

**UNIVERZITA PARDUBICE**  
Fakulta elektrotechniky a informatiky

**METODY SEŘIZOVÁNÍ PID REGULÁTORŮ**

Zdeněk Čech

Bakalářská práce  
2015

Univerzita Pardubice  
Fakulta elektrotechniky a informatiky  
Akademický rok: 2014/2015

## ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Zdeněk Čech**  
Osobní číslo: **I12061**  
Studijní program: **B2646 Informační technologie**  
Studijní obor: **Řízení procesů**  
Název tématu: **Metody seřizování PID regulátorů**  
Zadávající katedra: **Katedra řízení procesů**

### Z á s a d y p r o v y p r a c o v á n í :

Cíl práce:

Úkolem je vytvoření aplikace s GUI v prostředí Matlab & Simulink, pomocí níž bude možné pro zvolenou soustavu názorným způsobem seřizovat PID regulátor. Aplikace bude umožňovat volbu z několika metod vhodných pro nalezení parametrů regulátoru. Součástí bude vizualizace základních charakteristik soustavy a odpovídajících regulačních pochodů.

Teoretická část:

Stručná rešerše problematiky týkající se různých přístupů a metod k seřízení PID regulátoru. Volba několika vhodných metod a jejich podrobnější popis.

Implementační část:

Tvorba aplikace pomocí Matlab Guide, vytvoření podpůrných skriptů v Matlabu a simulačních modelů v Simulinku. Ilustrace funkce aplikace na několika vhodně zvolených dynamických soustavách.

Rozsah grafických prací:

Rozsah pracovní zprávy:

Forma zpracování bakalářské práce: **tištěná/elektronická**

Seznam odborné literatury:

**BALÁTĚ, J. 2004. Automatické řízení. 2. vyd. Praha: BEN - technická literatura. 663 s. ISBN 80-7300-148-9.**

**HLAVA, J. 2000. Prostředky automatického řízení II: analogové a číslicové regulátory, elektrické pohony, průmyslové komunikační systémy. 1. vyd. Praha: ČVUT. 160 s. ISBN 80-01-02221-8.**

**KUPKA, L.; JANEČEK, J. 2007. Matlab & Simulink: řešené příklady.**

**Lanškroun: TG tisk a SOŠ a SOU. 224 s. ISBN 978-80-239-9532-9.**

**VÍTEČKOVÁ, M.; VÍTEČEK, A. 2006. Základy automatické regulace. Ostrava: VŠB - TU. 1. vyd. ISBN 80-248-1068-9.**

Vedoucí bakalářské práce:

**Ing. Libor Kupka, Ph.D.**

Katedra řízení procesů

Datum zadání bakalářské práce:

**2. prosince 2014**

Termín odevzdání bakalářské práce:

**11. května 2015**



prof. Ing. Simeon Karamazov, Dr.  
děkan



L.S.



Ing. Daniel Honc, Ph.D.  
vedoucí katedry

V Pardubicích dne 31. března 2015

## **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., autorský zákon, 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.

Souhlasím s prezenčním zpřístupněním své práce v Univerzitní knihovně.

V Pardubicích dne 21. 03. 2015

Zdeněk Čech

## **Poděkování**

Rád bych poděkoval svému vedoucímu, kterým byl Ing. Libor Kupka, Ph.D., za důležité připomínky a cenné rady, také bych rád poděkoval své rodině za finanční a morální podporu během studia.

V Pardubicích dne 21. 03. 2015

Zdeněk Čech

## **ANOTACE**

Práce se zabývá především rozbořením metod pro nastavování PID regulátorů. Jelikož je tato problematika velice rozsáhlá, je první kapitola věnována vysvětlení základních pojmů, které je nutné znát k nastavení PID regulátoru. Také je zde popsán význam PID regulátoru pro automatizaci a jeho možné varianty. Dále je zde popsána funkce programu, který je součástí této bakalářské práce.

## **KLÍČOVÁ SLOVA**

PID regulátor, metody nastavování regulátorů, regulační děj, regulační obvod, automatizace

## **TITLE**

PID CONTROLLERS TUNING METHODS

## **ANNOTATION**

The work is preoccupied mainly with the analysis of methods for setting PID regulators. Because this issue is very extensive, the first chapter is dedicated to the explanation of basic terms from the area of automation and regulation. It is essential to know these terms for the setting of PID regulators. There is also described the meaning of PID regulator for automation and his possible variation. Then there is defined the function of program, which is a part of this bachelor's work.

## **KEYWORDS**

PID controller, methods tuning controllers, regulatory action, control circuit, automation

## Obsah

Seznam zkratk .....	9
Seznam značek.....	10
Seznam ilustrací.....	11
Seznam tabulek .....	13
<b>ÚVOD .....</b>	<b>14</b>
<b>1 ZÁKLADNÍ POJMY.....</b>	<b>15</b>
1.1 Kvalita regulace .....	17
1.2 Rozdělení soustav.....	19
1.3 Základní charakteristiky .....	21
1.4 Laplaceova transformace.....	24
1.5 Obrazový přenos.....	27
1.6 Frekvenční přenos .....	27
1.7 Stabilita.....	28
<b>2 PID REGULÁTOR.....</b>	<b>33</b>
2.1 Varianty PID regulátorů .....	33
2.2 Význam složek PID regulátoru .....	34
2.3 Doporučené použití typu PID regulátoru .....	35
<b>3 METODY PRO NASTAVENÍ PID REGULÁTORŮ .....</b>	<b>37</b>
3.1 Ziegler – Nicholsova metoda.....	37
3.2 Ziegler – Nicholsova metoda z přechodové charakteristiky .....	38
3.3 CHR metoda .....	39
3.4 Kuhnova metoda.....	41
3.5 Cohen – Coonova metoda .....	42
3.6 Aströмова metoda.....	43
3.7 Metoda vyváženého nastavení.....	45
3.8 Fruehaufova metoda .....	45
<b>4 REALIZACE PROGRAMU A JEHO POPIS.....</b>	<b>47</b>
4.1 Vytvoření GUI.....	47
4.2 Práce s programem .....	49
4.3 Popis funkce programu.....	53
4.4 Vybrané soustavy pro testování vhodnosti metod.....	56

<b>5 ZÁVĚR .....</b>	<b>60</b>
LITERATURA .....	61

## Seznam zkratek

FT	Fourierova transformace
LT	Laplaceova transformace
PCH	přechodová charakteristika
PID	proporcionálně – integračně – derivační
URO	uzavřený regulační obvod
Z – N	Ziegler – Nichols

## Seznam značek

$A$	amplituda
$\varphi$	fázový posun
$y$	regulovaná (výstupní) veličina
$u$	akční (vstupní) veličina
$w$	žádaná hodnota
$e$	regulační odchylka
$k$	zesílení
$T_u$	doba průtahu, s
$T_n$	doba náběhu, s
$Y(s)$	obraz regulované veličiny (výstup soustavy v LT)
$U(s)$	obraz akční veličiny (vstup soustavy v LT)
$F(s)$	obrazový přenos soustavy v LT
$G(i\omega)$	frekvenční přenos soustavy
$L, T, a, R$	parametry přechodové charakteristiky
$\omega_k$	kritická frekvence pro kritické zesílení

## Seznam ilustrací

Obr. 1.1 – Zpětnovazební regulační obvod.....	15
Obr. 1.2 – Ilustrace posuzování kvality regulace.....	18
Obr. 1.3 – Ilustrace integrálního kritéria.....	19
Obr. 1.4 – Statická charakteristika.....	21
Obr. 1.5 – Statická charakteristika s pásmem necitlivosti .....	22
Obr. 1.6 – Statická charakteristika s omezením.....	22
Obr. 1.7 – Přechodové charakteristiky.....	23
Obr. 1.8 – Frekvenční charakteristika.....	24
Obr. 1.9 – Grafické zobrazení LT .....	25
Obr. 1.10 – Stabilní regulační děj .....	28
Obr. 1.11 – Nestabilní regulační děj .....	29
Obr. 1.12 – Regulační děj na mezi stability.....	29
Obr. 1.13 – Stabilní obvod.....	32
Obr. 1.14 – Nestabilní obvod.....	32
Obr. 2.1 – Přechodová charakteristika PI regulátoru.....	36
Obr. 2.2 – Přechodová charakteristika PID regulátoru .....	36
Obr. 3.1 – Regulační obvod na mezi stability.....	37
Obr. 3.2 – Zjištění parametrů $T_u$ , $T_n$ a $k$ z PCH.....	38
Obr. 3.3 – Zjištění parametrů $a$ , $L$ , $T$ z PCH.....	40
Obr. 3.4 – Zjištění parametrů $A$ a $k$ z PCH .....	41
Obr. 3.5 – Zjištění parametrů $L$ , $T$ a $k$ z PCH .....	43
Obr. 3.6 – Zjištění parametrů $L$ , $T$ a $k$ z PCH .....	44
Obr. 4.1 – Průvodce vytvoření nového projektu.....	47
Obr. 4.2 – Pracovní plocha nového projektu .....	47
Obr. 4.3 – Vyvolání Property Inspektoru .....	48
Obr. 4.4 – Property Inspektor .....	48
Obr. 4.5 – Prostředí pro zápis kódu .....	49
Obr. 4.6 – Základní okno aplikace.....	49
Obr. 4.7 – Zadání přenosu soustavy .....	50
Obr. 4.8 – Výběr typu regulátoru a metody .....	50
Obr. 4.9 – Výpis konstant regulátoru.....	51
Obr. 4.10 – URO v Simulinku .....	51

Obr. 4.11 – Vyhodnocení regulace .....	52
Obr. 4.12 – Nevhodnost použité metody .....	52
Obr. 4.13 – Základní charakteristiky .....	53
Obr. 4.14 – Regulační děj – Kuhnova metoda.....	57
Obr. 4.15 – Regulační děje pro CHR a Ziegler – Nichols metody .....	58
Obr. 4.16 – Regulační děje pro Cohen – Coon a Aströmovy metody .....	58
Obr. 4.17 – Regulační děj – Kuhnova metoda, PID regulátor .....	59
Obr. 4.18 – Regulační děj – Kuhnova metoda, PI regulátor.....	59

## Seznam tabulek

Tab. 3.1 – Nastavení regulátoru pomocí Z – N .....	38
Tab. 3.2 – Nastavení regulátoru pomocí Z – N z PCH.....	39
Tab. 3.3 – Nastavení regulátoru CHR metodou, pro sledování žádané hodnoty.....	40
Tab. 3.4 – Nastavení regulátoru CHR metodou pro odstraňování poruch .....	40
Tab. 3.5 – Nastavení regulátoru Kuhnovou metodou – normálně.....	41
Tab. 3.6 – Nastavení parametrů regulátoru Kuhnovou metodou – rychle.....	42
Tab. 3.7 – Nastavení regulátoru Cohen – Coonovou metodou.....	43
Tab. 3.8 – Nastavení parametrů regulátoru Aströmovou metodou.....	44
Tab. 3.9 – Nastavení parametrů regulátoru metodou vyváženého nastavení .....	45
Tab. 3.10 – Nastavení parametrů regulátoru Fruehaufovou metodou .....	46
Tab. 3.11 – Nastavení parametrů regulátoru Fruehaufovou metodou .....	46
Tab. 4.1 – Vyhodnocení regulace pro soustavu $F_1(s)$ .....	56
Tab. 4.2 – Vyhodnocení regulace pro soustavu $F_2(s)$ .....	57
Tab. 4.3 – Vyhodnocení regulace – Kuhnova metoda, PID regulátor .....	58
Tab. 4.4 – Vyhodnocení regulace – Kuhnova metoda, PI regulátor.....	59

## ÚVOD

Cílem této bakalářské práce bylo vytvořit program s grafickým uživatelským rozhraním, ve kterém uživatel zadá přenos soustavy v Laplaceově transformaci, vybere si jednu z nabízených variant PID regulátoru a typ metody. Program poté spočítá, jak se mají jednotlivé složky regulátoru nastavit a otevře soubor v prostředí Simulink, kde si uživatel může zadat dobu simulace, případně regulační obvod nějak upravit. Aby bylo možné mezi sebou jednotlivé metody pro určitou soustavu porovnat, tak je součástí programu i vyhodnocení regulačního děje.

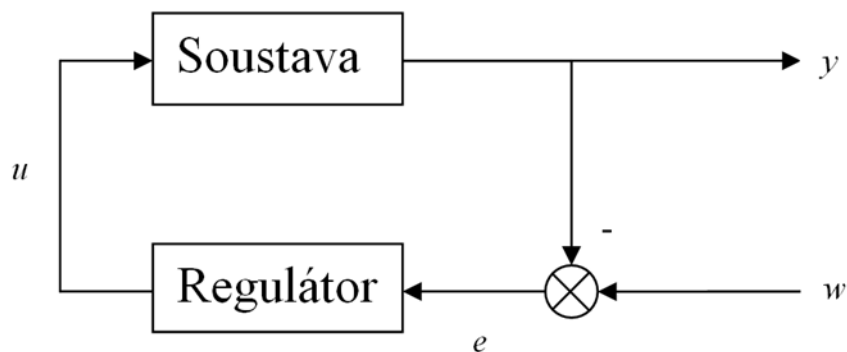
V teoretické části bakalářské práce je vysvětleno několik základních pojmů, bez jejichž znalostí není uživatel schopen program využívat naplno. Další kapitola je již věnována samotným metodám nastavování složek PID regulátoru, je uvedeno jaké podmínky musí soustava splňovat, aby bylo možné danou metodu využít.

Předposlední kapitola je věnována popisu programu a vyhodnocení, jaká metoda je nejvhodnější.

# 1 ZÁKLADNÍ POJMY

V této kapitole bylo čerpáno ze zdrojů: (Balátě, 2003; Honc, 2014; Kumšta, 2009; Navrátil, 2011).

**Zpětnovazební regulační obvod:** řídí na základě regulační odchylky, kterou se snaží odstranit. Kontroluje skutečný stav soustavy.



Obr. 1.1 – Zpětnovazební regulační obvod

**Žádaná hodnota:** značí se  $w$ , je to hodnota, kterou požadujeme.

**Akční veličina:** značí se  $u$ , pomocí této veličiny regulátor řídí soustavu, velikost této veličiny závisí na regulační odchylce, z které regulátor nastaví akční zásah.

**Výstupní veličina:** značí se  $y$ , pokud je hodnota této veličiny rovna žádané hodnotě, tak se regulační odchylka rovná nule a není potřeba soustavu regulovat. Pokud se ale výstupní a požadovaná hodnota liší, je potřeba generovat akční zásah, aby se výstupní hodnota rovnala žádané hodnotě i při působení poruch, což je vlastně důvod, proč danou soustavu regulujeme.

**Regulační odchylka:** značí se  $e$ , na základě této regulační odchylky určuje regulátor akční zásah.

$$e = y - w \quad (1.1)$$

**Příklad:** chceme v nějaké nádobě, která má otvor na dně, udržet konstantní hladinu, což je v našem případě žádaná hodnota, oproti tomu skutečná výška hladiny v nádobě je regulovaná (výstupní) veličina a my chceme, aby se hodnoty obou dvou veličin rovnaly. Rozdíl mezi požadovanou a aktuální výškou hladiny je regulační odchylka, kterou chceme odstranit. Toho dosáhneme tím, že změníme akční zásah na základě regulační odchylky, takže akční veličina v našem případě může představovat třeba zvýšení přítoku do nádoby.

**Cíle řízení:** odregulování poruch, sledování žádané hodnoty.

**Dynamický systém:** je takový systém, kdy hodnoty výstupních veličin závisí nejenom na aktuálních hodnotách vstupů, ale rovněž na předchozí historii vstupů a výstupů. Mezi parametry dynamického systému patří vždy čas. Stav dynamického systému je definován jako minimální soubor veličin (proměnných), jejichž okamžitá hodnota poskytuje informaci o historii systému, která při známém průběhu vstupů postačí k stanovení dalšího vývoje systému.

**Automatizace:** proces, kdy se technická zařízení využívají k nahrazení fyzické a i duševní řídicí činnosti člověka.

**Řízení:** je obecně definováno jako jakýkoliv cílevědomý způsob dosažení požadovaného stavu či chování řízeného objektu. Řízení je společný název pro ovládání a regulaci.

**Ovládání:** je řízení, které má otevřenou smyčku (to znamená, že výstup z procesu neovlivňuje vstupní údaje).

**Regulace:** je způsob řízení v uzavřené smyčce, která je vytvořena zpětnou vazbou (to znamená, že výstup z procesu je přiveden zpět na vstup) .

**Zpětná vazba:** zajišťuje informaci o skutečném chování regulované soustavy.

V regulaci se zásadně používá záporná zpětná vazba, která působí proti smyslu odchylky skutečné hodnoty regulované veličiny od požadované hodnoty .

**Spojité soustavy:** veličiny (signály) popisující stavy v soustavě, vstupy a výstupy jsou ve tvaru spojitého signálu.

**Automatická regulace:** je samočinné udržování regulované veličiny podle daných podmínek a hodnot na výstupu zjištěných měřením.

**Automatizační prostředek:** technické zařízení, nebo programový prostředek, který je možno využít při automatizaci – jinými slovy, jsou to všechna technická zařízení, která slouží k získání, přenosu, uchování, zpracování a využití informace a zařízení pomocná, umožňující činnost automatizačního prostředku.

**Regulovaná soustava:** má nejméně jeden vstup a jeden výstup a je objektem řízení.

**Signál:** vznikne přiřazením informace (např.: velikosti, tvaru, kódu, atd.) některému parametru energie (např.: napětí, proudu, síle, rychlosti, tlaku, průtoku, atd.).

**Spojité regulace:** signály v regulačním obvodu se mění spojitě (plynule), lze dosáhnout vysoké kvality regulace.

### **Realizace regulačního obvodu:**

Část pro získání informace: představují snímače, které snímají časový průběh fyzikální veličiny (např.: tlak, teplota, mechanické namáhání, výška hladiny, otáčky, napětí, apod.) a mění ji na informaci vhodnou pro další zpracování, většinou elektrické signály.

Část pro přenos informace: realizujeme převodníky s výstupním unifikovaným signálem a sdělovací cestou, která zabezpečuje přenos signálu (informace) k dalšímu zpracování.

Část pro zpracování informace: rozlišujeme dva základní druhy zpracování. Zpracování informace pro komunikaci s člověkem (zobrazení informace, archivace dat, atd.) a zpracování informace pro automatické řízení procesu (regulátory, PLC, řídicí PC).

Část pro využití zpracované informace: akční členy a regulační orgány.

Jednou z podmínek zpracování a využití informace v regulačních obvodech je unifikace signálu, který přenáší informaci mezi jednotlivými členy regulačního obvodu. Elektrické regulační systémy využívají následující unifikované signály.

Proudové signály – např.: 0 – 20 mA, 4 – 20 mA

Napětíové signály – např.: 0 – 10 V, 0 – 24 V.

## **1.1 Kvalita regulace**

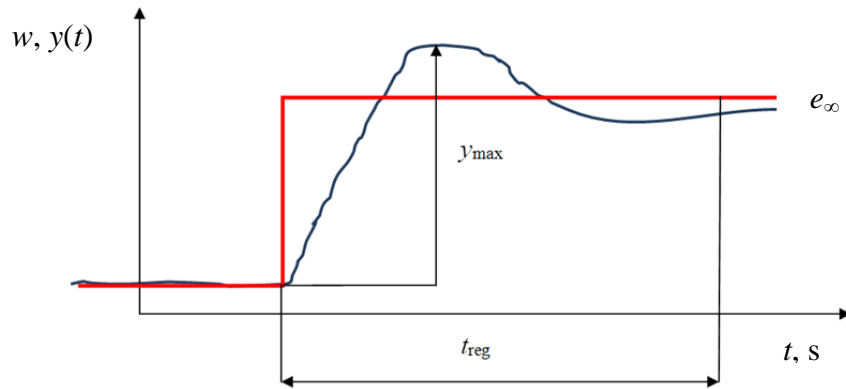
Kvalita regulačního pochodu je určena těmito vlastnostmi – přesnost a rychlost.

**Přesnost regulace:** zjišťuje se v ustáleném stavu, po odeznění přechodových dějů. Přesnost udáváme v absolutní hodnotě nebo v relativní hodnotě trvalé odchylky v procentech, přičemž ji vztahujeme k žádané hodnotě regulované veličiny.

**Rychlost přechodového děje:** dynamické vlastnosti regulačního obvodu posuzujeme podle průběhu.

Maximální přeregulování nám říká, o kolik procent regulační děj přesáhl žádanou hodnotu, za dobu regulace považujeme časový interval od vzniku poruchy, nebo změny žádané hodnoty, do doby, než se regulační děj ustálí a od žádané hodnoty se nevychýlí více jak o 5 %. Trvalou regulační odchylkou se rozumí rozdíl mezi žádanou a skutečnou hodnotou.

Vše je graficky znázorněno na obr. 1.2.



Obr. 1.2 – Ilustrace posuzování kvality regulace

$y_{\max}$  – maximální přeregulování (překmit)

$t_{\text{reg}}$  – doba regulace

$e_{\infty}$  – trvalá regulační odchylka

Aby bylo možné mezi sebou jednotlivé metody pro nastavení PID regulátorů porovnat, je potřeba použít nějakou metodu pro hodnocení kvality regulace. To může být například doba regulace, překmit v regulačním pochodu, plocha regulačního děje, velikost trvalé regulační odchylky, atd.

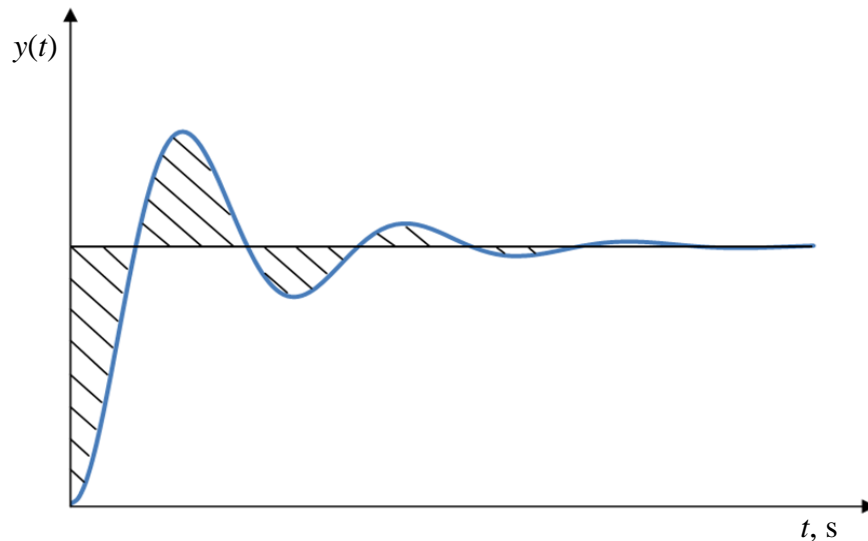
Nejpoužívanější jsou integrální kritéria, která spočítají obsah plochy pod křivkou. Rozlišujeme několik druhů integrálních kritérií, ovšem nejznámější jsou kvadratické a lineární.

Kvadratické integrální kritérium je dáno následujícím vztahem

$$J_K = \int_0^{\infty} [e(t) - e(\infty)]^2 dt \quad (1.2)$$

Lineární integrální kritérium je dáno vztahem (1.3) a graficky je znázorněno na obr. 1.3. Toto kritérium spočítá plochu mezi průběhem regulační odchylky a ustálenou hodnotou.

$$J_L = \int_0^{\infty} [e(t) - e(\infty)] dt \quad (1.3)$$



Obr. 1.3 – Ilustrace integrálního kritéria

## 1.2 Rozdělení soustav

**Statické soustavy:** mají tu vlastnost, že se po změně některé veličiny ustálí regulovaná veličina na nové hodnotě bez zásahu regulátoru – mají autoregulaci. Frekvenční přenos těchto soustav má pro  $\omega = 0$  konečnou velikost.

Stupeň statické regulované soustavy je dán nejvyšším řádem derivace obsažené v diferenciální rovnici této soustavy.

(Při velkých regulačních odchylkách se musí soustavy regulovat pomocí regulátoru.)

**Astatické regulované soustavy:** jsou soustavy, u kterých se jejich výstupní veličina při skokové změně vstupní veličiny trvale mění (stoupá nebo klesá). Tyto soustavy nemají autoregulační člen (chybí člen s nultou derivací) – v jejich diferenciální rovnici je  $a_0 = 0$ . Podle toho kolik koeficientů s nejnižšími indexy derivací chybí v diferenciální rovnici, takový je stupeň astatismu regulované soustavy. U těchto soustav se obtížnost regulace zvětšuje, když se zvětšuje v soustavě doba průtahu nebo doba zpoždění. Diferenciální rovnice, přenosy, přechodové a frekvenční charakteristiky těchto soustav odpovídají integračním členům. Jako příklad astatických soustav lze uvést nádrž s proměnným přítokem a konstantním odtokem (sníží-li se přítok – nádrž se vyprázdní, zvýší-li se přítok – nádrž přeteče).

Frekvenční přenos těchto soustav je pro  $\omega = 0$  nekonečný.

**Statické regulované soustavy nultého řádu:** nemají žádné zpoždění, popřípadě zpoždění je zanedbatelné – tyto soustavy sledují změnu akční veličiny bezprostředně. Jejich diferenciální rovnice, přenos, přechodová a frekvenční charakteristika odpovídají proporcionálnímu členu nultého řádu.

Vyskytují se zřídka a k zvětšení odolnosti proti rozkmitání se u těchto soustav uměle zavádí setrvačnost (tj. zpoždění).

Jako příklad těchto soustav lze uvést odporový dělič, elektronický zesilovač, poměry na páce, koncovou výtokovou armaturu na potrubí, apod.

**Statické regulované soustavy prvního řádu:** tyto soustavy se velmi dobře regulují, nejsou náchylné ke kmitání a jsou málo citlivé ke krátkodobým poruchám. Mají největší schopnost autoregulace ze všech regulovaných soustav.

**Statické soustavy vyšších řádů:** jsou náchylné ke kmitání a musíme je tlumit.

Čím je řád soustavy vyšší (diferenciální rovnice obsahuje derivace vyšších řádů), tím je regulace obtížnější. Obtížnost regulace těchto soustav lze informativně zjistit z hodnot doby průtahu  $T_u$  a doby náběhu  $T_n$  odečtených z přechodové charakteristiky.

$$\frac{T_u}{T_n} < \frac{1}{10} \quad \text{soustava je ještě snadno regulovatelná}$$

$$\frac{T_u}{T_n} < \frac{1}{6} \quad \text{soustava je ještě regulovatelná}$$

$$\frac{T_u}{T_n} < \frac{1}{3} \quad \text{soustava je už obtížně regulovatelná}$$

**Soustavy s dopravním zpožděním:** u těchto soustav se změna regulované veličiny začne projevovat až za dobu  $\tau$  – dopravní zpoždění. Z hlediska regulace se tyto soustavy regulují dosti obtížně, a proto se snažíme zmenšit dopravní zpoždění na minimum, popřípadě zvětšit setrvačnost soustavy, aby její časová konstanta  $T$  byla mnohem větší než dopravní zpoždění.

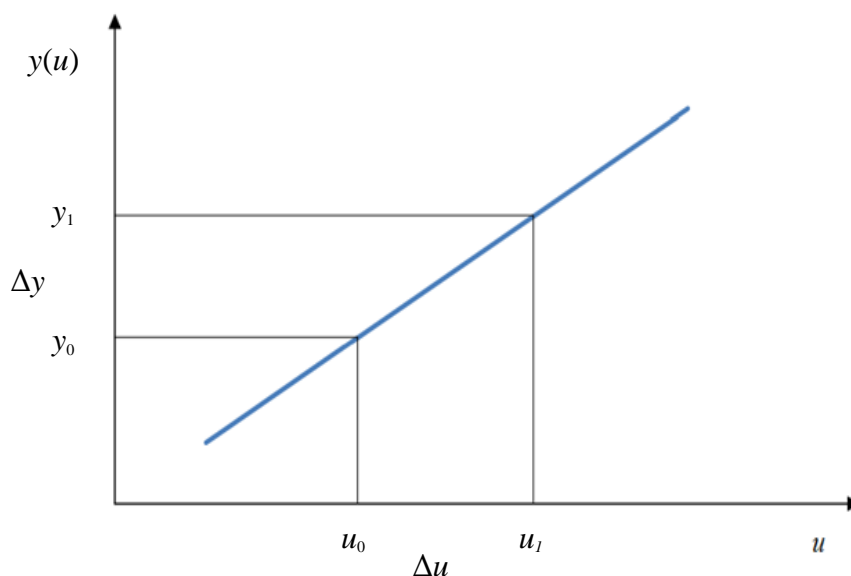
Diferenciální rovnice, přenosy, přechodové a frekvenční charakteristiky odpovídají proporcionálním členům s dopravním zpožděním. Jako příklad regulovaných soustav s dopravním zpožděním lze uvést pásový přepravník sypkých hmot, tranzitní plynovody a ropovody, systém centrální dodávky tepla (kotel – radiátor), výstupní teplota vody z mísicí nádrže, parní ohříváče vody, elektrický boiler, apod.

### 1.3 Základní charakteristiky

**Statická charakteristika:** popisuje vztah mezi vstupem a výstupem systému v ustáleném stavu (po odeznění přechodových jevů). Statickou charakteristiku lze vyjádřit matematicky  $y = f(x)$  nebo graficky, viz obr. 1.4.

Ze statické charakteristiky lze zjistit zesílení daného systému dle vztahu

$$k = \frac{dy}{du} \approx \frac{\Delta y}{\Delta u} \quad (1.4)$$

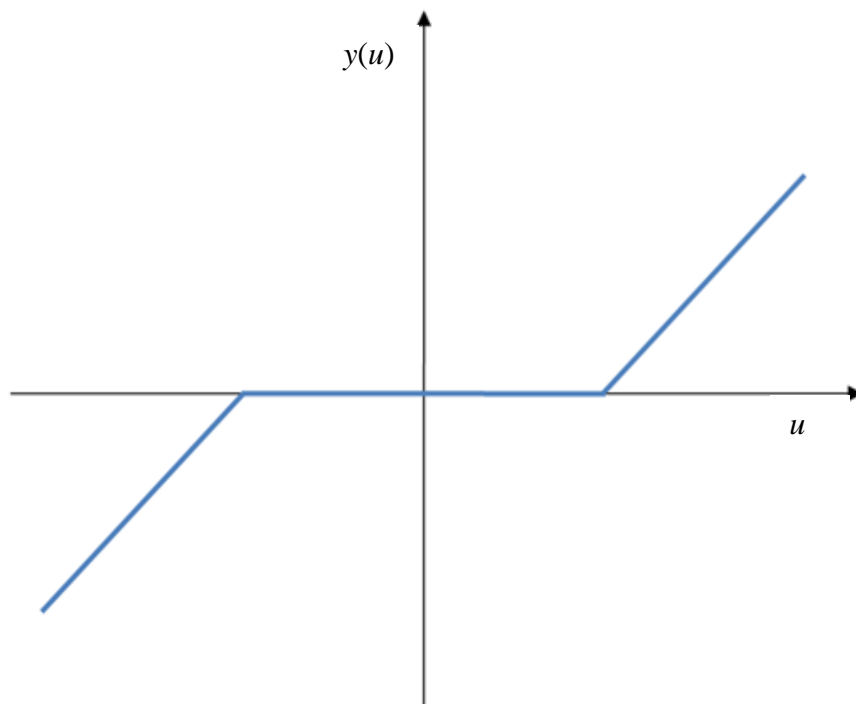


Obr. 1.4 – Statická charakteristika

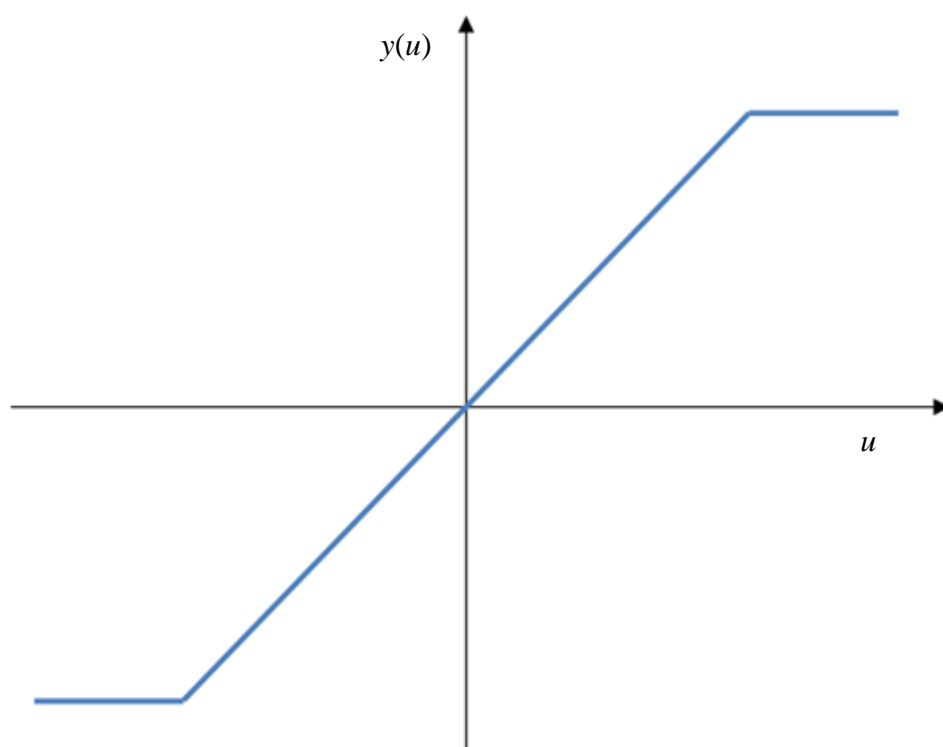
**Linearizace:** Většina zařízení má lineární statickou charakteristiku, tj.  $y = kx + q$ , která je vhodná pro další práci, např. lze snadno provádět interpolaci hodnot.

Některé přístroje však mají charakteristiku nelineární, např. clona pro měření průtoků. Takováto nelinearita je funkční, tj. vyplývá z fyzikální podstaty funkce zařízení a není chybou zařízení či přístroje. Existují však nelinearity, které lze obtížně matematicky popsat, protože vzniknou např. nedokonalou výrobou nebo náhradou jedné funkce jinou, snadněji realizovatelnou funkcí. V takovémto případě provádíme linearizaci charakteristiky a vzniklé odchylky skutečné a linearizované charakteristiky zahrnujeme do chyby přístroje. Někdy provádíme i linearizaci charakteristik s funkční nelinearitou. Taková linearizace se ale provádí pouze v okolí pracovního bodu systému a spočívá v náhradě části charakteristiky její tečnou v okolí pracovního bodu respektive hodnotou první derivace křivky v daném bodě.

Na obr. 1.5 a obr. 1.6 jsou vykresleny dva druhy z několika možných druhů nelinearit.



Obr. 1.5 – Statická charakteristika s pásmem necitlivosti



Obr. 1.6 – Statická charakteristika s omezením

**Přechodová charakteristika:** je reakcí soustavy na jednotkový skok na vstupu v čase  $t = 0$ , při nulových počátečních podmínkách. Výhodou přechodové charakteristiky je její

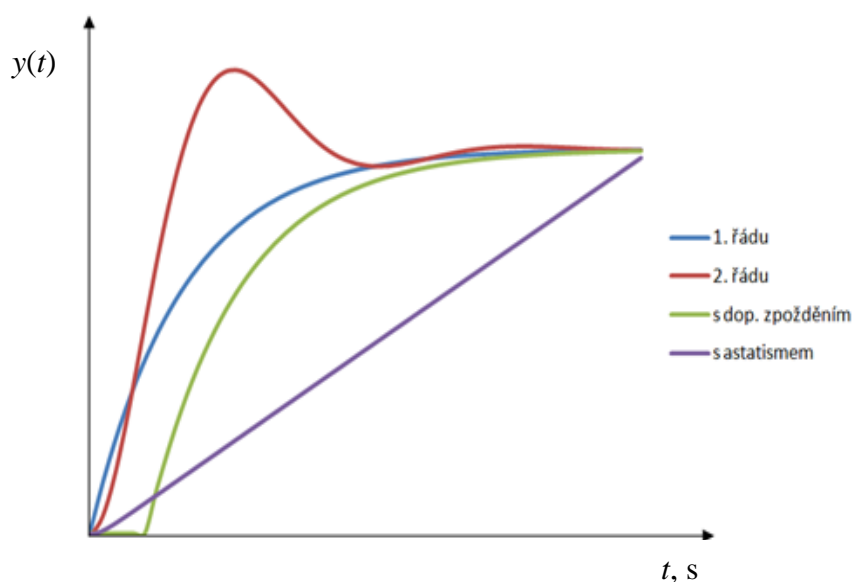
snadná realizovatelnost. Z přechodové charakteristiky jsme schopni určit zesílení systému, časovou konstantu nebo dopravní zpoždění. Značí se  $h(t)$  a jednotkový skok se značí  $\eta(t)$ .

Jednotkový skok je matematicky definován následujícím předpisem

$$\begin{aligned} \eta(t) &= 0 \text{ pro } t \in (-\infty; 0), \\ \eta(t) &= 1 \text{ pro } t \in \langle 0; \infty). \end{aligned} \quad (1.5)$$

V praxi je zpravidla možné spíše změřit reakci systému, který má ustálený výstup  $y_0$ , na skokovou změnu vstupu dané velikosti  $\Delta u$ . Díky linearitě systému pro přechodovou funkci platí následující vztah

$$h(t) = \frac{y_\infty - y_0}{\Delta u} \quad (1.6)$$



Obr. 1.7 – Přechodové charakteristiky

**Impulsní charakteristika:** je reakcí soustavy na Diracův impuls. Impulsní charakteristika se značí  $g(t)$  a Diracův impuls  $\delta(t)$ .

Diracův impuls je matematicky definován dle následujícího vzorce

$$\begin{aligned} \delta(t) &= 0 \text{ pro } t \neq 0, \\ \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt &= 1 \end{aligned} \quad (1.7)$$

Zřejmě musí být  $\delta(0) \rightarrow \infty$ , jinak by totiž nemohl platit následující vztah

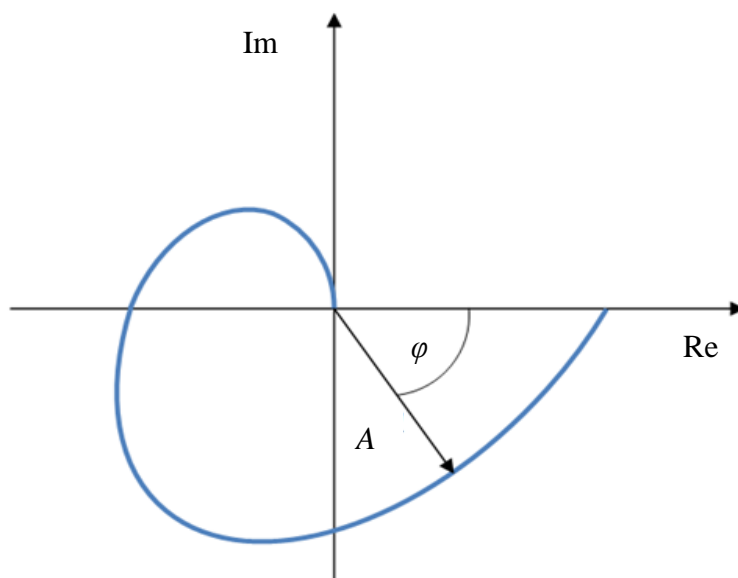
$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1 \quad (1.8)$$

Z tohoto důvodu je zřejmé, že Diracův impuls není fyzikálně realizovatelný.

I když Diracův impuls není fyzikálně realizovatelný, tudíž impulsní charakteristiku není možné změřit, tak platí následující vztah mezi impulsní a přechodovou charakteristikou, který nám umožňuje impulsní charakteristiku zjistit.

$$g(t) = \frac{dh(t)}{dt} \quad (1.9)$$

**Frekvenční charakteristika:** popisuje závislost poměru amplitud výstupního signálu k vstupnímu signálu a jejich fázový posun v závislosti na frekvenci. Z frekvenční charakteristiky se dá určit řád soustavy. Řád soustavy je roven počtu kvadrantů, kterými prochází frekvenční charakteristika, na obr. 1.8 je zobrazena pro soustavu třetího řádu.



Obr. 1.8 – Frekvenční charakteristika

## 1.4 Laplaceova transformace

Laplaceova transformace je jedna z nejpoužívanějších integrálních transformací. Používá se při řešení lineárních diferenciálních rovnic, kde se operace integrování a derivování nahrazují násobením či dělením a vlastní řešení diferenciální rovnice je převedeno na řešení lineární rovnice. Tato užitečnost spočívá v tom, že převádí funkce reálné proměnné na funkce komplexní proměnné způsobem, při němž se mnohé složité vztahy mezi původními funkcemi radikálně zjednoduší.

Nechť je funkce  $y(t)$  spojitá (nebo alespoň po částech spojitá) a definována na intervalu  $\langle 0; \infty \rangle$ .

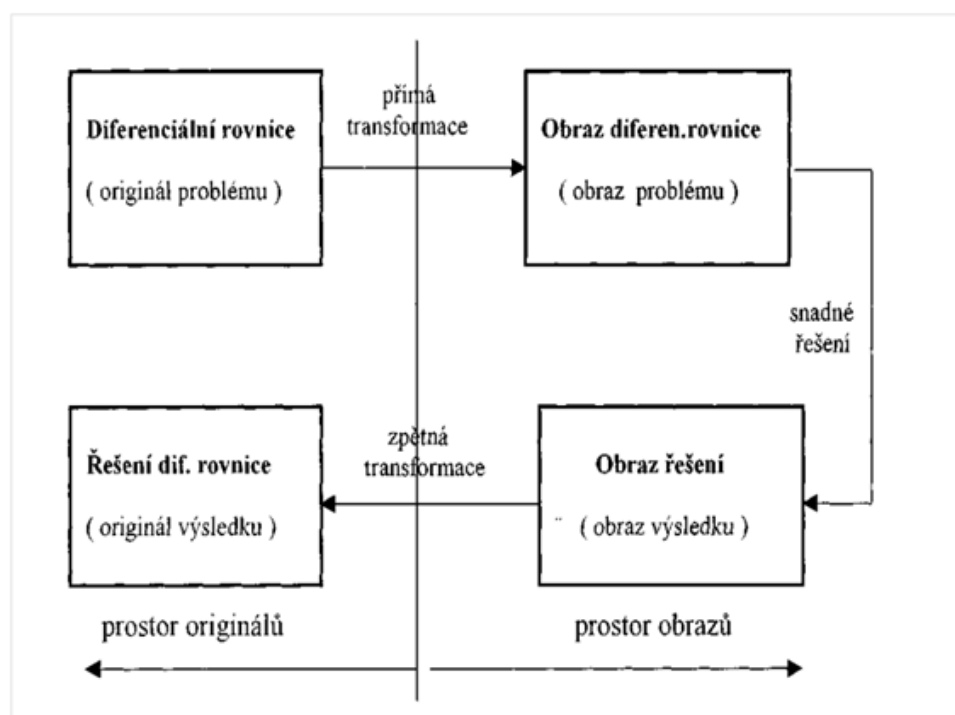
Pak Laplaceova transformace  $L\{y(t)\}$  funkce  $y(t)$  je definována následujícím vztahem

$$L\{y(t)\}(s) = \int_0^{\infty} y(t)e^{-st} dt \quad (1.10)$$

Funkci  $y(t)$  nazýváme originálem a funkci  $Y(s)$  obrazem funkce  $y(t)$ .

Inverzní LT, je definována následujícím vztahem

$$y(t) = \frac{1}{2\pi i} \int_{\alpha-i\infty}^{\alpha+i\infty} Y(s)e^{st} ds \quad (1.11)$$



Obr. 1.9 – Grafické zobrazení LT

### Vlastnosti Laplaceovy transformace:

Linearita obrazu

$$L\{a_1 y_1(t) + a_2 y_2(t)\} = a_1 Y_1(s) + a_2 Y_2(s) \quad (1.12)$$

Obraz první derivace

$$L\left\{\frac{d}{dt} y(t)\right\} = s \cdot Y(s) - y(0) \quad (1.13)$$

Obraz druhé a vyšší derivace

$$L\{y^{(k)}(t)\} = s^k Y(s) - [s^{k-1} y(0) + s^{k-2} y'(0) + \dots + y^{(k-1)}(0)] \quad (1.14)$$

Obraz integrálu

$$L\left\{\int_0^t y(t)dt\right\} = \frac{1}{s} Y(s) \quad (1.15)$$

Posun proměnných v obraze

$$L\{e^{-at} y(t)\} = Y(s + a) \quad (1.16)$$

Posun proměnných v originále (časové zpoždění)

$$L\{y(t - a)\} = e^{-as} Y(s) \quad (1.17)$$

Obraz konvoluce

$$L\{y(t) * g(t)\} = Y(s) \cdot G(s) \quad (1.18)$$

Obraz jednotkového skoku

$$L\{\eta(t)\} = \frac{1}{s} \quad (1.19)$$

Obraz Diracova impulsu

$$L\{\delta(t)\} = 1 \quad (1.20)$$

Obraz konstanty

$$L\{A\} = \frac{A}{s} \quad (1.21)$$

Obraz času

$$L\{t\} = \frac{1}{s^2} \quad (1.22)$$

Obraz funkce sinus

$$L\{\sin bt\} = \frac{b}{s^2 + b^2} \quad (1.23)$$

Obraz funkce kosinus

$$L\{\cos bt\} = \frac{s}{s^2 + b^2} \quad (1.24)$$

Obraz  $e^{-at}$

$$L\{e^{-at}\} = \frac{1}{s+a} \quad (1.25)$$

Příklad: určete přechodovou charakteristiku

$$y' + 3y = u$$

$$y'(0) = 0$$

$$u(t) = \eta(t)$$

$$L\{y' + 3y\} = L\{\eta(t)\}$$

$$L\{y'(t)\} + 3L\{y(t)\} = \frac{1}{s}$$

$$s \cdot Y(s) + 3Y(s) = \frac{1}{s}$$

$$Y(s) \cdot (s+3) = \frac{1}{s}$$

$$Y(s) = \frac{1}{s \cdot (s+3)} = \frac{A}{s} + \frac{B}{s+3} \rightarrow 1 = A \cdot (s+3) + B \cdot s$$

$$\overline{s=0 \rightarrow 1 = 3A \rightarrow A = \frac{1}{3}}$$

$$\overline{s=-3 \rightarrow 1 = -3B \rightarrow B = -\frac{1}{3}}$$

$$Y(s) = \frac{1}{3s} + \frac{-1}{3} * \frac{1}{s+3}$$

$$y(t) = \frac{1}{3} - \frac{1}{3} e^{-3t}$$

## 1.5 Obrazový přenos

Obrazový přenos je definován jako poměr výstupu systému v Laplaceově transformaci ku vstupu systému v Laplaceově transformaci za nulových počátečních podmínek.

$$F(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} \quad (1.26)$$

## 1.6 Frekvenční přenos

Je definován jako poměr výstupu a vstupu ve FT, dle následujících vztahů

$$s = i\omega \quad (1.27)$$

$$G(\omega) = \frac{Y(\omega)}{U(\omega)} \quad (1.28)$$

Frekvenční přenos obsahuje informaci o tom, které frekvence systém propouští, a které tlumí. Současně obsahuje informaci o posuvu fáze v závislosti na vstupující frekvenci.

Frekvenční charakteristika je grafickým znázorněním frekvenčního přenosu. Z frekvenční charakteristiky jsme schopni určit stabilitu systému, amplitudu a fázový posun.

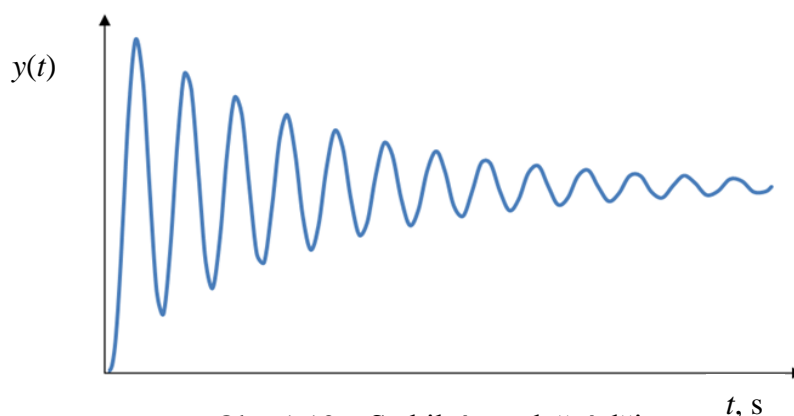
Z amplitudové frekvenční charakteristiky jsme schopni určit zlomovou frekvenci, (frekvenci, od které systém už nestíhá signál propouštět a dochází k tlumení amplitudy).

## 1.7 Stabilita

Znamená, že pokud dojde k vychýlení systému z rovnovážného stavu, ať již vlivem poruchy, nebo změnou žádané hodnoty, tak se systém opět vrátí do rovnovážného stavu. Nový rovnovážný stav tedy nemusí být s původním totožný. Definice pro stabilitu stanovil L. P. Ljapunov, který se stabilitou dynamických systémů zabýval na počátku 20. století a jeho definice jsou dosud platné.

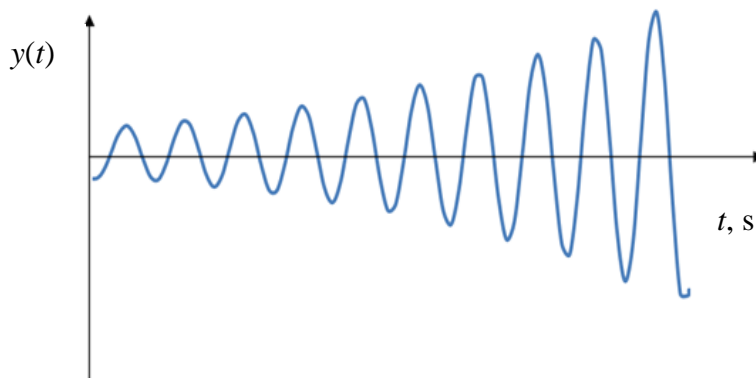
Při vychýlení systému z rovnovážného stavu mohou nastat tři případy: stabilní regulační děj, nestabilní regulační děj a regulační děj na mezi stability.

U stabilního regulačního děje dojde po určité době k ustálení výstupu. Smyslem automatické regulace je v naprosté většině případů dosažení stabilního regulačního děje. Příklad stabilního regulačního děje je vykreslen na obr. 1.10.



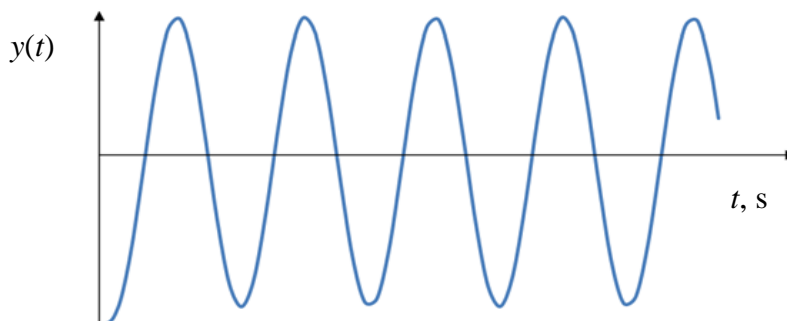
Obr. 1.10 – Stabilní regulační děj

V případě nestabilního regulačního děje nedojde k ustálení a hodnoty výstupní veličiny narůstají nade všechny meze, což je nežádoucí chování a může dojít až ke zničení systému. Příklad nestabilního regulačního děje je vykreslen na obr. 1.11.



Obr. 1.11 – Nestabilní regulační děj

Regulační děj na mezi stability je mezní případ, kdy hodnoty výstupní veličiny oscilují, ale amplituda kmitů se nezvětšuje ani nezmenšuje.



Obr. 1.12 – Regulační děj na mezi stability

Pro zjištění, zda je systém stabilní či nestabilní, použijeme ve většině případů charakteristický polynom (jmenovatel přenosu) a na základě několika metod je možné určit, zda je systém stabilní. Kritéria dělíme na algebraická (Hurwitzovo, Routh – Shurovo) a frekvenční (Nyquistovo, Michajlovo – Leonhardovo). Nevýhodou algebraických je, že se nedají použít u soustav s dopravním zpožděním. Frekvenční kritéria jsou výhodnější, protože poskytují nejen informaci o stabilitě, ale i informaci o míře stability.

### **Algebraická metoda**

Způsob této metody spočívá v tom, že charakteristický polynom se položí rovný nule, čímž se získá charakteristická rovnice, která se musí vyřešit a když všechny kořeny charakteristické rovnice leží v levé polorovině Gaussovy roviny, tak je systém stabilní. Dříve byla nevýhodou složitost výpočtu kořenů charakteristické rovnice vyšších řádů, ale dnes s příchodem moderních výpočtových softwarů (např. Matlab) už není vůbec žádný problém vyřešit rovnici téměř jakéhokoliv řádu.

## Hurwitzovo kritérium

I zde se k vyšetření stability systému použije charakteristický polynom, kde se opět kořeny charakteristické rovnice musí nacházet v levé polorovině Gaussovy roviny, a proto musí současně platit následující dvě podmínky.

1. Všechny koeficienty charakteristické rovnice musí být kladné (pokud jsou všechny záporné, předpokládá se úprava vynásobením  $-1$ ).

2. Všechny subdeterminanty příslušné prvkům na hlavní diagonále Hurwitzovy matice sestavené z koeficientů charakteristické rovnice musí být kladné.

Postup vyšetření stability:

1. Nejdříve se upraví charakteristický polynom tak, aby byl seřazen sestupně dle mocnin.

$$Q(s) = a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0$$

2. Poté se sestaví Hurwitzova matice, tak že koeficienty charakteristické rovnice se rozdělí na sudé a liché a píšou se posunuté do řádků pod sebou podle následujícího schématu.

$$H = \begin{pmatrix} a_{n-1} & a_{n-3} & a_{n-5} & \dots & a_0 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ a_n & a_{n-2} & a_{n-4} & \dots & a_1 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ 0 & a_{n-1} & a_{n-3} & \dots & a_2 & a_0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ 0 & a_n & a_{n-2} & \dots & a_3 & a_1 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 0 & a_{n-1} & \dots & a_4 & a_2 & a_0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 0 & a_n & a_{n-2} & \dots & \dots & a_1 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a_{n-1} & \dots & \dots & \dots & a_0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & a_2 & a_0 \end{pmatrix}$$

3. Poté se spočítají jednotlivé subdeterminanty, a všechny subdeterminanty musí být větší jak nula.

Příklad: Určete pomocí Hurwitzova kritéria, zda je systém  $F(s) = \frac{2}{s^3 + 2s^2 + 2s + 40}$  stabilní.

Charakteristický polynom:  $s^3 + 2s^2 + 2s + 40$

$$H = \begin{pmatrix} 2 & 40 & 0 \\ 1 & 2 & 0 \\ 0 & 2 & 40 \end{pmatrix}$$

$$H_3 = \begin{vmatrix} 2 & 40 & 0 \\ 1 & 2 & 0 \\ 0 & 2 & 40 \end{vmatrix} = -1440$$

$$H_2 = \begin{vmatrix} 2 & 40 \\ 1 & 2 \end{vmatrix} = -36$$

$$H_1 = 2$$

Jelikož determinant  $H_3$  a  $H_2$  jsou záporné, proto je daný systém nestabilní.

### **Routh – Shurovo kritérium**

Jedná se o algebraické kritérium, které vychází z Hornerova schématu a celkem jednoduše se vyčíslí kořeny charakteristického polynomu.

Postup vyšetření stability:

1. Nejprve se musí koeficienty charakteristického polynomu vypsát vedle sebe a seřadit sestupně (od nejvyšší mocniny po nejnižší mocninu).
2. Koeficienty rozdělíme na sudé a liché, např.: každý sudý podtrhneme.
3. Každý sudý koeficient vynásobíme podílem prvních dvou koeficientů, vynásobených hodnotou  $-1$  a napíšeme pod předcházející řadu posunutou o jeden koeficient vlevo.
4. Nově vzniklou řadu přičteme k předcházející řadě koeficientů. Pokud jsou všechny koeficienty v nové řadě kladné, opakujeme postup, čímž se nám zmenší počet koeficientů o jeden člen. Pokud by se nám při výpočtu vyskytl záporný člen, můžeme výpočet okamžitě ukončit, protože kořen se nenachází v levé polorovině Gaussovy roviny, z čehož vyplývá, že je nestabilní. Pokud se dopočítáme postupnou redukcí až ke třem kladným koeficientům, tak můžeme usoudit, že všechny kořeny charakteristického polynomu se nacházejí ve stabilní oblasti.

### **Frekvenční kritérium stability**

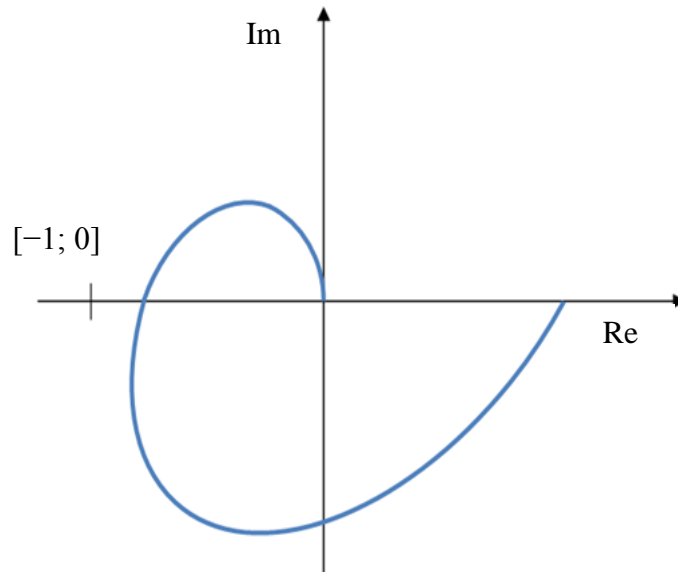
Frekvenční kritéria umožňují vyšetřit stabilitu na základě frekvenční charakteristiky otevřené smyčky.

Vykreslí se frekvenční charakteristika, a pokud se její průběh nachází vpravo od kritického bodu  $[-1; 0]$ , tak je systém stabilní. Pro zvyšující se  $\omega$  dochází k posuvu fáze. Označme  $\omega$  takovou frekvencí, pro kterou je fázový posun  $-180^\circ$ . Pokud při této frekvenci je zesílení otevřené smyčky větší než 1, dojde při každém průchodu harmonické složky s touto frekvencí smyčkou k jejímu zesílení a uzavřený obvod nemůže být stabilní.

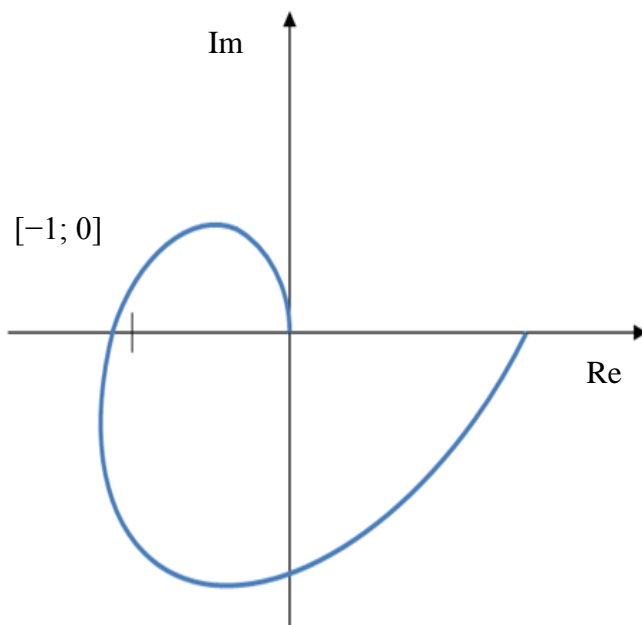
Uzavřený regulační obvod je stabilní, leží-li bod  $[-1; 0]$  vlevo, od frekvenční charakteristiky otevřené smyčky, jako je zobrazeno na obr. 1.13.

Uzavřený regulační obvod je nestabilní, je-li bod  $[-1; 0]$  obklíčen frekvenční charakteristikou, frekvenční charakteristika leží vlevo od bodu  $[-1; 0]$ , jako je zobrazeno na obr. 1.14.

Prochází-li frekvenční charakteristika bodem  $[-1; 0]$  je uzavřený regulační obvod na mezi stability.



Obr. 1.13 – Stabilní obvod



Obr. 1.14 – Nestabilní obvod

## 2 PID REGULÁTOR

V této kapitole bylo čerpáno ze zdrojů: (Honc, 2014; Kumšta, 2009; Navrátil, 2011).

Regulátory jsou ústředním členem regulačního obvodu a určují kvalitu regulace. Při volbě regulátoru přihlížíme k vlastnostem regulační soustavy s cílem, aby se porucha rovnala nule. Zkratka PID znamená proporcionálně – integračně – derivační. Tento regulátor se osvědčil i u složitých nelineárních systémů, i přesto, že kvalita regulačního pochodu není zaručena. Vstupem do regulátoru je regulační odchylka a výstupem je akční veličina.

Výhodami PID regulátoru jsou: jednoduchost  
univerzálnost  
snadná realizovatelnost

Obecný popis PID regulátoru je dán následujícím vztahem

$$u(t) = r_0 e(t) + r_1 \int_0^t e(t) dt + r_2 e'(t) \quad (2.1)$$

Kde  $r_i$  jsou parametry regulátoru:  $r_0$  – proporcionální zesílení

$r_1$  – integrační zesílení

$r_2$  – derivační zesílení

Z tohoto vyplývá, že PID regulátor obsahuje 3 složky, které je potřeba nastavit.

Přenos PID regulátoru v Laplaceově transformaci je dán následujícím vztahem

$$R(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = r_0 + r_1 \frac{1}{s} + r_2 s \quad (2.2)$$

Ne vždy musíme použít PID regulátor, ale můžeme ho modifikovat na různé varianty, např.: P, PI nebo PD, kde u složky, kterou nechceme využít, nastavíme její hodnotu rovnu nule.

### 2.1 Varianty PID regulátorů

**P regulátor:** základní a celkem rozšířený, protože je nejjednodušší, přesnost regulace závisí na zesílení.

**PD regulátor:** tento regulátor je vhodný všude tam, kde je vhodný regulátor P. Jeho předností je větší rychlost regulace (vlivem složky D), což se projevuje při potlačování rychlých překmitů regulované veličiny. Regulátor PD vznikne paralelním spojením regulátorů P a D.

Tento typ regulátoru má oproti regulátoru typu P větší přenos (zesílení) na vyšších frekvencích. Používají se při četných poruchách, protože je velmi rychle potlačuje, stejně jako tlumené kmity, vznikající v regulačních soustavách vyšších řádů. Trvalou regulační odchylku stejně jako regulátory P zcela neodstraňuje, pouze ji zmenšuje. Regulátory PD se používají poměrně zřídka.

**PI regulátor:** tento regulátor je nejrozšířenějším kombinovaným regulátorem, protože má univerzální použití, přičemž není příliš složitý a je schopen úplně odstranit regulační odchylku ve většině případů zlepšuje stabilitu regulačního obvodu. Regulátor PI se nejvíce používá při regulaci kmitavých soustav druhých a vyšších řádů.

PI regulátor vznikne paralelním spojením regulátoru P a I. Má oproti I regulátoru větší přenos (zesílení) na vyšších frekvencích, takže rychleji odstraňuje nárazové (náhlé) poruchy, zvětšuje stabilitu a má schopnost úplného potlačení (odstranění) regulační odchylky.

PCH tohoto regulátoru je zobrazena na obr. 2.1.

**I regulátor:** integrační regulátor, i v kombinaci s jinými typy, umožňuje zcela odstranit regulační odchylku. Základní nevýhodou je pokles zesílení se zvyšující se frekvencí, nehodí se proto v případech, kde se vyskytují časté poruchy. Regulátor I je velmi vhodný pro statické regulované soustavy bez setrvačnosti a je nejvhodnější pro regulaci statických soustav s dopravním zpožděním.

**PID:** vznikne paralelním spojením regulátorů P, I, D.

Regulátory PID se pro jejich složitost používají méně často. Požívají se pouze v případě, když potřebujeme velmi přesnou regulaci, která zajišťuje úplné odstranění regulační odchylky a rychlou kompenzaci poruch, nebo vlastních kmitů regulované soustavy.

Tento regulátor je vhodný všude tam, kde vyhovuje regulátor PI, je však rychlejší, takže lépe tlumí rychlé překmity regulované veličiny, zvláště při četných poruchách. PCH tohoto regulátoru je zobrazena na obr. 2.2.

## 2.2 Význam složek PID regulátoru

**P složka:** zesílení záporné zpětné vazby. Čím větší zesílení, tím je rychlejší regulační děj, ale pro příliš vysoké hodnoty je kmitavý a může být nestabilní (rozkmit výstupní hodnoty narůstá do nekonečna). U statických soustav samotná P složka nezaručí dosažení žádané hodnoty, neboť pro nenulovou hodnotu výstupní veličiny je nutný nenulový výstup regulátoru, tedy nenulová regulační odchylka. Odchylka je tím menší, čím je větší zesílení  $r_0$ .

**I složka:** umožňuje dosáhnout nulové regulační odchylky i pro statické soustavy. Integrovaná složka ale zvyšuje řád a prodlužuje regulační děj. U soustav s astatismem může být zřejmě integrovaná složka vynechána.

**D složka:** urychluje regulační pochod, zvláště u soustav vyšších řádů, popř. soustav s dopravním zpožděním. Umožňuje zpětné vazbě reagovat s určitým předstihem. V ustáleném stavu její vliv vymizí. Dodáním derivační složky se sníží relativní řád přenosu otevřené smyčky  $R(s) \cdot U(s)$ . U systémů vyšších řádů se tím zmenší prodleva, než systém začne reagovat.

### 2.3 Doporučené použití typu PID regulátoru

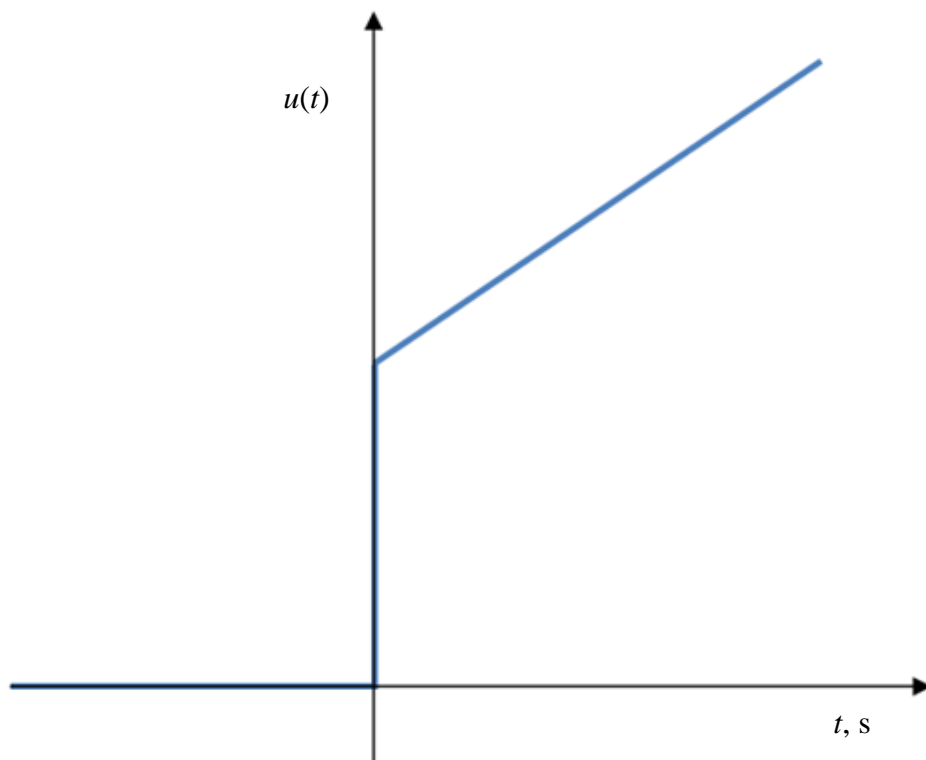
Teplota – nejvhodnější PI, při četných poruchách a požadavku velmi přesné regulace PID.

Hladina – nejlépe PI, při menších nárocích P

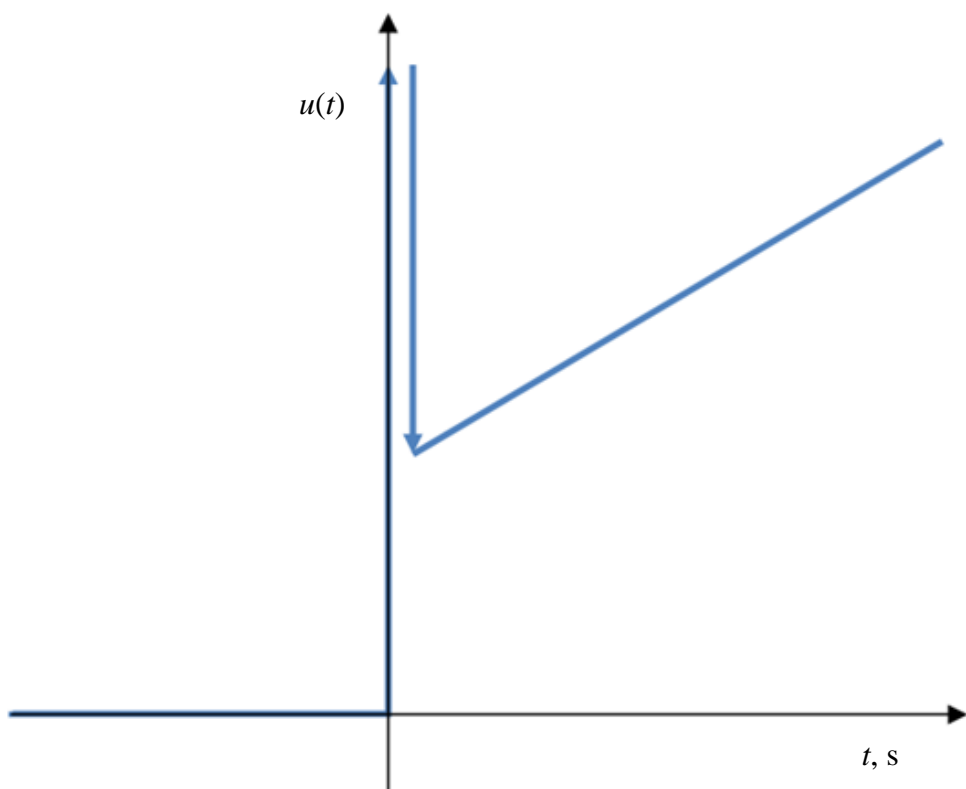
Otáčky – regulátor P nebo I, nejlepší výsledky dává PI

Tlak – PI popřípadě PID

Průtok – nejvhodnější I



Obr. 2.1 – Přejchodová charakteristika PI regulátoru



Obr. 2.2 – Přejchodová charakteristika PID regulátoru

### 3 METODY PRO NASTAVENÍ PID REGULÁTORŮ

V této kapitole bylo čerpáno ze zdrojů: (Honc, 2014; Navrátil, 2011).

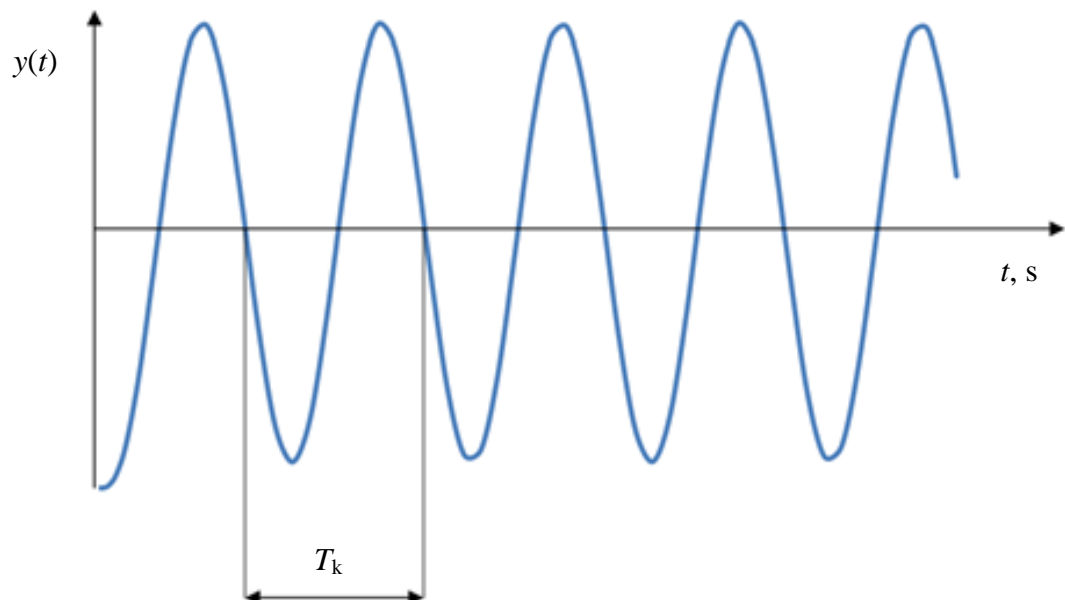
#### 3.1 Ziegler – Nicholsova metoda

Jedná se o jednu z nejznámějších a nejpoužívanějších metod pro nastavení parametrů regulátoru. Původně to byla praktická metoda pro nastavení parametrů regulátoru přímo v provozním zapojení. Tato metoda byla vytvořena pro regulaci chemických procesů a je optimalizována z hlediska dobrého potlačení poruch. Metoda selhává u strukturálně stabilních obvodů (jde především o systémy 1. a 2. řádu), protože se nedají přivést do kritického stavu (mez stability). Bývá také nazývána metodou seřízení regulátoru podle kritického zesílení. Publikována byla v roce 1942 a výsledky byly později potvrzeny i teoreticky. Metoda vychází z kritického zesílení a z kritické periody.

Postup:

1. Nejdříve musíme vyřadit integrační a derivační složku, což provedeme tak, že v regulátoru hodnoty těchto složek nastavíme rovny nule.

2. Poté pomalu zvyšujeme zesílení, až systém dostaneme na mez stability (na výstupu dostaneme netlumené kmity o konstantní amplitudě a konstantní periodě). Zesílení, při kterém se tak stane, nazýváme kritickým zesílením  $r_k$  a periodu těchto kmitů kritickou periodou  $T_k$ .



Obr. 3.1 – Regulační obvod na mezi stability

3. Z kritického zesílení a z kritické periody podle tab. 3.1 dopočítáme jednotlivé hodnoty pro nastavení jednotlivých složek regulátoru.

Tab. 3.1 – Nastavení regulátoru pomocí Z – N

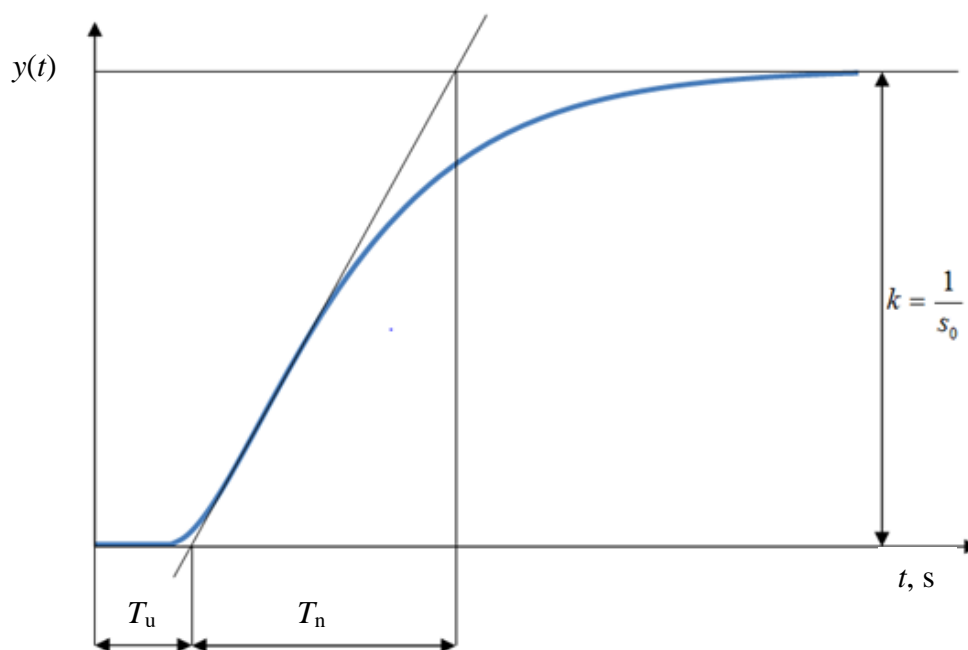
Regulátor	$r_0$	$T_i$	$T_d$
P	$0,5 r_k$		
PI	$0,45 r_k$	$0,85 T_k$	
PID	$0,6 r_k$	$0,5 T_k$	$0,125 T_k$

Kritické zesílení a kritickou periodu kmitů, lze určit i jiným způsobem, a to vložím nelinearity (relé) do zpětné vazby. Z kritických hodnot se pak určí parametry regulátoru. Kritické parametry se mimo výše uvedeného postupu dají určit, pokud je znám přenos regulované soustavy, i výpočtem z charakteristické rovnice.

### 3.2 Ziegler – Nicholsova metoda z přechodové charakteristiky

Z naměřené přechodové charakteristiky regulované soustavy (aperiodického typu) odečteme dobu průtahu  $T_u$ , dobu náběhu  $T_n$  a zesílení  $k$ , jak je znázorněno na obr. 3.2. Ze získaných parametrů vypočítáme jednotlivé hodnoty složek regulátoru. Ještě budeme muset vypočítat činitel autoregulace dle následujícího vzorce

$$s_0 = \frac{1}{k} \quad (3.1)$$



Obr. 3.2 – Zjištění parametrů  $T_u$ ,  $T_n$  a  $k$  z PCH

Nyní již známe všechny parametry, tak dle tab. 3.2 dopočítáme, jak nastavit jednotlivé složky regulátoru.

Tab. 3.2 – Nastavení regulátoru pomocí Z – N z PCH

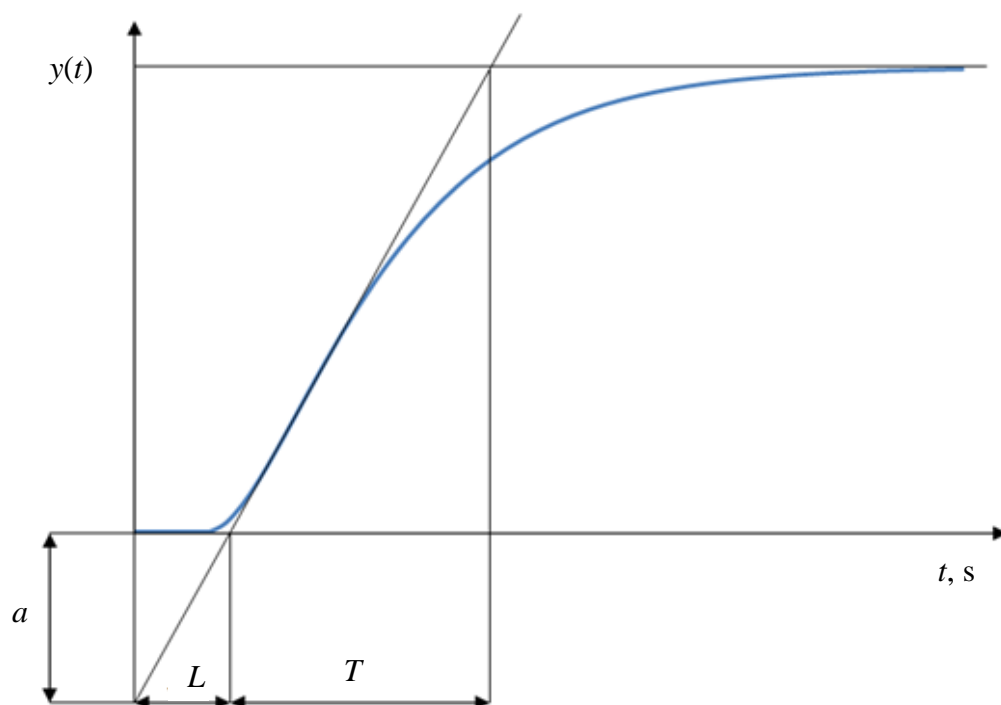
Regulátor	$r_0$	$T_i$	$T_d$
P	$\frac{T_n}{T_u} s_0$		
PI	$0,9 \frac{T_n}{T_u} s_0$	$3,5T_u$	
PID	$1,25 \frac{T_n}{T_u} s_0$	$2T_u$	$0,5T_u$

### 3.3 CHR metoda

Název této metody je zkratkou počátečních písmen z příjmení autorů metody, kteří ji odvodili: Chien, Hrones a Reswick. Metoda pochází z roku 1952 a byla odvozena za předpokladu, že regulovaný systém je popsán přenosem prvního řádu s dopravním zpožděním nebo přenosem soustavy vyššího řádu. Metoda je velice rozmanitá a umožňuje nám vybrat si, zda chceme regulační pochod aperiodický nebo s překmitem 20 % a také volbu, zda cílem regulace je sledování změn žádané hodnoty nebo potlačení poruch na vstupu soustavy. V programu, který je součástí této bakalářské práce si můžeme také vybrat, zda chceme aperiodický regulační pochod nebo s překmitem 20 %, ale obě možnosti sledují žádanou hodnotu.

Postup:

1. Pro nastavení regulátoru musíme nejdříve určit následující tři parametry  $a$ ,  $L$ ,  $T$ , tyto parametry zjistíme z přechodové charakteristiky, tak jak je znázorněno na obr. 3.3.



Obr. 3.3 – Zjištění parametrů  $a$ ,  $L$ ,  $T$  z PCH

2. Nyní už jen stačí podle následujících tabulek vypočítat, jak jednotlivé složky regulátoru nastavit. Pokud má regulátor sledovat žádanou hodnotu, použijeme pro výpočet parametrů tab. 3.3, pokud má regulátor odstraňovat poruchy, použijeme pro výpočet tab. 3.4.

Tab. 3.3 – Nastavení regulátoru CHR metodou, pro sledování žádané hodnoty

Překmit	0 %			20 %		
	$r_0$	$T_i$	$T_d$	$r_0$	$T_i$	$T_d$
P	$\frac{0,3}{a}$			$\frac{0,7}{a}$		
PI	$\frac{0,35}{a}$	$1,2T$		$\frac{0,6}{a}$	$T$	
PID	$\frac{0,6}{a}$	$T$	$0,5L$	$\frac{0,95}{a}$	$1,4T$	$0,47L$

Tab. 3.4 – Nastavení regulátoru CHR metodou pro odstraňování poruch

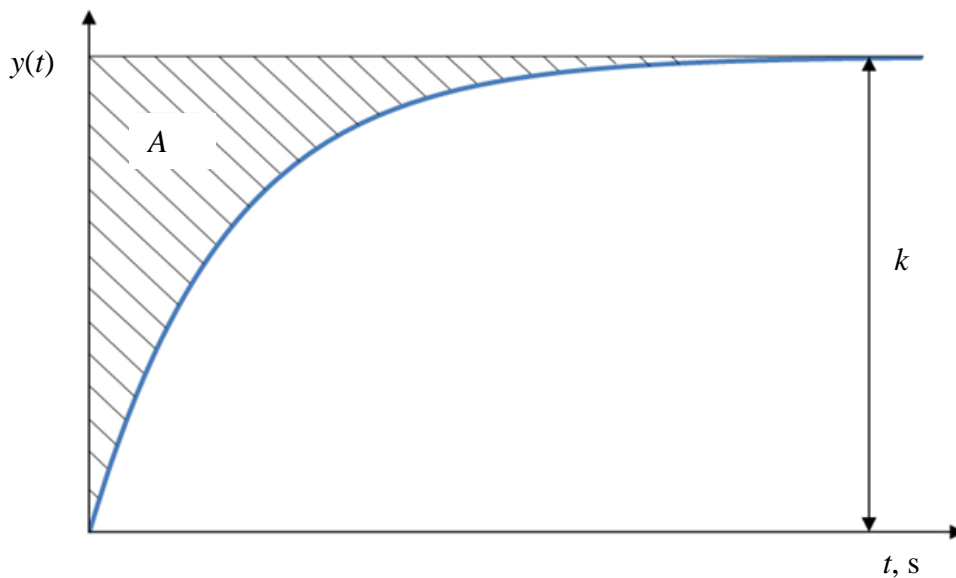
Překmit	0 %			20 %		
	$r_0$	$T_i$	$T_d$	$r_0$	$T_i$	$T_d$
P	$\frac{0,3}{a}$			$\frac{0,7}{a}$		
PI	$\frac{0,6}{a}$	$4L$		$\frac{0,7}{a}$	$2,3L$	
PID	$\frac{0,95}{a}$	$2,4L$	$0,42L$	$\frac{1,2}{a}$	$2L$	$0,42L$

### 3.4 Kuhnova metoda

Tato metoda byla odvozena v roce 1995. Můžeme se s ní také setkat pod názvem „pravidlo souhrnné časové konstanty“. Regulační pochod je obvykle málo kmitavý, s dobou regulace přibližně stejnou v odezvě na změnu žádané hodnoty i na vstupní poruchu, někdy však může být až zbytečně pomalý. Ve srovnání s jinými metodami dává dobré výsledky zejména u PI regulátorů, méně již u PID regulátorů.

Postup:

1. Nejdříve si musíme vykreslit PCH soustavy, z které zjistíme zesílení  $k$  a plochu  $A$ , poté dopočítáme souhrnnou časovou konstantu  $T_{\Sigma}$  dle vzorce (3.2).



Obr. 3.4 – Zjištění parametrů  $A$  a  $k$  z PCH

$$T_{\Sigma} = \frac{A}{k} \quad (3.2)$$

2. Nyní už známe všechny parametry, které k použití této metody potřebujeme znát, tudíž můžeme nastavit parametry regulátoru podle následujících tabulek, podle toho zda chceme rychlý regulační děj nebo normální nastavení.

Tab. 3.5 – Nastavení regulátoru Kuhnovou metodou – normálně

Regulátor	$r_0$	$T_i$	$T_d$
P	$\frac{1}{k}$		
PI	$\frac{2}{k}$	$0,7T_{\Sigma}$	
PID	$\frac{2}{k}$	$0,8T_{\Sigma}$	$0,194T_{\Sigma}$

Tab. 3.6 – Nastavení parametrů regulátoru Kuhnovou metodou – rychle

Regulátor	$r_0$	$T_i$	$T_d$
P	$\frac{1}{k}$		
PI	$\frac{0,5}{k}$	$0,5T_\Sigma$	
PID	$\frac{1}{k}$	$0,66T_\Sigma$	$0,167T_\Sigma$

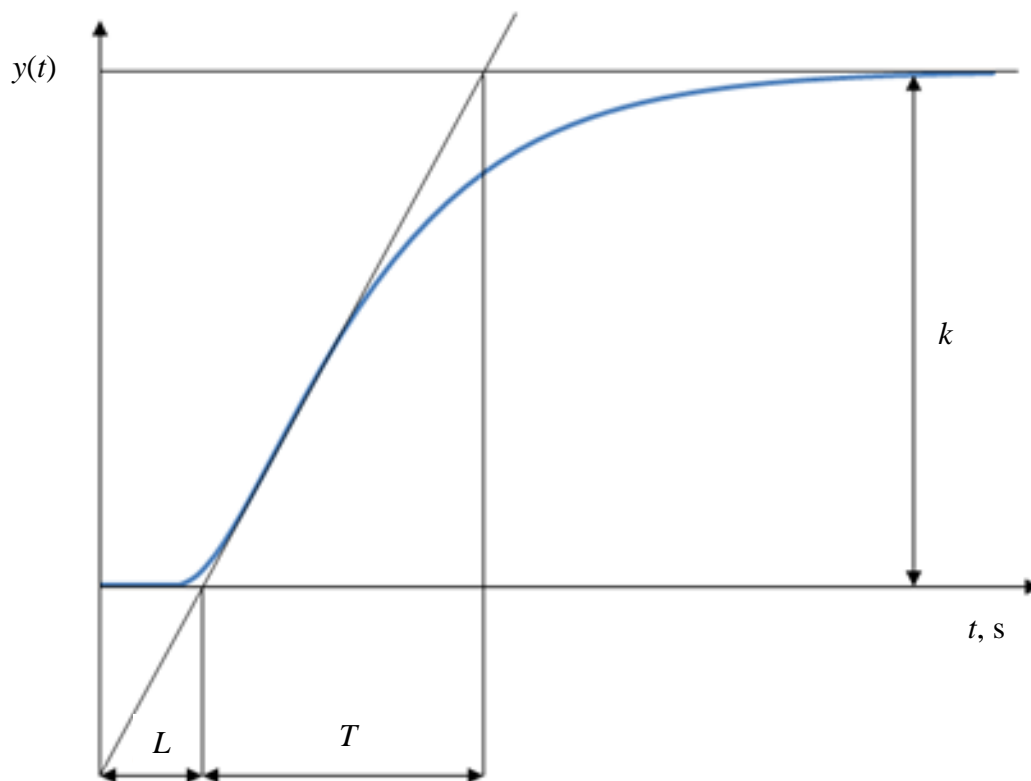
### 3.5 Cohen – Coonova metoda

Tato metoda se hodí pro systémy s dopravním zpožděním nebo pro systémy vyšších řádů. Metoda je navržena tak, že dává poměr  $\frac{1}{4}$  tlumení tzn., že regulátor bude poskytovat regulační pochod, kde druhý kmit bude mít velikost čtvrtinu amplitudy prvního kmitu. Pro systémy s velmi malým dopravním zpožděním dává přibližně stejné výsledky jako metoda Ziegler-Nicholsova.

Postup:

1. Nejdříve vykreslíme přechodovou charakteristiku soustavy, ze které zjistíme tyto parametry:  $k$ ,  $L$ ,  $T$ . Nyní potřebujeme ještě hodnotu parametru  $r$ , kterou musíme vypočítat z parametrů  $L$  a  $T$ , dle následujícího vztahu

$$r = \frac{L}{T} \tag{3.3}$$



Obr. 3.5 – Zjištění parametrů  $L$ ,  $T$  a  $k$  z PCH

2. Nyní už známe všechny parametry, které jsou k použití této metody zapotřebí, tak podle následující tabulky můžeme nastavit jednotlivé složky regulátoru.

Tab. 3.7 – Nastavení regulátoru Cohen – Coonovou metodou

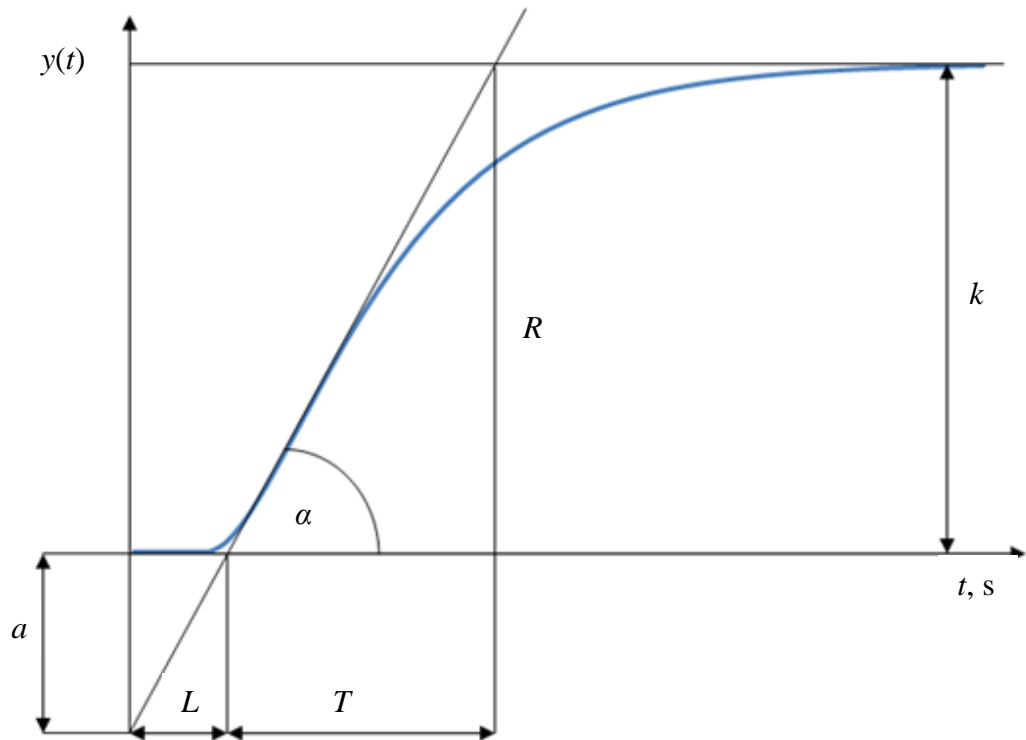
Regulátor	$r_0$	$T_i$	$T_d$
P	$\frac{1}{kr} \left( 1 + \frac{r}{3} \right)$		
PI	$\frac{1}{kr} \left( 0,9 + \frac{r}{12} \right)$	$\frac{30 + 3r}{9 + 20r} L$	
PID	$\frac{1}{kr} \left( \frac{4}{3} + \frac{r}{4} \right)$	$\frac{32 + 6r}{13 + 8r} L$	$\frac{4}{11 + 2r} L$

### 3.6 Aströmova metoda

Tato metoda je vhodná pro soustavy, vyšších řádů, které mají aperiodickou přechodovou charakteristiku.

Postup:

1. Nejdříve opět zobrazíme přechodovou charakteristiku, ze které určíme tyto parametry:  $k$ ,  $T$ ,  $L$  tak, jak je zobrazeno na obr. 3.6.



Obr. 3.6 – Zjištění parametrů  $L$ ,  $T$  a  $k$  z PCH

2. Dále podle vztahů (3.4) a (3.5) dopočítáme další parametry, které jsou potřeba k použití této metody

$$R = \tan \alpha = \frac{k}{T} \quad (3.4)$$

$$a = RL \quad (3.5)$$

3. Nyní už známe všechny potřebné parametry a podle následující tabulky zjistíme jak nastavit jednotlivé složky regulátoru.

Tab. 3.8 – Nastavení parametrů regulátoru Aströmovou metodou

Regulátor	$r_0$	$T_i$	$T_d$
P	$\frac{1}{a}$		
PI	$\frac{0,9}{a}$	$3L$	
PID	$\frac{1,25}{a}$	$2L$	$0,5L$

### 3.7 Metoda vyváženého nastavení

Tato metoda je vhodná pro soustavy s dopravním zpožděním nebo pro soustavy vyšších řádů. Tato metoda zajišťuje minimální překmit u regulačního pochodu a také vyváženost mezi proporcionálními a integračními zásahy, což šetří akční členy, což je velkou výhodou této metody. Nastavení parametrů regulátoru vychází z normalizovaného dopravního zpoždění  $\tau$  a z průměrné doby ustálení  $T_{ar}$ .

Postup:

1. Nejdříve musíme zobrazit přechodovou charakteristiku, ze které opět určíme parametry  $L, T$ , obdobně jako u předchozích metod.

2. Z těchto dvou parametrů musíme dopočítat normalizované dopravní zpoždění a průměrnou dobu ustálení, k výpočtu použijeme následující dva vztahy

$$T_{ar} = L + T \quad (3.6)$$

$$\tau = \frac{L}{L + T} \quad (3.7)$$

3. Nyní už jen podle následující tabulky dopočítáme parametry regulátoru.

Tab. 3.9 – Nastavení parametrů regulátoru metodou vyváženého nastavení

Regulátor	$r_0$	$T_i$	$T_d$
PI	$\frac{1}{k} \left[ 1 - \frac{2\tau}{1 + \sqrt{1 + 2\tau^2}} \right]$	$\left[ \frac{1 + \sqrt{1 + 2\tau^2}}{1 + \sqrt{1 + 2\tau^2}} \right] T_{ar}$	
PID	$\frac{1}{k} \left[ 1 - \frac{2\tau}{1 + \sqrt{1 + 2\tau^2}} \right]$	$\left[ \frac{1 + \sqrt{1 + 2\tau^2}}{1 + \sqrt{1 + 2\tau^2}} \right] T_{ar}$	$\leq \frac{T_i}{4}$

### 3.8 Fruehaufova metoda

Tato metoda vychází z přenosu tří-parametrového modelu soustavy, z čehož vyplývá, že je vhodná pro soustavy s dopravním zpožděním nebo pro soustavy vyšších řádů.

Postup:

1. Nejdříve zobrazíme přechodovou charakteristiku, ze které zjistíme následující parametry:  $k, T, L$ , stejně jako v předchozích případech.

2. Dále vydělíme parametr  $L$  parametrem  $T$ , pokud bude výsledek menší jak 0,33, použijeme pro výpočet parametrů regulátoru tab. 3.10, pokud bude roven nebo vyšší 0,33, tak použijeme tab. 3.11

3. Nyní z následujících tabulek dopočítáme parametry a nastavíme jednotlivé složky regulátoru.

Tab. 3.10 – Nastavení parametrů regulátoru Fruehaufovou metodou

Regulátor	$r_0$	$T_i$	$T_d$
PI	$\frac{5T}{9kL}$	$5L$	
PID	$\frac{5T}{9kL}$	$5T$	$0,5L$

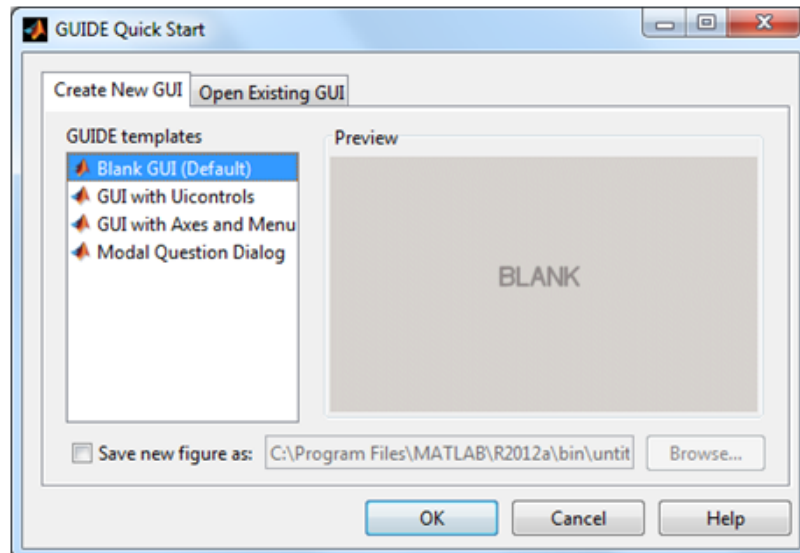
Tab. 3.11 – Nastavení parametrů regulátoru Fruehaufovou metodou

Regulátor	$r_0$	$T_i$	$T_d$
PI	$\frac{T}{2kL}$	$T$	
PID	$\frac{T}{2kL}$	$T$	$0,5L$

## 4 REALIZACE PROGRAMU A JEHO POPIS

### 4.1 Vytvoření GUI

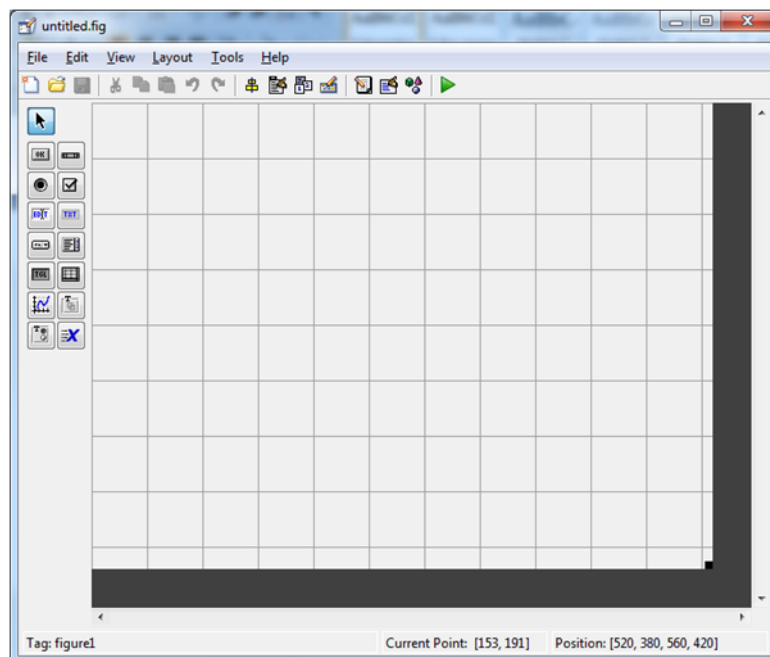
Zadáme příkaz „*guide*“ a spustí se nám průvodce vytvořením nového projektu.



Obr. 4.1 – Průvodce vytvoření nového projektu

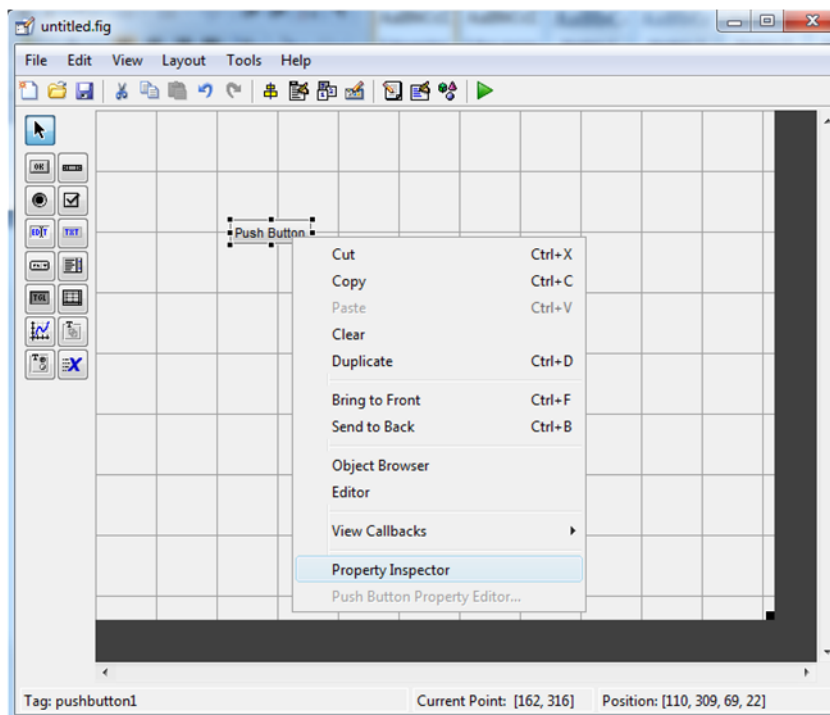
Potvrdíme tlačítkem OK.

Nyní se zobrazí již prostředí, ve kterém vytvoříme vzhled naší aplikace. Vlevo se nachází panel s prvky, které lze vkládat na pracovní plochu vpravo, jak je vidět na obr. 4.2.



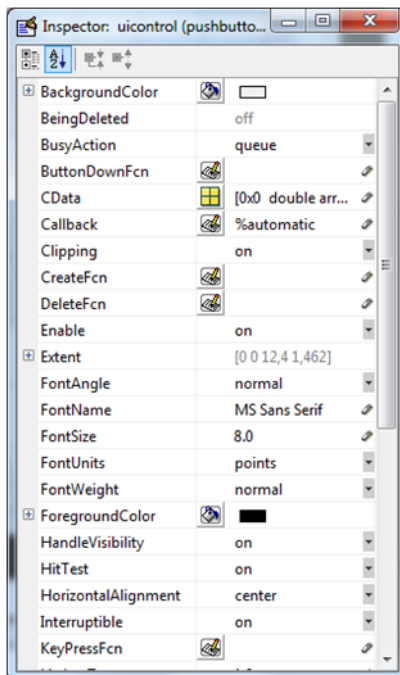
Obr. 4.2 – Pracovní plocha nového projektu

Když máme prvky rozložené na pracovní ploše, tak jak chceme, je potřeba jim nastavit vlastnosti (barva pozadí, velikost písma, atd.). Klikneme na objekt pravým tlačítkem a v místní nabídce vybereme možnost Property Inspektor, jak je uvedeno na obrázku 4.3.



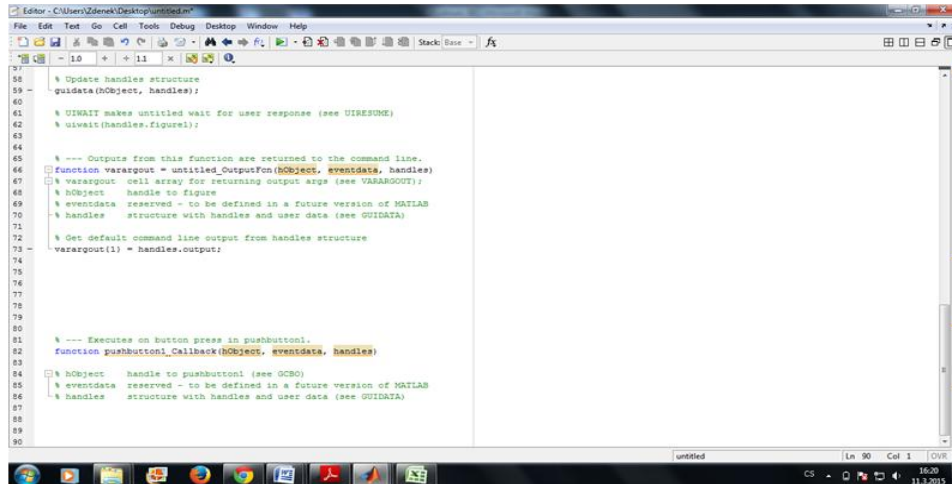
Obr. 4.3 – Vyvolání Property Inspektoru

V Inspektoru můžeme nyní nastavovat jednotlivé vlastnosti, které daný objekt má. Vlevo je uvedena vlastnost a vpravo její aktuální stav, který lze měnit, viz obr. 4.4.



Obr. 4.4 – Property Inspektor

Nyní už máme grafické prostředí aplikace, takže teď už jenom zbývá napsat program. Nyní opět klikneme na objekt pravým tlačítkem a vybereme v místní nabídce možnost View Callbacks. Poté se zobrazí okno, kde budeme psát kód, pro událost, kterou jsme vybrali na tomto objektu, tak jak je zobrazeno na obr. 4.5.

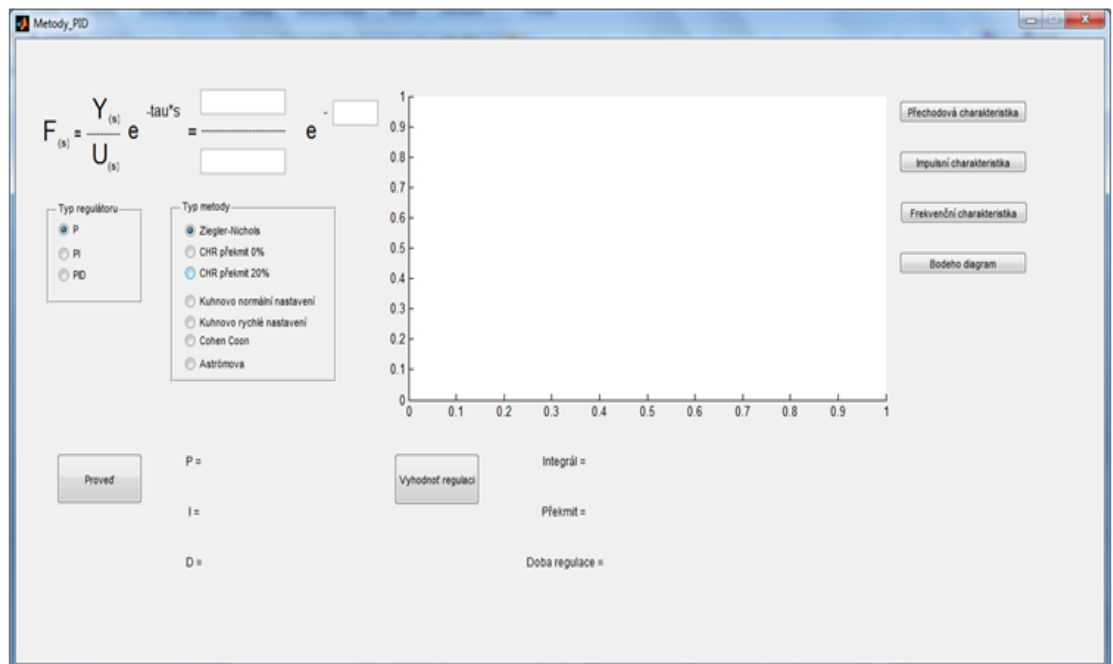


Obr. 4.5 – Prostředí pro zápis kódu

Zde už jenom napíšeme kód k danému objektu.

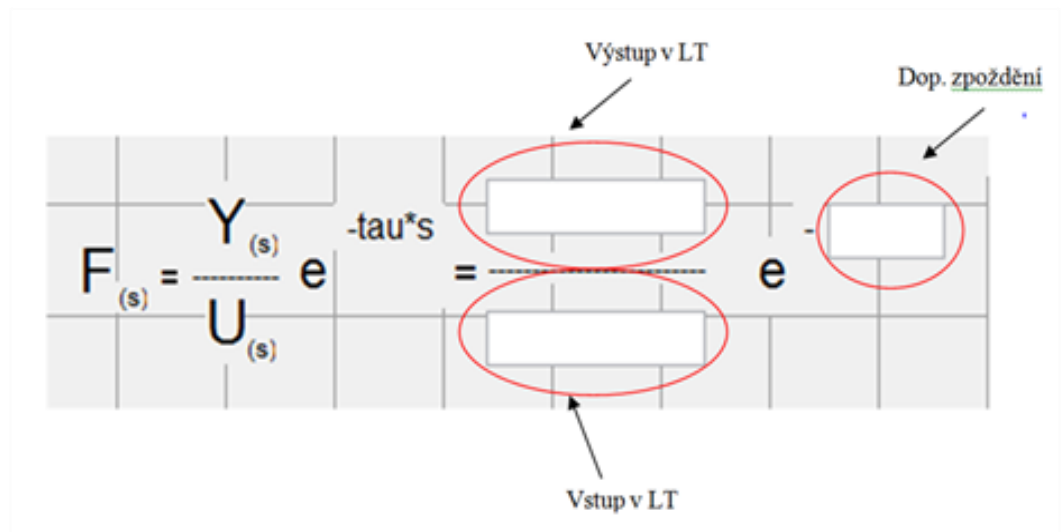
## 4.2 Práce s programem

Při spuštění se uživateli zobrazí základní okno programu, viz obr. 4.6.



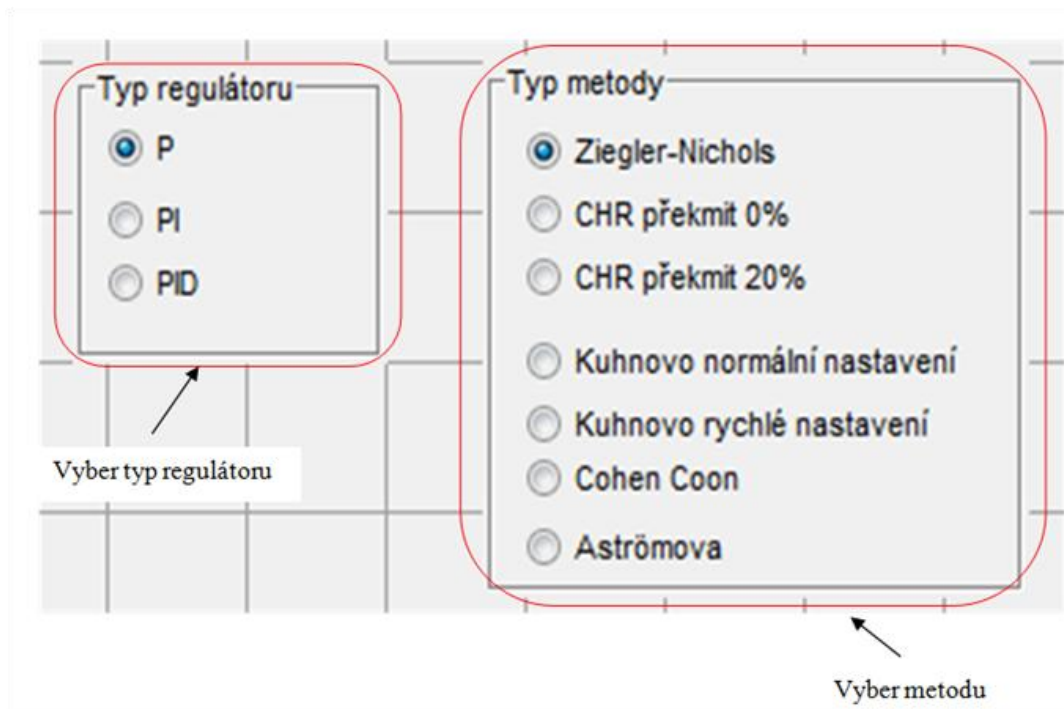
Obr. 4.6 – Základní okno aplikace

V levé horní části jsou tři textová pole, do kterých uživatel zadá přenos systému v Laplaceově transformaci, dle obr. 4.7. Pokud systém žádné dopravní zpoždění nemá, pole nevyplňujeme.



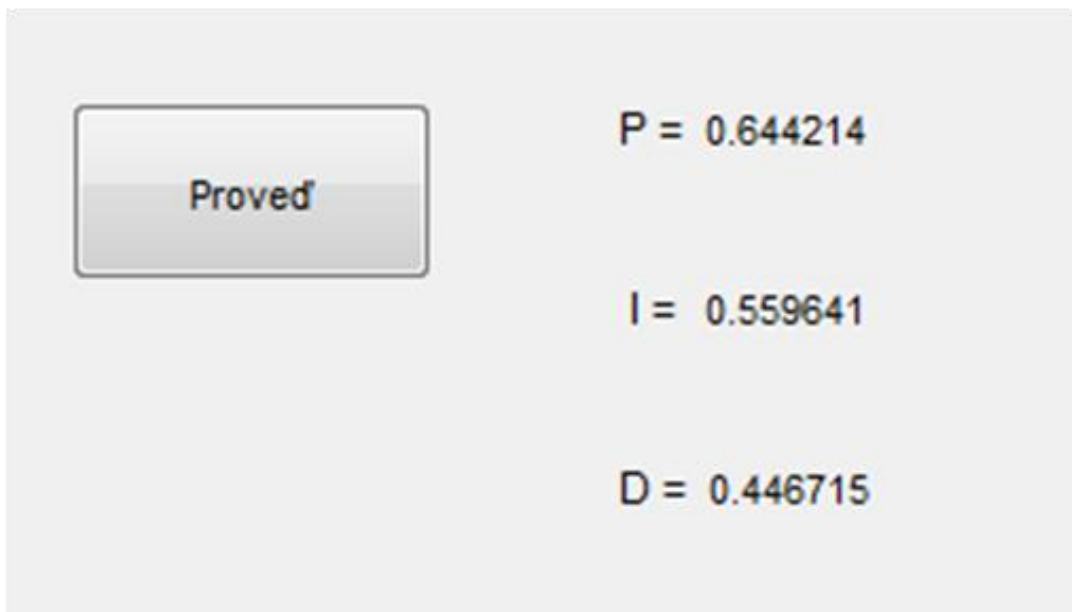
Obr. 4.7 – Zadání přenosu soustavy

Nyní, když máme přenos systému zadáný, zaměříme se na dvě skupiny přepínačů, které se nacházejí pod textovými poli, do kterých jsme před chvílí zadali přenos. V první skupině, která je nazvána typ regulátoru, si vybereme jeden z nabízených. Hned vedle je další skupina přepínačů, která je nazvána typ metody, zde opět vybereme jednu z nabízených metod. Vše je graficky znázorněno na obr. 4.8.

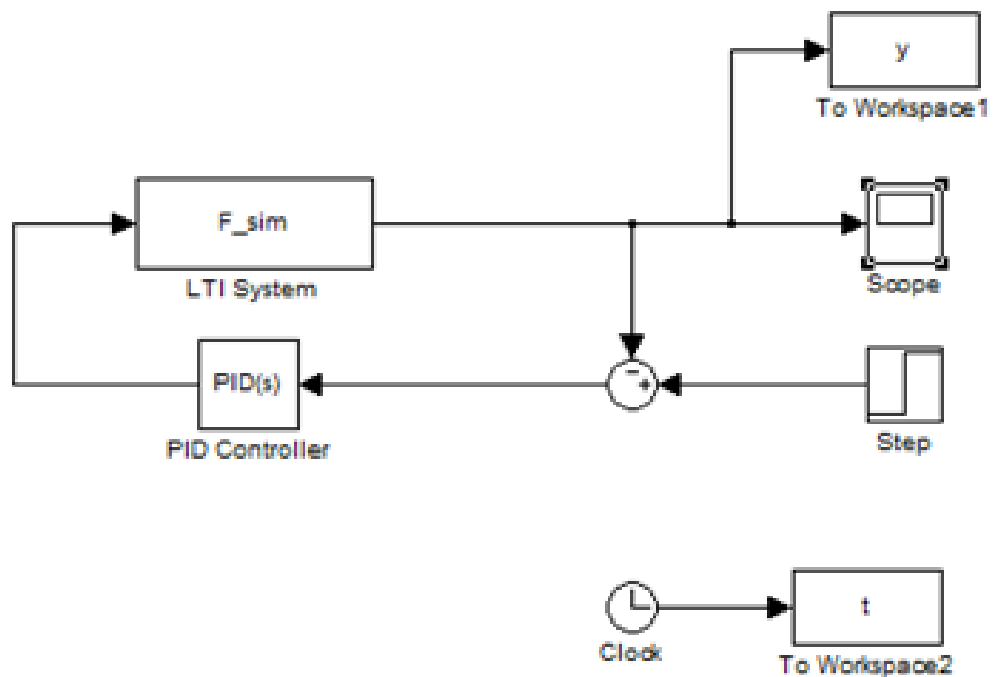


Obr. 4.8 – Výběr typu regulátoru a metody

Nyní zbývá už jen stisknout tlačítko „Proved“<sup>66</sup>, pokud je námi zvolená metoda vhodná k nastavení zadaného přenosu systému, tak se nám vypíší hodnoty jednotlivých složek regulátoru, tak jak je zobrazeno na obr. 4.9. Spustí se soubor ze Simulinku, kde je nakreslen zpětnovazební regulační obvod, kde soustava je námi zadaná a parametry dopočítány programem dle námi zvoleného typu regulátoru a metody. Regulační obvod ze Simulinku je zobrazen na obr. 4.10.



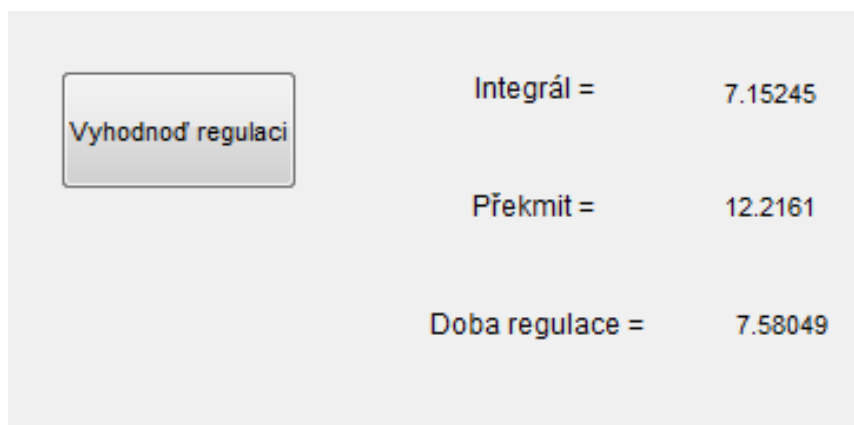
Obr. 4.9 – Výpis konstant regulátoru



Obr. 4.10 – URO v Simulinku

Dále si nastavíme čas simulace, protože k ustálení dochází pro různé soustavy v různých časových intervalech, poté spustíme simulaci a otevřeme „Scope“, kde je vykreslen daný regulační děj.

Nyní se vrátíme zpět do hlavního okna a vedle jednotlivých složek regulátoru je tlačítko „Proved“, po jeho stisku se vedle tlačítka zobrazí tři parametry regulačního pochodu, tyto parametry nám umožní vyhodnotit regulační děj a tím pádem porovnat jednotlivé metody pro nastavení PID regulátorů. (Ustálení je zde uvažováno, když odchylka od ustálené hodnoty není větší jak 5 %). Vyhodnocení regulace je zobrazeno na obr. 4.11.



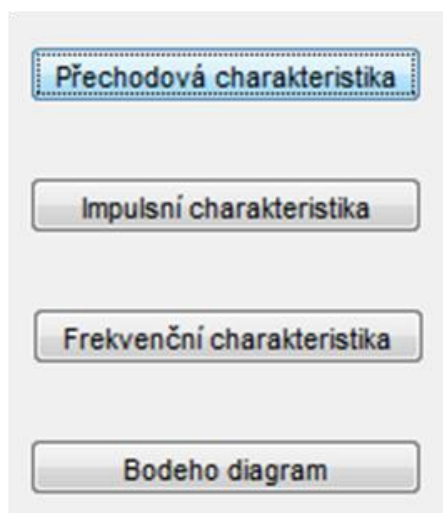
Obr. 4.11 – Vyhodnocení regulace

Pokud ovšem metoda, kterou jsme si zvolili, není vhodná, zobrazí se nám nápis na následujícím obr. 4.12 a my si musíme vybrat jinou metodu.

**Tato soustava není vhodná k použití této metody**

Obr. 4.12 – Nevhodnost použité metody

Program dále umožňuje vykreslení základních charakteristik daného systému. Nejdříve musíme opět zadat přenos soustavy. Poté svoji pozornost přesuneme do pravého horního rohu, zde je pod sebou několik tlačítek, která jsou zobrazena na obr. 4.13. Jednotlivá tlačítka po svém stisku vykreslí příslušnou charakteristiku, do grafu, který se nachází vpravo od tlačítek.



Obr. 4.13 – Základní charakteristiky

### 4.3 Popis funkce programu

#### Zjištění zesílení

```
y = get(handles.edit1, 'String');  
Y = str2num(y);  
u = get(handles.edit2, 'String');  
U = str2num(u);  
F = tf(Y,U);  
tau = get(handles.edit9, 'String');  
tau = str2num(tau);  
F.inputdelay = tau;  
[y, t] = step(F);  
Velikost = length(y);  
K = y(velikost);
```

Nejdříve musíme z objektu `TextEditor` získat hodnotu `String`, kterou jsme zadali při zápisu obrazového přenosu do programu. Jelikož se jedná o objekt `TextEditor`, tak musíme převést hodnotu string z řetězce na číslo, což provedeme funkcí `str2num()`, kde do závorky napíšeme proměnnou, jejíž obsah se má převést na číslo. Poté ještě doplníme do přenosu dopravní zpoždění, pokud je zadáno. Tuto operaci provedeme metodou `inputdelay`.

Zesílení zjišťujeme z přechodové charakteristiky, proto za pomoci funkce `step()`, která vykreslí přechodovou charakteristiku systému, který je zadán jako parametr této funkce. Tato funkce má dvě návratové hodnoty, jednou z nich je čas a druhou funkční hodnoty. My v našem případě tyto dvě návratové hodnoty, které jsou poli, zachytíme do proměnných `y` a `t`.

Na druhém řádku zjistíme počet prvků pole proměnné  $y$ , pomocí funkce  $length()$ , jejímž parametrem je v našem případě proměnná  $y$  a návratová hodnota je počet prvků pole. Na třetím řádku již zjistíme zesílení, které považujeme za poslední funkční hodnotu dané přechodové charakteristiky.

### Zjištění souhrnné časové konstanty

```

time = max (t);
obdelnik = time * K;
obsah = 0;
velikost = length (y) - 1;
for n = 1 : velikost
cas = (t (n+1) - t (n));
hodnoty = ((y (n + 1) + y (n))) / 2;
obsah = obsah + (cas * hodnoty);
end
A = obdelnik - obsah;
Ts = A / K;

```

V prvních dvou řádcích programu zjistíme, jak velký obsah zabírá obdélník, jehož obsah vypočítáme tak, že vynásobíme zesílení soustavy a časový interval od doby, kdy došlo k jednotkovému skoku, do doby kdy můžeme soustavu považovat za ustálenou.

V následujícím bloku určíme za pomoci numerické integrace obsah plochy pod přechodovou charakteristikou. Rozdíl mezi obdélníkem a integrálem pod přechodovou charakteristikou nazveme plochou  $A$ . Poté platí, že souhrnná časová konstanta se rovná podílu plochy  $A$  a zesílení soustavy.

### Zjištění parametrů $a, L, T$ , případně $T_u, T_n$

```

dt = max (t) / length (t);
dy = diff (y) ./ dt;
delka = length (t) - 1;
tderivace = t (1 : delka);
m = max (dy);
I = find (dy == m);
tm = t (I);
tecna = m * (t - tm) + y (I);

```

```

I = find (tecna >= 0);
Tu = t (I (1));
I = find (tecna >= K);
Tn = t (I (1)) - Tu;
a = abs (tecna (1));

```

Nejprve si zjistíme parametr  $dt$ , přesně tak jak je uvedeno v první řádce, poté dvakrát derivujeme  $y$  a najdeme jeho největší derivaci, tento bod nazveme bodem inflexním, ve kterém vykreslíme tečnu. V inflexním bodě se z konkávní funkce stává funkce konvexní, nebo naopak. K nalezení tohoto bodu nám poslouží funkce *find()*. Nyní v tomto bodě vykreslíme tečnu. Nyní musíme nalézt body, kde se tečna protne s vodorovnou osou, se svislou osou a kdy protne funkční hodnotu zesílení. K tomuto opět použijeme funkci *find()*. Tyto zjištěné parametry poté použijeme k nastavení PID regulátoru pro danou soustavu.

### Zjištění kritického zesílení a kritické periody

```

[Kr, Fk, wk, wf] = margin (F);
Tk = 2 * pi / wk;

```

Ke zjištění kritického zesílení a kritické periody použijeme funkci *margin()*, jejímž parametrem je přenos soustavy. Návrátové hodnoty jsou: kritické zesílení, kritická fáze, kritická frekvence pro kritické zesílení a kritická frekvence pro kritickou fázi. Nám bude stačit znát pouze kritické zesílení a kritickou frekvenci pro kritické zesílení, z které se dá dopočítat kritická perioda dle následujícího vzorce.

$$T_k = 2 \cdot \pi / \omega_k \quad (4.1)$$

### Vyhodnocení kvality regulace

```

velikost = length (y)
ustalena = y (velikost);
prekmit = 100 - ((max (y) / ustalena) * 100);
prekmit = abs (prekmit);
vetsi = find (y > (ustalena + (ustalena / 100) * 5));
mensi = find (y < (ustalena - (ustalena / 100) * 5));
Tregv = t (vetsi (length(vetsi)));
Tregm = t (mensi (length (mensi)));
if Tregv > Tregm
    Doba_regulace = Tregv;
else

```

```

Doba_regulace = Tregm;
end
k = find (t == Doba_regulace);
yreg = y (1 : k);
treg = t (1 : k);
Integral = trapz (treg, yreg);

```

Nejdříve musíme zjistit hodnotu, na které se regulační děj ustálí, což zjistíme opět za pomoci funkce *length()*, její funkce byla vysvětlena dříve. Dále je ještě nutné zjistit maximální hodnotu regulačního děje, což se provede za pomoci funkce *max()*, opět již vysvětlena dříve. Z těchto dvou hodnot se dá již vypočítat maximální překmit.

Za ustálení regulačního děje se uvažuje, když se regulační pochod nevychýlí od ustálené hodnoty o více jak 5 %. Nyní zjistíme, zda se nám regulační pochod ustálil z nižší hodnoty, nebo z vyšší hodnoty. Nyní se v programu nachází podmínka, která rozhodne, zda se regulační pochod ustálil od nižší, nebo od vyšší hodnoty.

Nejprve nalezneme čas, kdy se regulační pochod ustálil v dané toleranci 5 %, tento čas se považuje za horní mez integrálu, dolní mez, se uvažuje nula. Nejdříve se musí vyjmout z proměnných *y* a *t* určitý počet hodnot, které se použijí k numerické integraci. Numerická integrace se provede funkcí *trapz()*, jejími parametry jsou čas a funkční hodnoty. Její výstupní hodnota je numerický integrál vypočítaný z jejích parametrů.

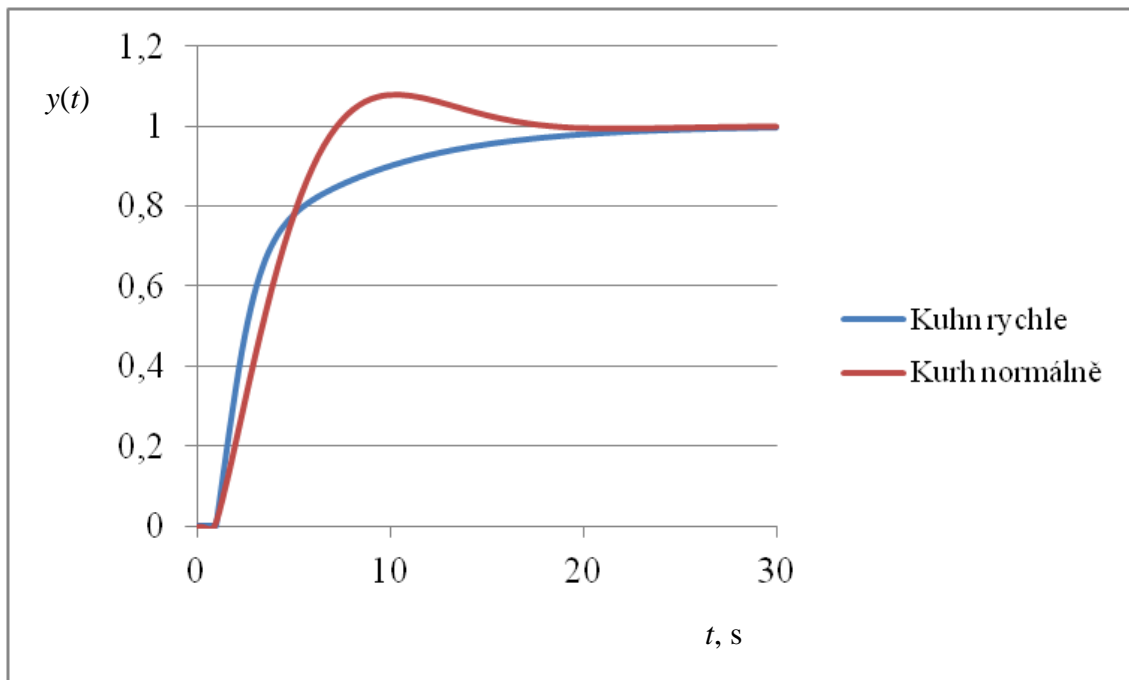
#### 4.4 Vybrané soustavy pro testování vhodnosti metod

$$F_1(s) = \frac{2}{5s+1}$$

Z přenosu  $F_1(s)$  je vidět, že se jedná o soustavu prvního řádu bez dopravního zpoždění, proto je zřejmé, že tu to soustavu nelze nastavit metodou Ziegler-Nichols, protože soustavu tohoto typu nelze přivést na hranici stability pomocí P regulátoru. Metody CHR, Cohen – Coon a Aströmovu také nelze použít, protože vycházejí z tří-parametrového modelu přechodové charakteristiky, což soustava prvního řádu opět nesplňuje. Jedinou metodou, kterou lze použít k nastavení PID regulátoru pro tuto soustavu, ze všech, které jsou implementovány v mém programu, je Kuhnova metoda.

Tab. 4.1 – Vyhodnocení regulace pro soustavu  $F_1(s)$

Typ metody	Integrál	Překmit, %	Doba regulace, s
Kuhnova – normální	1,6	13	15,5
Kuhnova – rychlá	1,6	2,6	15,5



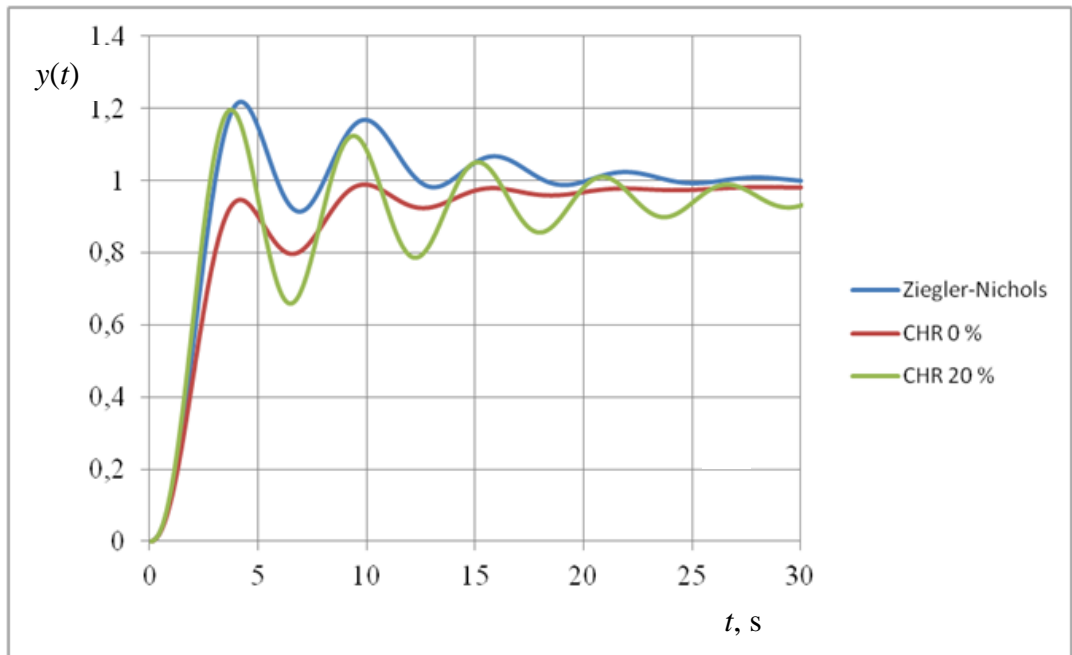
Obr. 4.14 – Regulační děj – Kuhnova metoda

$$F_2(s) = \frac{3}{12s^3 + 10s^2 + 14s + 1}$$

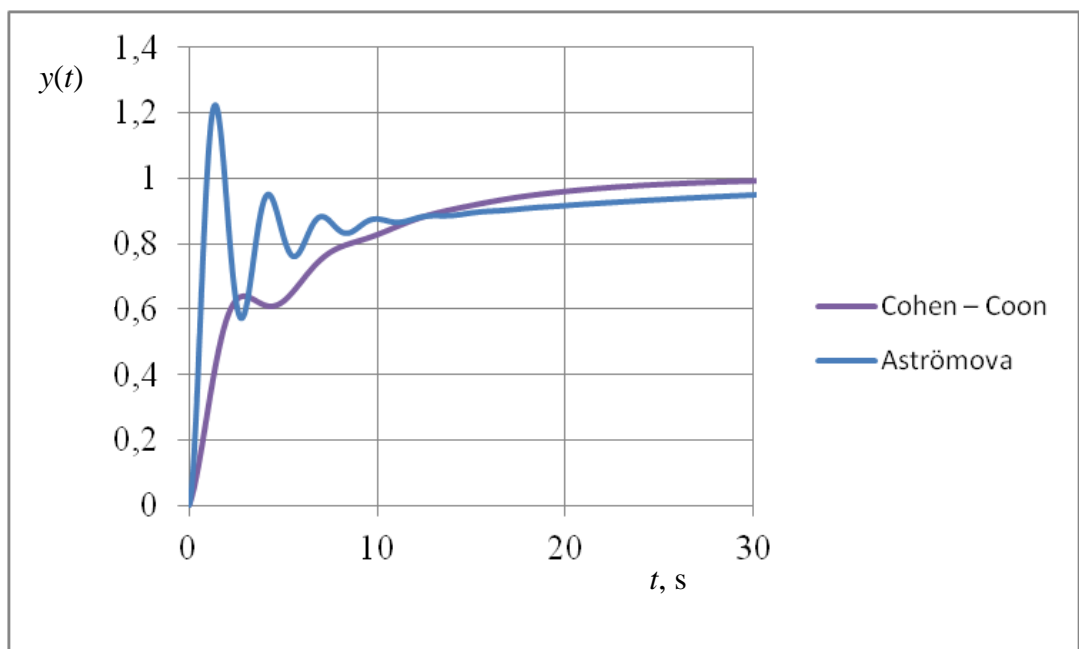
Z přenosu  $F_2(s)$  vyplývá, že se jedná o soustavu vyššího řádu, tudíž je vhodná pro všechny metody, které se v programu nachází. Lze ji přivést na mez stability, proto je vhodná pro metodu Ziegler-Nichols. Její přechodová charakteristika vyhovuje třístavovému modelu, takže lze použít metody CHR, Cohen – Coon a Aströmovu. A v neposlední řadě i Kuhnovu metodu. Regulační děje jsou vykresleny na obr. 4.15 a obr. 4.16.

Tab. 4.2 – Vyhodnocení regulace pro soustavu  $F_2(s)$

Typ metody	<i>Integrál</i>	<i>Překmit, %</i>	<i>Doba regulace, s</i>
Ziegler – Nichols	1,1	21,7	16,8
CHR překmit 0%	1,1	0	16,8
CHR překmit 20%	3,6	22,9	24,7
Kuhn – normální	2,9	20,5	54
Kuhn – rychle	3,8	7,9	37,7
Cohen – Coon	1,3	64,3	47
Aströmová	1,22	41,7	16,8



Obr. 4.15 – Regulační děje pro CHR a Ziegler – Nichols metody



Obr. 4.16 – Regulační děje pro Cohen – Coon a Aströmovy metody

$$F_3(s) = \frac{3}{14s + 5} \cdot e^{-1\tau s}$$

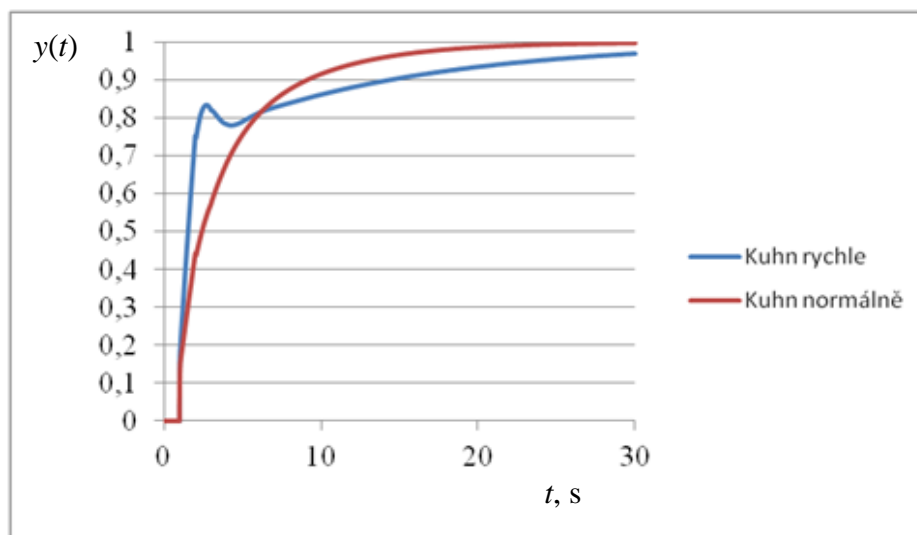
Z přenosu  $F_3(s)$  vyplývá, že se jedná o přenos prvního řádu s dopravním zpožděním, proto bude nejvhodnější použít Kuhnovu metodu.

Tab. 4.3 – Vyhodnocení regulace – Kuhnova metoda, PID regulátor

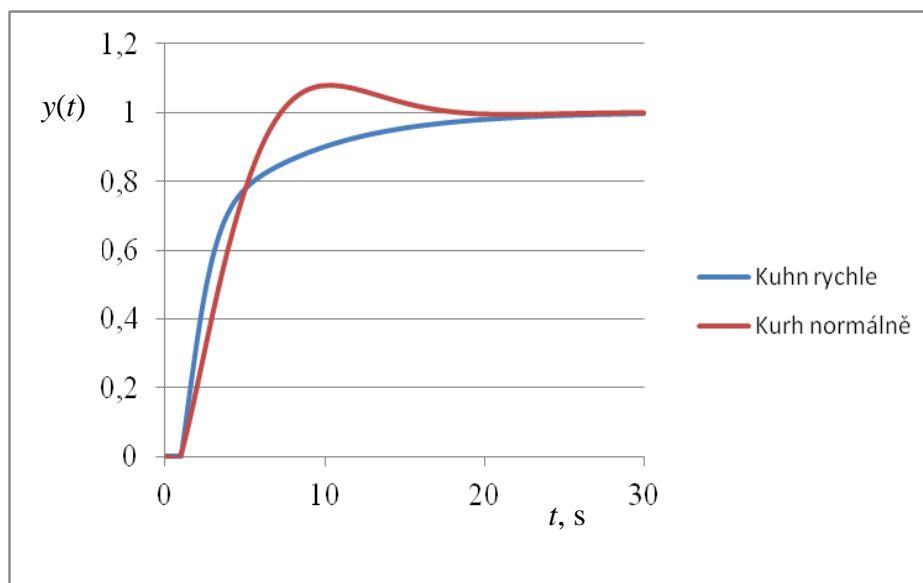
Typ metody	Integrál	Překmit, %	Doba regulace, s
Kuhnova – normální	3,76	0	12,7
Kuhnova – rychlá	3,93	0	19,2

Tab. 4.4 – Vyhodnocení regulace – Kuhnova metoda, PI regulátor

Typ metody	<i>Integrál</i>	<i>Překmit, %</i>	<i>Doba regulace, s</i>
Kuhnova – normální	3,22	8,3	12,89
Kuhnova – rychlá	4,01	0	13,82



Obr. 4.17 – Regulační děj – Kuhnova metoda, PID regulátor



Obr. 4.18 – Regulační děj – Kuhnova metoda, PI regulátor

Z obr. 4.17 a obr. 4.18 je vidět, že Kuhnova metoda dává lepší výsledky pro PI regulátor, než PID regulátor. Číselné vyhodnocení je v tab. 4.3 a v tab. 4.4.

## 5 ZÁVĚR

Hlavním přínosem této bakalářské práce je úspora času při nastavování PID regulátoru programem, který je její součástí. K nastavení stačí uživateli znát přenos soustavy, výpočty za něj provede program. Program nejdříve ze zadaných parametrů vytvoří přenos soustavy v LT, z kterého je potom schopen vykreslit základní charakteristiky dané soustavy. V tomto ale hlavní přínos programu nespočívá. Jeho hlavním úkolem je vypočítávat uživateli jednotlivé parametry pro nastavování PID regulátorů, vykreslit mu regulační děj, kdy regulátor reaguje na skokovou změnu na vstupu, což si ale uživatel může v prostředí Simulink změnit, a nejen to, může si upravit celý regulační obvod. Aby si uživatel mohl vybrat nejvhodnější typ regulátoru a metodu pro svoji soustavu, je součástí programu také vyhodnocení regulačního děje. Program uživateli vypočítá maximální překmit regulačního děje od žádané hodnoty, dobu regulace, atd.

Jako nejuniverzálnější metodu bych uvedl Kuhnovu, ať se již jedná o normální nastavení nebo rychlé nastavení. Univerzálnost této metody vychází z její jednoduchosti. K tomu abychom mohli nastavit regulátor touto metodou, nám stačí znát jenom dva parametry a žádné další nemusíme dopočítávat, jak je tomu třeba u jiných metod. Také nemá žádné specifické požadavky na tvar přechodové charakteristiky, řád soustavy nebo tvar přenosu, což se o ostatních metodách, uvedených v této bakalářské práci, tvrdit nedá. Další výhodou, kterou bych chtěl ještě zmínit je, že tato metoda poskytuje lepší výsledky u PI regulátorů, zatímco většina ostatních metod poskytuje nejlepší výsledky u PID regulátorů. Tato tvrzení jsou dokázána v předchozí kapitole.

## LITERATURA

- BALÁTĚ, J. 2003. *Automatické řízení*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2003, 663 s. ISBN 80-7300-020-2.
- HONC, D. 2014. *Automatizace 2*. Pardubice: Osobní sdělení.
- KUMŠTA, F. 2009. *Automatizace a automatizační prostředky I*. 1. vyd. ISŠT Benešov, 133 s.
- NAVRÁTIL, P. 2011 *Automatizace – Vybrané statě* [online]. Univerzita Tomáše Baťi ve Zlíně. Zlín: vydáno elektronicky, [cit. 2015-04-07]. 290 s. ISBN 975-80-7318-935-8. Dostupné z: <http://uloz.to/x4wQF6v/pavel-navratil-automatizace-pdf>