

PRŮMYSLOVÉ PID REGULÁTORY: TUTORIAL

Miloš SCHLEGEL

1. Úvod

Proporcionálně-integračně-derivační (PID) regulátory jsou bezkonkurenčně nejpoužívanějšími regulátory v průmyslu. Uvádí se dokonce, že až 95% všech regulačních algoritmů je typu PID a že velká většina z nich navíc využívá pouze proporcionální a integrační složku. Přes nepochybnou jednoduchost PID regulátorů jsou s nimi v průmyslu velké problémy. Většina regulačních smyček [1], [10] není vhodně navržena nebo seřízena. Mnoho z nich dokonce trvale pracuje v manuálním režimu. Ekonomické důsledky tohoto stavu jsou obrovské. V této souvislosti se zdá být závažnější, jak málo prostoru je PID regulátorům obvykle věnováno v současných standardních učebnicích automatického řízení. Je-li o nich vůbec zmínka, potom je PID regulátor většinou uvažován jako speciální případ čehosi mnohem obecnějšího a kvalitnějšího. Nezasvěcený čtenář odtud rychle nabude dojmu, že PID regulátory jsou pod jeho úroveň a svou pozornost soustředí na něco nesrovnatelně dokonalejšího avšak často též dokonale izolovaného od průmyslové praxe. Mnoho vynikajících odborníků v automatickém řízení se skutečně domnívá, že moderní teorie řízení nabízí lepší řešení než klasické již skoro 100 let staré PID regulátory a že pouze konzervativní průmysl tato nová řešení nedokáže využít. Reálná situace v řízení procesů tomu však nenasvědčuje. Výrobci regulátorů vyvíjejí stále nové a důmyslnější produkty vybavené různými pokročilými funkcemi, jako je například automatické nastavování parametrů nebo diagnostika funkce regulátoru, avšak jádrem těchto produktů jsou stále v podstatě tytéž PID algoritmy. Zdá se, že v mnohamiliónové populaci PID regulátorů dochází k evoluci, kterou dominantně řídí praxe a nikoliv teorie. V důsledku toho existuje velký počet různých variant regulátorů a jen zřídka jsou dostatečně přesně popsány v příslušných uživatelských příručkách. Často není vůbec jasné, jaký je přesný význam zadávaných parametrů a jak bude regulátor reagovat v nestandardních režimech. Z pomatení jazyků vede cesta jen přes hlubší porozumění základním principům. Cílem této příručky je nabídnout inženýrovi pracujícímu v oblasti řízení technologických procesů elementární teorii pro praxi, která umožňuje porozumět různorodým variantám PID algoritmů užívaných v současných kompaktních regulátorech, programovatelných automatech a distribuovaných systémech řízení a která je též užitečná při projektování zvláště vícesmyčkových regulačních systémů a jejich uvádění do provozu. Výběr zařazených témat je subjektivní a navíc je velmi omezen rozsahem příručky a požadavkem na soběstačnost a jednoduchost výkladu. Zcela jsou například vypuštěny analytické metody návrhu PID regulátoru a podrobnější analýza vícesmyčkových struktur. Pro hlubší studium lze doporučit [1] a [2].

2. Modely procesů

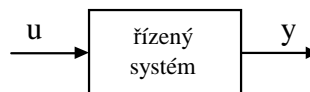
Technologické procesy, které chceme řídit, jsou většinou velmi složité, nelineární a proměnné v čase. Naděje, že získáme jejich přesný matematický model ve všech pracovních režimech, je nereálná. Matematicko-fyzikální analýza procesu není většinou možná z důvodu velké složitosti procesu a experimentální identifikace (metodou černé skříňky) je příliš nákladná a v průmyslových podmínkách většinou dokonce neproveditelná. Naštěstí k tomu, abychom mohli navrhnout vyhovující řízení procesu, není nutné znát univerzální model procesu. Dlouholeté empirické zkušenosti potvrzují např., že pro návrh rozumného PI(D) regulátoru nám obvykle stačí znát dvě nebo tři charakteristická čísla procesu (dobu průtahu, dobu náběhu a statické zesílení). Podobné závěry lze učinit též na základě populární Zieglerovy-Nicholsovy metody, která pro návrh PI(D) regulátoru využívá pouze dvě tzv. kritické hodnoty (kritické zesílení a kritickou frekvenci). Nedávno bylo dokonce exaktně dokázáno [9] za dosti obecných předpokladů, že pro vyhovující návrh PID regulátoru stačí znát pouze jediný bod frekvenční charakteristiky řízeného systému s fázovým zpožděním 135° . Ze všech těchto skutečností vyplývá, že pro návrh PI(D) regulátoru se můžeme omezit na modely, které obsahují pouze dva nebo tři parametry. Tyto modely však musí být relativně přesné ve frekvenční oblasti kolem fázového zpoždění 135° .

Cílem této kapitoly je zopakovat několik elementárních pojmů lineární teorie a s jejich pomocí provést jednoduchou klasifikaci procesů užitečnou v dalších kapitolách pro volbu typu regulátoru a hrubý výpočet jeho parametrů.

2.1. Systém

Pod pojmem řízený systém budeme rozumět orientovaný objekt s jedním vstupem a jedním výstupem (obr.1). Z důvodu jednoduchosti budeme dále předpokládat, že systém nemění své vlastnosti v čase (t-invariantnost) a že okamžitá hodnota jako výstupu $y(t_0)$ v okamžiku t_0 závisí pouze na hodnotách vstupní funkce $u(t)$, $t \geq t_0$ (kauzalita). Na systém se tedy můžeme dívat jako na jistý operátor, který libovolné vstupní funkci u přiřazuje jistou výstupní funkci y . Tuto skutečnost budeme zapisovat následovně

$$y = Lu \quad (1)$$



Obr. 1. Řízený systém

2.2. Linearita

Z mnoha praktických důvodů je rozumné omezit naše další úvahy pouze na případ, kdy operátor L je lineární, tj. kdy pro libovolné vstupní funkce u_1, u_2 a reálná čísla a_1, a_2 platí

$$L(a_1 u_1 + a_2 u_2) = a_1 L u_1 + a_2 L u_2 \quad (2)$$

Uvedený vztah vyjadřuje známý princip superpozice. Poznamenejme, že systémy, které ho splňují, se nazývají lineární systémy. Jestliže pro daný systém platí princip superpozice, potom lze snadno dokázat, že relace vstup – výstup je dána (za předpokladu nulových počátečních podmínek v čase $t=0$) konvolucí

$$y(t) = \int_0^{+\infty} h(t) u(t-t) dt \quad (3)$$

kde h je tzv. váhová (impulsní) funkce systému a u je vstupní funkce, u které předpokládáme, že $u(t) = 0$ pro $t < 0$. Ze vztahu (3) je patrné, že existuje velké množství rozmanitých kauzálních lineárních t-invariantních systémů, neboť libovolná funkce h ($h(t) = 0$ pro $t \leq 0$) reprezentuje právě jeden takový systém. Naštěstí většinu technologických procesů v průmyslu lze s dostatečnou přesností (v okolí pracovního bodu) popsat vztahem (3), kde funkce h je dostatečně jednoduchá.

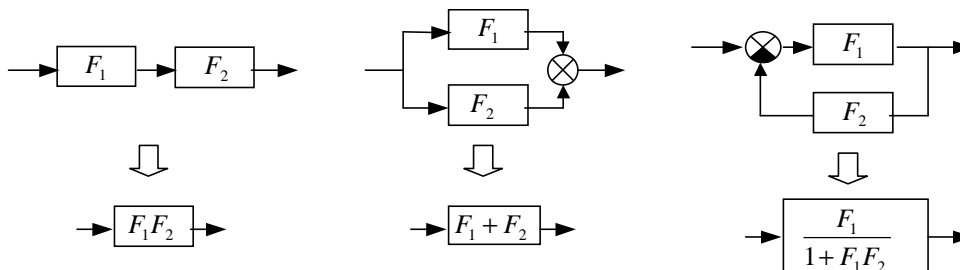
	Popis	váhová funkce	přenos
integrátor	$y(t) = \int_0^t u(t) dt$	$h(t) = 1(t)$	$\frac{1}{s}$
derivátor	$y(t) = u'(t)$	$h(t) = d'(t)$	s
1.řád	$T \dot{y}(t) + y(t) = u(t)$	$u(t) = 1(t) \frac{1}{T} e^{-\frac{t}{T}}$	$\frac{1}{Ts + 1}$
Dopravní zpoždění	$y(t) = u(t - D)$	$u(t) = d(t - D)$	e^{-Ds}

Tab. 1. Příklad elementárních systémů (bloků), $1(t)$ označuje jednotkovou funkci ($1(t) = 0$ pro $t < 0$, $1(t) = 1$ pro $t \geq 0$); $d(t)$ označuje tzv. Diracův impuls (nekonečně úzký a nekonečně vysoký impuls s jednotkovou plochou)

Lineární systém lze alternativně popsat pomocí přenosu, který je definován Laplaceovou transformací váhové funkce

$$F(s) = \int_0^{+\infty} h(t) e^{-st} dt \quad (4)$$

Přenos lze tedy jednoznačně určit z váhové funkce systému a naopak. Důvod pro jeho používání spočívá v tom, že sériovému spojení bloků s přenosy $F_1(s)$ a $F_2(s)$ odpovídá přenos $F_1(s) F_2(s)$ a paralelnímu spojení přenos $F_1(s) + F_2(s)$. Blíže viz obr. 2. Soubor elementárních systémů, ze kterých je možné „pospojováním“ snadno utvořit typické modely průmyslových procesů, je uveden v tab. 1.



Obr. 2. Algebra bloků

Lineární systém nazýváme stabilní, jestliže pro libovolný omezený vstup u je jeho odezva y také omezená. Lze dokázat, že systém je stabilní právě tehdy, jestliže plocha pod křivkou $|h|$ je konečná tj. $\int_0^{+\infty} |h(t)| dt < +\infty$.

2.3. Přejchodová charakteristika

Jestliže na vstup systému přivedeme vstupní funkci ve tvaru jednotkového skoku

$$u(t) = \begin{cases} 1 & \text{pro } t \geq 0 \\ 0 & \text{pro } t < 0 \end{cases} \quad (5)$$

potom na výstupu obdržíme přechodovou charakteristiku g danou podle (3) vztahem

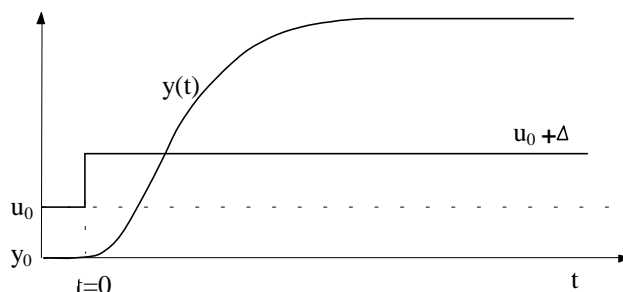
$$g(t) \triangleq y(t) = \int_0^t h(\tau) d\tau \quad (6)$$

Odtud plyne, že váhovou funkci systému můžeme získat derivováním přechodové charakteristiky (a naopak přechodovou charakteristiku integrováním váhové funkce). Přejchodová charakteristika tedy jednoznačně popisuje vlastnosti lineárního t-invariantního systému. V případě reálného procesu ji můžeme experimentálně získat následovně (obr. 3):

1. Vyčkejme na ustálený stav procesů ($u(0)=u_0$, $y(0)=y_0$).
2. Změňme skokem vstup u z konstantní hodnoty u_0 na hodnotu $u_0+\Delta$.
3. Odměříme odezvu systému $y(t)$.
4. Přejchodovou charakteristiku procesu nyní určíme ze vztahu

$$g(t) = \frac{1}{\Delta} (y(t) - y_0) \quad (7)$$

Poznamenejme, že je vhodné volit skok Δ co možná největší, abychom obdrželi dobrý poměr užitečného signálu k šumu a poruchám. Dále je rozumné měření opakovat v různých pracovních bodech z důvodu ověření linearity procesu a naměřená data případně vyhladit některou statistickou metodou.



Obr. 3. Měření přechodové charakteristiky

2.4. Frekvenční charakteristika

Z principu superpozice vyplývá další pozoruhodná vlastnost lineárních systémů. Odezva systému na sinusový vstup $u(t) = \sin \omega t$ je v ustáleném stavu opět sinusová funkce

$$y(t) = A(\omega) \sin(\omega t + j(\omega)) \quad (8)$$

Platnost tohoto tvrzení vyplývá bezprostředně ze vztahu (3). Zvolíme-li totiž vstupní funkci ve tvaru $u(t) = e^{j\omega t}$, potom z (3) dostaneme

$$y(t) = e^{j\omega t} \int_0^{+\infty} h(t) e^{-j\omega t} dt = e^{j\omega t} F(j\omega) \quad (9)$$

Komplexní funkci

$$F(j\omega) = A(\omega) e^{j\varphi(\omega)} = \int_0^{+\infty} h(t) e^{-j\omega t} dt \quad (10)$$

reálné proměnné ω nazýváme frekvenčním přenosem systému. Z (9) je již zřejmé, že výstupní funkce je stejného tvaru jako vstupní. Porovnáním reálných a imaginárních částí obou stran rovnosti (9) již snadno obdržíme vztah (8). Provedená úvaha nám nyní umožňuje dodatečně objasnit definiční vztah (4) přenosu systému. Přenos systému je totiž přirozené zobecnění frekvenčního přenosu $F(j\omega)$ na komplexní funkci komplexní proměnné $s = \sigma + j\omega$. Zobrazením funkcí $A(\omega)$, $\varphi(\omega)$ nebo $F(j\omega)$ získáme různé typy frekvenčních charakteristik systému (amplitudovou, fázovou nebo v komplexní rovině). Pro naše další účely vystačíme pouze s frekvenční charakteristikou v komplexní rovině. Způsob experimentálního určení jednoho jejího bodu je shrnut do následujícího postupu (viz obr. 4):

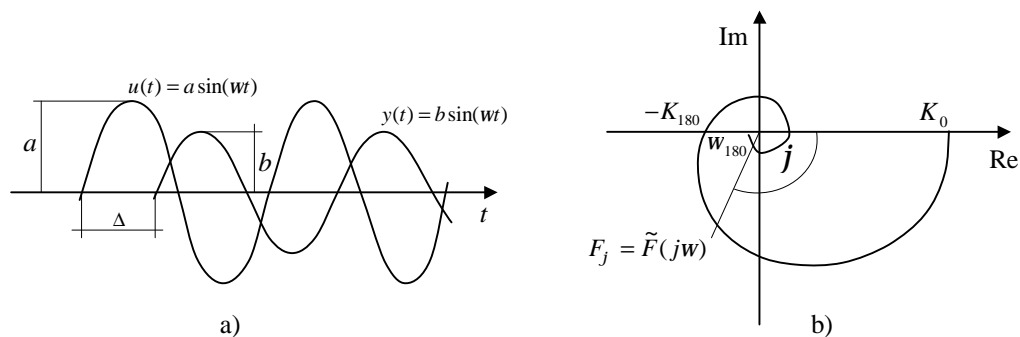
1. Připojme na vstup sinusový signál s danou frekvencí a vhodně vybranou amplitudou a .
2. Vyčkejme odeznění přechodového děje a poté odměřme amplitudu b a časové posunutí Δ výstupu.
3. Určeme bod $\tilde{F}(j\omega)$ komplexní frekvenční charakteristiky příslušný frekvenci ω podle vztahu

$$\tilde{F}(j\omega) = \frac{b}{a} e^{-j\varphi} \quad (11)$$

kde

$$j = \frac{\Delta}{T} 2\pi \quad (12)$$

Je zřejmé, že odměření celé frekvenční charakteristiky je velmi zdouhavé. Naštěstí pro návrh regulátoru vystačíme (jak uvidíme dále) pouze s jedním nebo dvěma vhodně vybranými body frekvenční charakteristiky.

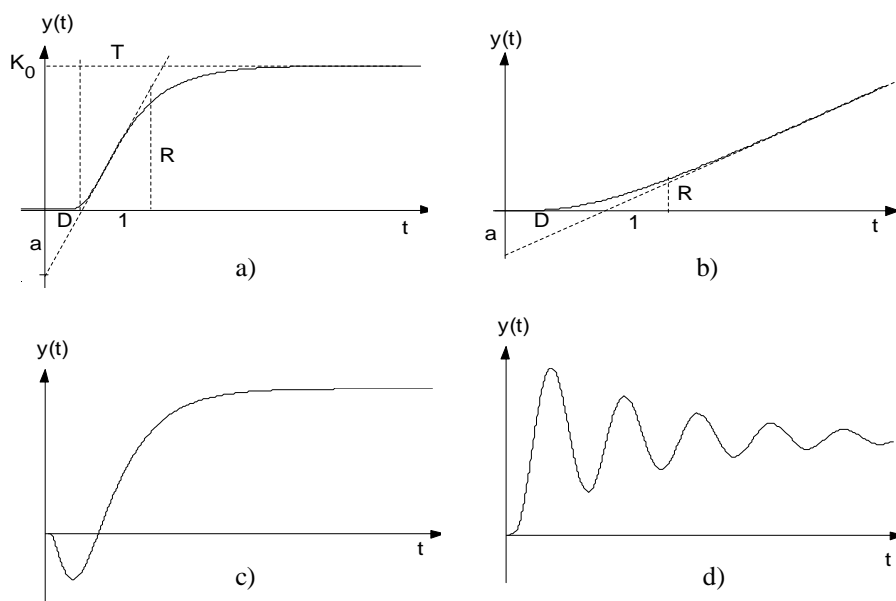


Obr. 4. Frekvenční charakteristika a) záznam vstupu a výstupu systému; b) frekvenční charakteristika v komplexní rovině

V dalším bude užitečná následující úmluva. Symbolem w_j budeme označovat frekvenci, při které má řízený systém fázové zpoždění φ stupňů. Např. ω_{180} odpovídá fázovému zpoždění 180° . Podobným způsobem budeme indexovat též zesílení $K_j = |F(jw_j)|$ a periodu $T_j = 2\pi / w_j$.

2.5. Klasifikace procesů

Pro účely návrhu regulátoru se procesy podle tvaru přechodové charakteristiky člení na statické, astatické, neminimálně fázové, kmitavé a dále pak podle poměru mezi dobou průtahu a dobou náběru na dobře a špatně regulovatelné. Všechny potřebné informace pro takovouto klasifikaci lze získat z naměřené přechodové charakteristiky (viz obr.5) či případně z frekvenční charakteristiky procesu.



Obr. 5. Klasifikace procesů; a) statický proces; b) astatický proces; c) neminimálně fázový proces; d) kmitavý proces

Vůbec nejrozšířenější přechodová charakteristika vyskytující se u řízených procesů je typická monotónní S-křivka statického systému zobrazená na obr. 5a. Její počátek lze hrubě popsat přenosem se dvěma parametry

$$F_{a2}(s) = \frac{R}{s} e^{-Ds} = \frac{a}{Ds} e^{-Ds} \quad (13)$$

kde význam parametrů a , D , R je patrný z obr. 5a (R odpovídá maximální strmosti přechodové charakteristiky). Snadno lze ukázat, že pro přenos (9) platí $T_{180} = 4D$ a $K_{180} = 2a/p$. Tyto vztahy mohou být velmi užitečné pro orientační odhady parametrů regulátoru. Pro uspokojivý popis celé přechodové charakteristiky lze užít tříparametrový přenos

$$F_{a3}(s) = \frac{K_0 e^{-Ds}}{Ts + 1} \quad (14)$$

kde význam parametrů K_0 , D , T je opět zřejmý z obr. 5a. Poznamenejme, že přenosu (13) užívá populární Zieglerova-Nicholsova metoda pro návrh P, PI a PID regulátoru a že přenos (14) je vůbec nejčastěji užívaný model procesu pro návrh PID regulátoru. Na obr. 5b je uvedena přechodová charakteristika astatického systému (tj. procesu s integrací). Tomuto případu odpovídají procesy s řízením hladiny, tlaku v uzavřené nádobě, koncentrace a teploty v dobře izolovaných pecích. Společným jmenovatelem všech těchto procesů je akumulace hmoty nebo energie. Pro jejich popis je obvykle vyhovující přenos (13) nebo tříparametrový přenos

$$F_{b3}(s) = \frac{R}{s} \frac{e^{-Ds}}{Ts + 1} = \frac{a}{Ds} \frac{e^{-Ds}}{Ts + 1} \quad (15)$$

Přechodová charakteristika zobrazená na obr. 5c odpovídá neminimálně fázovému systému, kde výstup systému nejprve běží na nesprávnou stranu. S takovýmto chováním se můžeme např. setkat v systému řízení hladiny v parní kotli. Vhodným modelem je zde přenos s nestabilní nulou např.

$$F_{d3} = \frac{K_0(1-as)}{(Ts+1)^n}, \quad n = 2,3, \mathbf{K} \quad (16)$$

kde však parametry K_0 , a , T , n není možné jednoduše odečíst z přechodové charakteristiky, ale mohou být získány např. metodou nejmenších čtverců. Konečně přechodová charakteristika zobrazená na obr. 5d odpovídá kmitavému systému, který se v řízení technologických procesů vyskytuje velmi zřídka (v mechatronice je to však naopak jev velmi častý). Kmitání může být způsobeno nevhodně seřízeným regulátorem (skrytým) na nižší hierarchické úrovni.

2.6. Charakteristická čísla statického procesu

Pro posouzení, zda daný statický proces je dobře nebo špatně regulovatelný, a též pro volbu typu regulátoru a přibližně určení jeho parametrů je užitečné zavést následující bezrozměrná charakteristická čísla procesu [1]: Normalizované zpoždění t je definováno vztahem

$$t = \frac{D}{D+T} \quad (17)$$

kde D je doba průtahu (též fixní nebo zdánlivé dopravní zpoždění) a T je doba náběhu (viz obr. 5a). Všimněme si, že t vždy leží v intervalu $\langle 0,1 \rangle$. Malé hodnoty t odpovídají dobře a velké naopak špatně regulovatelným procesům (mez je zhruba $t = 0,4$). Normalizované zesílení k je definováno vztahem

$$k = \frac{K_{180}}{K_0} \quad (18)$$

kde K_0 je statické zesílení a K_{180} je zesílení na frekvenci ω_{180} , při které dochází k fázovému zpoždění 180° (viz obr. 4). Normalizované zesílení leží opět v intervalu $\langle 0,1 \rangle$ a stejně lze interpretovat i jeho velikost. Malé hodnoty odpovídají dobře a velké špatně regulovatelným procesům.

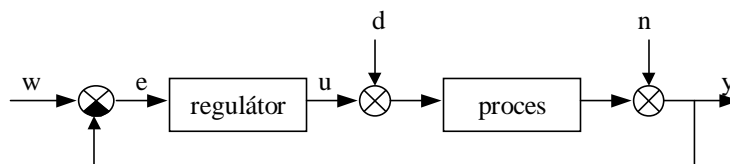
Pro relativně přesný výpočet parametrů regulátoru statického systému postačuje obvykle znalost tří charakteristických čísel D , T a K_0 nebo alternativně K_0 , K_j a ω_j , kde j splňuje podmínku $90 \leq j \leq 180$.

3. Regulátory

Za počátek éry PID regulátorů (v podobě, jak je známe dnes) lze považovat období 1915-1940, kdy vznikaly průmyslové regulační firmy Bristol, Fisher, Foxboro, Honeywell, Leeds & Nortrup a Taylor Instrument. Proporcionálně integrační regulátory však byly v průmyslu užívány mnohem dříve. Proporcionální zpětná vazba tvoří základ dobře známého odstředivého regulátoru vynalezeného kolem roku 1750, který byl užit pro řízení otáček větrného mlýnu. Podobný regulátor řídil též otáčky Wattova parního stroje (1788). Na odstředivý regulátor se tehdy pohlíželo jako na jediné zařízení bez rozlišení čidla regulované veličiny, ústředního a akčního členu. Následné porozumění významu jednotlivých částí tohoto zařízení bylo klíčovým bodem pro jeho další postupné vylepšování. Konkrétně oddělení čidla od akčního členu umožnilo vývoj hydraulického mechanismu realizujícího proporcionálně-integrační regulátor. Regulátor s derivační složkou byl poprvé sestaven ve společnosti Taylor Instrument v roce 1935 (jako pneumatický regulátor). Ačkoliv v té době již existovaly teoretické práce analyzující podmínky stability lineární zpětnovazební smyčky, zdá se, že teorie neměla při vzniku PID regulátoru podstatný vliv na regulační inženýry pracující v průmyslu. To do jisté míry platí dodnes. Přes bouřlivý rozvoj techniky, který umožnil přejít od pneumatické implementace na analogovou a poté na současnou mikroprocesorovou technologii, zůstávají základní funkční vlastnosti průmyslového regulátoru v podstatě beze změn. Zákonem řízení vytrvale zůstává standardní PID algoritmus. Dramatické zvýšení výpočetního výkonu mikropočítačů však umožňuje téměř bez omezení vylepšovat zákon řízení a doplňovat ho pokročilými funkcemi, jako je filtrace vstupních signálů, dopředná vazba, přepínání sad parametrů regulátoru, kvalitní ošetření mezních stavů, bezrázové přepínání režimů a parametrů, automatické nastavování parametrů a důmyslná diagnostika.

3.1. Regulační smyčka

Schéma jednoduché regulační smyčky je na obr. 6. Regulátor a řízený proces jsou zde propojeny do uzavřené smyčky se zápornou zpětnou vazbou. Základní požadavek na její funkce lze vyjádřit následovně: požadujeme, aby regulovaná veličina y v každém okamžiku co možná nejpřesněji sledovala požadovanou hodnotu w a to nezávisle na působení poruchových veličin d a n a na změnách dynamických vlastností řízeného systému. Tento volně formulovaný požadavek lze rozdělit na tři konkrétnější, a to na požadavek na kvalitu sledování požadované hodnoty, kvalitu odregulování poruch a na požadavek robustnosti vzhledem ke stabilitě a kvalitě řízení. Splnění těchto požadavků má zajistit regulátor, který generuje akční veličinu u na základě regulační odchylky e .



Obr. 6. Jednoduchá regulační smyčka

3.2. Dvoustavový regulátor

Nejjednodušší používaný regulátor je dvoustavový (též reléový) regulátor jehož idealizovaný popis je následující

$$u = \begin{cases} u_{\max} & \text{pro } e > 0 \\ u_{\min} & \text{pro } e < 0 \end{cases} \quad (19)$$

kde $e = w - y$ je regulační odchylka. Poznamenejme, že reálné implementace dvoustavového regulátoru jsou doplněné hysterezí nebo pásmem necitlivosti. Dvoustavový regulátor tedy generuje maximální možný zásah kdykoliv nastane kladná odchylka a minimální možný zásah je-li odchylka záporná. Navzdory extrémní jednoduchosti dokáže toto zpětnovazební řízení udržet řízenou veličinu y v určitých mezích pro všechny stabilní a dokonce i pro některé nestabilní systémy. Většinou jsou však oscilace regulované veličiny příliš velké a je tedy nutné užít spojité regulátor.

3.3. P regulátor

Hlavní nedostatek reléového regulátoru je to, že při malé změně odchylky je generována velká změna akční veličiny. Tuto skutečnost odstraňuje proporcionální regulátor, jehož zákon řízení je dán vztahem

$$u = \begin{cases} u_{\max} & \text{je-li } Ke + u_b > u_{\max} \\ Ke + u_b & \text{je-li } Ke + u_b \in \langle u_{\min}, u_{\max} \rangle \\ u_{\min} & \text{je-li } Ke + u_b < u_{\min} \end{cases} \quad (20)$$

kde K je zesílení regulátoru a u_b se obvykle volí jako střed $(u_{\min} + u_{\max})/2$ rozsahu akční veličiny nebo je zadávána ručně (manual reset). Uvažujme nyní regulační smyčku (obr. 6) s proporcionálním regulátorem (20) a statickým systémem, jehož statické zesílení je K_0 , potom pro případ $n = 0$ v ustáleném stavu platí

$$e = \frac{1}{1 + KK_0} w - \frac{K_0}{1 + KK_0} (u_b + d) \quad (21)$$

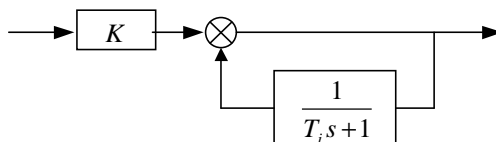
Tedy čím větší je zesílení KK_0 otevřené smyčky, tím menší je regulační odchylka. Uvědomme si však, že maximální možné zesílení regulátoru K je shora omezeno požadavkem na stabilitu uzavřené smyčky ($KK_{180} < 1$). Všimněme si také, že vhodnou volbou u_b lze dosáhnout nulové odchylky při libovolné konstantní poruše d . Vztah (21) platí ovšem pouze v proporcionálním pásmu regulátoru. Pro velké odchylky se regulátor (20) chová jako dvoustavový regulátor.

3.4. PI regulátor

Zákon řízení proporcionálně-integračního (PI) regulátoru v lineární oblasti je dán vztahem

$$u(t) = K \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt \right] \quad (22)$$

kde K je zesílení a T_i integrační časová konstanta regulátoru. Přítomnost integrátoru zajišťuje velmi žádanou vlastnost regulátoru – nulovou regulační odchylku v ustáleném stavu při konstantní požadované hodnotě w a poruchách d , n . To lze snadno dokázat. Kdyby tomu totiž tak nebylo, docházelo by v důsledku integrace nenulové odchylky ke změně výstupu regulátoru u , jak plyne z (22), a uzavřená smyčka by nebyla v ustáleném stavu. Poznamenejme, že PI regulátor byl objeven tak, že se pro P regulátor (20) hledal mechanismus automatického nastavování hodnoty u_b pro dosažení nulové regulační odchylky. Jeden z možných způsobů založený na využití kladné zpětné vazby (integral reset) je uveden na obr. 7. Zde je důležité si uvědomit, že smyčka s kladnou zpětnou vazbou má přenos $1+1/(T_i s)$.



Obr. 7. Princip jedné z prvních implementací PI regulátoru

3.5. PID regulátor

Snaha zlepšit stabilitu uzavřené smyčky s PI regulátorem vedla k zavedení derivační (D) složky. Ideální PID regulátor (v lineární oblasti) realizuje tedy zákon řízení ve tvaru

$$u(t) = K \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (23)$$

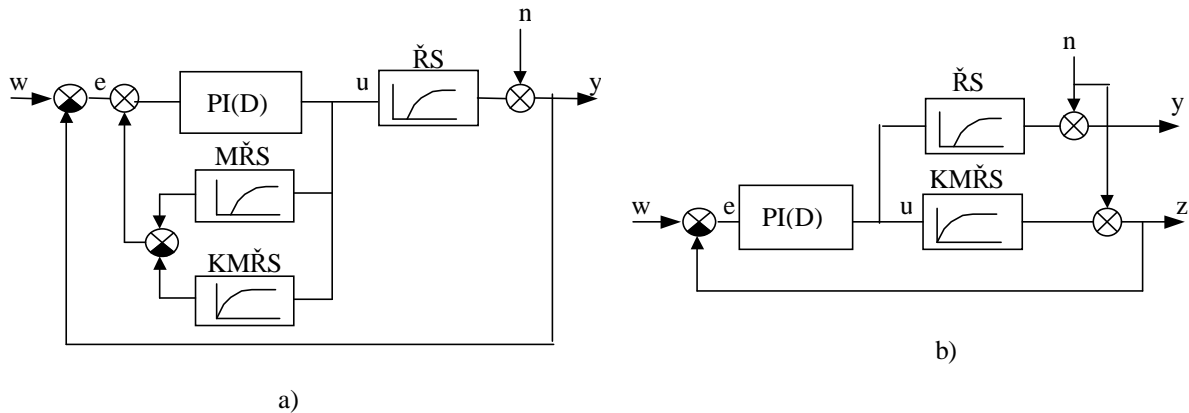
kde parametr T_d se nazývá derivační časová konstanta. Složku PD v (23) můžeme chápat jako modifikovanou P složku, kde je odchylka $e(t)$ nahrazena predikovanou odchylkou $e(t+T_d)$, neboť z Taylorova rozvoje plyne

$$e(t+T_d) \approx e(t) + T_d \frac{de(t)}{dt} \quad (24)$$

Derivační složka umožňuje tedy předvídat budoucí chování procesu a využívat tuto znalost pro řízení. Z předchozí úvahy však vyplývají též omezení pro využití derivační složky a to v případech, kdy řízený systém obsahuje velké dopravní zpoždění, nebo kdy je regulovaná veličina zatížena velkým šumem měření.

3.6. Smithův prediktor

Pro špatně regulovatelné systémy ($t > 0,4$) nemusí být kvalita řízení dosažená PI(D) regulátorem vyhovující. V případě, že řízený systém obsahuje dominantní dopravní zpoždění (to je nejčastěji způsobené skutečně dopravou suroviny nebo média) nebo je neminimálně fázový, lze kvalitu řízení podstatným způsobem vylepšit doplněním PI(D) regulátoru kladnou zpětnou vazbou, která obsahuje model řízeného systému (regulátory tohoto typu budeme dále nazývat PI(D)+S nebo jednodušeji S-regulátory). Toto vylepšení, které původně navrhl Smith [11] v roce 1957 pro systémy s velkým dopravním zpožděním, je naznačeno na obr. 8a. Zkratka MŘS označuje model řízeného systému obsahující dopravní zpoždění. Kompenzovaný model řízeného systému (KMŘS) získáme z MŘS jednoduše vypuštěním jeho dopravního zpoždění. U systémů s nestabilními nulami je způsob získání KMŘS poněkud komplikovanější [12]. V obou případech však zůstává základní princip regulátoru s vnitřním modelem totožný. Snadno mu porozumíme, jestliže blokové schéma z obr. 8a upravíme (za předpokladu, že MŘS je zcela přesný: $MŘS \equiv ŘS$) na ekvivalentní tvar podle obr. 8b. Odtud je zřejmé, že jestliže optimálně navrheme PI(D) regulátor pro KMŘS (který je po odstranění dopravního zpoždění již dobře regulovatelný), potom jsme optimálně navrhli i PI(D)+S regulátor, neboť, jak je zřejmé z obr. 8b, pro libovolnou skokovou změnu požadované hodnoty w nebo poruchy u platí $y(t) = z(t - D)$, kde D je dopravní zpoždění řízeného systému. Odezva $y(t)$ smyčky s PI(D)+S regulátorem a špatně regulovatelným ŘS je tedy, až na dopravní zpoždění D , totožná s odezvou $z(t)$ náhradní smyčky s PI(D) regulátorem a dobře regulovatelným KMŘS.



Obr. 8. Princip Smithova prediktoru; a) struktura PI(D) regulátoru se Smithovým prediktorem; b) ekvivalentní úprava smyčky

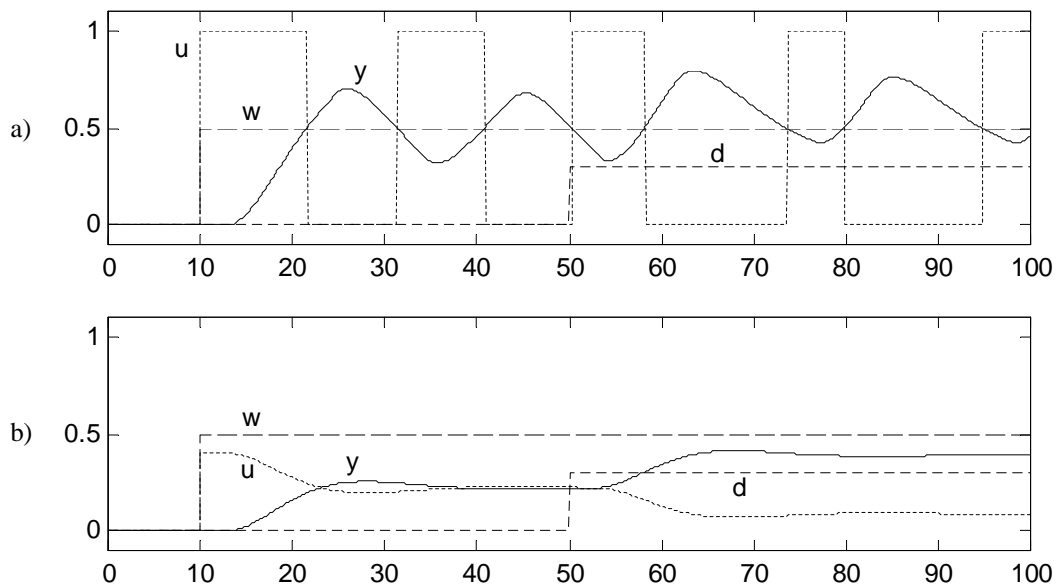
Poznamenejme, že návrhu a vlastnostem regulátorů s vnitřním modelem je věnováno velké množství teoretických prací, avšak jeho rozšíření v praxi je zatím bohužel malé.

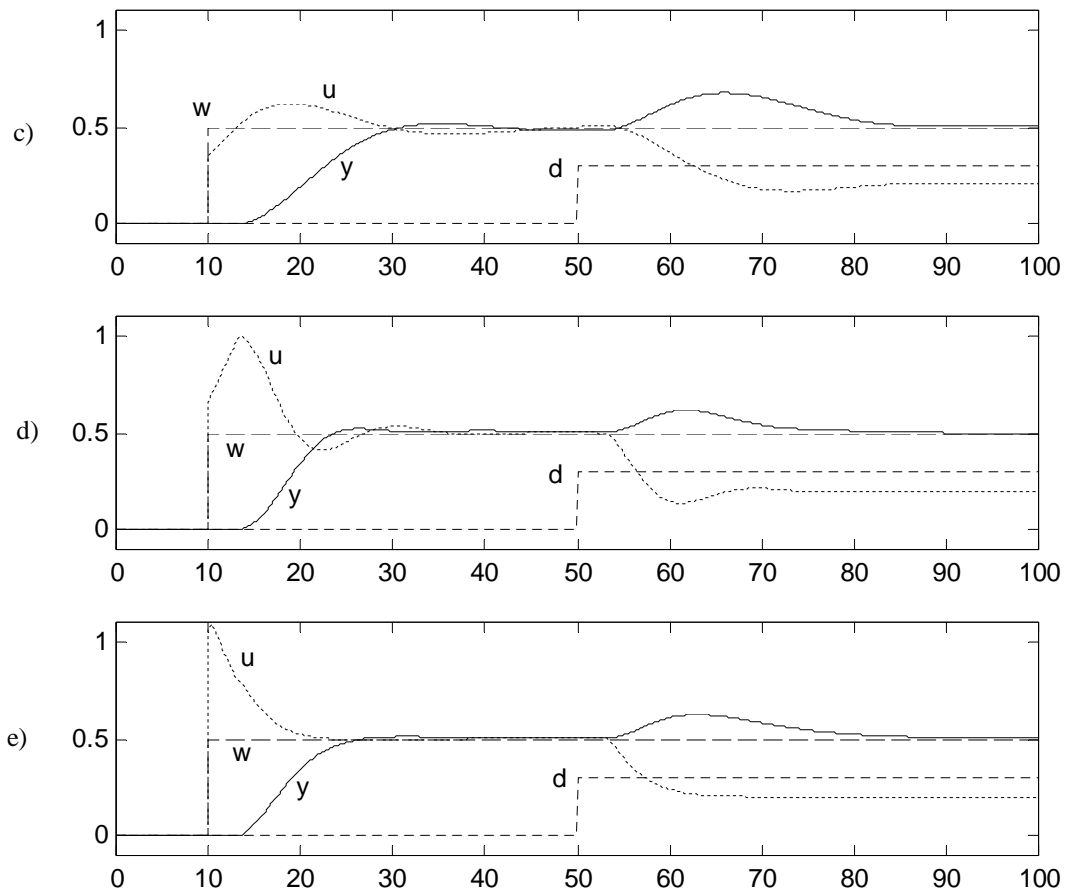
3.7. Porovnání základních typů průmyslových regulátorů

Abychom získali orientační představu o dosažitelné kvalitě řízení pomocí základních typů regulačních algoritmů, jsou na obr. 9 uvedeny odezvy na skokovou změnu požadované hodnoty a poruchy pro řízený systém s přenosem

$$F(s) = \frac{e^{-3s}}{(5s+1)^2} \quad (25)$$

a dobře seřízené regulátory typu P, PI, PID, PID+S a dvoustavový regulátor.





Obr. 9. Srovnání kvality řízení základních typů průmyslových regulátorů pro řízený systém (25): a) dvoustavový regulátor; b) P: $K=0,8$; c) PI: $K=0,9$, $T_i=9,0$, $b=0,8$; d) PID: $K=2,0$, $T_i=9,7$, $T_d=3,2$, $b=0,65$; e) PID+S: $K=2,5$, $T_i=10,0$, $T_d=2,5$, $b=0,85$

4. Varianty a realizace PID regulátorů

V předchozí kapitole jsme se zabývali ideálním PI(D) regulátorem, který se vyskytuje především v učebnicích, a jen velmi zřídka ho lze využít v praxi. To, co je skutečně obtížné na PID regulátorech, je právě to, co doplňuje lineární zákon řízení do použitelné podoby. Realizace PID algoritmů v různých kompaktních regulátorech, programovatelných automatech a distribuovaných systémech řízení se navzájem velmi liší. Horší však je, že obvykle není dostatečně přesně popsána ani v příslušné uživatelské příručce. To samozřejmě ztěžuje efektivní využití algoritmu především ve vícesmyčkových regulačních strukturách. V této kapitole se budeme zabývat různými variantami realizace PID regulátoru a různými doplňky a triky, které používají výrobci regulátorů pro zajištění funkčnosti svých produktů.

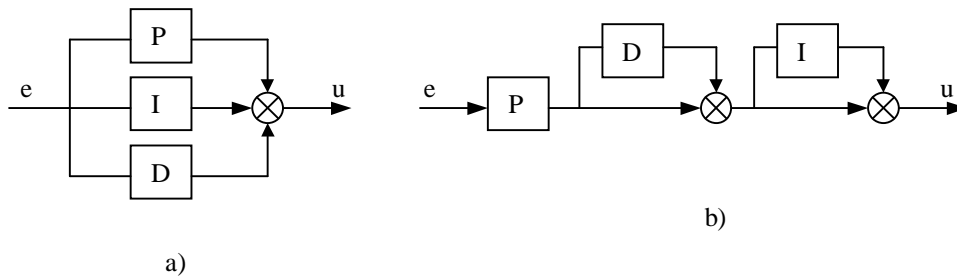
4.1. Paralelní a sériová realizace

Ideální PID algoritmus je popsán přenosem

$$G(s) = K \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (26)$$

avšak velká většina současných výrobců používá zákon řízení daný přenosem

$$G'(s) = K' \left(1 + \frac{1}{T_i' s} \right) (1 + T_d' s) \quad (27)$$



Obr. 10. Paralelní (neinteraktivní) a sériová (interaktivní) realizace PID regulátoru

Struktury regulátoru odpovídající přenosům (26) a (27) jsou uvedeny na obr. 10. Regulátor na obr. 10a je nazýván standardní, paralelní nebo též neinteraktivní, poněvadž všechny tři složky (P, I, D) mohou být seřizovány nezávisle. Naproti tomu u regulátoru na obr. 10b jsou všechny tři složky závislé. Změníme-li například parametr T'_d derivační složky, změní se i integrační složka. Interaktivní regulátor lze vždy přepočítat na neinteraktivní

$$\begin{aligned}
 K &= K' \frac{T'_i + T'_d}{T'_i} \\
 T_i &= T'_i + T'_d \\
 T'_d &= \frac{T'_i T'_d}{T'_i + T'_d}
 \end{aligned} \tag{28}$$

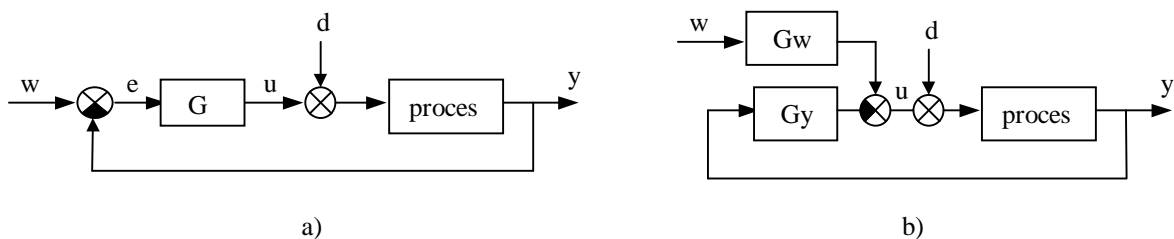
Neinteraktivní regulátor lze převést na interaktivní pouze jestliže $T_i \geq 4T_d$

$$\begin{aligned}
 K' &= \frac{K}{2} (1 + \sqrt{1 - 4T_d / T_i}) \\
 T'_i &= \frac{T_i}{2} (1 + \sqrt{1 - 4T_d / T_i}) \\
 T'_d &= \frac{T_i}{2} (1 - \sqrt{1 - 4T_d / T_i})
 \end{aligned} \tag{29}$$

Tedy neinteraktivní regulátor (26) je obecnější (může mít komplexní nuly) než interaktivní regulátor (27) a lze očekávat, že v budoucnu bude více využíván. Důvod, proč v současnosti tomu tak není, spočívá v konzervativitě výrobců, neboť v dřívější analogové technologii byla interaktivní varianta snáze realizovatelná.

4.2. Algoritmus s dvěma stupni volnosti

V klasické regulační smyčce (obr. 11a) algoritmus PID regulátoru generuje akční veličinu u na základě regulační odchylky e . Tato varianta neumožňuje seřadit parametry regulátoru zvlášť pro optimální potlačení poruchy d a zvlášť pro optimalizaci tvaru odezvy uzavřené smyčky na skokovou změnu požadované hodnoty w . Je tedy nutné volit jistý kompromis mezi těmito rozdílnými požadavky. To je důvod, proč se u moderních regulátorů využívá tzv. struktura s dvěma stupni volnosti zobrazená na obr. 11b.



Obr. 11. a) regulátor s jedním stupněm volnosti; b) regulátor s dvěma stupni volnosti

Regulátor se zde skládá ze dvou bloků G_w a G_y . Všimněme si, že změna parametrů bloku G_w nemá žádný vliv na stabilitu uzavřené smyčky a nemění též tvar odezvy na poruchu d . Jednou z možných variant PID regulátoru s dvěma stupni volnosti je zákon řízení ve tvaru

$$u(t) = K \left(e_p + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{de_d}{dt} \right) \quad (30)$$

kde odchylka pro výpočet proporcionální části je

$$e_p = bw - y \quad (31)$$

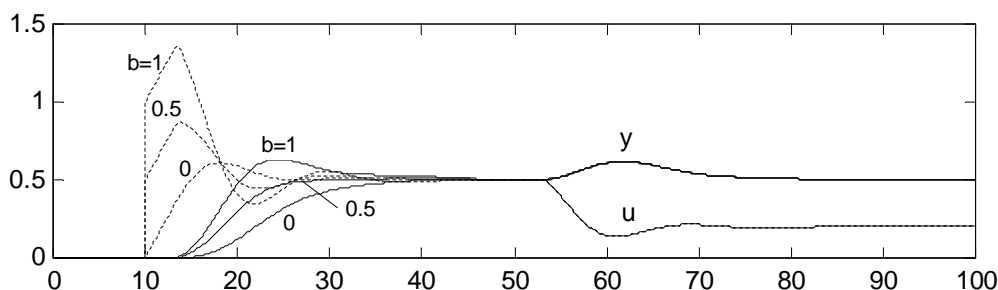
a odchylka pro derivační složku je

$$e_d = cw - y \quad (32)$$

Odchylka pro integrační složku musí být skutečná regulační odchylka

$$e = w - y \quad (33)$$

aby byla zachována požadovaná nulová regulační odchylka v ustáleném stavu (při konstantních w , d). Algoritmus PID regulátoru (30) obsahuje tedy celkem pět parametrů K , T_i , T_d , b , c . Prvé tři slouží pro optimalizaci potlačení poruchy a zbývající dva pro tvarování odezvy na požadovanou hodnotu. Poznamenejme, že u komerčních regulátorů je obvykle $c=0$ a b lze volit libovolně nebo pouze 0 nebo 1. Nenulové c je výhodné užít u vnitřního regulátoru v kaskádní regulaci, kdy požadovaná hodnota pro vnitřní regulátor je dostatečně hladká funkce a nehrozí ráz při skokové změně požadované hodnoty. Srovnání odezvy na skokovou změnu požadované hodnoty a poruchy je pro klasický PID a jeho modifikaci (30) uvedeno na obr. 12



Obr. 12. Srovnání odezvy klasického PID regulátoru s PID regulátorem s dvěma stupni volnosti pro skokovou změnu požadované hodnoty a skokovou změnu poruchy

4.3. Filtrace derivační složky

Jestliže je regulovaná veličina y zatížena vysokofrekvenčním šumem, potom derivační složka může způsobit nežádoucí kmitání akční veličiny (v mezním případě z dorazu na doraz). Vyplývá to z následující úvahy. Sinusový šum měření

$$n = a \sin wt \quad (34)$$

způsobí v derivační složce přídavek

$$u_n = kT_d \frac{dn}{dt} = akT_d w \cos wt \quad (35)$$

Odtud plyne, že jestliže šum má dostatečně velkou frekvenci w , potom amplituda akční veličiny může být libovolně velká. Odstranění těchto obtíží se provede jednoduše zařazením filtru 1. řádu. Derivační složka má potom přenos

$$\frac{kT_d s}{T_d s + 1} \quad (36)$$

kde N je parametr určující časovou konstantu T_d/N filtru. Typická hodnota N leží v intervalu $\langle 3, 20 \rangle$. Poznamenejme, že pro malé hodnoty N je derivační složka málo významná a PID regulátor je blízký PI regulátoru.

4.4. Nelineární zákon řízení

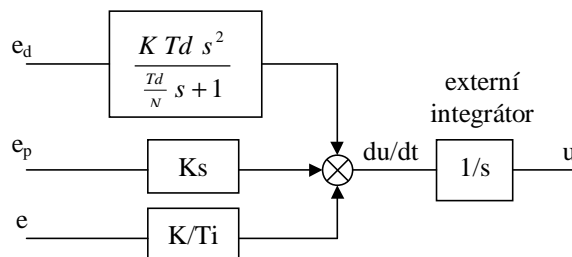
V některých případech je výhodné, aby měl regulátor malé zesílení při malé regulační odchylce a velké zesílení při velké regulační odchylce. Běžně užívaný způsob jak toho dosáhnout je nahradit v PID algoritmu regulační odchylku e její druhou mocninou

$$e_{sq} = e|e| \quad (37)$$

Většinou se však takto modifikovaná odchylka používá pouze při výpočtu proporcionální složky a někdy též integrační složky. Takto upravený regulátor potlačuje nízkofrekvenční šum regulované veličiny, neboť v pásmu šumů má regulátor malé zesílení a účinná regulace nastává až při velké odchylce. Poznamenejme, že se výjimečně používají i další nelinearity pro modifikaci regulační odchylky.

4.5. Rychlostní (přírůstkový) regulátor

Všechny doposud uvedené PID algoritmy se nazývají polohové algoritmy. Jestliže však má akční člen integrační charakter (např. servopohon) potom je někdy výhodné, aby regulátor generoval místo polohového rychlostní výstup (obr. 13). Polohový výstup obdržíme v takovém případě integrací rychlostního výstupu akčním členem. V případě číslicového regulátoru se místo názvu rychlostní regulátor používá častěji přírůstkový regulátor.



Obr. 13. Rychlostní PID regulátor.

Nevýhoda rychlostního regulátoru je to, že nelze snadno realizovat P a PD algoritmy řízení.

4.6. Šířková modulace

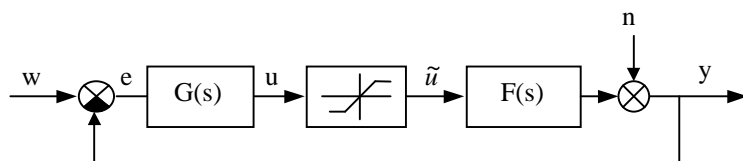
Jestliže akční člen může být ovládán pouze logickým signálem (zap-vyp), potom je vhodné hladinový výstup regulátoru převést na šířkově modulovaný signál. V takovém případě regulátor generuje pulsy se šířkou

$$T_{puls} = \frac{u(t) - u_{min}}{u_{max} - u_{min}} T_{cykl} \quad (38)$$

kde perioda cyklu T_{cykl} je zvolená tak, aby řízený proces dostatečně vyhladil vstupní obdélkový signál.

4.7. Unášení integrační složky (Integrator Windup)

Každý akční člen je schopný realizovat řídicí signál jen v určitém rozsahu. Z tohoto důvodu je nutné doplnit regulační smyčku nelinearitou - saturací.

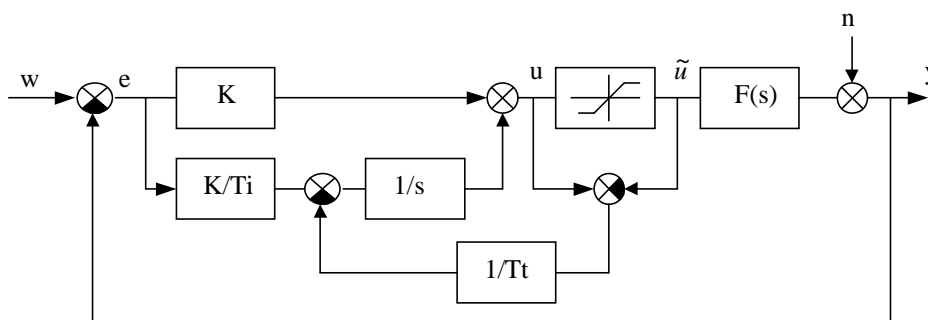


Obr. 14. Regulační smyčka s respektováním saturace vstupu řízeného procesu

Z obr. 14 je zřejmé, že skutečný (realizovaný) vstup procesu \tilde{u} může být nyní různý od výstupu regulátoru u . V takovém případě je však regulační smyčka rozpojena a dochází k nežádoucímu unášení stavu regulátoru. V důsledku toho vznikají dlouhé nežádoucí přechodové jevy po návratu do lineárního režimu. Blíže tento fakt objasníme pro PI regulátor. Předpokládejme, že regulační odchylka e je z nějakého důvodu po dostatečně dlouhou dobu

kladná, potom se realizovaný řídicí signál \tilde{u} dostane do saturace na hodnotě u_{\max} . Jestliže kladná odchylka trvá, potom integrační složka dále roste a rozdíl mezi u a \tilde{u} stoupá. Tento stav je ukončen teprve po té co se změní znaménko odchylky. Nyní musí být zase odchylka dostatečně dlouho záporná, aby došlo k odintegrování integrační složky a aby se regulační smyčka vrátila do lineárního režimu, kde platí $u = \tilde{u}$.

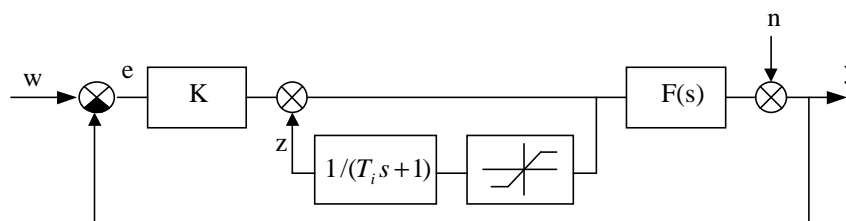
Klasický způsob, jak odstranit unášení integrační složky u PI regulátoru, je naznačen na obr. 15.



Obr. 15. Klasická struktura PI regulátoru zabráňující unášení integrační složky (anti-reset windup)

Jakmile je realizovaná akční veličina \tilde{u} v saturaci, potom je zpětnovazební signál $u - \tilde{u}$ kladný a působí na stav integrátoru tak, aby byla obnovena rovnost $u = \tilde{u}$ rychlost konvergence $u \rightarrow \tilde{u}$ je dána časovou konstantou T_i . Tedy integrační složka je přepočítána tak, že výstup regulátoru u je přesně roven horní saturační mezi u_{\max} a tím je odstraněno unášení integrační složky.

Jiný způsob původně používaný u interaktivních analogových regulátorů je uveden na obr.16.



Obr. 16. Alternativní způsob odstranění unášení integrační složky u PI regulátoru

V případě, že vnitřní smyčka pracuje v lineárním režimu, je její přenos dán vztahem

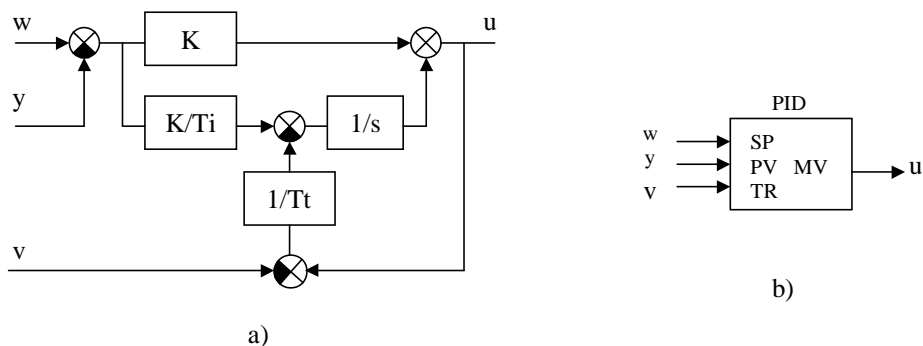
$$\frac{1}{1 - \frac{1}{T_i s + 1}} = \frac{T_i s + 1}{T_i s} \quad (39)$$

a tedy regulátor realizuje standardní PI algoritmus. Jestliže ve vnitřní smyčce dochází k saturaci, potom je zřejmě též signál z omezen a tak není možné, aby docházelo k unášení integrační složky.

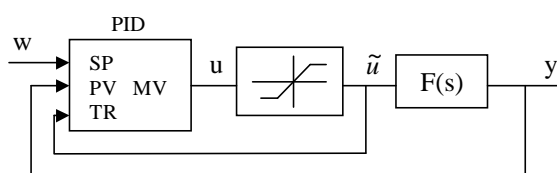
Poznamenejme, že kromě uvedených způsobů je v praxi užívána celá řada dalších mechanismů pro odstranění unášení integrační složky. Většina z nich však může být snadno převedena na klasickou strukturu z obr. 15.

4.8. Regulátor s vysledováním

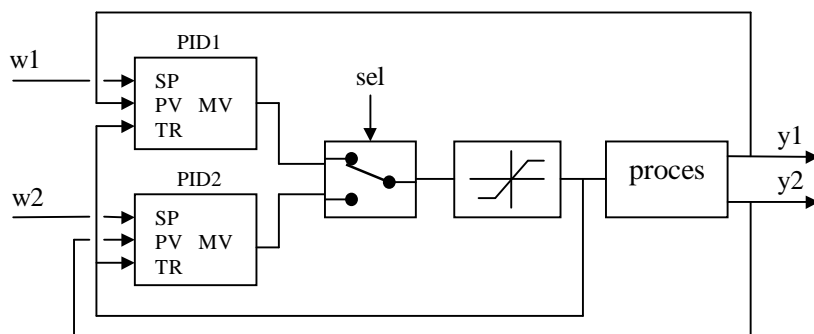
Činnost regulátoru z obr. 15 lze rozdělit do dvou režimů: do normálního regulačního režimu ($u = \tilde{u}$) a do sledovacího režimu ($u \neq \tilde{u}$), kdy dochází k požadovanému vysledování integrační složky. Mohlo by se zdát, že k přepínání mezi těmito režimy potřebujeme nějaký vnější logický signál. Z předchozího odstavce však víme, že tomu tak není, a že k přepínání mezi regulačním a sledovacím režimem dochází zcela automaticky, jestliže $u = \tilde{u} = u_{\min}$ nebo $u = \tilde{u} = u_{\max}$. Tento trik lze s velkou výhodou užít při budování složitých vícesmyčkových řídicích systémů obsahujících selektory a kaskádní regulace.



Obr. 17. PI regulátor s vysledováním



Obr. 18. PI regulátor s potlačení unášení integrační složky vytvořený pomocí modulu PID regulátoru



Obr. 19. Selektorová regulace

Na obr. 17 je zobrazen model PI regulátoru se vstupem v pro vysledování. Z obr. 18 snadno nahlédneme, že pomocí tohoto modulu lze lehce realizovat regulační smyčku z obr. 15. Na obr. 19 je ukázáno, jak pomocí stejného modulu lze vytvořit strukturu selektorové regulace s bezrázovým přepínáním regulátorů. Poznamenejme, že podobným způsobem lze využít modul PI regulátoru s vysledováním pro bezrázové přepínání manuálního a automatického režimu a pro bezrázové přepínání ve vícesmyčkových strukturách obecně. Zobecnění na případ PID regulátoru je snadné.

4.9. Komerční PID regulátory

Zákony řízení implementované v komerčně dostupných kompaktních regulátorech, programovatelných automatech a distribuovaných systémech řízení se obecně velmi liší a bohužel často nejsou detailně popsány ani v příslušné uživatelské příručce. Tato skutečnost svědčí o pozoruhodné propasti mezi praxí a teorií automatického řízení.

Označíme-li $U(s)$, $Y(s)$ a $W(s)$ po řadě Laplaceovou transformací výstupu regulátoru u , regulované veličiny y a požadované hodnoty w a $E(s)=W(s)-Y(s)$, potom lze tři nejpoužívanější zákony řízení vyjádřit v následující podobě:

1. Standardní ISA tvar

$$U = K \left[bW - Y + \frac{1}{T_i s} E + \frac{s T_d}{T_d s + 1} (cW - Y) \right] \quad (40)$$

2. Sériový tvar

$$U = K' \left[\left(b + \frac{1}{T_i s} \right) \frac{1 + c T_d' s}{T_d' s + 1} W - \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \frac{1 + T_d' s}{T_d' s + 1} Y \right] \quad (41)$$

3. Paralelní tvar

$$U = K''(bW + Y) + \frac{K_i''}{s} E + \frac{K_d'' s}{\frac{K_d''}{NK''} s + 1} (cW - Y) \quad (42)$$

Vztahy pro přepočítání parametrů mezi standardním a sériovým tvarem byly uvedeny výše. Přepočítání mezi standardním a paralelním tvarem je jednoduché. Poznamenejme, že parametry b , c jsou často pevně zvoleny jako 0 nebo 1. Zákony řízení (40) - (42) jsou samozřejmě v současných komerčních regulátorech realizovány číslicově. Periodu vzorkování lze buď měnit skokově obvykle v rozsahu (0,1 s – 1 s), nebo je pevně zvolená (většinou 0,1 s). Diskrétní verze zákonů řízení (40) - (42) snadno obdržíme některou metodou pro převod spojitého přenosu na diskretní přenos v Z-transformaci. Nejčastěji se používá vztah

$$s = \frac{2}{T_s} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad (43)$$

kde T_s je perioda vzorkování. Vhodnější je však použít vztah (43) pouze pro integrační složku a pro derivační složku jednoduššího vztahu

$$s = \frac{1}{T_s} (1 - z^{-1}) \quad (44)$$

který zajišťuje stabilitu diskretního přenosu složky i pro velmi malá T_d .

4.10. Volba typu regulátoru a periody vzorkování

Normalizované zpoždění τ (resp. normalizované zesílení k) definované v kap. 2 (vztahy (17) resp. (18)) lze využít k volbě vhodného typu regulátoru pro statický systém. Abychom naznačili důvod, proč tomu tak skutečně může být, analyzujeme dva mezní případy. Nejprve předpokládejme $t \rightarrow 0$ ($K \rightarrow 0$). V tomto případě se řízený systém blíží systému 1. řádu a je známo, že vhodný je regulátor P nebo PI. P regulátor volíme tehdy, jestliže nevádí malá regulační odchylka v ustáleném stavu. Složitější regulátory v tomto případě nepřinesou žádné podstatnější zvýšení kvality regulace. Nyní uvažujeme situaci $t \rightarrow 1$ ($K \rightarrow 1$), kdy se řízený systém podobá čistému dopravnímu zpoždění. Podobnými úvahami jako při objasňování principu Smithova prediktoru dojdeme k závěru, že pro tento případ je ideální PI+S regulátor. Jestliže τ (K) leží mezi těmito krajními hodnotami, přicházejí v úvahu regulátory typu PI, PID pro $t < 0.4$ a PI+S, PID+S pro $t > 0.4$. Pro konkrétní volbu jsou důležité i další informace, např. zda požadujeme vysokou kvalitu řízení či nikoliv, jaká je úroveň šumu měření, jak velká je rezerva v akční veličině atd. Poznamenejme ještě, že astatické systémy lze aproximovat statickými, pro které se časová konstanta T blíží nekonečnu. Tedy pro příslušné normalizované zpoždění platí $t \rightarrow 0$. Odtud lze usoudit, že pro astatické systémy není vhodný regulátor se Smithovým prediktorem.

Perioda vzorkování je často volena co možná nejmenší, aby regulátor pracoval jako spojitý. Takový přístup lze doporučit jen tehdy, je-li regulovaná veličina před vzorkováním vhodně filtrována analogovým filtrem, je-li rozlišení AD převodníku odpovídající, je-li perioda vzorkování trvale dodržována alespoň s 10% přesností a hlavně je-li zákon řízení počítán v aritmetice s dostatečnou délkou slova (tj. s dostatečně velkou mantisou). K tomu, aby mohl být regulátor považován za spojitý vzhledem k vlastnostem řízeného systému, však stačí volit periodu vzorkování T_s podle pravidla

$$\frac{T_s}{T_{180}} \approx 0,01 \div 0,05 \quad (45)$$

Užijeme-li přibližný empirický vztah $T_{180} \approx 4D$, kde D je doba průtahu systému, potom obdržíme ještě snadněji aplikovatelné pravidlo

$$\frac{T_s}{D} \approx 0,04 \div 0,2 \quad (46)$$

Ani tuto doporučenou hodnotu není nutné dodržet a obvykle i s několikanásobně delší periodou vzorkování lze docílit zhruba stejné kvality řízení.

5. Nastavování PID regulátorů

Nastavování či seřizování parametrů PID regulátoru je snad nejdůležitější problém průmyslové regulace, neboť jeho úspěšné zvládnutí má obvykle velmi pozitivní ekonomické důsledky. Navzdory tomu není většina regulátorů v průmyslu (odhaduje se, že až 70% [10]) vhodně nastavena. Mnohé z nich dokonce trvale nebo přerušovaně pracují v manuálním režimu a vyžadují neustálou pozornost operátora. Důvody, proč tomu tak je, snadněji pochopí ti, kteří se sami alespoň jedenkrát zúčastnili vzrušující události – uzavírání regulační smyčky v průmyslovém prostředí. Naproti tomu lidé zabývající se automatickým řízením pouze akademicky mají často o této proceduře velmi zkreslenou představu. Problémy kolegů praktiků obvykle přičítají jejich trestuhodné neznalosti existující teorie. Ve skutečnosti věc je však obtížnější a v současné době se problémům automatického nastavování průmyslových regulátorů intenzivně věnují jak výrobci regulátorů, tak četná akademická pracoviště. Jejich společným cílem je inteligentní regulátor, který zautomatizuje celý proces uzavírání regulačních smyček alespoň ve standardních případech.

Cílem této kapitoly je stručně popsat alespoň hlavní přístupy užívané v současných komerčních regulátorech a programových systémech pro automatické seřizování PID regulátorů. Zajímavé je, že tyto přístupy v převážné většině nevycházejí z akademické teorie, ale z jednoduchých empirických metod populárních v praxi.

5.1. Metoda pokus-omyl

Metoda pokus-omyl je nejčastějším postupem v praxi spočívajícím v přímém experimentování s uzavřenou smyčkou. Metodou pokus-omyl jsou voleny hodnoty parametrů regulátoru a podle tvaru odezvy na skok v požadované hodnotě (nebo uměle zavedený skok v poruše) se subjektivně usuzuje na jejich vhodnost. Existuje celá řada pravidel, které mají zefektivnit tento proces. Snad nejnámější je následující [13].

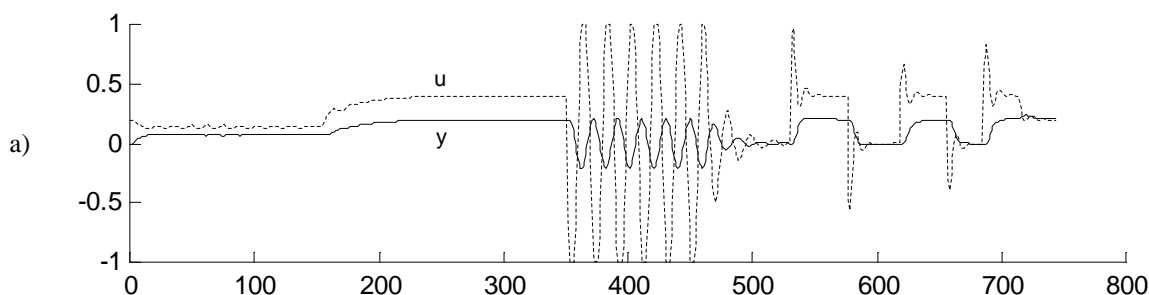
1. Vypni integrační a derivační složku (nastav $T_i \rightarrow \infty$ a $T_d = 0$). Postupně zvětšuj zesílení proporcionální složky až vzniknou trvalé kmity. Poté zmenši zesílení na polovinu.
2. Pomalu zvětšuj integrační časovou konstantu až vzniknou trvalé kmity. Poté ji zvětši třikrát.
3. Postupně zvětšuj derivační časovou konstantu až nastanou trvalé kmity. Pak ji zmenši třikrát.

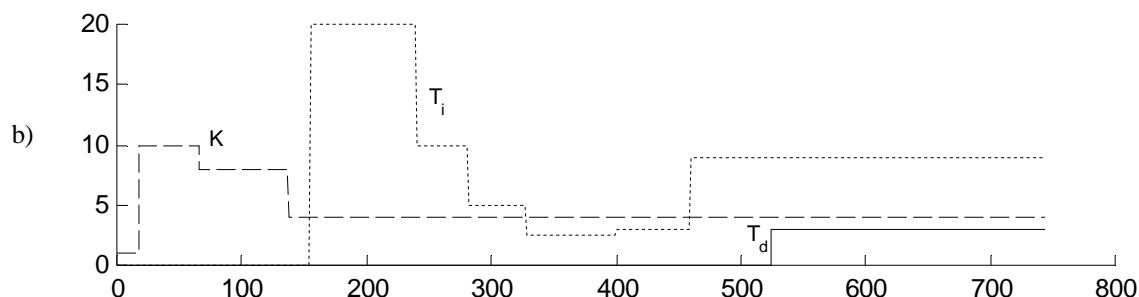
Uvedený postup je ilustrován na obr. 20 pro řízený systém s přenosem

$$F(s) = \frac{0,5e^{-2s}}{(3s+1)(5s+1)} \quad (47)$$

a standardní zákon řízení (40).

Postup je ještě doplněn experimentálním nastavením váhového koeficientu b . Koeficient c byl zvolen nulový.





Obr. 20. Seřízení PID regulátoru pro systém (47) metodou pokus-omyl: a) průběh akční a regulované veličiny; b) průběh nastavovaných parametrů

Výsledné nastavení je

$$K = 4,0; T_i = 9,0; T_d = 3,0; b = 0,8 \quad (48)$$

Všimněte si, že celý seřizovací experiment trval skoro 700s.

5.2. Zieglerovy-Nicholsovy metody

V roce 1942 publikovali Ziegler a Nichols dvě přibližné metody pro nastavování regulátorů P, PI a PID [14]. Již empiricky získané vztahy překvapivě přežily až do současnosti a jsou v původní podobě nebo s různými modifikacemi stále používány jak při ručním, tak automatickém nastavování.

Metoda z přechodové charakteristiky

Z naměřené odezvy řízeného systému na skokovou změnu vstupu o určíme dobu průtahu D a maximální strmost náběhu R přechodové charakteristiky. Parametry regulátorů P, PI a PID určíme z tab. 2

	standardní tvar			sériový tvar		
	K	T_i	T_d	K'	T_i'	T_d'
P	$\frac{1}{RD}$			$\frac{1}{RD}$		
PI	$\frac{0,9}{RD}$	3D		$\frac{0,9}{RD}$	3D	
PID	$\frac{1,2}{RD}$	2D	0,5D	$\frac{0,6}{RD}$	D	D

Tab. 2. Zieglerova-Nicholsova metoda z přechodové charakteristiky

Všimněme si, že pro výpočet parametrů regulátoru není nutné změřit celou přechodovou charakteristiku. Stačí, ukončíme-li měření těsně po dosažení inflexního bodu křivky. Bohužel uvedený postup je dosti nespolehlivý a může dokonce vést na nestabilní uzavřenou smyčku. To je důvod, proč byl v poslední době několikrát revidován a upřesňován (avšak opět empirickými postupy). Za dosti spolehlivou lze považovat modifikaci uvedenou v [1], která vychází ze tří charakteristických čísel procesu: doby průtahu D , doby náběhu T a statického zesílení K_0 viz obr. 5a. V této metodě se určují parametry ve standardním zákonu řízení (40), kde $c = 0$. Příslušnou hodnotu v prvním sloupci v tab. 3 určíme ze vztahu

$$f(t) = a_0 e^{(a_1 t + a_2 t^2)} \quad (49)$$

kde a_0, a_1 a a_2 jsou koeficienty v odpovídajícím řádku tab. 3 náležející vybranému typu regulátoru a t je normalizované zpoždění dané vztahem $t = D/(D+T)$ a $a = DK_0/T$. Poznamenejme, že výpočet integrační konstanty T_i , respektive derivační konstanty T_d , lze provést volitelně buď z druhé nebo třetí řádky, respektive z čtvrté nebo páté řádky

tabulky.

	PI			PID		
	a_0	a_1	a_2	a_0	a_1	a_2
aK	0,29	-2,7	3,7	3,8	-8,4	7,3
T_i / D	8,9	-6,6	3,0	5,2	-2,5	-1,4
T_i / T	0,79	-1,4	2,4	0,46	2,8	-2,1
T_d / D				0,89	-0,37	-4,1
T_d / T				0,077	5,0	-4,8
b	0,81	0,73	1,9	0,40	0,18	2,8

Tab. 3. Modifikovaná Zieglerova-Nicholsova metoda z přechodové charakteristiky

Frekvenční metoda

V uzavřené smyčce s proporcionálním regulátorem postupně pomalu zvětšujeme zesílení K regulátoru až do okamžiku vzniku netlumených kmitů. Z naměřeného záznamu regulované veličiny určíme periodu ustálených kmitů T_{180} a příslušné kritické zesílení regulátoru $K = K_c (= 1/K_{180})$. Parametry P, PI a PID regulátoru určíme z tab. 4.

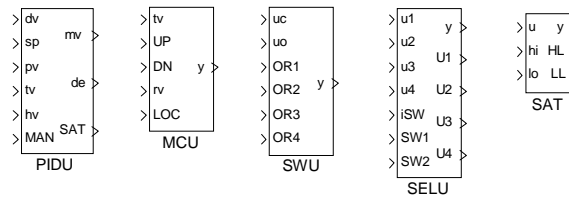
	standardní tvar			sériový tvar		
	K	T_i	T_d	K'	T_i'	T_d'
P	$0,5K_c$			$0,5K_c$		
PI	$0,45K_c$	$\frac{T_{180}}{1,2}$		$0,45K_c$	$\frac{T_{180}}{1,2}$	
PID	$0,6K_c$	$\frac{T_{180}}{2}$	$\frac{T_{180}}{8}$	$0,3K_c$	$\frac{T_{180}}{4}$	$\frac{T_{180}}{4}$

Tab. 4. Zieglerova-Nicholsova frekvenční metoda

Podobně jako prvá Zieglerova-Nicholsova metoda je i frekvenční metoda velmi nepřesná. Může být však dosti užitečná pro získání prvního odhadu, za kterým následuje upřesnění metodou pokus-omyl. V [8], [9] byla nedávno podána exaktní revize této metody, která též vychází ze znalosti pouze jednoho bodu frekvenční charakteristiky řízeného systému. Fázové zpoždění tohoto bodu je však podstatně menší než 180° a navíc závisí na navrhovaném typu regulátoru a požadavku na bezpečnost ve stabilitě uzavřené smyčky. Princip autotuneru založeného na této modifikaci frekvenční metody je popsán v následující kapitole.

6. Bloky pro průmyslovou regulaci

V této kapitole stručně popíšeme sadu funkčních bloků (viz obr. 21), pomocí které lze pohodlně a kvalitně realizovat všechny obvyklé průmyslové regulační struktury jako vlečná, poměrová, kaskádní a selektorová regulace. Bloky jsou navrženy tak, aby je bylo možno snadno pospojovat do požadované regulační funkce a aby mohlo být jednoduše a korektně realizováno bezrázové přepínání veškerých režimů činnosti i parametrů bloků za běhu řídicího systému.



Obr. 21. Sada základních funkčních bloků pro průmyslovou regulaci

6.1. PIDU – Jednotka PID regulátoru

Blok **PIDU** je základní blok pro vytvoření úplného regulátoru PID (P, I, PI, PD, PID, PI+S). V nejjednodušším případě může pracovat zcela samostatně a plnit standardní funkci PID regulátoru s dvěma stupni, volnosti v automatickém (**MAN** = 0) nebo manuálním režimu (**MAN** = 1).

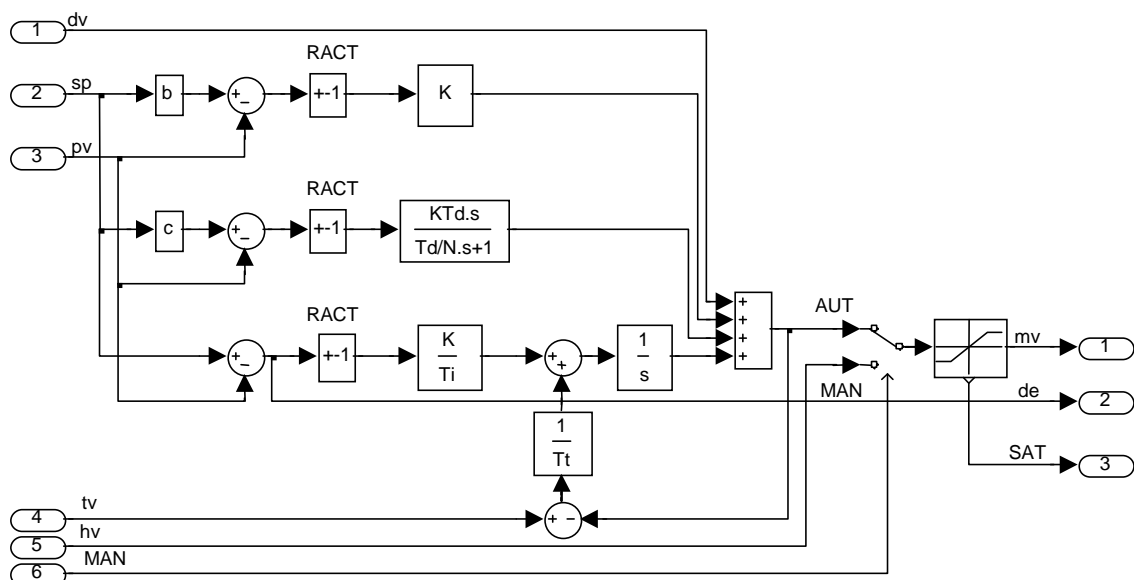
V automatickém režimu v lineární oblasti realizuje zákon řízení daný vztahem

$$U = \pm K \left[bW - Y + \frac{1}{T_i s} E + \frac{T_d s}{T_d s / N + 1} (cW - Y) \right] + Z \quad (50)$$

kde $U(s)$ je obraz akční veličiny **mv**, $W(s)$ je obraz požadované hodnoty **sp**, $Y(s)$ je obraz regulované veličiny **pv**, $Z(s)$ je obraz dopředné vazby **dv** a K , T_i , T_d , N , b , c jsou parametry regulátoru. Znaménko pravé strany je definováno parametrem **RACT**, určujícím směr působení akční veličiny **mv** na regulovanou veličinu **pv** (**RACT**=0: větší **mv** → větší **pv**; **RACT**=1: větší **mv** → menší **pv**). Rozsah výstupu **mv** je omezen saturačními mezemi **lolim** a **hilim**. Propojením výstupu **mv** se vstupem **tv** a vhodnou volbou parametru **tt** dosáhneme žádaného chování regulátoru při dosažení saturačních hodnot **mv**. Odstraníme tak nežádoucí unášení integrační složky (wind up effect) a současně s tím zajistíme bezrázové přepínání (bumpless transfer) automatického a manuálního režimu.

V manuálním režimu je vstup **hv** (po případném omezení) kopírován na výstup **mv**. Signál připojený na vstup **tv** zajišťuje v tomto režimu příslušné vysledování vnitřního stavu regulátoru pro následné bezrázové přepnutí do automatického režimu.

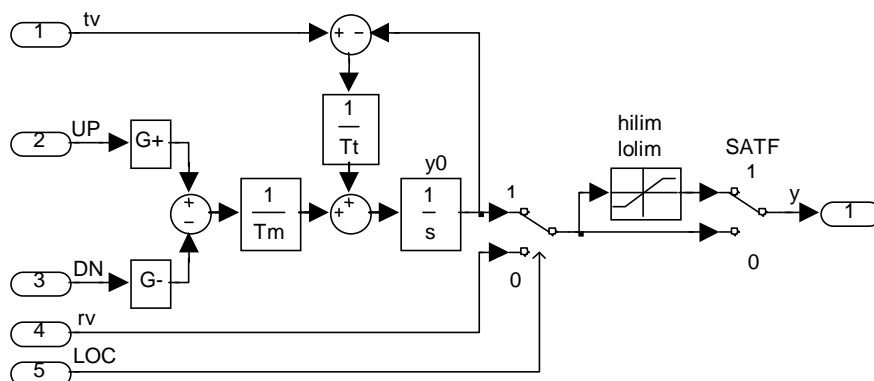
Funkce tohoto bloku je dobře patrná z obr. 22 zobrazujícího vnitřní schéma bloku.



Obr. 22. Zjednodušené vnitřní schéma bloku PIDU

6.2. MCU – Jednotka pro ruční zadávání

V lokálním režimu ($LOC = „1“$) je blok **MCU** určen k ručnímu zadávání výstupu y pomocí tlačítek „více“ (vstup **UP**) a „méně“ (vstup **DN**). Strmost najíždění z počáteční hodnoty y_0 na žádanou hodnotu je určena integrační časovou konstantou t_m a dobou stlačení ovládacích tlačítek. Po uplynutí každých t_a sekund je strmost vždy násobena faktorem q , až do vypršení doby t_f . Rozsah výstupu y může být omezen ($SATF = „1“$) saturačními mezemi **lolim** a **hilim**. V případě, že žádné z tlačítek není stlačeno ($UP = „0“$ a $DN = „0“$), vylučuje výstup y vstupní hodnotu tv . Rychlost vysledování je dána integrační časovou konstantou t_t . V případě $LOC = „0“$ je vstup rv s případnými omezeními ($SATF = „1“$) kopírován na výstup y . Podrobná funkce bloku je přímo patrná z obr. 23, zobrazujícího vnitřní schéma bloku.



Obr. 23. Vnitřní schéma bloku MCU

6.3. SWU – Přepínač vstupu pro vysledování

Blok **SWU** je určen pro přepínání vhodného signálu na vstup pro vysledování bloků **PIDU** a **MCU**. Jeho funkce je velmi jednoduchá. V případě, že všechny logické vstupy **OR1**, ..., **OR4** jsou logické nuly, potom na výstup y je kopírována hodnota vstupu uc , v opačném případě hodnota vstupu uo .

6.4. SELU – Selektor aktivního regulátoru

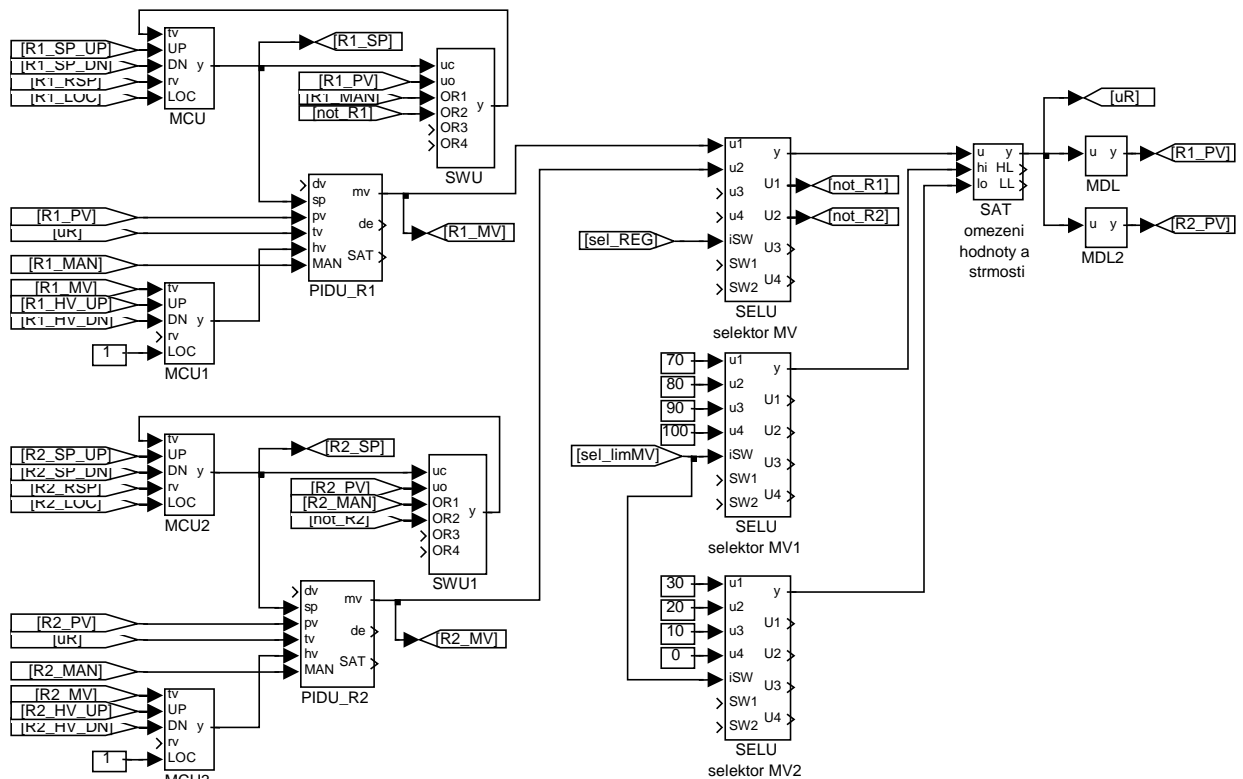
Blok **SELU** je určen pro přepínání aktivního regulátoru v případě selektorové regulace. Provádí výběr jednoho ze vstupních signálů u_1 , u_2 , u_3 , u_4 a kopíruje ho na výstup y buď podle celočíselného vstupu i_{SW} (je-li parametr bloku **BINF** = „0“) nebo podle binárních vstupů **SW1** a **SW2** (**BINF** = „1“) dle následující tabulky.

i_{SW}	SW1	SW2	y	U_1	U_2	U_3	U_4
0	0	0	u_1	0	1	1	1
1	0	1	u_2	1	0	1	1
2	1	0	u_3	1	1	0	1
3	1	1	u_4	1	1	1	0

Z této tabulky je patrný též význam logických výstupů U_1 , U_2 , U_3 , U_4 , které se používají jako vstupy bloků **SWU** pro realizaci funkce vysledování neaktivních regulátorů v selektorové regulaci

6.5. SAT – Saturace výstupu s proměnnými mezemi

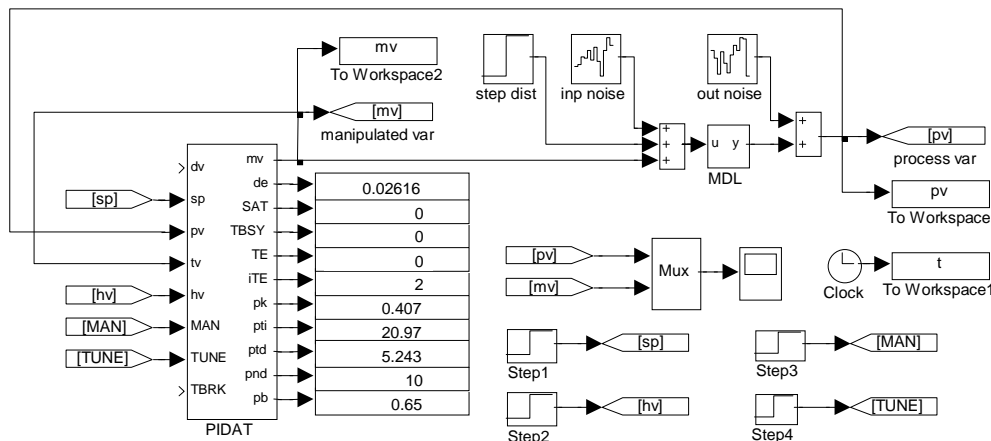
Blok **SAT** kopíruje vstup u do výstupu y , pokud je vstupní veličina v intervalu $\langle lolim, hilim \rangle$. Je-li $u < lolim$ ($u > hilim$) potom $y = lolim$ ($y = hilim$). Horní a dolní limit jsou buď pevné hodnoty dané po řadě parametry bloku **hilim0** a **lolim0** (případ **HLD** = „1“, **HLD** je další parametr bloku) nebo jsou řízeny vstupy **hi** a **lo** (**HLD** = „0“). Maximální rychlost změny aktivních mezí **hilim** a **lolim** je dána časovými konstantami **tp** a **tn**. Parametr **tp** určuje maximální kladnou strmost a **tn** maximální zápornou strmost změny **hilim** a **lolim**. Výstupy **HL** a **LL** signalizují po řadě horní a dolní saturaci. Příklad užití bloků **PIDU**, **MCU**, **SWU**, **SELU** a **SAT** je uveden na obr. 24.



Obr. 24. Příklad použití bloků PIDU, MCU, SELU a SAT pro selektorovou regulaci

7. Inteligentní regulátor

Prudký rozvoj mikroelektroniky v nedávné době umožnil, aby základní řídicí algoritmus průmyslového regulátoru byl doplněn dalšími expertními funkcemi, které dříve vykonával pouze drahý živý expert. V průmyslu nejvíce žádanou takovou funkcí je automatické nastavování parametrů regulátoru. V posledních patnácti letech bylo uvedeno na trh mnoho kompaktních regulátorů se zabudovaným autotunerem, který na povel operátora určitým způsobem vybudí řízený systém (v otevřené nebo uzavřené smyčce) a ze změřené odezvy automaticky určí „optimální“ parametry regulátoru. Podobný vývoj probíhá v distribuovaných řídicích systémech. Téměř všechny v průmyslu používané autotunery jsou založené na skoro 60 let starých empirických metodách Zieglera a Nicholse [14], které potřebují k návrhu regulátoru pouze jistá dvě charakteristická čísla řízeného systému. To je důvod, proč jsou tyto metody tak populární. Bohužel jejich spolehlivost je velmi nízká [1], [8]. V [8] je provedena exaktní revize Zieglerovy-Nicholsovy frekvenční metody na základě řešení nově zformulované úlohy robustního návrhu regulátoru. Odtud vyplývá, že pro návrh vyhovujícího PI(D) regulátoru skutečně stačí znát pouze jeden chyťe vybraný bod frekvenční charakteristiky řízeného systému. Na rozdíl od Zieglerovy-Nicholsovy metody však není fázové zpoždění tohoto bodu rovné 180° , ale je závislé na typu navrhovaného regulátoru a požadované bezpečnosti ve stabilitě. Konečným výsledkem výše zmíněné revize je blok **PIDAT** – regulátor s robustním autotunerem (viz obr. 25).



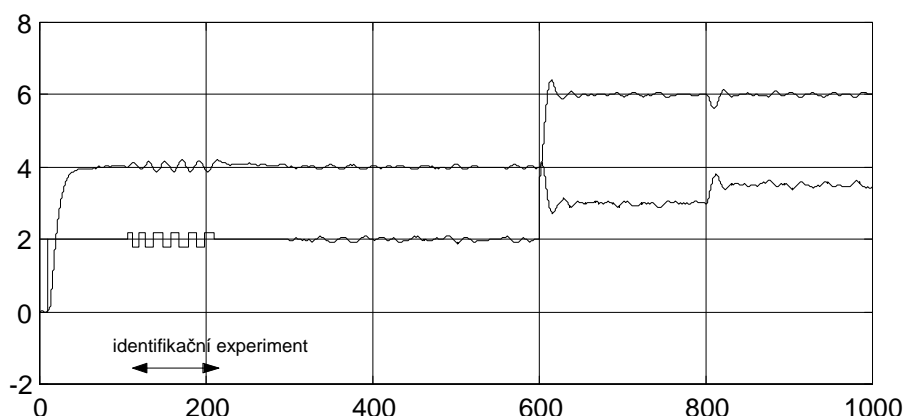
Obr. 25. Funkční schéma příkladu použití bloku PIDAT

Blok **PIDAT** má základní regulační funkci identickou s výše popsaným blokem **PIDU**. Jeho další vstupy a výstupy se týkají funkce autotuneru. Vstupem **TUNE** se spouští identifikační experiment, ve kterém se určí jeden vhodný bod frekvenční charakteristiky. V této fázi (**TBSY** = „1“) je činnost standardního PID regulátoru nahrazena pomocným reléovým regulátorem s hysterezí doplněným adaptivním fázovacím filtrem, který zařídí vybudení řízeného systému na frekvenci odpovídající požadovanému fázovému zpoždění. Amplitudu vybudení lze řídit parametrem **amp**. Činnost bloku **PIDAT** po ukončení experimentu závisí na tom, zda identifikace proběhla úspěšně (**TE** = „0“). V kladném případě jsou původní parametry regulátoru nahrazeny nově určenými (podle požadovaného typu regulátoru) a regulátor dále pracuje ve stejném režimu, v jakém pracoval před experimentem. V záporném případě se parametry nemění. Všechny parametry určené autotunerem jsou vyvedeny na výstupy bloku **PIDAT** (**pk**, **pti**, **ptd**, **pnd** a **pb** odpovídají po řadě parametrům **k**, **ti**, **td**, **nd** a **b** popsaným u bloku **PIDU**). Logickým vstupem **TBRK** lze předčasné ukončit identifikační experiment. V průběhu experimentu se na výstupu **ite** aktualizuje odhad času do konce ladící fáze, což může být užitečné zvláště u velmi pomalých procesů. Po ukončení experimentu je na tomto výstupu nastaven chybový kód informující o přesnosti provedeného naladění regulátoru.

Z uživatelského hlediska je využití autotuneru velmi jednoduché. Od operátora se pouze vyžaduje, aby uvedl řízený systém při vhodných pracovních podmínkách do ustáleného stavu (v manuálním nebo automatickém režimu s předběžnými parametry regulátoru), zadal požadovaný typ regulátoru (**PI**, **PID**) a parametr **amp**, určující přípustnou mez změny akční veličiny a konečně spustil identifikační experiment vstupem **TUNE**.

Funkce autotuneru je ilustrována na obr. 26, kde je zobrazen průběh procesu automatického nastavování pro případ řízeného systému s přenosem

$$F(s) = \frac{2e^{-s}}{(5s+1)^2} \quad (51)$$



Obr. 26. Nastavování parametrů regulátoru PIDAT vestavěným autotunerem pro řízený systém (51).

8. Literatura

- [1] ASTRÖM, K.J. – HÄGGLUND, T.: PID Controllers: Theory, Design and Tuning. Instrumental Society of America, Research Triangle Park, NC 1995.
- [2] SHINSKEY, F.G.: Proces Control Systems: Application, Design and Adjustment. McGraw-Hill Book Company, 1988.
- [3] ASTRÖM, K.J. – HANG, C.C. – PETSON, P.: Towards intelligent PID control. Automatica, 28, 1992, 1-9.
- [4] ROTAČ, V.: Automatizacija nastrojki sistem upravljenija. Moskva, Energoatomizdat, 1984.
- [5] HANG, C.C. – ASTRÖM, K.J. – HO, W.K.: Refinements of the Ziegler-Nichols tuning formula. IEE Proceedings-D, Vol. 138, No. 2, 1991, p. 111-118.
- [6] PID Self-Tuner. User Manual. Siemens AG, 1997.
- [7] SCHLEGEL, M.: Nová metoda pro návrh PI(D) regulátoru – teorie pro praxi. Automatizace 41(1998), č. 9, s. 70-78.
- [8] SCHLEGEL, M.: Nový přístup k robustnímu návrhu průmyslových regulátorů. Habilitační práce, ZČU v Plzni 2000.
- [9] SCHLEGEL, M.: Exaktní revize Zieglerovy-Nicholovy frekvenční metody. Automatizace 43 (2000), č. 12, s. 813-819.
- [10] HERSH, M.A. – JOHNSON, M.A.: A study of advanced control systems in the work place. Control Engineering Practice, 5, June 1997, 771-778.
- [11] SMITH, O.J.M.: Feedback Control Systems. Ney York, McGraw-Hill, 1958.
- [12] SCHLEGEL, M. – CHLADOVÁ, K.: Regulátor Smithova typu – regulátor pro obtížně regulovatelné systémy. Automatizace 38 (1995), č.12, s. 471-477.
- [13] SEBORG, D.E. – EDGAR, T.F. – MELLICHAMP, D.A.: Process Dynamics and Control. Wiley, New York, 1989.
- [14] ZIEGLER, J.G. – NICHOLS, N.B.: Optimum settings for automatic controllers. Trans. ASME, 1942, 64, 759-768.