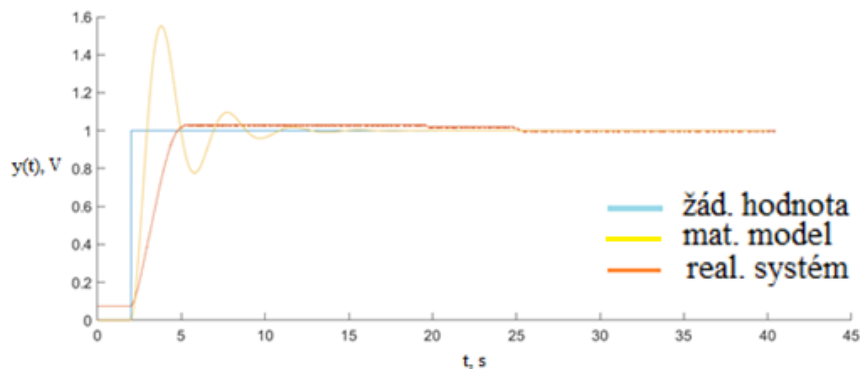
$$T_i = 2T_D = 2 \times 0,003 = 0,006, \quad (2.37)$$

kde T_D – doba průtahu.

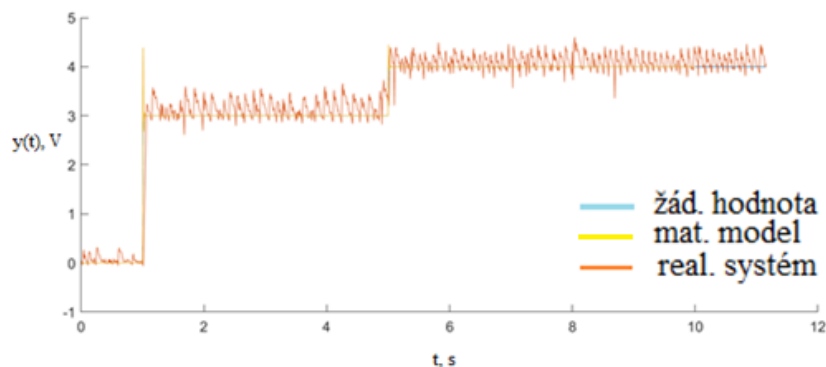
Derivační složka se vypočítá vztahem

$$T_d = 0,42T_D = 0,42 \times 0,003 = 0,0013, \quad (2.38)$$

kde T_D – doba průtahu.



Obr. 2.32 – Porovnání výstupních odezev sim. a reál. RC článku



Obr. 2.33 – Porovnání výstupních odezev sim. a reál. motoru

2.5.4 Latzelova metoda

Na obr. 2.34 jsou znázorněny hodnoty času při úrovni 10 %, 50 % a 90 % ustálené hodnoty systému dvojitého RC článku. Úrovně 10 % dosáhne systém v čase 3,884s, 50 % v čase 7,084s a 90 % v čase 16,684s.

Dále se vypočítá hodnota μ podle vztahu

$$\mu = \frac{t_{10}}{t_{90}} = \frac{3,884}{16,684} = 0,2328 \text{ s}, \quad (2.39)$$

kde t_{90} – čas v úrovni 90 % ustálené hodnoty,

t_{10} – čas v úrovni 10 % ustálené hodnoty.

Následně v tab. 1.7 najdeme hodnotu, která je nejbližší této vypočtené hodnotě. Pro tento systém je volíme $n = 3$. Poté vypočítáme τ_M podle vztahu

$$\tau_M = \frac{a_{10}t_{10} + a_{50}t_{50} + a_{90}t_{90}}{3} = \frac{0,907 \times 3,884 + 0,374 \times 7,084 + 0,188 \times 16,684}{3} = 3,103 \text{ s}, \quad (2.40)$$

kde t_{90} – čas v úrovni 90 % ustálené hodnoty,

t_{50} – čas v úrovni 50 % ustálené hodnoty,

t_{10} – čas v úrovni 10 % ustálené hodnoty,

α_{10} – poměr časové konstanty k t_{10} ,

α_{50} – poměr časové konstanty k t_{50} ,

α_{90} – poměr časové konstanty k t_{90} .

Parametry PID regulátoru s nastavením parametrů podle Latzelovy metody s překmitem 10 % v odezvě na skokovou změnu žádané hodnoty se spočítají pomocí vzorců z tab. 1.8, hodnoty pro výpočet se berou z řádku, kde $n = 3$. Proporcionální složka se vypočítá vztahem

$$r_0 = r_0 K = 2,543 \times 0,9016 = 2,2928, \quad (2.41)$$

kde r_0 – proporcionální složka,
 K – zesílení systému.

Integrační složka se vypočítá vztahem

$$T_i = \frac{T_i}{\tau_M} = \frac{2,47}{3,103} = 0,7960, \quad (2.42)$$

kde T_i – integrační složka,
 τ_M – časová konstanta.

Derivační složka se vypočítá vztahem

$$T_d = \frac{T_d}{\tau_M} = \frac{0,66}{3,103} = 0,2127, \quad (2.43)$$

kde T_d – derivační složka,
 τ_M – časová konstanta.

Na obr. 2.36 je znázorněno porovnání výstupních odezev dvojitého RC článku. Výsledné hodnoty se následně zadaly jako parametry PID regulátoru,

Parametry PID regulátoru s nastavením parametrů podle Latzelovy metody s překmitem 20 % v odezvě na skokovou změnu žádané hodnoty se spočítají pomocí vzorců z tab. 1.8, hodnoty pro výpočet se berou z řádku, kde $n = 3$. Na obr. 2.37 je znázorněno porovnání výstupních odezev dvojitého RC článku. Proporcionální složka se vypočítá vztahem

$$r_0 = r_0 K = 3,51 \times 0,9016 = 3,1646, \quad (2.44)$$

kde r_0 – proporcionální složka,
 K – zesílení systému.

Integrační složka se vypočítá vztahem

$$T_i = \frac{T_i}{\tau_M} = \frac{2,47}{3,103} = 0,7960, \quad (2.45)$$

kde T_i – integrační složka,
 τ_M – časová konstanta.

Derivační složka se vypočítá vztahem

$$T_d = \frac{T_d}{\tau_M} = \frac{0,66}{3,103} = 0,2127, \quad (2.46)$$

kde T_d – derivační složka,
 τ_M – časová konstanta.

Na obr. 2.35 jsou znázorněny hodnoty času při úrovni 10 %, 50 % a 90 % ustálené hodnoty systému motoru. 10 % je znázorněno červeně, 50 % je znázorněno šedě a 90 % je znázorněno žlutě. Úrovně 10 % dosáhne systém v čase $0,0404s$, 50 % v čase $0,1604s$ a 90 % v čase $0,6404s$.

Dále se vypočítá hodnota μ podle rov. 2.47 a v tab. 1.7 najdeme hodnotu, která je nejbližší této vypočtené hodnotě, ta je dána vztahem

$$\mu = \frac{t_{10}}{t_{90}} = \frac{0,0404}{0,6404} = 0,0631 s, \quad (2.47)$$

kde t_{90} – čas v úrovni 90 % ustálené hodnoty,

t_{10} – čas v úrovni 10 % ustálené hodnoty.

Pro tento systém je volíme $n = 3$. Poté vypočítáme vztahem

$$\begin{aligned} \tau_M &= \frac{a_{10}t_{10} + a_{50}t_{50} + a_{90}t_{90}}{3} = \\ &= \frac{1,88 \times 0,04 + 0,6 \times 0,160 + 0,257 \times 0,64}{3} = \\ &= 0,112 s, \end{aligned} \quad (2.48)$$

kde t_{90} – čas v úrovni 90 % ustálené hodnoty,

t_{50} – čas v úrovni 50 % ustálené hodnoty,

t_{10} – čas v úrovni 10 % ustálené hodnoty,

α_{10} – poměr časové konstanty k t_{10} ,

α_{50} – poměr časové konstanty k t_{50} ,

α_{90} – poměr časové konstanty k t_{90} .

Parametry PID regulátoru s nastavením parametrů podle Latzelovy metody s překmitem 10 % v odezvě na skokovou změnu žádané hodnoty se spočítají pomocí vzorců z tab. 1.8, hodnoty pro výpočet se berou z řádku, kde $n = 3$. Na obr. 38 je znázorněno porovnání výstupních odezev motoru. Proporcionální složka se vypočítá vztahem

$$r_0 = r_0K = 2,543 \times 2,132 = 5,4217, \quad (2.49)$$

kde r_0 – proporcionální složka,

K – zesílení systému.

Integrační složka se vypočítá vztahem

$$T_i = \frac{T_i}{\tau_M} = \frac{2,47}{0,112} = 22,0536, \quad (2.50)$$

kde T_i – integrační složka,

τ_M – časová konstanta.

Derivační složka se vypočítá vztahem

$$T_d = \frac{T_d}{\tau_M} = \frac{0,66}{0,112} = 5,8929, \quad (2.51)$$

kde T_d – derivační složka,
 τ_M – časová konstanta.

Parametry PID regulátoru s nastavením parametrů podle Latzelovy metody s překmitem 20 % v odezvě na skokovou změnu žádané hodnoty se spočítají pomocí vzorců z tab. 1.8, hodnoty pro výpočet se berou z řádku, kde $n = 3$. Na obr. 2.39 je znázorněno porovnání výstupních odezev motoru. Proporcionální složka se vypočítá vztahem

$$r_0 = r_0 K = 3,51 \times 2,132 = 7,4833, \quad (2.52)$$

kde r_0 – proporcionální složka,
 K – zesílení systému.

Integrační složka se vypočítá vztahem

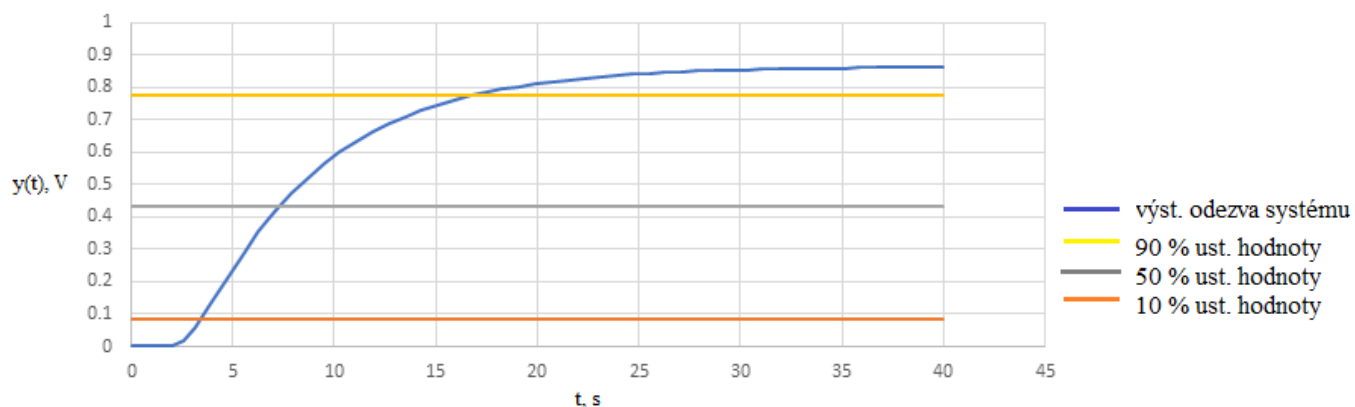
$$T_i = \frac{T_i}{\tau_M} = \frac{2,47}{0,112} = 22,0536, \quad (2.53)$$

kde T_i – integrační složka,
 τ_M – časová konstanta.

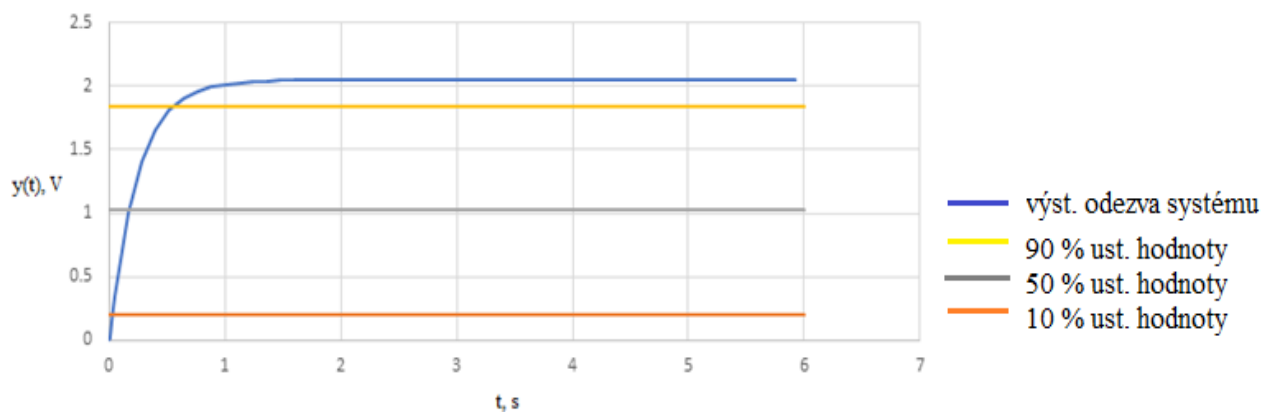
Derivační složka se vypočítá vztahem

$$T_d = \frac{T_d}{\tau_M} = \frac{0,66}{0,112} = 5,8929, \quad (2.54)$$

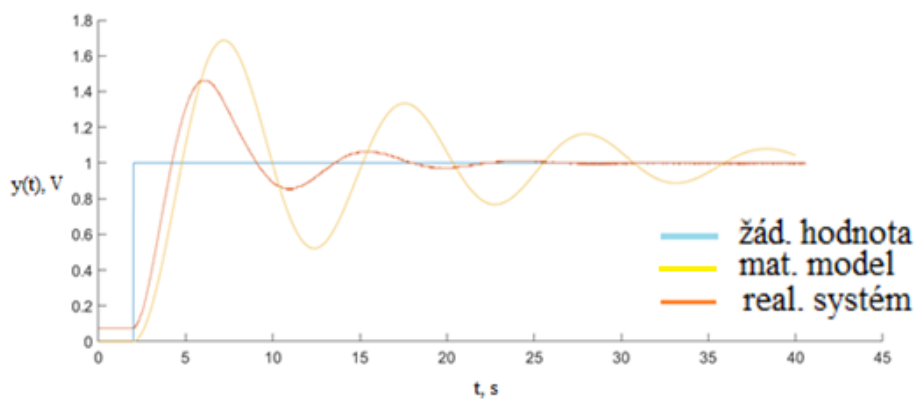
kde T_d – derivační složka,
 τ_M – časová konstanta.



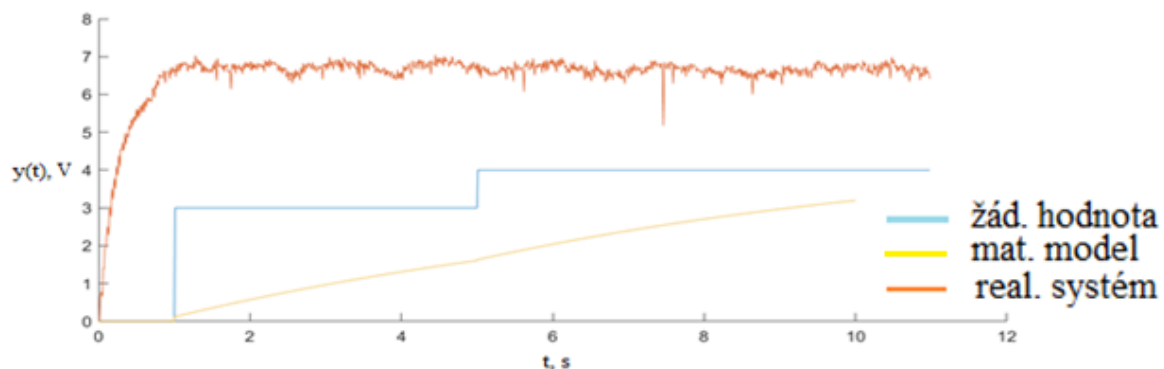
Obr. 2.34 – Zobrazení 10 %, 50 % a 90 % ustálené hodnoty dvojitého RC článku



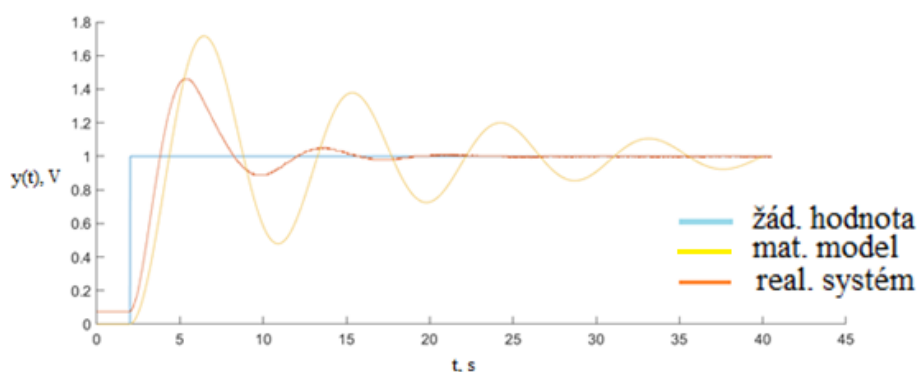
Obr. 2.35 – Zobrazení 10 %, 50 % a 90 % ustálené hodnoty systému motoru



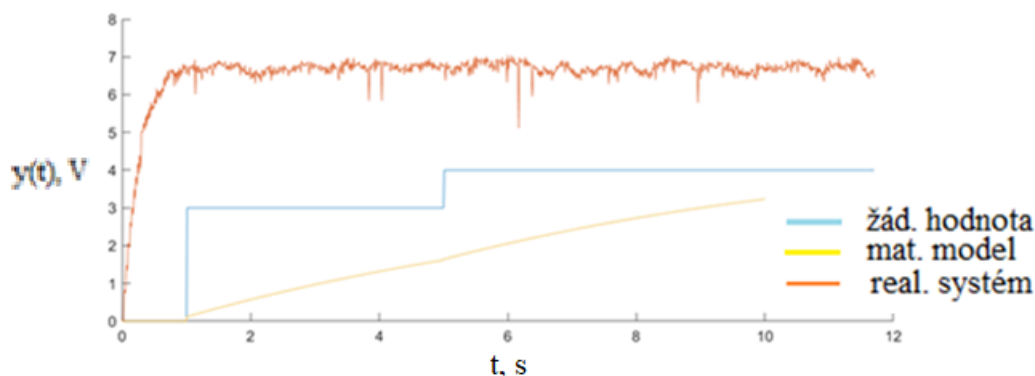
Obr. 2.36 – Porovnání výstupních odezev sim. a reál. dvojitého RC článku



Obr. 2.37 – Porovnání výstupních odezev sim. a reál. motoru



Obr. 2.38 – Porovnání výstupních odezev sim. a reál. dvojitého RC článku



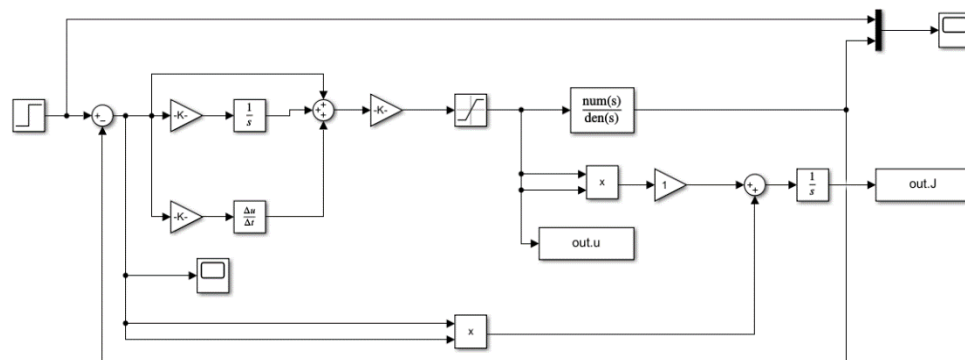
Obr. 2.39 – Porovnání výstupních odezev sim. a reál. motoru

2.6 Kvalita regulace

Pro spočítání kvadratické regulační plochy simulovaného průběhu jsem vytvořil v Simulinku program, který částečně funguje jako matematický model dynamického systému s regulátorem. Program je zobrazen na obr. 2.56. V tomto programu se k tomu ještě podle vzorce počítá integrální kritérium. Výsledek je poslední hodnota součtu. Ve vytvořeném skriptu v prostředí Matlab jsou nahrána data, potřebná k výpočtu integrálního kritéria. Výsledky jsem porovnal v tab. 2.3 a 2.4. Tento program je zobrazen na obr. 2.57.

Pro dynamický systém dvojitého RC článku byly nejlepší parametry PID regulátoru ty, které byly určeny metodou Chiena, Hronese a Reswicka s variantou aperiodického regulačního pochodu a s cílem regulace sledování změn žádané hodnoty. Toto platí pro matematický model i pro reálný systém.

Pro dynamický systém motoru byly nejlepší parametry PID regulátoru ty, které byly určeny Latzelovou metodou a metodou přechodové odezvy Zieglera a Nicholse. Pro matematický model vyšly nejlepší výsledky z Latzelovy metody s překmitem 20 %. Avšak u reálného systému motoru tato metoda musela být označena za nefunkční. U reálného systému měla nejlepší výsledky metoda přechodové odezvy Zieglera a Nicholse.



Obr. 2.40 – Regulační obvod s výpočtem kvadratické plochy

```

1 clear all, close all, clc
2 nasev = uigetfile('rs_2xrc*');
3 app.Prubehy.Visible = 'off';
4 app.Prubehy.Visible = 'on';
5 labView_data = fileread(nasev);
6 labView_data = strrep(labView_data, ',', '.');
7 FID = fopen("Data_prac", 'w');
8 fwrite(FID, labView_data, 'char');
9 fclose(FID);
10
11 data = readtable("Data_prac");
12
13 t=data(:,1);w=data(:,2); y=data(:,3); u=data(:,4);
14 e = w - y;
15 K = (e.^2+(1*(u.^2)));
16 i = 0.5 * 0.02 .* K;
17 s = sum(i);
18 |

```

Obr. 2.41 – Program pro výpočítání kvadratické plochy reálného systému

Tab. 2.3 – Porovnání výsledků integračního kritéria dvojitého RC článku

Metoda	Simulace	Reálný systém
ZN	163,778	175,011
CC	151,939	129,489
CHR-ARP-ZH	93,264	130,494
CHR-ARP-P	148,197	106,451
CHR-P20-ZH	96,964	140,905
CHR-P20-P	166,711	185,097
L-10	190,248	70,976
L-20	209,584	76.616

Tab. 2.4 – Porovnání výsledků integračního kritéria motoru

Metoda	Simulace	Reálný systém
ZN	8,735	28,149
CC	8,707	30,774
CHR-ARP-ZH	8,432	44,397
CHR-ARP-P	8,6901111	31,545
CHR-P20-ZH	8,530	40,863
CHR-P20-P	8,745	27,166
L-10	7,974	259,502
L-20	7,680	282,701

3. ZÁVĚR

Řízení dynamických systémů je nedílná část oboru automatizace. Proto jsem velmi rád, že jsem měl možnost pracovat na práci, která byla na toto téma zaměřena. Prostředí LabVIEW se ukázalo jako velmi přátelské a dobře se v něm vytvářely aplikace pro měření a řízení dynamických systémů.

V prostředí Matlab a Simulink byly vytvořeny programy, které usnadňují identifikaci, aproximaci a výpočty integrálních kritérií. Dále byly v prostředí Simulink sestaveny matematické modely daných dynamických systémů, na kterých se prováděla simulace systémů bez a s regulací. Hodnoty složek PID regulátoru byly vypočítány pomocí čtyř různých metod pro nalezení ideálních složek PID regulátoru. Následná data z měření a simulace řízených dynamických soustav jsem použil pro určení kvality regulace. Kvalitu regulace jsem posuzoval integrálním kritériem kvadratické regulační plochy.

Nejlepší metoda pro nalezení parametrů reálného systému dvojitého RC článku byla Latzelova metoda s překmitem 10 % v odezvě na skokovou změnu žádané hodnoty. Ačkoli u reálného systému měla Latzelova metoda nejlepší výsledky, u simulace je měla nejhorší. Naopak u matematického modelu byla nejlepší metoda Chiena Hronese a Reswicka s aperiodickým regulačním pochodem a sledováním žádané hodnoty.

Pro reálný systém motoru byla nejlepší metoda Chiena Hronese a Reswicka s překmitem 20 % a potlačením poruch na vstupu soustavy. Jako naprosto nefunkční metoda pro nastavení parametrů PID regulátoru byla Latzelova metoda. Avšak u simulace měla Latzelova metoda výsledky nejlepší. U simulace motoru nebyly mezi jednotlivými metodami velké rozdíly.

POUŽITÁ LITERATURA

Automatizace a automatizační technika. 2, Systémová pojetí automatizace. Brno: Computer Press, 2014. ISBN 978-80-251-4106-9.

HLAVA, Jaroslav. Prostředky automatického řízení II: analogové a číslicové regulátory, elektrické pohony, průmyslové komunikační systémy. Praha: ČVUT, Strojní fakulta, 2000. ISBN 80-01-02221-8.

KONFRŠT, Pavel. *Metody samočinného nastavování PID regulátorů* [online]. Pardubice, 2014 [cit. 2021-7-29]. Dostupné z: https://dk.upce.cz/bitstream/handle/10195/56085/KonfrstP_SamocinneNastaveni_LK_2014.pdf?sequence=3&isAllowed=y. Diplomová práce. Univerzita Pardubice.

MODRLÁK, Osvald a Petr ŠKOLNÍK. *Regulace otáček se zátěží*. Liberec, 2006. Technická univerzita v Liberci.

VLACH, Jaroslav, Josef HAVLÍČEK a Viktorie VLACHOVÁ. *Začínáme s LabVIEW*. Praha: BEN – technická literatura, 2008. ISBN 978-80-7300-245-9.

PŘÍLOHY

A – CD

Příloha k bakalářské práci

Řízení dynamických systémů s využitím LabVIEW

Zdeněk Balán

CD

OBSAH

1. Text bakalářské práce ve formátu PDF
2. Projekt s programy pro měření a řízení dynamických soustav
3. Projekt s programy pro identifikaci dynamických systémů a porovnávání průběhů
4. Soubory s naměřenými daty