

Automatizace

OBSAH

1. AUTOMATIZACE ÚVOD.....	5
1.1 AUTOMATIZACE (KYBERNETIZACE ?)	5
1.2 OVLÁDÁNÍ A REGULACE.....	5
1.3 PŘÍKLADY REGULAČNÍCH OBVODŮ	7
1.4 SERVOMECHANISMY.....	8
2. SYSTÉMY	10
2.1 SYSTÉMOVÝ PŘÍSTUP.....	10
2.2 SIGNÁLY.....	11
2.2.1 <i>Aliasing</i>	11
2.2.2 <i>Jednotkový skok a Diracův impuls</i>	12
2.3 VNĚJŠÍ POPISY SYSTÉMU.....	13
2.3.1 <i>Diferenciální rovnice</i>	13
2.3.2 <i>Přenos</i>	14
2.3.3 <i>Frekvenční charakteristika, frekvenční přenos</i>	15
2.3.4 <i>Přechodová funkce</i>	15
2.3.5 <i>Impulsní funkce</i>	17
2.4 VNITŘNÍ - STAVOVÝ POPIS SYSTÉMU.....	17
2.5 VAZBY MEZI SYSTÉMY.....	18
2.6 SYSTÉMY STATICKÉ, ASTATICKÉ A S NEMINIMÁLNÍ FÁZÍ	19
2.7 MODELOVÁNÍ	19
3. REGULAČNÍ OBVODY.....	21
3.1 ZPĚTNÁ VAZBA	21
3.2 PODROBNĚJŠÍ ROZBOR REGULAČNÍHO OBVODU	22
3.3 KVALITA REGULACE.....	24
3.4 STABILITA	24
3.4.1 <i>Míry stability, relativní tlumení</i>	25
3.5 REGULÁTORY	26
3.6 SNÍMAČE A PŘEVODNÍKY	27
3.6.1 <i>Převodníky v pneumatických systémech</i>	27
3.7 POROVNÁVACÍ ČLEN.....	28
3.8 ÚSTŘEDNÍ ČLEN REGULÁTORU	29
3.8.1 <i>Regulátor PID</i>	32
3.8.2 <i>Regulátor PSD</i>	33
3.9 AKČNÍ ČLENY	35
3.9.1 <i>Regulační orgány</i>	35
3.9.2 <i>Pohony</i>	36
3.10 NELINEARITY V REGULAČNÍ TECHNICE	40
3.11 NESPOJITÁ REGULACE	40
3.12 ROZVĚTVENÉ A MNOHAROZMĚROVÉ REGULAČNÍ OBVODY	45
3.13 SYNTÉZA REGULAČNÍCH OBVODŮ	49
3.14 ANALÝZA REGULAČNÍCH OBVODŮ.....	50
3.14.1 <i>Kvalita regulace</i>	50
4. MĚŘICÍ ČLEN REGULAČNÍHO OBVODU.....	52
4.1 MĚŘENÍ POLOHY, POSUNU A POHYBU.....	54
4.1.1 <i>Odporové senzory polohy</i>	54
4.1.2 <i>Indukčnostní senzory polohy</i>	55
4.1.3 <i>Kapacitní senzory</i>	60
4.1.4 <i>Optoelektronické senzory polohy</i>	62
4.2 SENZORY MECHANICKÉHO NAPĚTÍ (TENZOMETRY).....	64
4.2.1 <i>Odporové tenzometry</i>	64
4.2.2 <i>Snímače síly</i>	66
4.2.3 <i>Snímače krouticího momentu</i>	66
4.3 MĚŘENÍ TLAKU	68
4.3.1 <i>Membránové senzory tlaku</i>	68
4.3.2 <i>Kapacitní senzory tlaku</i>	68
4.3.3 <i>Trubicové deformační senzory tlaku</i>	69

4.3.4	Optoelektronické deformační senzory tlaku	69
4.3.5	Senzory tlaku s optickými vlákny	69
4.4	MĚŘENÍ HLADINY	70
4.4.1	Plovákové stavoznaky	70
4.4.2	Kapacitní stavoznaky	70
4.4.3	Ultrazvukové stavoznaky	71
4.4.4	Měření výšky hladiny na principu vztahové síly	71
4.5	MĚŘENÍ PRŮTOKU	72
4.5.1	Indukční průtokoměry	72
4.5.2	Ultrazvukové průtokoměry	72
4.5.3	Speciální průtokoměry	73
4.6	MĚŘENÍ TEPLOT	74
4.6.1	Elektrické teploměry	74
4.6.2	Bezdotykové měření teplot	76
5.	LOGICKÉ ŘÍZENÍ	77
5.1	POPISY LOGICKÝCH SYSTÉMŮ	78
5.1.1	Booleova algebra	80
5.1.2	Minimalizace logických funkcí	81
5.2	KOMBINAČNÍ LOGICKÉ OBVODY	82
5.2.1	Syntéza kombinačních logických obvodů	82
5.2.2	Hazardy v kombinačních logických obvodech	82
5.3	SEKVENČNÍ LOGICKÉ OBVODY	85
5.4	KONTAKTNÍ LOGICKÉ ŘÍZENÍ - ŘÁDKOVÁ SCHÉMATA	91
5.5	BEZKONTAKTNÍ REALIZACE LOGICKÝCH ČLENŮ	98
5.5.1	Obvody pro úpravu vstupních/výstupních signálů	99
5.6	ELEKTRICKÉ POHONY MALÝCH VÝKONŮ	101
5.7	LOGICKÉ ŘÍZENÍ REALIZOVANÉ S POMOCÍ OBVODŮ PLD	102
5.8	ŘÍDICÍ POČÍTAČE A MĚŘICÍ KARTY	105
5.9	PROGRAMOVATELNÉ LOGICKÉ POČÍTAČE - PLC	106
5.10	ZHODNOCENÍ PŘÍSTUPŮ V LOGICKÉM ŘÍZENÍ	106
6.	ČÍSLICOVÉ ŘÍZENÍ	108
6.1	ANALOGO-ČÍSLICOVÝ PŘEVOD	108
6.2	TECHNICKÉ PROSTŘEDKY	109
6.2.1	Připojení řízeného procesu - soustava analogových vstupů a výstupů	109
6.2.2	Připojení řízeného procesu - soustava číslicových vstupů a výstupů	110
6.3	PROGRAMOVÉ PROSTŘEDKY	111
6.4	MĚŘICÍ A ŘÍDICÍ SYSTÉMY NA BÁZI ZÁSUVNÝCH DESEK DO PC	111
7.	MODERNÍ TRENDY V ŘÍDICÍ TECHNICE	113
7.1	SIMULAČNÍ PROGRAMY	113
7.2	MĚŘICÍ KARTY DO PC	115
8.	VYBRANÉ PARTIE Z BIOLOGIE	116
8.1	BUŇKA	116
8.1.1	Typy buněk	116
8.1.2	Živočišná buňka	116
8.1.3	Difuze / osmóza	116
8.1.4	Buněčné dělení	117
8.1.5	DNA	117
8.1.6	Geny a bílkoviny	118
9.	KOSTRA	119
10.	VYBRANÉ PASÁŽE Z MATEMATIKY, ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY	121
10.1	VLASTNOSTI OPERACÍ SČÍTÁNÍ A NÁSOBENÍ	121
10.2	PRINCIP SUPERPOZICE	121
10.3	THÉVENINŮV A NORTONŮV TEORÉM	121
10.4	HARMONICKÁ ANALÝZA OBVODŮ	121

1. Automatizace úvod

1.1 Automatizace (kybernetizace ?)

Proces nahrazení bezprostřední účasti člověka (operátora) při *řízení* výrobních pochodů a objektů

mechanizace

→

automatizace

mechanismus x operátor

mechanismus x automat
automatické zařízení

Řízení - působení nadřazeného (řídícího) členu na řízený *objekt*, za cílem dosažení požadovaných hodnot jeho výstupních veličin.

Automatické řízení pracuje bez nutnosti zásahu obsluhy. Při integraci v rámci velkých výrobních celků mluvíme o automatizovaném řízení nebo o tzv. automatizovaných systémech řízení (člověk+automaty+mechanismy)

KYBERNETIKA (Norbert Wiener 1948)

„kybernetes“ (kormidelník, lodivod)

věda o řízení a sdělování v živých organismech a strojích (ekonomice, společnosti)

- zabývá se dynamickými, samočinně se řídícími systémy
- otázka zkoumání: stabilita vývoje a jednání zkoumaného systému a to i při změně okolních podmínek

Teoretická kybernetika

- teorie systémů
- teorie informace
- teorie řízení
- teorie učení
- teorie algoritmů a her

Aplikovaná kybernetika

- technická kybernetika
- biologická kybernetika (biokybernetika)
- ekonomická, lékařská, organizační, pedagogická kybernetika

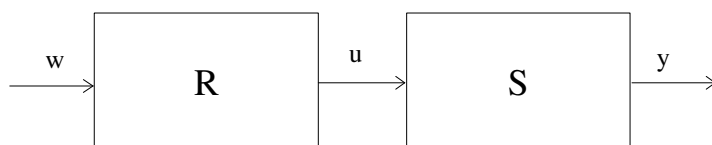
1.2 Ovládání a regulace

Řekli jsme si, že řízení je účelové působení řídícího členu na člen řízený. Označíme-li w žádanou a y výstupní veličina, pak můžeme cíl řízení definovat jako splnění vztahu $w - y \rightarrow 0$.

Rozeznáváme dva základní druhy řízení:

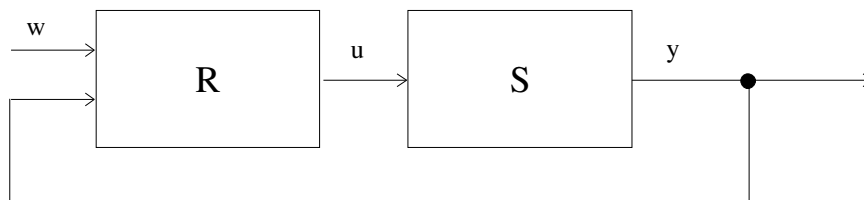
- ovládání (přímovazební řízení)
- regulace (zpětnovazební¹ řízení)

Obr. 1 Řízení v otevřené smyčce - ovládání



¹ Zpětnovazební budeme nadále zkracovat ZV - (anglicky feedback).

Obr. 2 Řízení v uzavřené smyčce - regulace



Značení veličin:

y výstupní veličina systému (regulovaná veličina)
 u akční veličina (výstup regulátoru)
 w žádaná hodnota

Podle druhu časové změny signálů můžeme rozlišovat řízení:

- spojité
- diskrétní
- hybridní

Nás však bude zajímat srovnání obou uvedených přístupů k realizaci řízení objektu. K tomu potřebujeme zformulovat základní požadavky na řízení. Ty můžeme definovat v následujících větách.

Úkolem řízení je takové působení na řízený systém, jehož výsledkem je dosažení požadovaných hodnot výstupních veličin systému předepsaným způsobem. Předepsaným myslíme takový způsob řízení, který zohledňuje specifické vlastnosti systému (např. nesmí dojít k překročení určité hodnoty) a požadavky na kvalitu řídicího pochodu - vývoje výstupní veličiny z hlediska rychlosti náběhu a ustáleného průběhu. Dalším úkolem řídicí obvodu je kompenzace poruch působících na řízený systém. Shrňme uvedené požadavky do jednoduché tabulky pro oba druhy řízení.

Tab.1.1 Srovnání vlastností přímovazebního a zpětnovazebního obvodu

Hledisko	Ovládání	Regulace
Stabilizace	Nestabilní systém nelze stabilizovat, protože sériová kombinace je nestabilní při nestabilitě kterékoli části. Jsou-li stabilní obě části (regulátor i systém) je i výsledná kombinace stabilní.	Vždy, když nemá systém skryté nestability (všechny nestability se musí projevit na výstupu) můžeme jej stabilizovat. Ale naopak i stabilní systém můžeme nevhodným návrhem regulačního obvodu
Optimalita	<u>Deterministické systémy</u> : ideální uspořádání z hlediska optimalizace řídicího pochodu. <u>Stochastické systémy</u> : nelze zajistit požadované vlastnosti řízení.	<u>Deterministické systémy</u> : lze řešit s dobrými výsledky. <u>Stochastické systémy</u> : regulace představuje jedinou možnost. Řeší se pomocí stochastických modelů systému.
Kompenzace poruch	neměřitelných Poruchy nelze kompenzovat.	Lze kompenzovat.
Citlivost a robustnost	Nelze nic změnit.	Lze zkoumat a ovlivnit.

Deterministický systém je jednoznačný, tj. neuvažujeme poruchy.

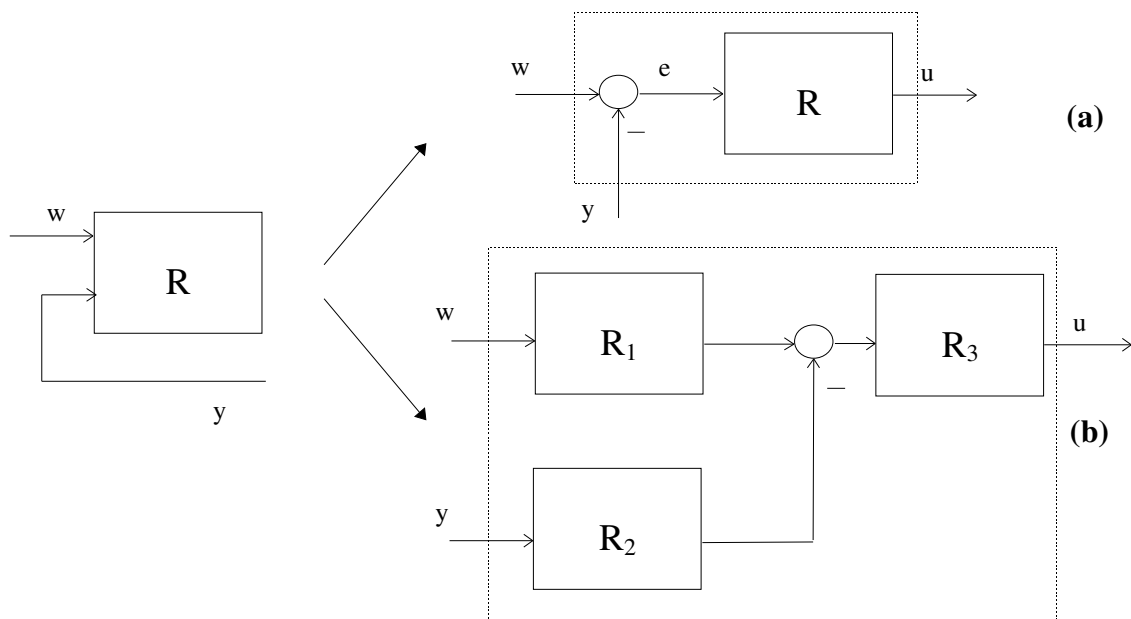
Stochastický systém se vyznačuje přítomností náhodných - stochastických signálů (neznáme konkrétní hodnoty v čase, ale pouze popis v rámci stochastického procesu).

Citlivost rozumíme změnu vlastností systému při malých změnách jeho parametrů.

Robustnost systému zkoumá totéž, ale při větších, stále však omezených, změnách jeho parametrů.

Regulace

Obr. 3 Regulátor s jedním a dvěma stupni volnosti



Variantu (a) z obr. 3 nazýváme odchylkovou regulací.

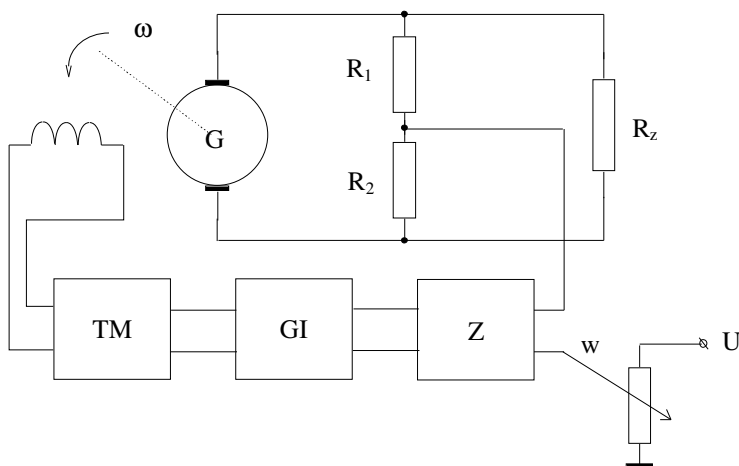
Podle způsobu vzniku a vlastností veličiny w rozlišujeme tři základní typy regulace:

1. regulace na konstantní hodnotu nejjednodušší případ
2. programová regulace w je funkcí času $w=w(t)$
3. vlečná regulace w je vytvářena v závislosti na nějaké nezávislé proměnné veličině (např. průběhu venkovní teploty při ekvitemní regulaci)

1.3 Příklady regulačních obvodů

Regulace napětí generátoru (dynam)

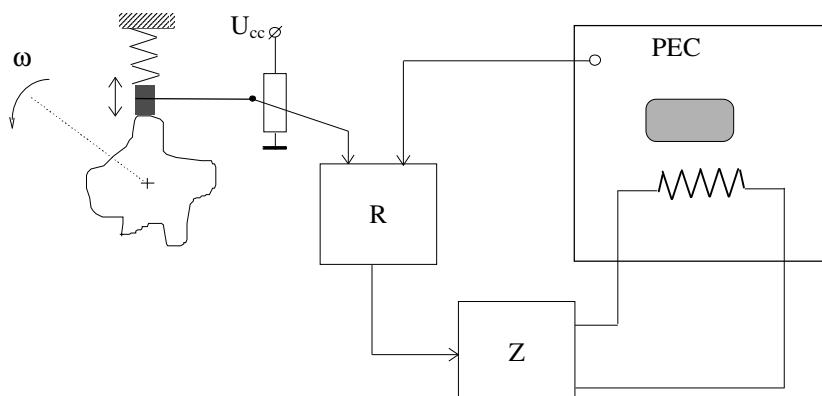
Obr. 4 Regulace napětí generátoru (dynam)



Poruchy: změna zatěžovacího odporu, otáčky.

Regulace teploty v peci (programová regulace)

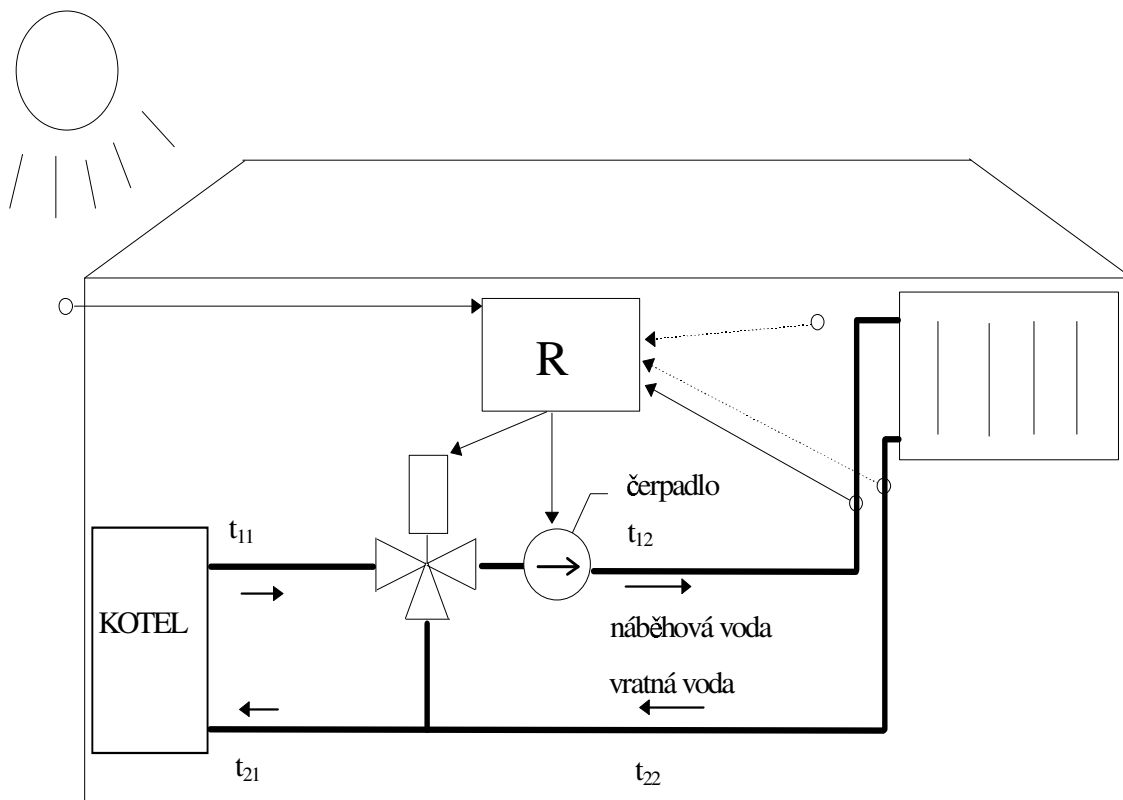
Obr. 5 Programová regulace teploty v peci



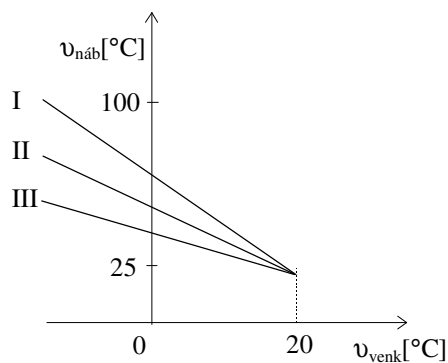
Ekvitermní regulace

Je příkladem vlečné regulace. Regulátor mění teplotu náběhové vody v závislosti na venkovní teplotě podle předem dané převodní charakteristiky. Měřicí člen je obvykle realizován jako rozvažovaný Wheatstoneův můstek, v jehož větvích jsou teploty náběhové, vratné a venkovní vody.

Obr. 6 Ekvitermní regulace



Obr. 7 Příklad převodních charakteristik ekvitermního regulátoru

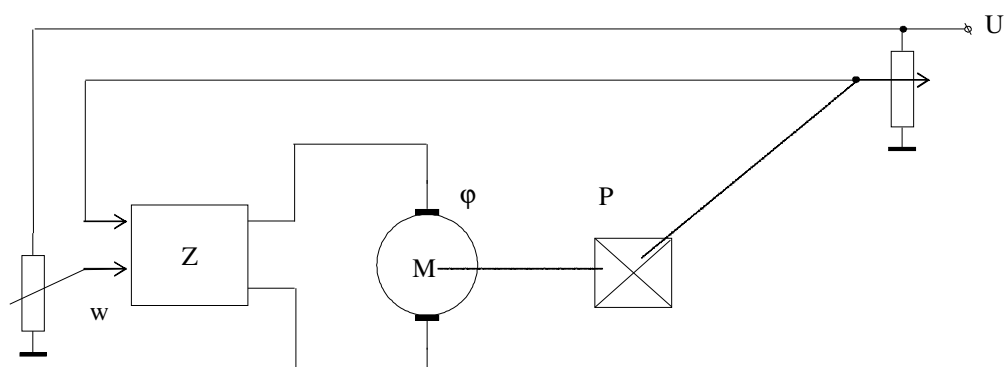


1.4 Servomechanismy

Jsou regulační obvody sloužící k vlečné regulaci polohy a jejích derivací. Rozlišujeme tedy servomechanismy polohové, rychlostní, .. . V silnoproudé elektrotechnice bývají servopohony zkracovány názvem pohony.

Princip je zřejmý z následujícího obrázku.

Obr. 8 Polohový servomechanismus - ideové schéma



2. Systémy

Realita je příliš složitá $\Rightarrow$ omezíme se na její část - *objekt*, zbytek je okolí.

Objekt je také složitý ve své komplexnosti $\Rightarrow$ výběr veličin podstatných z hlediska našeho problému.

Takže:

- vybereme množinu veličin, které nás zajímají
- zvolíme rozlišovací úroveň (tj. přesnost a frekvenci pozorování)
- zjišťujeme chování systému (vztahy mezi jeho veličinami), to je dáno vlastnostmi objektu - strukturou

Charakteristiky systému:

- statické závislost mezi ustálenými hodnotami vstupní a výstupní veličiny
- dynamické vývoj sledované výstupní veličiny v čase

Dále uvedeme některá dělení systémů

Podle interakce s okolím:

- otevřený systém s interakcí
- uzavřený systém bez vazby na okolí - volné

Podle hodnot veličin:

- spojitý systém
- diskrétní systém

Podle přítomnosti paměti v systému:

- statický systém kombinační - nemá paměť
- dynamický systém sekvenční - s pamětí

Podle toho, zda jsou v systému přístupné zdroje náhodných poruch:

- deterministický průběhy veličin jsou jednoznačné
- stochastický pouze rozdělení pravděpodobnosti

Při práci se systémem

- vymezíme část reality
- definujeme rozlišovací úroveň

2.1 Systémový přístup

Systémový přístup: zkoumání organizace částí objektu v rámci celku a řešení vzájemného působení těchto částí.

My řešíme interakci řídicího a řízeného systému + vliv okolí - poruchy a změny žádané hodnoty.

Různé rozlišovací úrovně $\Rightarrow$ různé veličiny a popisy.

Čím je vyšší rozlišovací úroveň, tím více roste složitost popisu.

Příklad: elektrický obvod s jedním odporovým prvkem procházený proudem

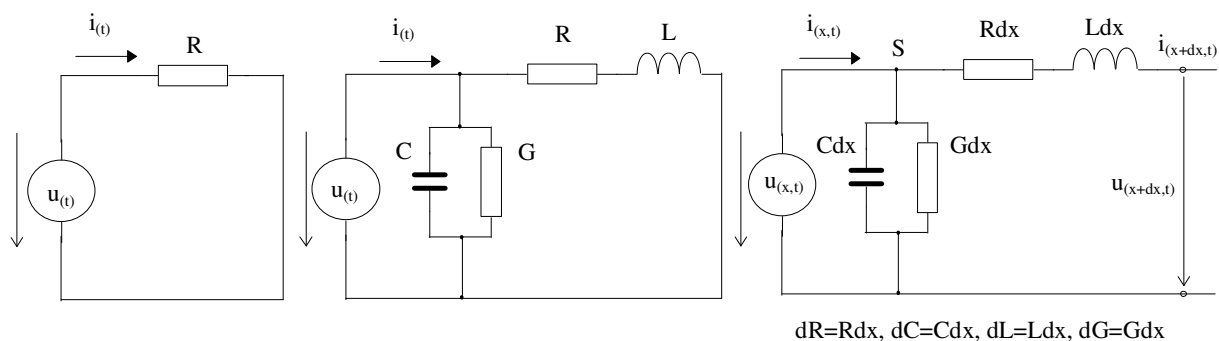
- nízké frekvence obvod se soustředěnými parametry a čistě ohmickou zátěží $\Rightarrow$ Ohmův zákon, lineární popisy
- střední frekvence obvod se soustředěnými parametry, kde se uplatní parazitní kapacity a indukčnosti $\Rightarrow$ lineární diferenciální rovnice
- vysoké frekvence obvod s rozprostřenými parametry $\Rightarrow$ parciální diferenciální rovnice s velmi složitým řešením

Obvody s rozprostřenými parametry

Probíhající jevy mají vlnový charakter, tj. mluvíme o šíření elektromagnetických polí. Kapacitní prvky mají převahu elektrických a induktivní prvky magnetických polí. Délky vln je třeba srovnávat s fyzickými rozměry obvodu. Uvažujeme-li jeden rozměr podstatně větší - délku - než ostatní, můžeme řešení zjednodušit - řešíme ho jako vedení (homogenní/nehomogenní). V obecném případě je nutné přistoupit k řešení pomocí Elektromagnetických polí.

Řešení vedení potom vede na popisy pomocí napětí a proudů, které jsou funkcemi času a jedné prostorové souřadnice.

Obr. 9 Systémový přístup v elektrotechnice

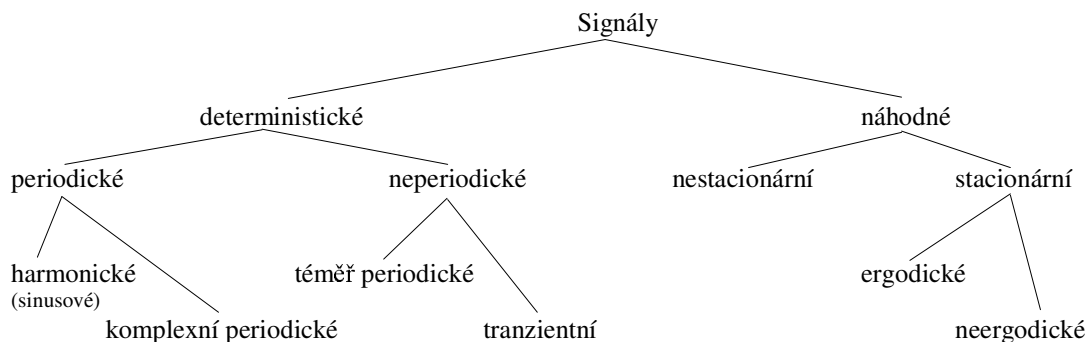


Systémový přístup je základem teorie systémů - jedné z oblastí zájmu technické kybernetiky.

Výběr pozorované části reality odpovídá výběru systému. Rozlišovací úrovní potom odpovídá výběr proměnných (vstupů a výstupů). Takový systém potom matematicky popisujeme. K tomu slouží různé popisy, kterým bude věnována kapitola 2.3.

2.2 Signály

Obr. 10 Rozdělení signálů



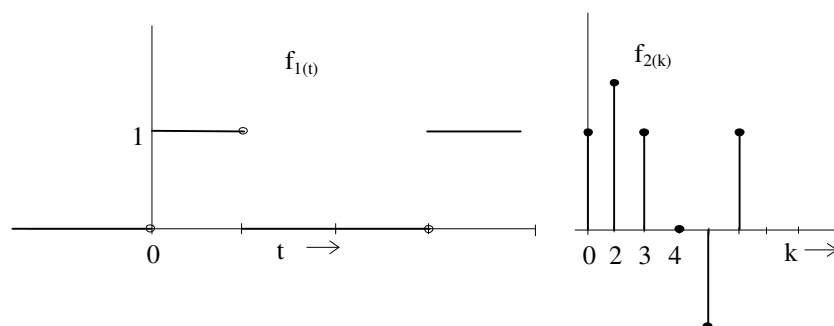
deterministické: matematicky popsatelné a tudíž reprodukovatelné

nedeterministické: nelze popsat jejich časový průběh (popis lze provést pouze zprostředkovaně jejich charakteristikami)

Diskrétní signál:

- v čase
- v hodnotě

Obr. 11 Signál diskrétní v hodnotě (logický signál) a v čase



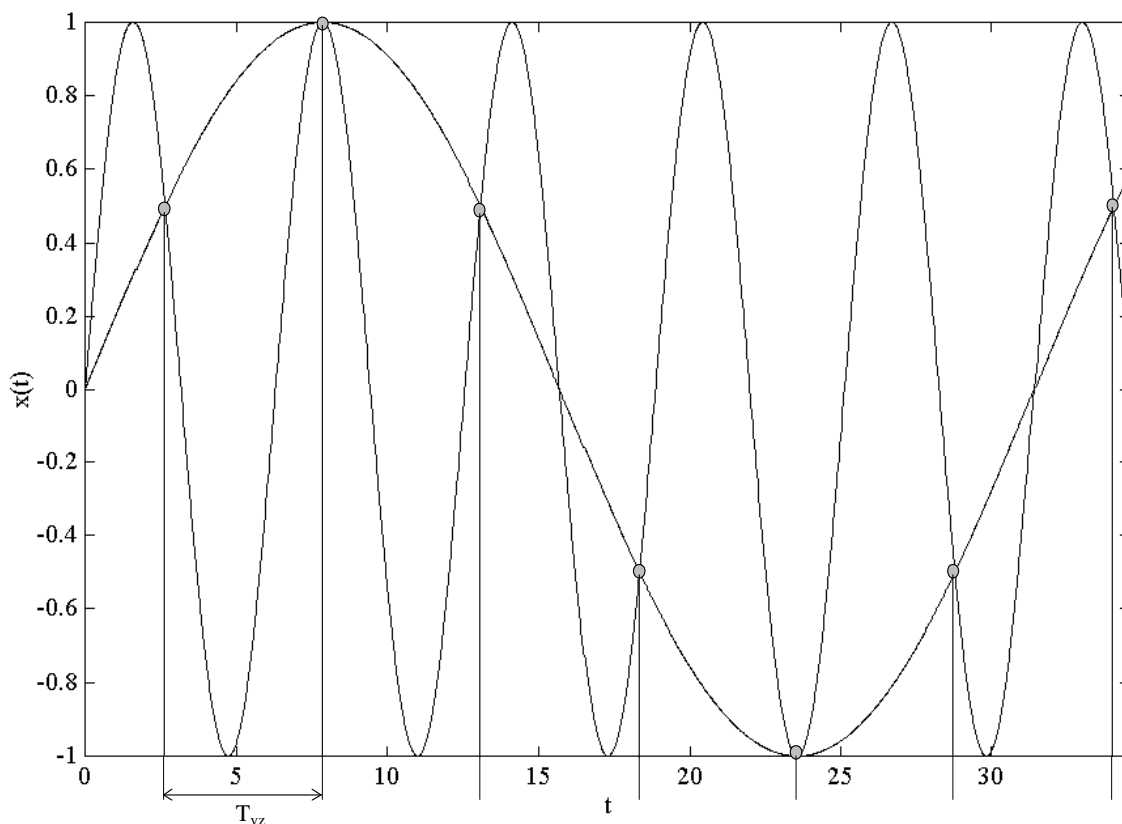
Příkladem, spojitého signálu budiž průběh z obr. 12.

2.2.1 Aliasing

Vzorkovací teorém

Chceme-li obnovit časově spojité signál s horní frekvencí $f_{\max}$ na základě vzorků získávaných s frekvencí f_s , musí být splněn vztah $f_s \geq 2 \cdot f_{\max}$, resp. $T_s = 1/f_s \leq 1/(2 \cdot f_{\max})$. Uvedené vztahy bývají značeny jako *vzorkovací (Nyquistův) teorém* a frekvence $f_{\max}$ jako Nyquistova frekvence.

Obr. 12 Aliasing při nevhodném vzorkování průběhu $\sin(t)$



2.2.2 Jednotkový skok a Diracův impuls

Základní signály při zjišťování vlastností systému metodou černé skříňky jsou jednotkový skok a Diracův impuls. Tyto signály uvedeme jak ve spojitě, tak v diskrétní podobě.

Jednotková funkce (jednotkový skok)

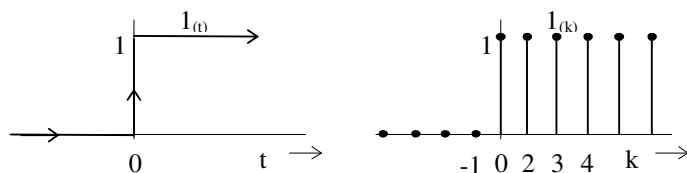
$$1_{(t)} = 1 \text{ pro } t \geq 0,$$

$$0 \text{ pro } t < 0$$

$$1_{(k)} = 1 \text{ pro } k \geq 0,$$

$$0 \text{ pro } k < 0$$

Obr. 13 Spojitý a diskrétní jednotkový skok



Diracův impuls (Diracova funkce)

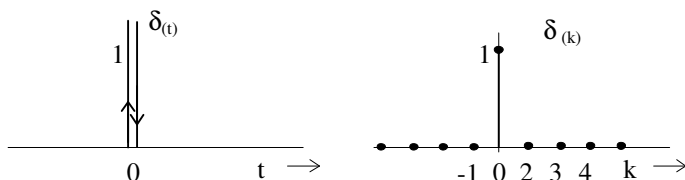
$$\delta_{(t)} = 1 \text{ pro } t = 0,$$

$$0 \text{ jinde}$$

$$\delta_{(k)} = 1 \text{ pro } k = 0,$$

$$0 \text{ jinde}$$

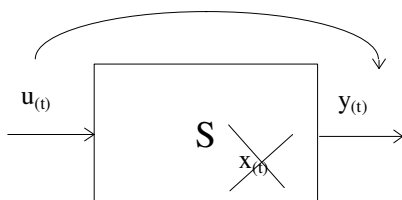
Obr. 14 Spojitý a diskrétní Diracův impuls



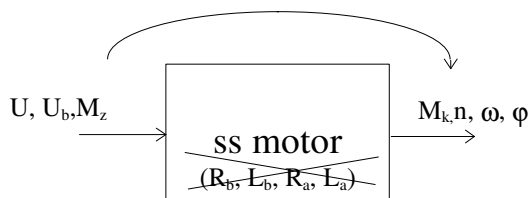
2.3 Vnější popis systému

Vnější popisy pohlíží na systém jako na černou skříňku se vstupy a výstupy. Chování systému popisujeme pomocí těchto dvou veličin.

Obr. 15 Ideové schéma vnějších popisů



Obr. 16 Stejnoseměrný motor z pohledu vnějších popisů



Nejčastěji se používají následující popisy:

1. diferenciální rovnice
2. přenos v Laplaceově/Fourierově (spojité systémy) nebo Z (diskrétní systémy) transformaci
3. impulsní funkce (impulsní charakteristika)
4. přechodová funkce (přechodová charakteristika)
5. frekvenční přenos
6. frekvenční charakteristika
7. nuly a póly přenosu systému
8. odezva systému na libovolný známý signál

Některé z uvedených popisů si v rámci našich možností probereme podrobněji

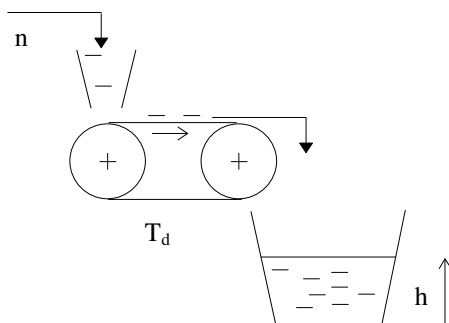
2.3.1 Diferenciální rovnice

Popsat můžeme lineární, nelineární (neplatí následující rovnice), stacionární (a_i , b_i jsou konstanty) a nestacionární systémy. Popis lineárního stacionárního systému má tvar.

$$a_n y^{(n)}(t) + \dots + a_0 y(t) = b_m u^{(m)}(t) + \dots + b_0 y(t - T_d) \quad \text{rov. 2.1}$$

T_d je dopravní zpoždění, které charakterizuje zpoždění působení průchodu řídicího signálu. Znamená to, že systém na daný vstupní signál reaguje až po době T_d .

Obr. 17 Příklad systému s dopravním zpožděním

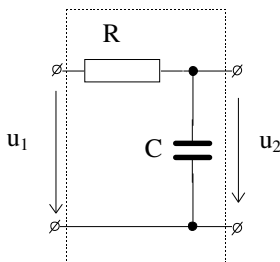


K řešení diferenciální rov. 2.1 musíme znát počáteční podmínky až do derivace řádu $n-1$, resp. $m-1$.

Příklad

Určete popis diferenciální rovnicí pro obvod z obr. 18.

Obr. 18 Integrovní členek



$$u_2(t) = \frac{1}{C} \int_0^t \frac{u_1(\tau) - u_2(\tau)}{R} d\tau + u_2(0)$$

$$u_2'(t) + \frac{1}{RC} u_2(t) = \frac{1}{RC} u_1(t)$$

Pozn. Pro systémy, kde je $n \geq m$, existuje vnitřní popis (viz odst. 2.4). Tyto systémy se nazývají ryzí, resp. striktně ryzí, je-li $n > m$. Číslo n charakterizuje řád systému.

2.3.2 Přenos

Přenosem rozumíme relaci mezi výstupem systému. Vzhledem k složitým popisům v časových oblastech se signály transformují do jiného prostoru, kde jsou nejčastěji prováděné operace prováděny jednodušeji a také zápis má kompaktnější podobu. Z transformací se u spojitých systémů používá transformace *Laplaceova*, případně *Fourierova*. U diskretních systémů existuje transformace *Z*. Transformační předpis, který funkcím v časové oblasti - *předmětům* přiřazuje jejich protějšky v oboru proměnné p^1 - *obrazy* má v případě Laplaceovy transformace tvar.

$$F_{\{f(t)\}} = F_{(p)} = \int_0^{\infty} f(t) e^{-pt} dt \quad \text{rov. 2.2}$$

Podnětem ke vzniku Laplaceovy transformace byla transformace Fourierova, která klade silné omezující podmínky na obor povolených předmětů. Její předpis má podobný tvar: $F_{\{f(t)\}} = F_{(j\omega)} = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt$.

Výhodou Fourierovy transformace je jednoduchá fyzikální interpretace proměnné ω , která představuje skutečný úhlový kmitočet. Tento předpis je možné vhodně kombinovat s dobře známým aparátem fázorové analýzy obvodů, která je probírána v elektrotechnice.

V tomto případě využíváme korespondence mezi proměnnou $j\omega$ Fourierovy a p Laplaceovy transformace.

Přenos v Laplaceově transformaci má tvar:

$$G_{(p)} = \frac{b_m p^m + \dots + b_0}{a_n p^n + \dots + a_0} = \frac{b_{(p)}}{a_{(p)}}$$

Polynomy čitatele i jmenovatele můžeme psát také ve tvaru:

$$a(p) = a_n p^n + \dots + a_0 = a_n (p - p_1) \dots (p - p_n)$$

$$b(p) = b_m p^m + \dots + b_0 = b_m (p - n_1) \dots (p - n_m)$$

Přenos můžeme zapsat ve tvaru:

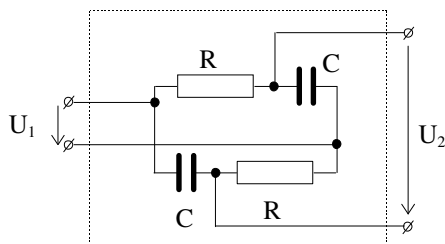
$$G_{(p)} = \frac{b_m (p - n_1) \dots (p - n_m)}{a_n (p - p_1) \dots (p - p_n)} = \frac{b_0 (1 + pT_1) \dots (1 + pT_m)}{a_0 (1 + p\tau_1) \dots (1 + p\tau_m)}, \text{ kde}$$

$$T_i = -\frac{1}{n_i}, \tau_i = -\frac{1}{p_i}$$

Člen a_0/b_0 nazýváme zesílení systému.

¹ Proměnná p je běžně používána v české literatuře. V zahraničí se častěji používá proměnná s .

Obr. 19 Elektrický obvod s neminimální fází



Příklady:

Zjistěte přenos obvodu z obr. 18.

$$F_{u_2/u_1} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{\frac{1}{j\omega C} + R} = \frac{1}{1 + j\omega\tau}$$

Zjistěte přenos obvodu z obr. 19.

$$F_{u_2/u_1} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{U_1 \frac{\frac{1}{j\omega\tau}}{R + \frac{1}{j\omega\tau}} - U_1 \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega\tau}}}{U_1} = \frac{1}{1 + j\omega\tau} - \frac{j\omega\tau}{1 + j\omega\tau} = \frac{1 - j\omega\tau}{1 + j\omega\tau} = 1 - j \frac{2\omega\tau}{1 + \omega^2\tau^2}$$

Statické systémy

Jsou takové systémy, které na omezený vstup reagují omezeným výstupem. Takové systémy mají v polynomu jmenovatele $a_{(p)}$ člen a_0 nenulový. Příkladem takového systému je například integrátor

Astatické systémy

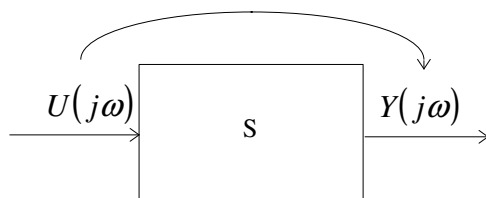
Mají v polynomu $a_{(p)}$ člen a_0 nulový. Polynom můžeme vyjádřit jako $a_{(p)} = p \cdot (a_1 + a_2 p + \dots + a_n p^{n-1})$.

2.3.3 Frekvenční charakteristika, frekvenční přenos

Frekvenční charakteristika je rovna přenosu systému v Laplaceově transformaci, kde místo p dosazujeme $j\omega$.

$$G_{(j\omega)} = \frac{Y_{(j\omega)}}{U_{(j\omega)}} = \text{Re}[G_{(j\omega)}] + j \text{Im}[G_{(j\omega)}] = |G_{(j\omega)}| e^{-j \arg(G_{(j\omega)})}$$

Obr. 20 K frekvenční charakteristice



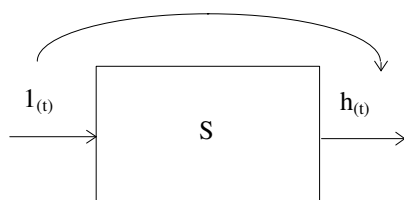
Frekvenční charakteristiku můžeme získat měřením. Na vstup systému přivádíme harmonický signál známé frekvence a amplitudy. Změřením amplitudu a fáze výstupu získáme po normování amplitudou vstupního signálu jeden bod charakteristiky.

Frekvenční charakteristika statických systémů začíná na reálné ose v bodě b_0/a_0 . Astatické systémy začínají vždy v nekonečnu (dosadíte $\omega=0$ do členu $1/(j\omega)$).

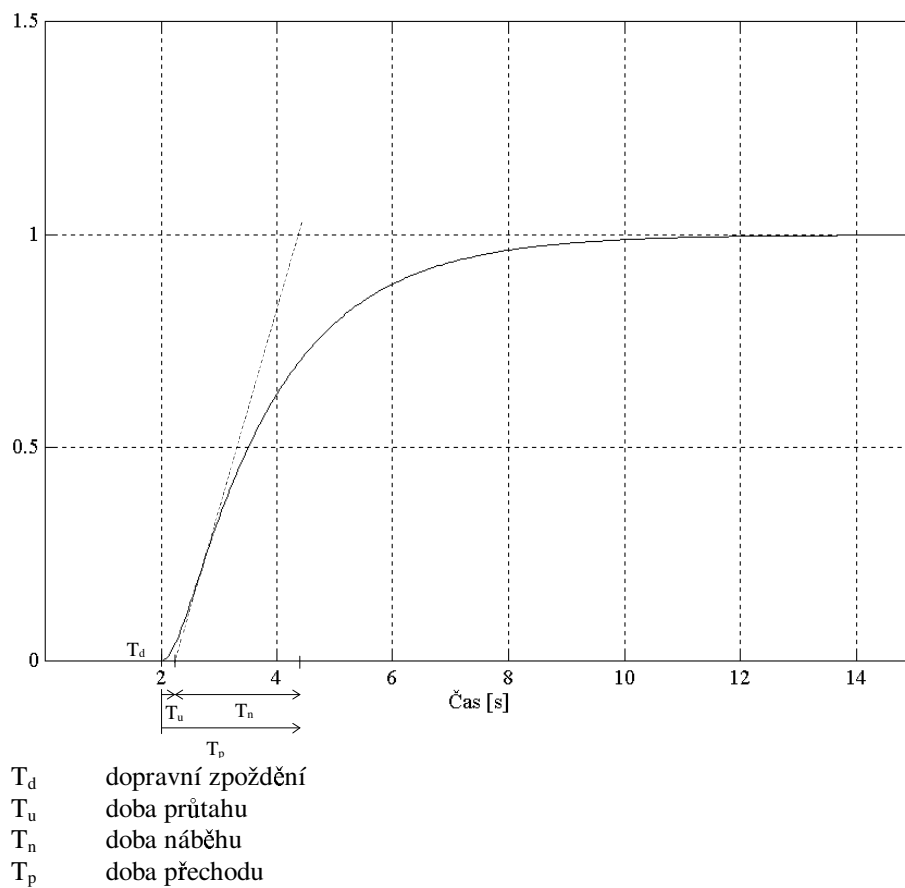
2.3.4 Přechodová funkce

Je odezvou systému na jednotkový skok řízení. Má-li vstupní signál jinou než jednotkovou úroveň je třeba provést normalizaci výstupu dělením příslušnou vstupní úrovní.

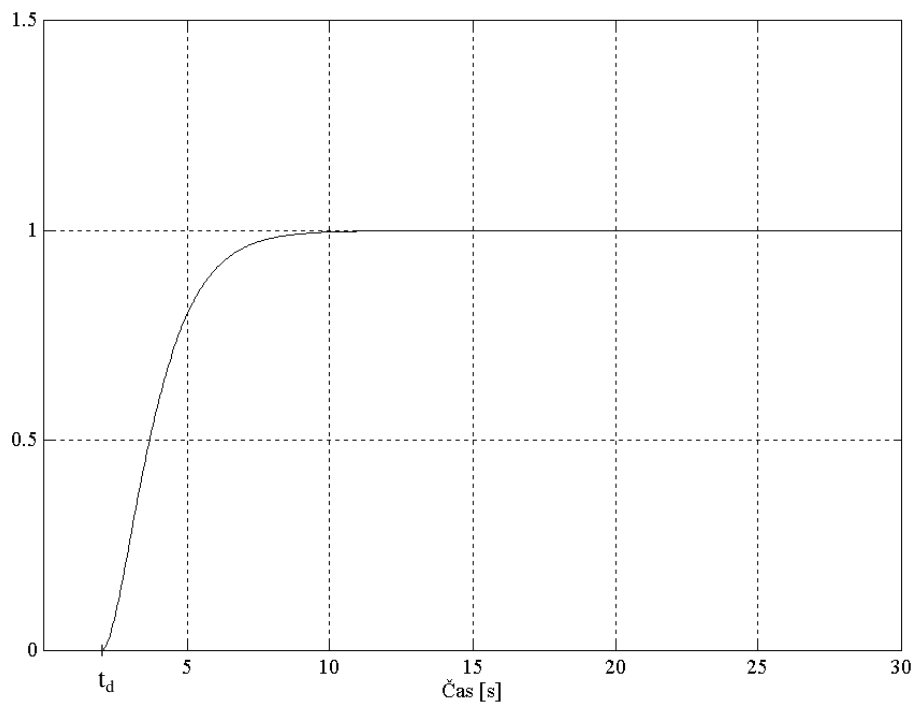
Obr. 21 K přechodové funkci



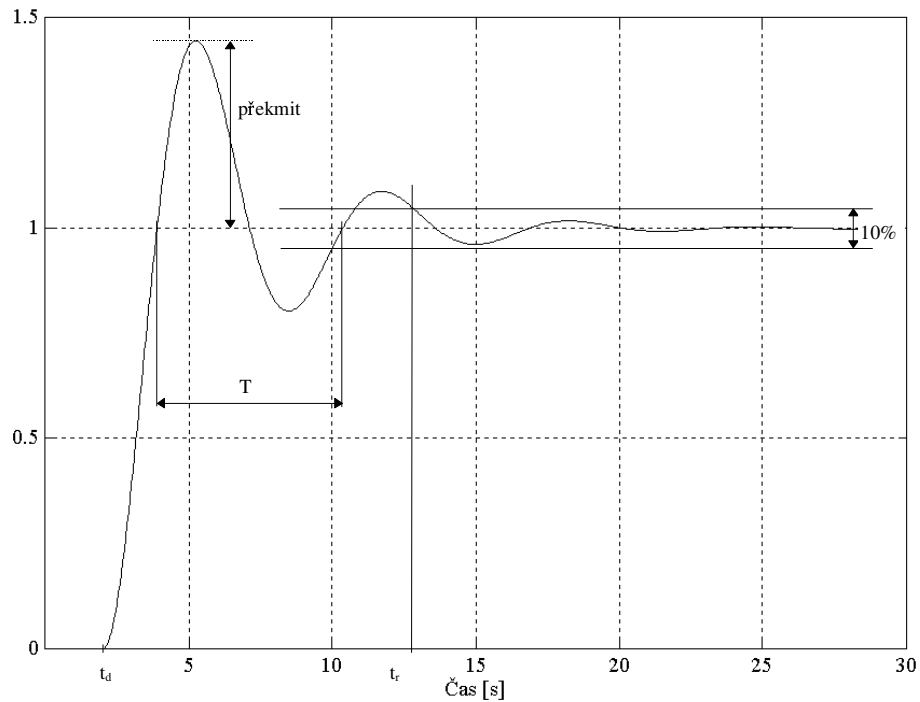
Obr. 22 Přebodová funkce statického systému
druhého řádu - aperiodická



Obr. 23 Přebodová funkce statického systému
druhého řádu - na mezi aperiodicity



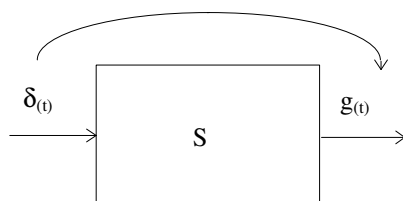
Obr. 24 Přejchodová funkce statického systému druhého řádu - kmitavá



2.3.5 Impulsní funkce

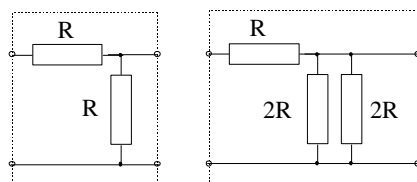
Je odezvou systému na Diracův impuls na vstupu.

Obr. 25 K impulsní funkci

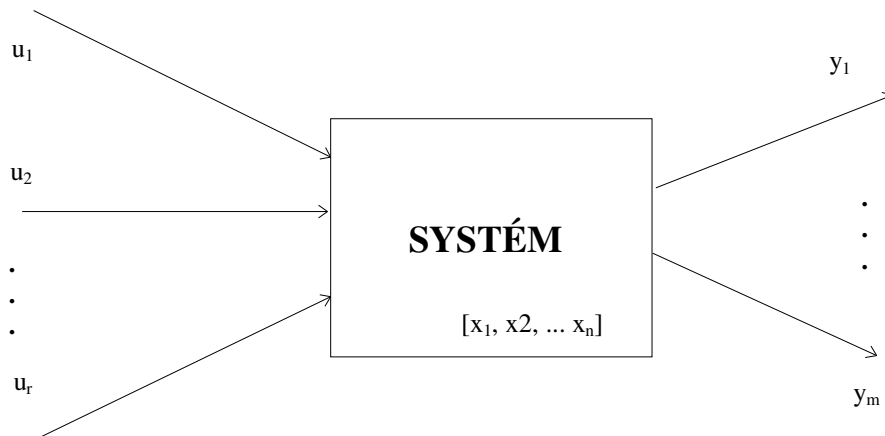


2.4 Vnitřní - stavový popis systému

Obr. 26 Motivace stavového popisu



Obr. 27 Blokové schéma řízeného systému



Vnější popis: $Y=G.U$, kde G je přenos řízení.

Vnitřní popis (diskrétního systému):

$$x_{(k+1)}=A.x_{(k)}+B.u_{(k)}$$

$$y_{(k+1)}=C.x_{(k)}+D.u_{(k)}, \text{ kde}$$

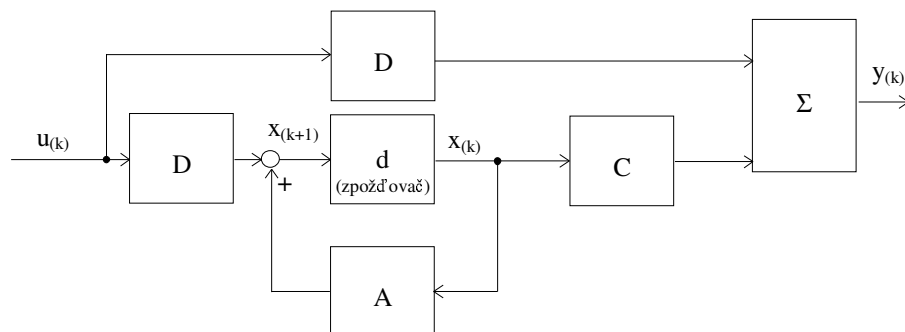
A které určuje dynamiku systému

B charakterizuje vliv řízení na stav systému

C vliv stavů systému na výstup

D přímý vliv řízení na

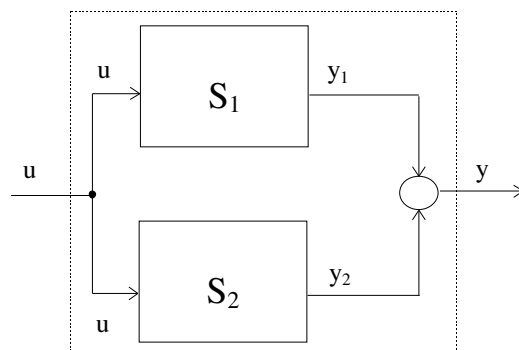
Obr. 28 Vysvětlující obrázek k vnitřnímu popisu systému



2.5 Vazby mezi systémy

V dále uvedených případech jednotlivých spojení systému budeme systémy značit S_1 a S_2 . Jejich přenosy pak jsou $S_1=b_1/a_1$, resp. $S_2=b_2/a_2$.

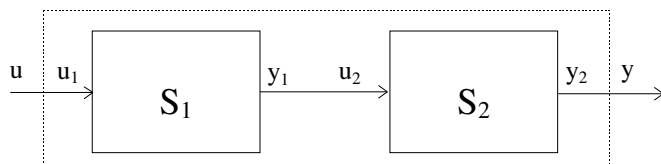
Obr. 29 Paralelní řízení systémů



$$y = y_1 + y_2 = S_1 u + S_2 u = (S_1 + S_2) u = S u$$

$$S = \frac{b_1 a_2 + b_2 a_1}{a_1 a_2}$$

Obr. 30 Sériové řazení systémů

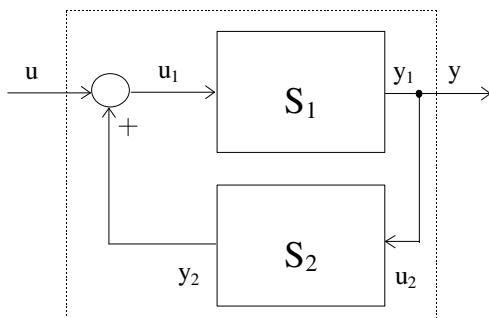


$$y = y_2 = S_2 S_1 u_1 = S_2 S_1 u$$

$$S = \frac{b_1 b_2}{a_1 a_2}$$

Pozor nelze krátit, protože takováto operace neodpovídá reálnému provozu a vykrácené vlastnosti nadále zůstávají v zařízení.

Obr. 31 Zpětnovazební řazení systémů



$$y = S_1(u - S_2 y), \quad y = \frac{S_1}{1 - S_1 S_2}$$

$$S = \frac{a_2 b_1}{a_1 a_2 - b_1 b_2}$$

2.6 Systémy statické, astatické a s neminimální fází

Spojité a diskrétní systémy.

2.7 Modelování

Jedna z metod kybernetiky¹, kdy využíváme modelu, tj. objektu, jehož chování je odpovídající chování modelovaného systému.

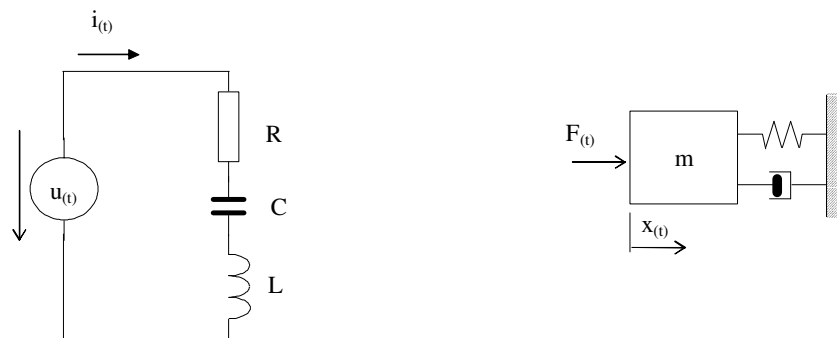
Tab.2.1 Elektricko-pneumaticko-hydraulické analogie

Elektrická veličina	Pneumatická veličina	Hydraulická veličina
napětí	tlak	tlak
proud	průtok	průtok
elektrický odpor	pneumatický odpor	hydraulický odpor
průtok	hmotnost	hmotnost

Řízené pozorování na objektu - *identifikace*.

Řízené pozorování na modelu - *simulace*.

Obr. 32 Příklad modelu



¹ Používají se: metoda černé skřínky, metoda analogií, metoda modelování.

Pro elektrický obvod platí:

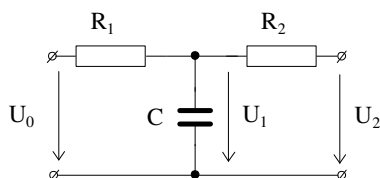
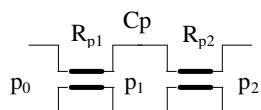
$$R \cdot i_{(t)} + L \frac{di_{(t)}}{dt} + \frac{1}{C} \int_0^t i_{(\tau)} \cdot d\tau = u_{(t)}$$

$$L \frac{d^2 i_{(t)}}{dt^2} + R \frac{di_{(t)}}{dt} + \frac{1}{C} i_{(t)} = \frac{du_{(t)}}{dt}$$

Mechanický systém popisuje následující rovnice:

$$F = m \frac{d^2 x_{(t)}}{dt^2} + B \frac{dx_{(t)}}{dt} + Kx_{(t)}$$

Obr. 33 Elektro-pneumatická analogie



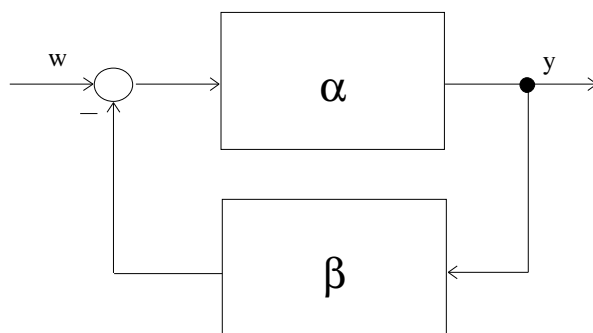
3. Regulační obvody

V kapitole 1.2 byl vysvětlen základní rozdíl mezi ovládáním a regulací, který spočívá v uzavření zpětnovazební smyčky. Dále budeme rozvíjet znalosti právě z oblasti regulace. Na obr. 3 jsou zobrazeny dvě nejčastěji používané varianty uspořádání regulátoru. Regulátory s více stupni volnosti se vzhledem k složitějším popisům nebudeme podrobněji zabývat. Uveďme si jen to, že v daném uspořádání nazýváme bloky R_1 a R_2 korektory. Úplným vyřazení bloků R_1 a R_2 vzniká konfigurace tzv. zpětnovazebního regulátoru (regulátor je umístěn ve ZV). Nejdůležitější je uspořádání **a**, kdy regulátor zpracovává regulační odchylku. Pak mluvíme o odchylkové regulaci, nejčastějším uspořádání regulačního obvodu.

3.1 Zpětná vazba

Zpětná vazba svou přítomností zásadně ovlivňuje chování systému (mění jeho strukturu).

Obr. 34 Ideové schéma zpětné vazby



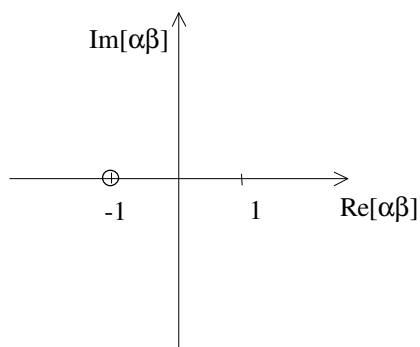
V uspořádání z obr. 34 platí pro přenos řízení:

$$F_w = \frac{Y}{W} = \frac{\alpha}{1 + \alpha\beta}.$$

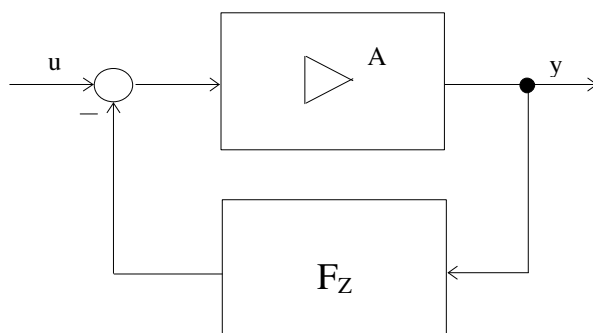
Cíl řízení můžeme jednoduše vyjádřit jako požadavek na splnění vztahu $F_w=1$.

Vidíme, že o stabilitě uvedeného přenosu rozhoduje znaménko členu $\alpha\beta$. Nejhorší stav nastane když $\alpha\beta=-1$, pak totiž $F_w \rightarrow \infty$.

Obr. 35 K nestabilitě ZV obvodu



Obr. 36 Zapojení systému do zpětné vazby operačního zesilovače

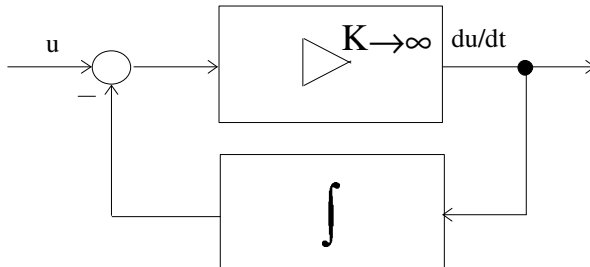


$$y_r = \frac{A}{1 + F_Z A} \cdot u$$

$$A \rightarrow \infty, y = \frac{1}{F_Z}$$

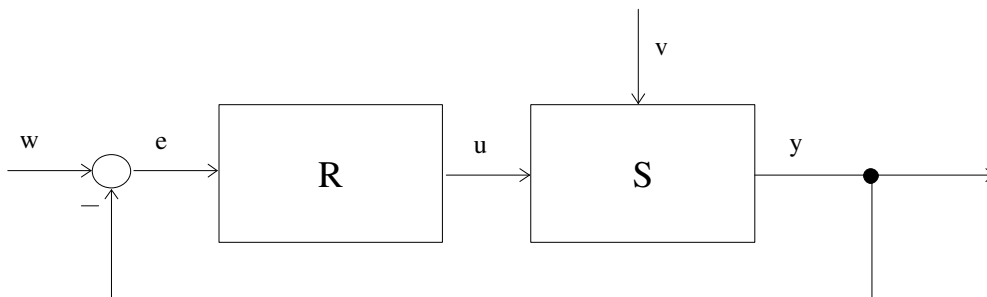
Příklad realizace derivátoru s využitím ZV. Vidíme, že součástka zapojená do ZV ideálního operačního zesilovače se z vnějšího pohledu projeví v opačném charakteru (cívka→induktor, induktor→cívka).

Obr. 37 Realizace derivátoru s pomocí zpětné vazby



3.2 Podrobnější rozbor regulačního obvodu

Obr. 38 Řízení v uzavřené smyčce - odchylková regulace



Značení veličin:

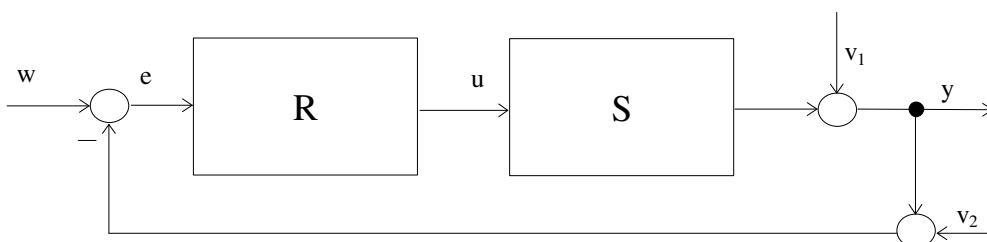
- y výstupní veličina systému (regulovaná veličina)
- u akční veličina (výstup regulátoru)
- e regulační odchylka
- w žádaná hodnota
- v rušení vstupující do systému

SISO systém (jeden vstup jeden výstup)

$$Y = G \cdot W = \frac{S \cdot R}{1 + S \cdot R} W = \frac{G_{OL}}{1 + G_{OL}} \quad \text{rov. 3.1}$$

Nadále se budeme zabývat výhradně studiem systémů typu SISO. Pro přenos otevřené smyčky $S \cdot R$ zavedeme značení G_{OL} . Dále budeme studovat, jak je návrh regulátoru omezen přítomností rušení. Na obr. 38 je rušení v zakresleno jako obecně vstupující do systému. V dalším budeme uvažovat jeho vliv na výstupu ze systému - v_1 . Dále zavedeme šum měření v_2 .

Obr. 39 Blokové schéma regulačního obvodu s vyznačením poruch



Značení veličin:

- v_1 aditivní porucha na výstupu systému

v_2 šum měření

Zajímavé přenosy v tomto obvodu jsou:

$$F_w = \frac{Y}{W}, F_e = \frac{E}{W}, F_u = \frac{Y}{U}, F_{v_1} = \frac{Y}{V_1}, F_{v_2} = \frac{Y}{V_2}$$

Budeme je značit po řadě: přenos řízení, přenos poruchy, přenos akční veličiny, přenos rušení na výstupu systému, přenos šumu měření.

Při jejich určování uplatníme s výhodou princip superpozice. Pak platí:

$$F_w = \frac{SR}{1 + SR}$$

$$F_e = \frac{1}{1 + SR} W$$

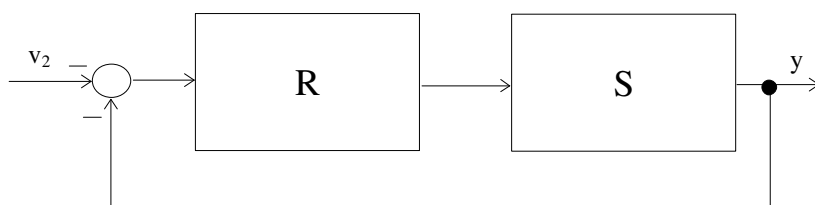
$$F_u = \frac{S}{1 + SR} U$$

$$F_{v_1} = \frac{1}{1 + SR} W$$

$$F_{v_2} = -\frac{SR}{1 + SR} W$$

Snahou při řízení je $F_w=1$, tj. dosažení stavu kdy výstupní veličina systému kopíruje žádanou hodnotu.

Obr. 40 Překreslené schéma pro určení přenosu na poruchu v_2

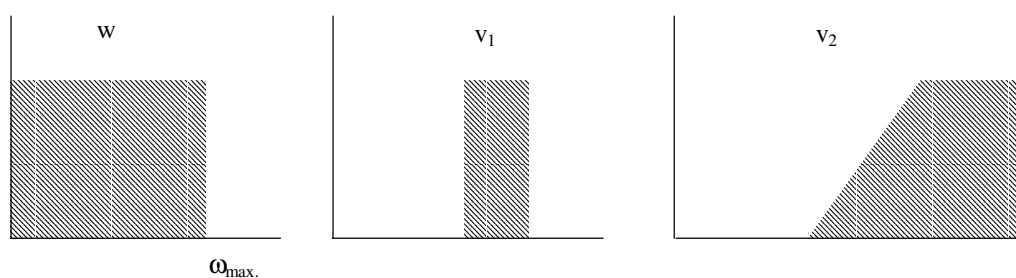


Pro výstupní veličinu můžeme s uvažováním poruchy na výstupu a šumu měření psát:

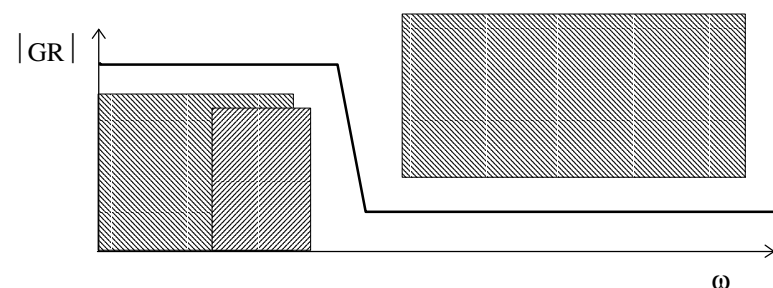
$$Y = \frac{SR}{1 + SR} W + \frac{1}{1 + SR} V_1 - \frac{SR}{1 + SR} V_2 = \frac{G_{OL}}{1 + G_{OL}} W + \frac{1}{1 + G_{OL}} V_1 - \frac{G_{OL}}{1 + G_{OL}} V_2 \quad \text{rov. 3.2}$$

Předchozí vztah nám umožňuje zhodnocení vlivu jednotlivých signálů na kvalitu regulačního procesu a poskytuje i základní náhled na proces jeho syntézy.

Obr. 41 Typická spektra jednotlivých vstupních veličin



Obr. 42 Průběh optimálního řešení z hlediska omezení rušení



V uvedeném vztahu se vyskytují dva typy přenosů. Označme je takto:

$$S = \frac{1}{1 + SR} = \frac{1}{1 + G_{OL}}, \quad T = \frac{SR}{1 + SR} = \frac{G_{OL}}{1 + G_{OL}}$$

Přenos S nazýváme citlivostní funkcí, přenos T komplementární citlivostní funkcí. Platí vztah $S+T=1$. Naší snahou je eliminace poruch a dosažení přenosu řízení rovného jedné. Muselo by platit:

W: $G_{OL} \rightarrow \infty$, pak $F_w = T \rightarrow 1$

V_1 : $G_{OL} \rightarrow \infty$, pak $F_{v1} = S \rightarrow 0$

V_2 : $G_{OL} \rightarrow 0$, pak $F_{v2} = T \rightarrow 0$

Vidíme, že požadavky nelze splnit, což potvrzuje vztah $S+T=1$. Budeme-li tedy usilovat o ideální přenos řízení poroste i vliv šumu měření. Platí zde známé pravidlo „něco za něco“. Návrh regulačního obvodu je tedy vždy kompromisem mezi optimalitou a stabilitou.

Pozn. Uvedený poznatek o vlivu V_2 charakterizuje fakt, že šum měření nelze vykompenzovat činností regulátoru.

3.3 Kvalita regulace

Při hodnocení kvality regulace musíme oddělit spojitě a diskrétní řízení. To se odlišuje tím, zda regulátor působí na řízení systém spojitě v čase, nebo jen ve vymezených časech.

Spojitě řízení

Vyjdeme z obr. 24

doba regulace

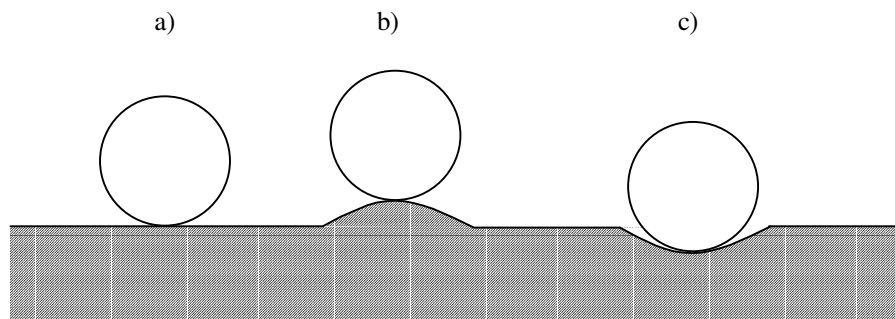
Diskrétní řízení

- přech. děj a stabilita řešení
- je řešení dosaženo v konečném počtu kroků
- počet kroků potřebných k dosažení ustáleného stavu

3.4 Stabilita

Stabilitu intuitivně chápeme jako schopnost setrvávat v rovnovážném stavu i při změně okolních podmínek. Můžeme ji vyjádřit také tak, že změna okolních podmínek nemění podstatu věci

Obr. 43 Motivace k zavedení stability



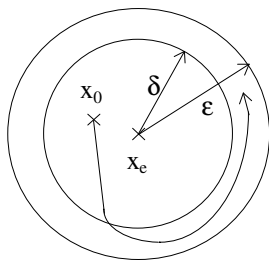
Stabilitu můžeme studovat u rovnovážných stavů, ale i při pohybu (například pohyb po okapu nebo po silnici není totéž).

Existují dvě základní definice stability.

Ljapunovsky stabilní stav je takový stav, pro který platí:

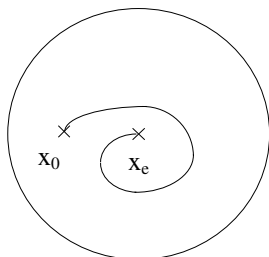
$\forall \varepsilon > 0 \exists \delta > 0$ takové, že zvolíme-li x v δ okolí bodu x_e , bude řešení celé v ε okolí.

Obr. 44 K Ljapunovské stabilitě



Asymptotická stabilita je definována vztahem $\lim_{t \rightarrow \infty} x(t) = x_e$

Obr. 45 K asymptotické stabilitě



Pozn. Stabilitu řešení studujeme shodně, ale vždy je třeba uvést čas. Například řešení $x(t_0)$, je pro $t_0 > 0$ stabilní ...

Postačující podmínky stability pro spojité systémy určujeme z:

- z pólů přenosu, resp. vlastních čísel
Ljapunovsky stabilní jen když jsou póly vlevo, max. na ose
- kritéria stability z koeficientů přenosu charakteristického jmenovatele $\det(pI-A)/$
 - Routhovo kritérium
 - Hurwitzovo kritérium
 - Routh Shurovo kritérium stability

3.4.1 Míry stability, relativní tlumení

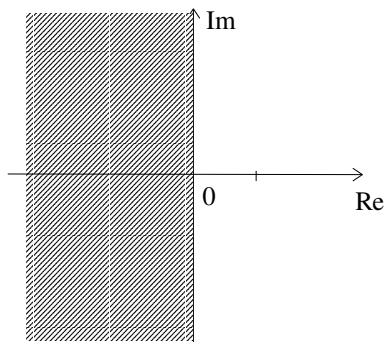
Již jsme si vysvětlili, co znamená pojem stabilita. Pouhé tvrzení „systém je stabilní“ však obvykle nestačí. Proto zavádíme pomocné míry, které určují jak dalece je systému stabilní. Míry stability tedy budeme chápat jako údaje o vzdálenosti systému od nestability.

Míry stability:

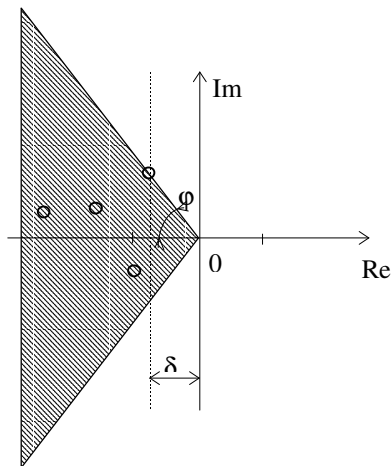
- stupeň stability $\delta = \min \operatorname{Re}[p_i]$
- relativní tlumení $\xi = \cos \varphi$
- fázová bezpečnost γ ... říká o kolik je třeba změnit fázi otevřené smyčky, aby se obvod dostal na mez nestability
- amplitudová bezpečnost m ... říká kolikrát musím zvětšit zesílení otevřené smyčky regulačního obvodu, aby byl uzavřený obvod na mezi stability

Aperiodická stabilita - nepřekývnutí ustálené hodnoty: póly musí být reálné záporné

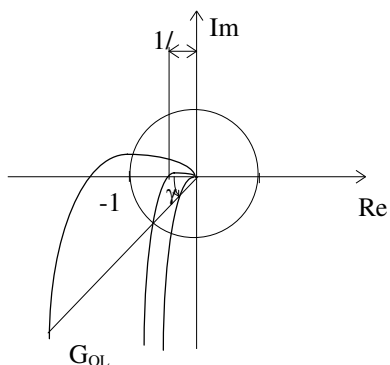
Obr. 46 Stabilní oblast



Obr. 47 Ke stupni stability a relativnímu tlumení



Obr. 48 K amplitudové a fázové bezpečnosti

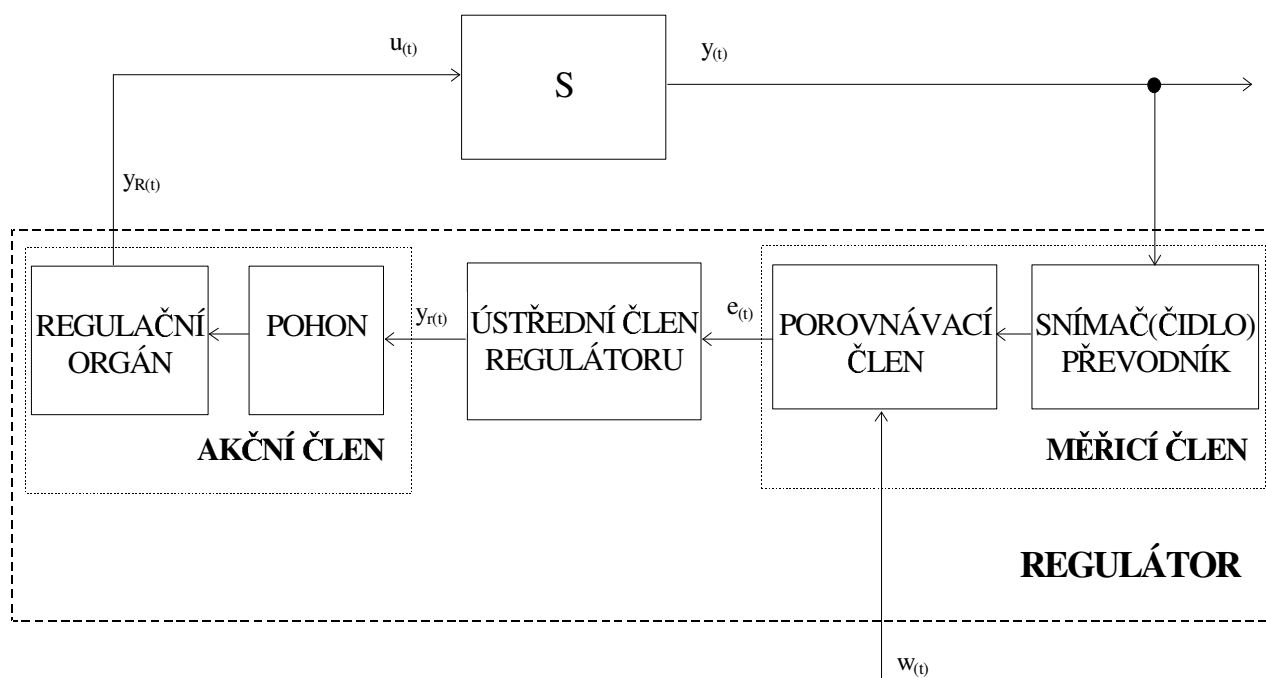


3.5 Regulátory

- přímočinné
- nepřímochinné
- diskrétní (PSD)
- spojitý (PID)

Trend: počítačové řízení $\Rightarrow$ diskretizace vnějších popisů/vzorkování a PSD či jiná číslicová regulace.

Obr. 49 Podrobnější blokové schéma částí regulátoru



Jednotlivé bloky mají tyto úkoly:

Měřicí člen - zjistit informaci o velikosti regulované veličiny a na základě znalosti žádané hodnoty dát na svém výstupu regulační odchylku.

Ústřední člen regulátoru - realizuje vlastní algoritmus řízení.

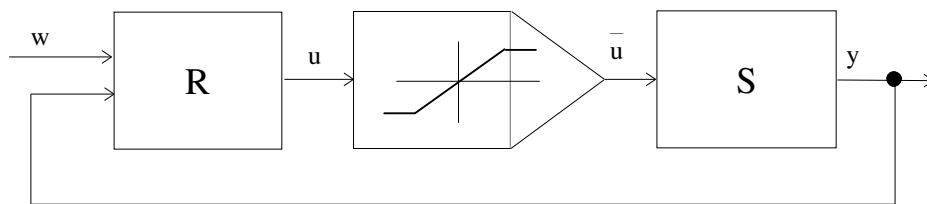
Akční člen - obvykle pomocí pohonu pohánějícího regulační orgán generuje akční zásahy na řízeném systému.

Syntéza - návrh regulátoru (obvykle ÚČR).

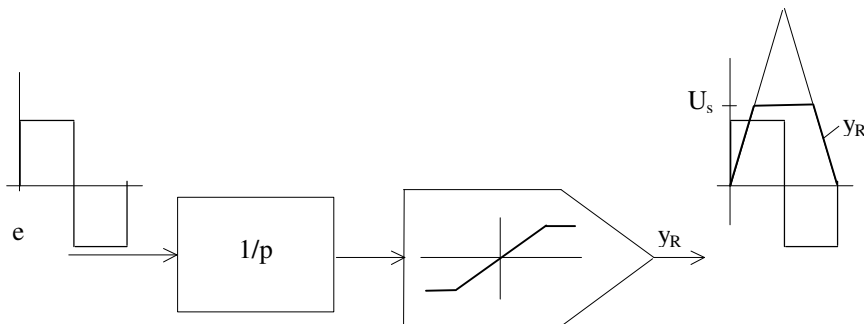
Analýza - zajímá nás chování.

Je nutné uvědomit si, že ve skutečnosti je rozsah akční veličiny regulátoru vždy omezen (sycení OZ, tranzistorů, omezení ventilů, fyzické parametry motorů).

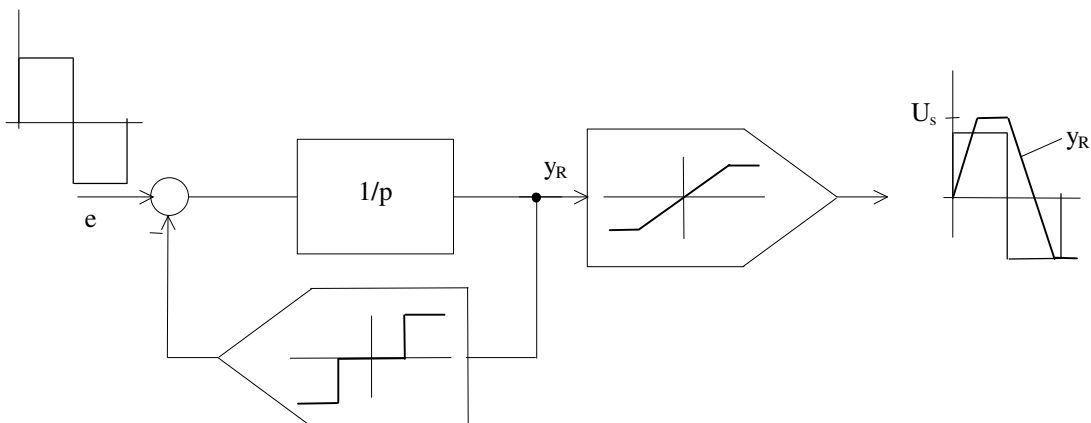
Obr. 50 Přirozené omezení regulace u reálných systémů



Obr. 51 Nelinearita typu nasycení v regulačním obvodu



Obr. 52 Řešení problému s nelinearitou typu nasycení v regulačním obvodu



3.6 Snímače a převodníky

Snímače převádějí měřenou veličinu na jiný typ, vhodnější k dalšímu zpracování. Typicky je to např. teplota/posuv, teplota/odpor, tlak/posuv, průtok/frekvence, otáčky/frekvence, moment/odpor atd.

Čidla jsou speciální snímače, jejichž výstupem je elektrický signál.

Převodníky slouží k dalšímu zpracování signálu ze snímačů/čidel.

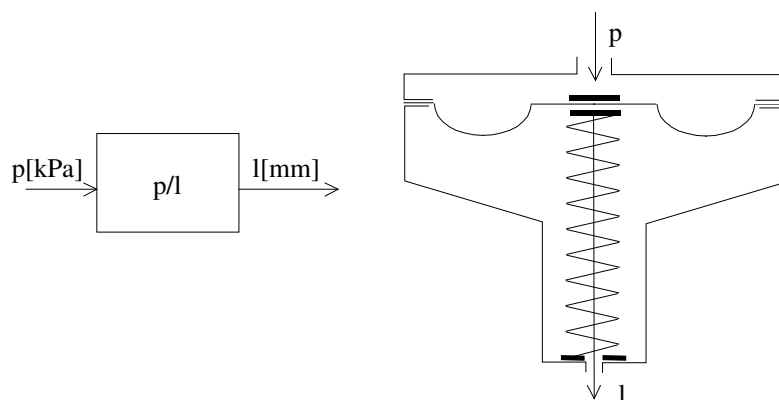
3.6.1 Převodníky v pneumatických systémech.

Membrána

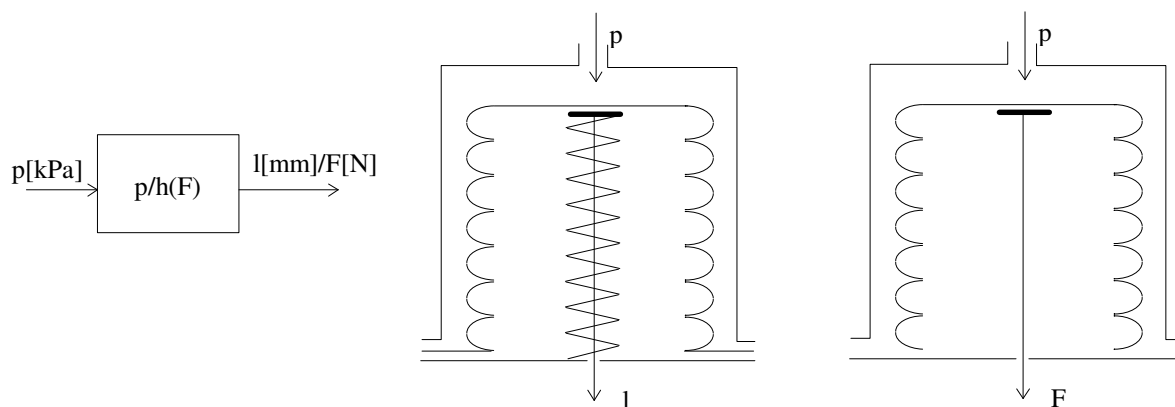
převodník p/l

- do 10 kPa guma
- do 100 kPa mosaz
- nad 100 kPa ocel

Obr. 53 Membrána

Vlnovecpřevodník p/h , resp. p/F , $h=0-4$ mm, $p=0-100$ kPa

Obr. 54 Vlnovec

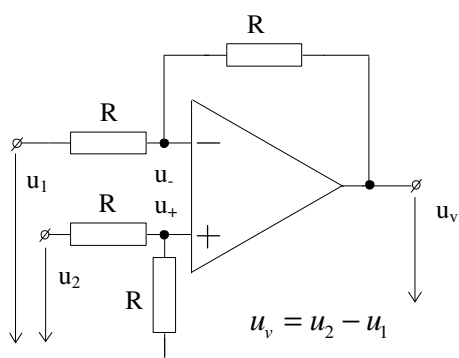


Převodník klapka tryska

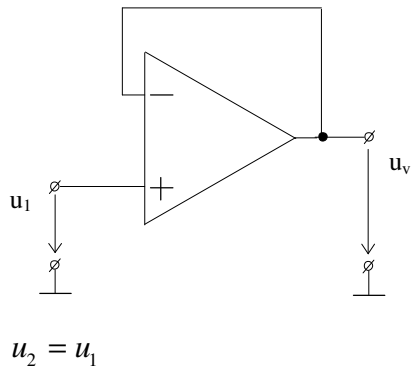
3.7 Porovnávací člen

V provedení s OZ.

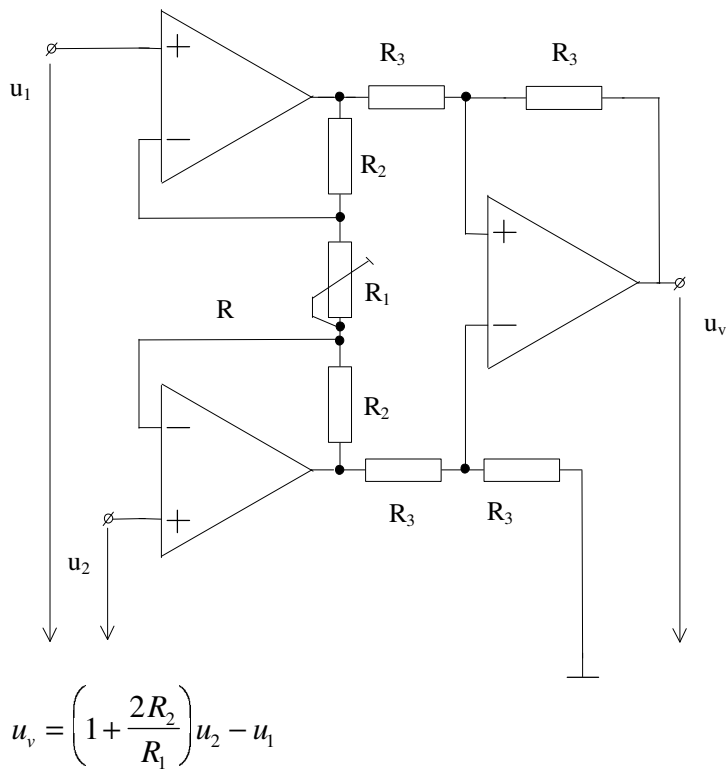
Obr. 55 Rozdílový OZ



Obr. 56 Napěťový sledovač



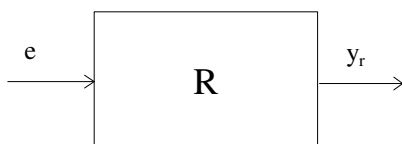
Obr. 57 Přístrojový OZ



3.8 Ústřední člen regulátoru

Ve smyslu obr. 49 budeme dále rozebírat regulátor v užším slova smyslu - tzv. *ústřední člen regulátoru*.

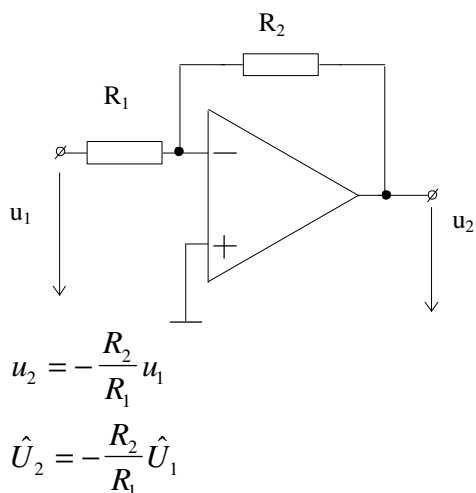
Obr. 58 Blokové schéma regulátoru



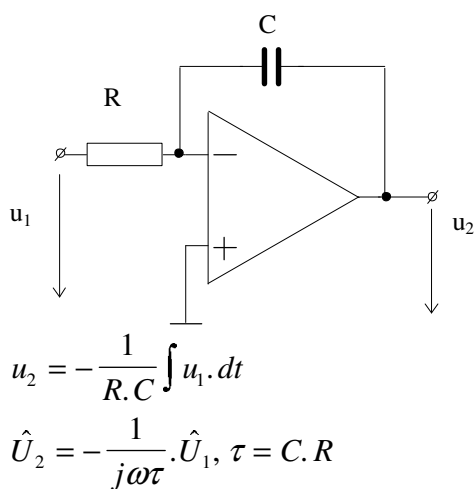
Základní typy regulátorů na bázi operačních zesilovačů .

Regulátor P

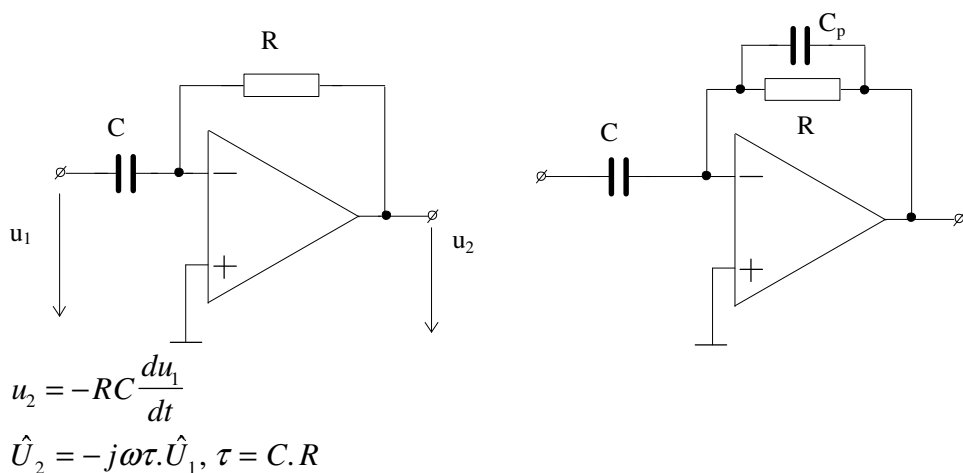
Obr. 59 Zesilovač typu P realizovaný OZ

**Regulátor I**

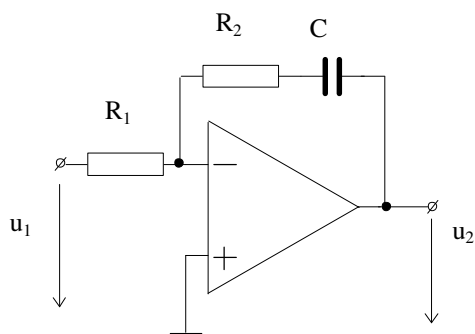
Obr. 60 Zesilovač typu I realizovaný OZ

**Regulátor D**

Obr. 61 Ideální a skutečný zesilovač typu D realizovaný OZ

**Regulátor PI**

Obr. 62 Zesilovač typu PI realizovaný OZ

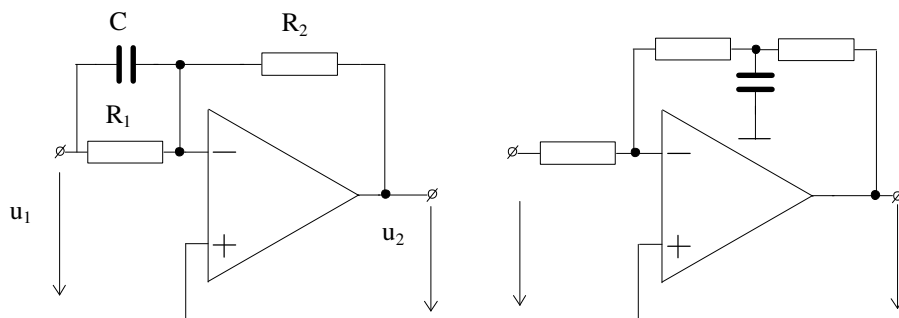


$$u_2 = -\left(\frac{1}{CR_1} \int u_1 \cdot dt + \frac{R_2}{R_1} u_1\right)$$

$$\hat{U}_2 = -\frac{1 + j\omega\tau_2}{1 + j\omega\tau_1} \cdot \hat{U}_1, \quad \tau_1 = C \cdot R_1, \quad \tau_2 = C \cdot R_2$$

Regulátor PD

Obr. 63 Dvě varianty zesilovače typu PD realizovaného OZ

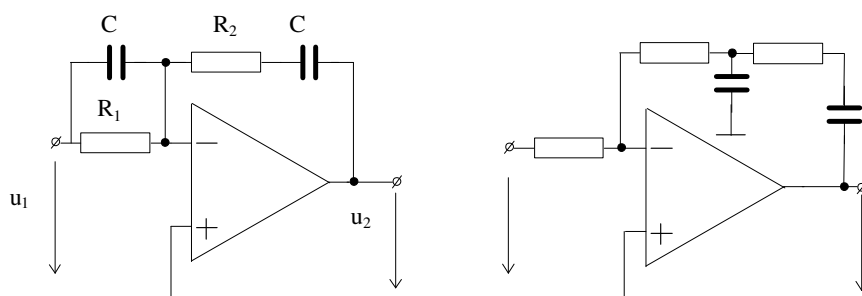


$$u_2 = -\left(\frac{R_2}{R_1} u_1 + CR_2 \frac{du_1}{dt}\right)$$

$$\hat{U}_2 = -\left(\frac{R_2}{R_1} + j\omega\tau\right) \cdot \hat{U}_1, \quad \tau = C \cdot R_2$$

Regulátor PID

Obr. 64 Dvě varianty zesilovače typu PID realizované OZ



$$u_2 = -\left(\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) u_1 + \frac{1}{CR_1} \int u_1 \cdot dt + CR_2 \frac{du_1}{dt}\right)$$

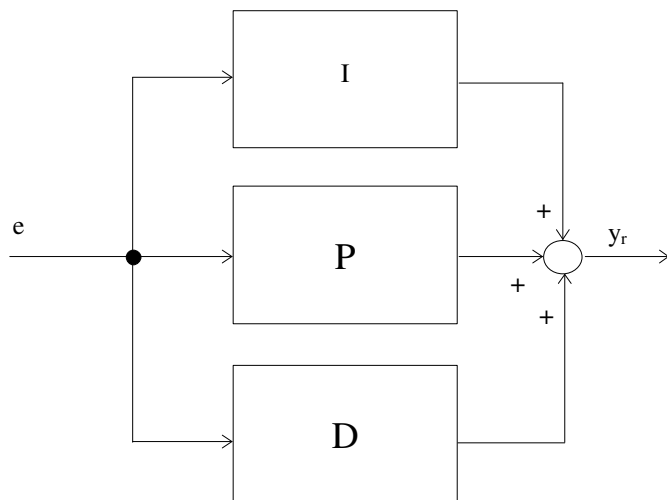
$$\hat{U}_2 = -\left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{1}{j\omega\tau_1} + j\omega\tau_2\right) \cdot \hat{U}_1, \quad \tau_i = C \cdot R_i$$

3.8.1 Regulátor PID

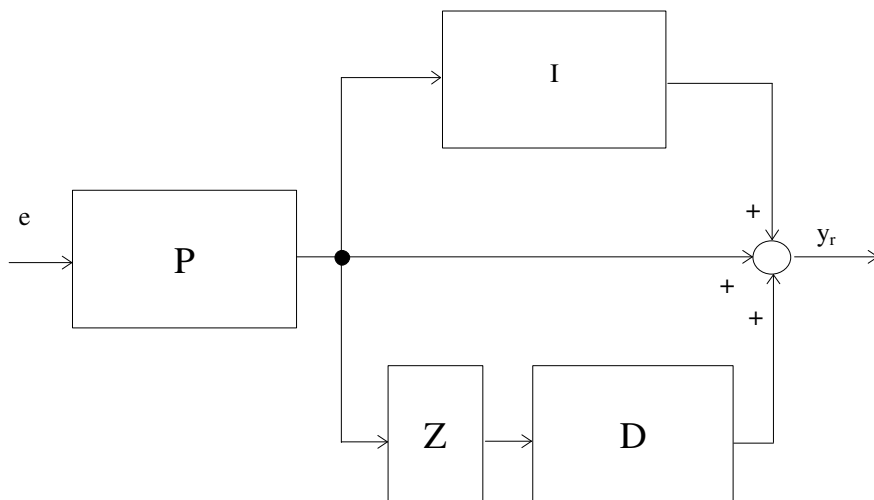
Obecné matematické schéma popisující chování PID regulátoru má následující tvar:

$$y_r = r_0 \left(e_{(t)} + \frac{1}{T_i} \int_0^t e_{(\tau)} \cdot d\tau + T_d \frac{de_{(t)}}{dt} \right) = r_0 e_{(t)} + r_{-1} \int_0^t e_{(\tau)} \cdot d\tau + r_1 \frac{de_{(t)}}{dt}$$

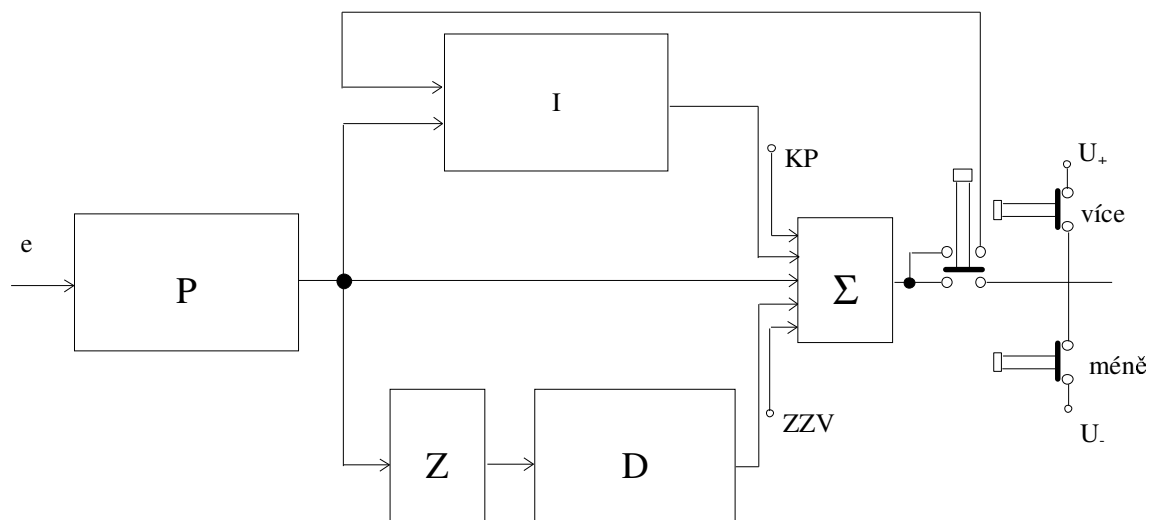
Obr. 65 Blokové schéma PID regulátoru



Obr. 66 Praktické zapojení PID regulátoru



Obr. 67 PID regulátor s obvodem beznázarového přepnutí



Obecné vlastnosti PID regulátorů:

- rychlá reakce na změnu regulační odchylky
- malé amplitudy kmitů přechodového děje
- krátký regulační pochod
- relativně snadná seřiditelnost
- uspokojivá odezva na velké poruchy

Doporučení pro použití PID regulátorů:

- soustava 0-tého řádu bez dopravního zpoždění $\Rightarrow$ I nebo P
- soustava 1. řádu bez dopravního zpoždění - statická soustava
 - s malou časovou konstantou I
 - s velkou časovou konstantou P, PI
 - PID podstatně nezlepší regulační pochod
- soustava 2. a vyššího řádu bez T_d - statická
 - obvykle PID
 - při pomalých průbězích poruch či žádané hodnoty PI
 - s nezanedbatelným T_d PID
 - s nezanedbatelným T_d a pomalé poruchy PD
- Astatické soustavy
 - nelze použít I
 - pro první řád PI
 - vyšší řády PID

Složka:

- P zrychluje regulační pochody, ale za cenu trvalé regulační odchylky v ustáleném stavu. Při vysokých požadavcích na přesnost regulace vede k požadavkům na velká zesílení, což není z hlediska stability regulačního pochodu možné
- I má nulovou odchylku v ustáleném stavu, ale zhoršuje stabilitu regulačního pochodu
- D nelze samostatně použít, užívá se jen jako doplněk zlepšující kvalitu regulačního pochodu.

3.8.2 Regulátor PSD

Počítačové řízení vyžaduje praktickou formu níže uvedeného spojitého tvaru popisujícího výstupní veličinu regulátoru jako funkci veličiny vstupní (regulační odchylky).

$$y_r = r_0 \left(e_{(t)} + \frac{1}{T_i} \int_0^t e_{(\tau)} \cdot d\tau + T_d \frac{de_{(t)}}{dt} \right)$$

Zjednodušení jsou tato:

$$\frac{d}{dt} e_{(t)} \rightarrow \Delta e_{(k)} = e_{(k)} - e_{(k-1)}$$

Při analogickém zjednodušení integrálu regulační odchylky dostaneme přírůstkový tvar PSD regulátoru.

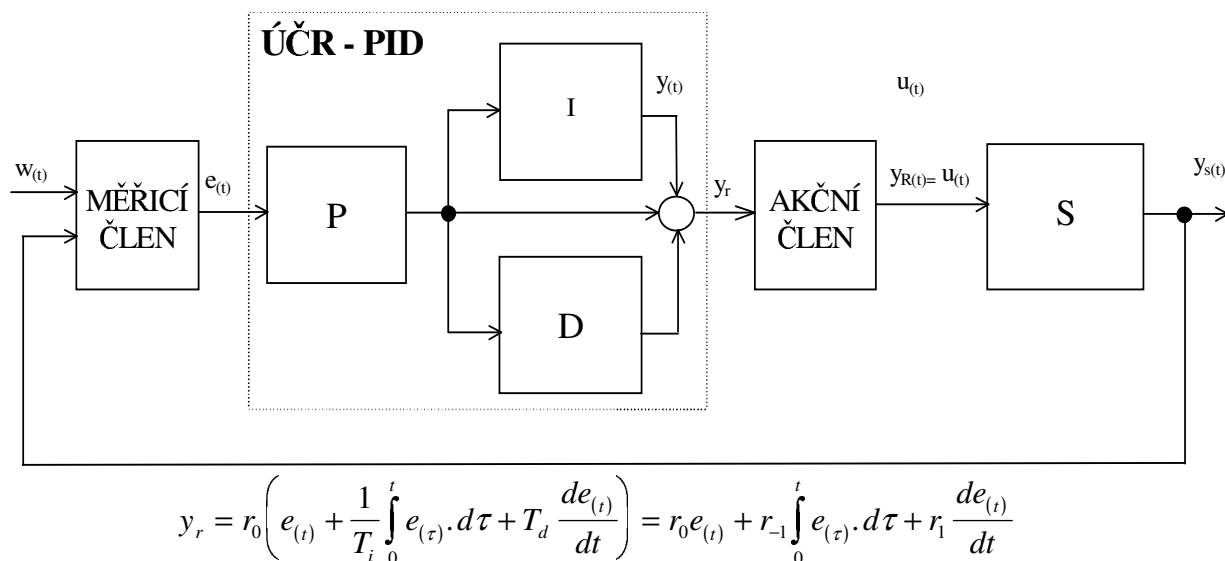
$$y_r = r_0 \left(e_{(k)} + \frac{1}{T_i} I_{(k)} + T_d D_{(k)} \right), \text{ kde } I_{(k)} = I_{(k)} + T_s \cdot I_{(k)} \text{ a } D_{(k)} = \frac{1}{T_s} (e_{(k)} - e_{(k-1)})$$

3.8.3 Metody nastavování konstant PID regulátoru

Dvě ideové varianty:

- ♦ empirické
- ♦ exaktní

Obr. 68 Regulační obvod s rozkresleným regulátorem typu PID

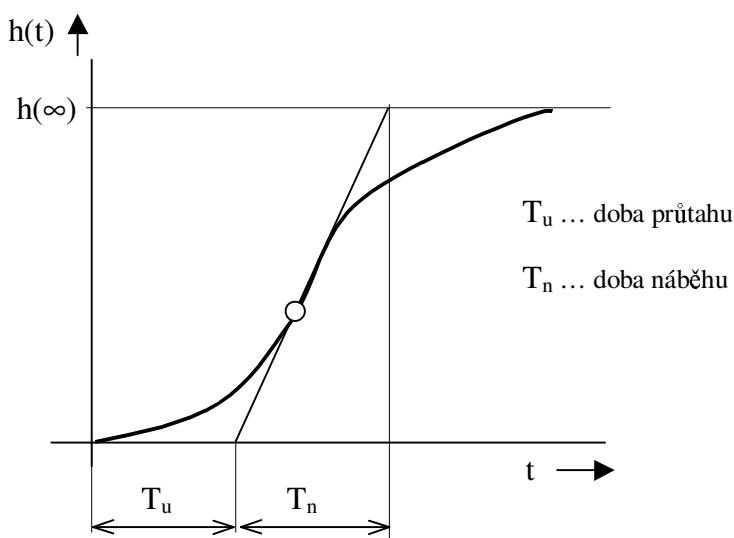


Empirické metody vznikají jako výsledek studia mnoha případů a s výhodou využívají malé citlivosti regulačního obvodu na změnu konstant regulátoru. Cílem je omezení potřebných výpočtů na minimum při dosažení dobrých výsledků.

Exaktní metody vycházejí z matematických popisů a umožňují výpočet konstant regulátoru tak, aby bylo dosaženo jisté optimality (metoda optimálního modulu, metoda symetrického optima). Daní za lepší výsledky (ne vždy) je potřeba znalosti přesného matematického popisu systému, který v praxi není jednoduché získat.

Příkladem výsledku exaktních metod nastavení konstant regulátoru pro systémy se statickou aperiodickou přechodovou charakteristikou statickou je následující tabulka.

Obr. 69 Přechodová charakteristika statická - aperiodická



Regulátor	Nastavení konstant
P	$r_0 = T_n / (T_u \cdot h_{(\infty)})$
PI	$r_0 = 0,9 \cdot T_n / (T_u \cdot h_{(\infty)})$, $r_0 = 3,5 \cdot T_u$
PID	$r_0 = 1,25 \cdot T_n / (T_u \cdot h_{(\infty)})$, $T_i = 2 \cdot T_u$, $T_d = 0,5 \cdot T_u$

Metoda Ziegler-Nichols

Historicky nejstarší, ale přesto stále používaná empirická metoda. Umožňuje seřízení regulátoru za provozních podmínek.

Postup pro PID:

- 1) Nastavíme r_1 , $r_{-1} = 0$, resp. $T_i \rightarrow \infty$, $T_d = 0$. Jinak řečeno vyřadíme integrační a derivační složku PID regulátoru.
- 2) Zvyšováním r_0 dosáhneme meze stability (rozkmitání). Hodnotu zesílení označíme r_{0krit} , periodu vzniklých kmitů označíme T_k .
- 3) Dle níže uvedených podmínek nastavíme konstanty regulátoru.

Regulátor	Postup	Nastavení konstant
3.9 P	Zvětšujeme zesílení r_0 , až do dosažení kritické hodnoty r_{0krit} , kdy vzniknou harmonické kmity.	$r_0 = 0,5 \cdot r_{0krit}$
I	Nastavíme velkou hodnotu integrační konstanty T_i , kterou postupně zmenšujeme na hodnotu T_{ikrit} , kdy je dosaženo harmonických kmitů.	$T_i = 2 \cdot T_{ikrit}$
PI	Po vyřazení integrační složky zvyšujeme r_0 , až do dosažení kritické hodnoty r_{0krit} , kdy vzniknou harmonické kmity. Odečteme jejich periodu T_{krit} .	$r_0 = 0,5 \cdot r_{0krit}$ $T_i = 0,83 \cdot T_{krit}$
PD	Po vyřazení derivační složky zvyšujeme r_0 , až do dosažení kritické hodnoty r_{0krit} , kdy vzniknou harmonické kmity – perioda T_{krit} .	$r_0 = 0,5 \cdot r_{0krit}$ $T_d = 0,12 \cdot T_{krit}$
PID	Vyřazení integrační a derivační složku. Zvyšujeme r_0 , až do dosažení kritické hodnoty r_{0krit} , kdy vzniknou harmonické kmity – perioda T_{krit} .	$r_0 = 0,6 \cdot r_{0krit}$ $T_i = 0,5 \cdot T_{krit}$ $T_d = 0,12 \cdot T_{krit}$

3.10 Akční členy

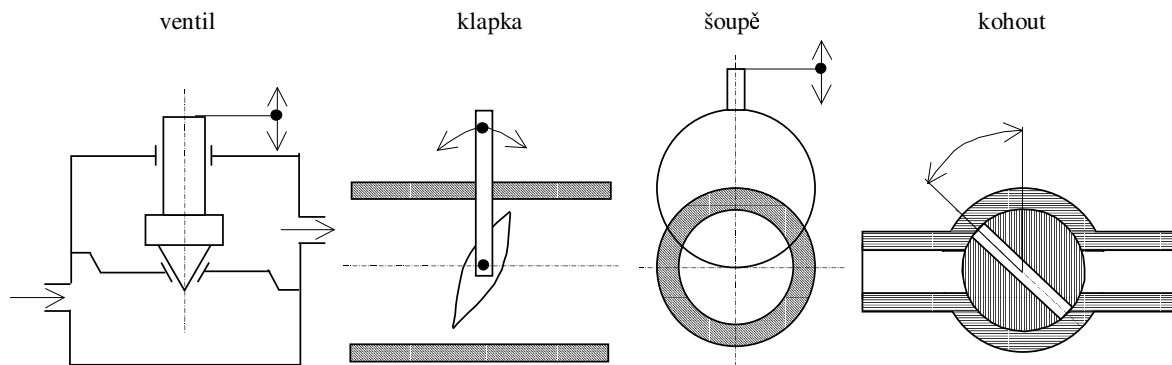
Úkolem akčního členu je zpracovat výstupní signál regulátoru a převést ho na akční zásah do regulovaného systému. Akční členy se skládají z *regulačního orgánu*, a *pohonu*, které jsou obvykle realizovány jako samostatné moduly, výjimkou však nejsou ani provedení ve formě jednoho kompaktního celku.

3.10.1 Regulační orgány

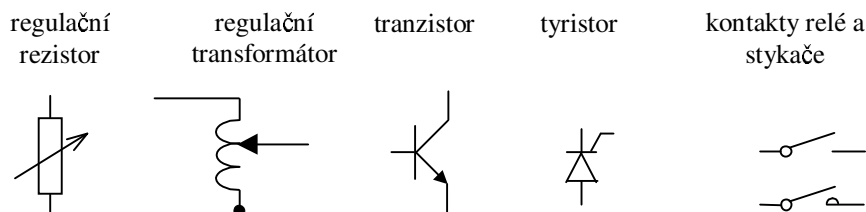
Zařízení, která regulují tok látky nebo energie regulovanou soustavou – mění akční veličinu.

Vlastnosti:

- doba závěru – nejkratší doba přechodu mezi krajními polohami
 - doba otevírání ($0 \rightarrow 1$)
 - doba zavírání ($1 \rightarrow 0$)
- průtočná převodní charakteristika – závislost průtočné množství/zdvih (požadujeme lineární průběh)



Obrázek 1 Hydraulické/pneumatické regulační orgány pro regulaci průtoku



Obrázek 2 Elektrické regulační orgány

3.10.2 Pohony

Cílem je převést výstupní veličinu ústředního členu regulátoru na pohyb regulačního orgánu. Principiálně převádějí vstupní signál regulátoru na pohyb regulačního orgánu. Pohony mohou pracovat bez zpětné vazby - *otevřené* nebo mohou ZV využívat - *servopohony*.

Provedení pohonů:

- elektrické (elektromotorické/elektromagnetické)
- hydraulické
- pneumatické
- mechanické

Tab. 2 Srovnání vlastností jednotlivých pohonů

Hledisko pro srovnání	Typ pohonu		
	<i>Elektrický</i>	<i>Hydraulický</i>	<i>Pneumatický</i>
Poměr výkon/hmotnost	méně výhodný, dle typu	velmi dobrý	nevýhodný
hmotnost pohybujících se částí (dynamické vl.)	větší hmotnost, ale dyn. vlastnosti jsou dobré	malá → dobré dyn. vl.	velmi malá
rozměry, kompaktnost konstrukce	velké	malé	velké rozměry
malé a střední rychlosti	optimální	bez problémů i bez použití převodů	nevýhodné
velké rychlosti	dle převodovky	obtížné	výhodné
rozsah řízení rychlosti a plynulost chodu	velmi dobré	velmi dobré	vhodné pro rychlé a přímočaré pohyby, jinak problematické, nerovnoměrný chod, obtížné brždění
tuhost a samosvornost	dobrá + převodovka, resp. servosmyčka	vysoká	velmi malá, problematicky řešitelná
zdroj energie	lehce dostupný	vyžaduje zdroj tlakové kapaliny	vyžaduje zdroj tlakového vzduchu
snadnost spojení s regulačním orgánem	nutná převodovka	bezproblémové	bezproblémové
další výhody	práce v prostředí s velkými teplotními změnami, jednoduché elektrické vedení k motoru, spojení s ústředním členem regulátoru		práce v prostředí s velkými teplotními změnami, vhodné pro výbušné prostředí

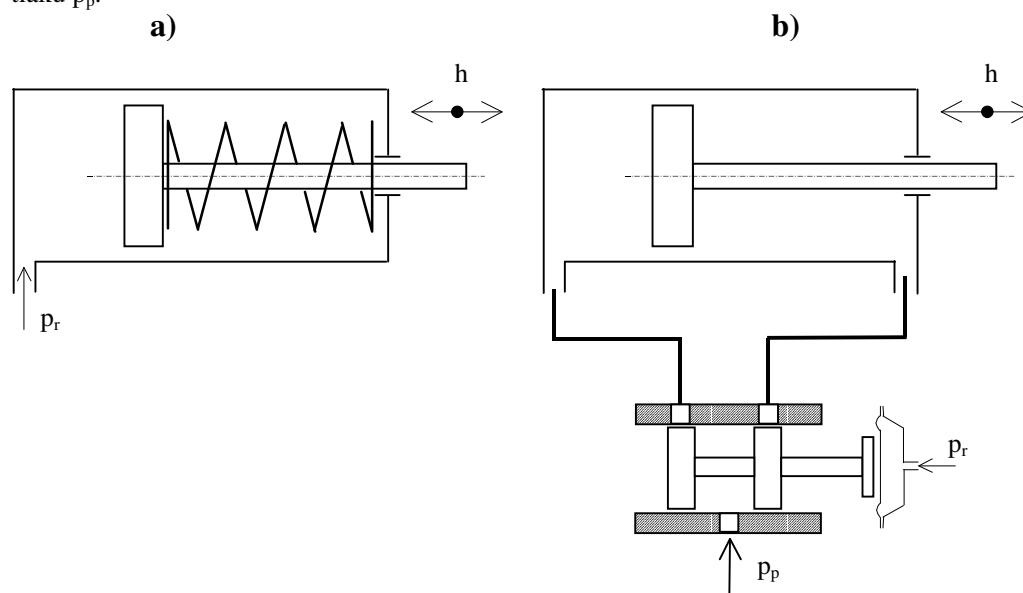
Hledisko pro srovnání	Typ pohonu		
	<i>Elektrický</i>	<i>Hydraulický</i>	<i>Pneumatický</i>
další nevýhody	setrvačnost	viskozita kapaliny je závislá na teplotě, hořlavost kapaliny (požadujeme min. obsah vody), ekologie (únik kapalin)	měkký rozběh, obtížné brždění, hlučné, mazání
údržba	bezproblémová	vyžaduje pravidelnou údržbu	snadná
účinnost	dobrá	vysoká	nízká
spolehlivost	velmi dobrá	velmi dobrá	dobrá
cena	dle typu, výhodná	středně nákladné	levné

V případě pneumatických a hydraulických pohonů se nejvíce používá membránové a pístové uspořádání. Membránové uspořádání odpovídá převodníku tlak/posuv a používá se pro malé síly a dráhy. Naopak pístové uspořádání umožňuje dosáhnout podstatně větších přestavovacích sil a zdvihů.

Pneumatické pohony

Na následujícím obrázku jsou dvě možná uspořádání pístového pohonu. V případě jednočinné verze je výstupní signál ústředního členu regulátoru přiváděn přímo na jednu stranu pístu. Nevýhodou je existence nežádoucích odporů, které jsou tím větší, čím je kvalitnější utěsnění mezi pístem a válcem. Tento poznatek spolu s malou velikostí tlaku p_r vede ke vzniku chyby linearitý přenosu.

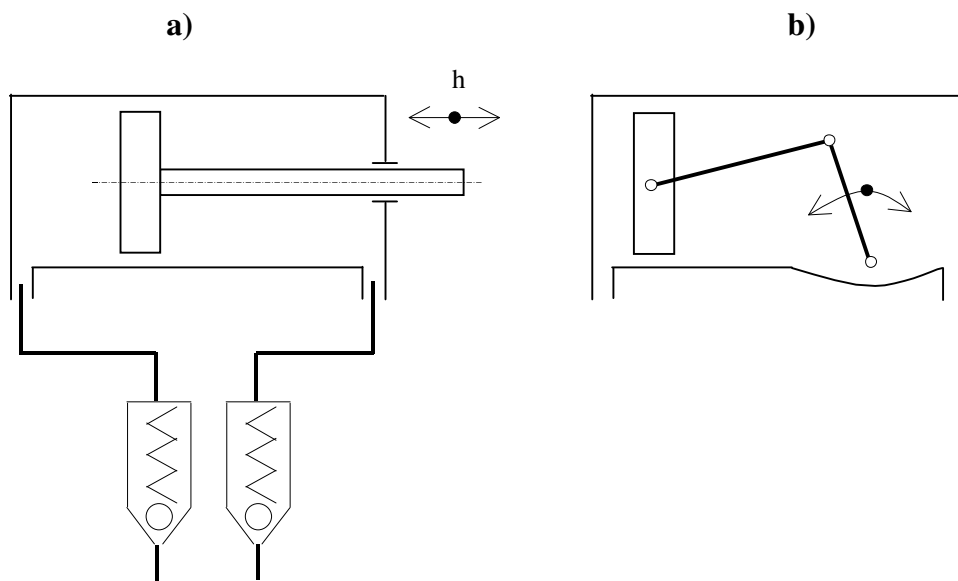
Dvojčinná verze využívá pomocného šoupátkového převodníku s membránou a přivedením pomocného tlaku p_p .



Obrázek 3 Pneumatický pístový pohon ve verzi a) jednočinné b) dvojčinné

Hydraulické pohony

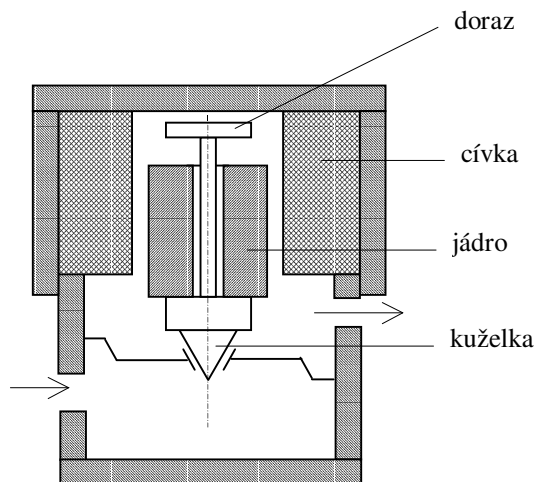
Vzhledem k faktu, že na výstupu ústředního členu hydraulického regulátoru jsou k dispozici dva řídicí signály, používají se nejčastěji dvojčinná uspořádání.



Obrázek 4 Hydraulický pohon s a) přímočarým pohybem a blokovací ventily b) otočným pohybem

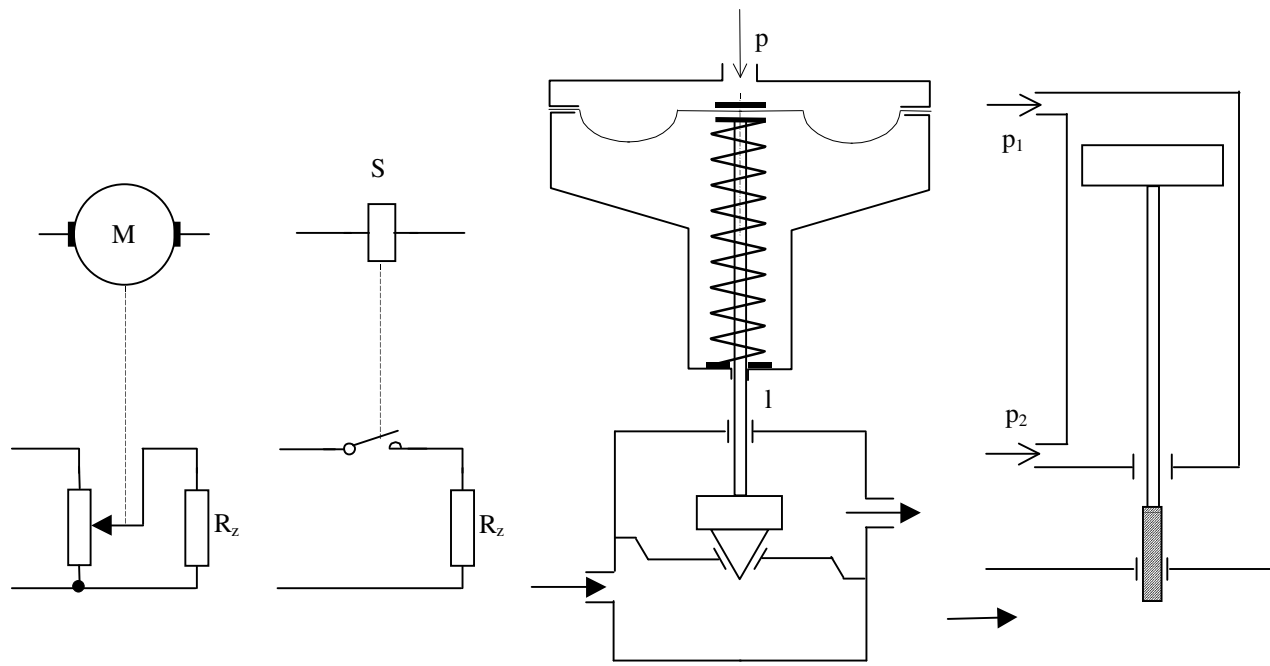
Elektrické pohony

Můžeme rozdělit na elektromotorické, jejichž vlastnosti byly shrnuty ve srovnávací tabulce pohonů, a elektromagnetické. Solenoidový ventil je na následujícím obrázku. Neteče-li vinutím cívky proud, je vlastní vahou jádra uzavřen průtok média. V poloze otevřeno musí cívkou procházet proud. Nevýhodou tohoto uspořádání je nutnost dodržet svislou polohu a potřeba trvalého průchodu proudu v poloze otevřeno.



Obrázek 5 Solenoidový ventil – akční člen

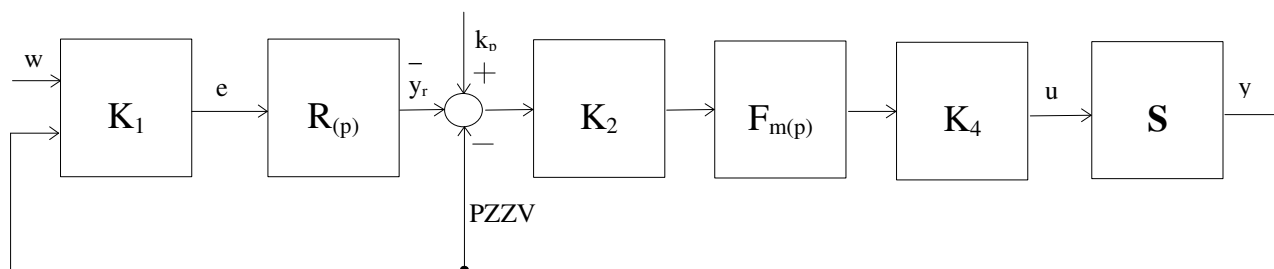
Elektromotorické pohony bývají obvykle vybaveny koncovými vypínači, které motor vypínají po dosažení mezních kroutících momentů na hřídeli. Dále bývají vybaveny odporovým vysílačem polohy, který slouží k uzavření zpětné vazby (servomotory).



Obrázek 6 Příklady akčních členů

Nevhodný přenos elektrického motoru z hlediska nasazení jako pohonu korigujeme zpětnovazebním uspořádáním dle následujícího obrázku.

Obr. 70 Blokové schéma uzavřeného regulačního obvodu s pevnou zápornou zpětnou vazbou



K_1	měřicí člen
$R_{(p)}$	ústřední člen regulátoru
K_2	výkonový budič serva
$F_{m(p)}$	servomotor
K_4	ventil
S	regulovaný systém
PZZV	pevná záporná zpětná vazba

Pevnou zápornou zpětnou vazbu zapojujeme proto, aby bylo splněn požadavek

$$\frac{U}{\bar{Y}_r} = 1$$

Bez PZZV je totiž:

$$\frac{U}{\bar{Y}_r} = K_2 K_4 \frac{K_3}{p(Tp + 1)}, \text{ což je astatický přenos a tudíž nepřijatelný.}$$

S PZZV platí:

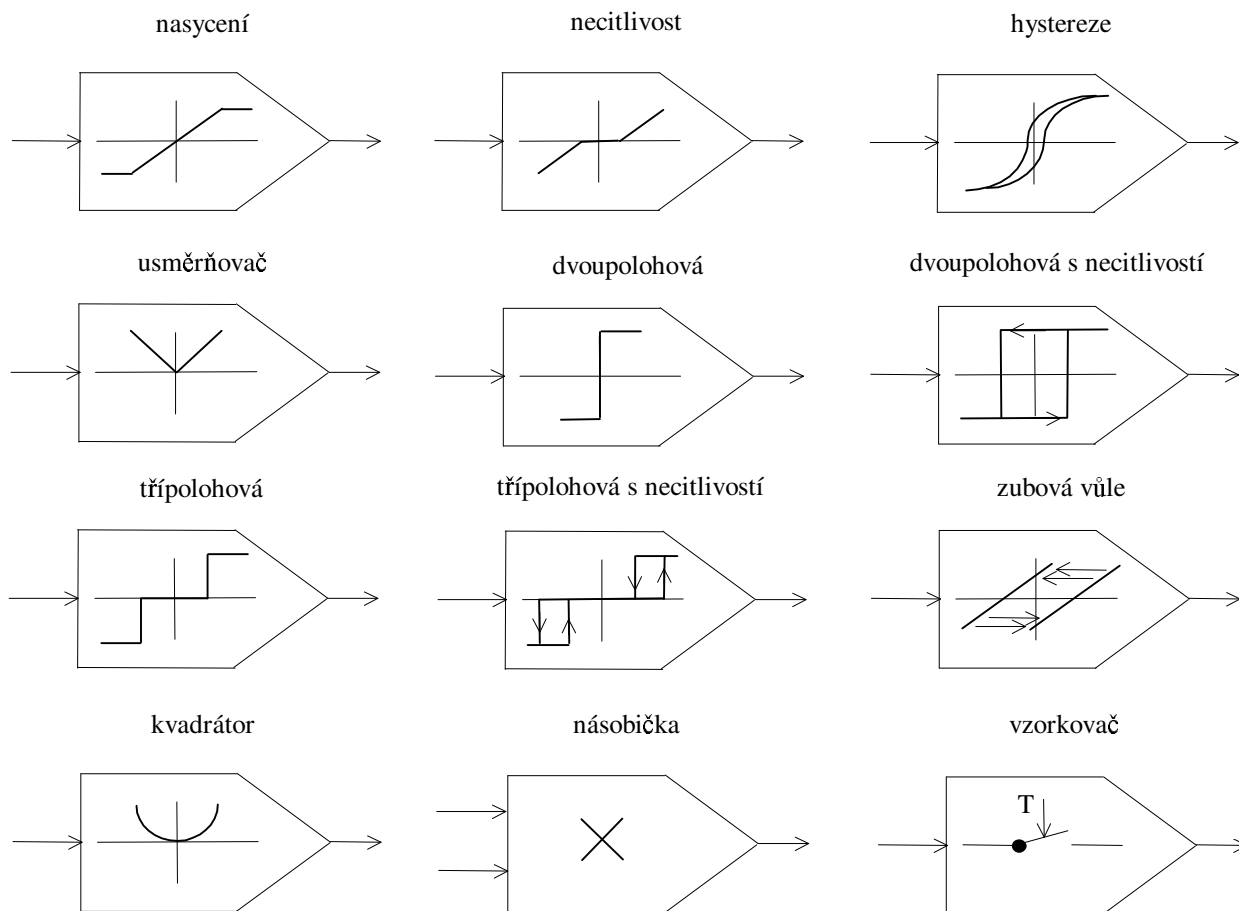
$$\frac{U}{\bar{Y}_r} = \frac{\frac{K_2 K_3 K_4}{p(Tp + 1)}}{1 + \frac{K_2 K_3 K_4}{p(Tp + 1)}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{K} p + \frac{T}{K} p^2}, \text{ což je statická soustava druhého řádu se zesílením 1.}$$

3.11 Nelinearity v regulační technice

Lineární systémy se vyznačují platností principu superpozice. U jednorozměrových systému bylo dokonce možné zaměnit dva následující bloky. Tyto princip však neplatí, je-li systém nelineární. Nelineárním se stává každý systém obsahující alespoň jednu nelinearitu. Rozlišujeme nelinearity:

- parazitní nechceme je, ale jsou přítomné (sycení OZ, necitlivost)
- užitečné úmyslně umístěné (usměrňovače, vzorkovače, multiplexery)

Obr. 71 Příklady nelinearit



Příklady nelinearit z praxe:

nasycení	OZ
necitlivost	serva, snímače
hystereze	obvody se železem
dvupolohová	relé

Parazitní nelinearity:

- mechanické systémy pružiny, ozubená soukolí, suché tření, odpor vzduchu
- elektromechanické systémy magnetoelektrický přístroj - tlumení vzduchem, vířivé proud, tření ložiskách
- regulační obvody sycení
- servomechanismy sycení, ozubená soukolí

Užitečné nelinearity

usměrňovače, stabilizátory, oscilátory, nelineární funkční bloky (x^2 , $\ln x$), hysterezní komparátor

3.12 Nespojité regulace

Užívají se místo spojitých, protože jsou levnější. Existují dvě hlavní skupiny nespojitých regulátorů.

Nespojité regulátory

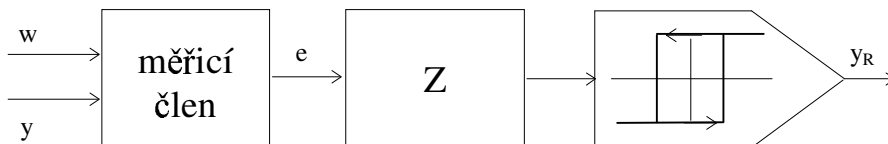
- polohové
 - dvupolohové
 - třípolohové
 - více-polohové

- impulsující (mají ZV)

Nespojité polohové regulátory

Realizují se nejčastěji ve dvou, tří a více-polohovém provedení s nebo bez hystereze. Převodní charakteristiky těchto regulátorů jsou na obr. 71. Regulátorů se obvykle používá bez přidavných zpětných vazeb.

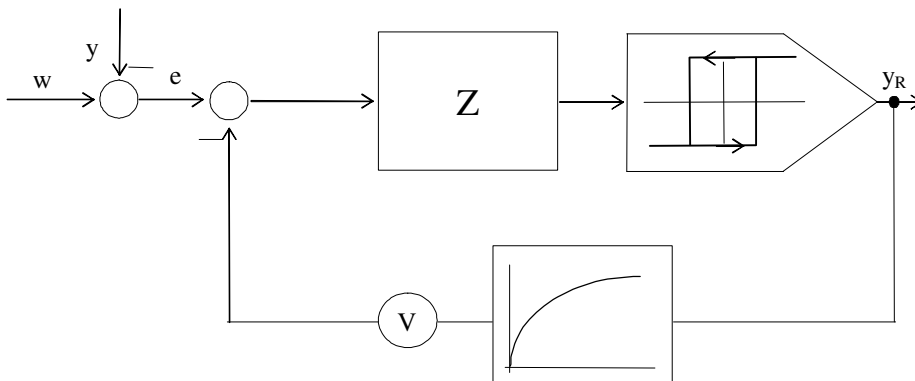
Obr. 72 Dvoupolohový regulátor bez zpětné vazby



Nespojité impulsové regulátory

Hlavním rysem těchto regulátorů je proměnná střída impulsování výstupní veličiny závislá na regulační odchylce. Impulsování je realizováno vhodně zavedenou vnitřní zpětnou vazbou. Pro moderní regulátory tohoto typu je typická stavitelnost střídy impulsování při dané regulační odchylce. To se realizuje změnou vlivnosti ZV.

Obr. 73 Dvoupolohový impulsující regulátor se zpožďující zápornou zpětnou vazbou



V odstavci 3.1 jsme si ukázali, že systém zapojený ve zpětné vazbě ideálního operačního zesilovače se na výstupu projeví opačně. Toho využijeme při úvaze o chování obvodu z obr. 73.

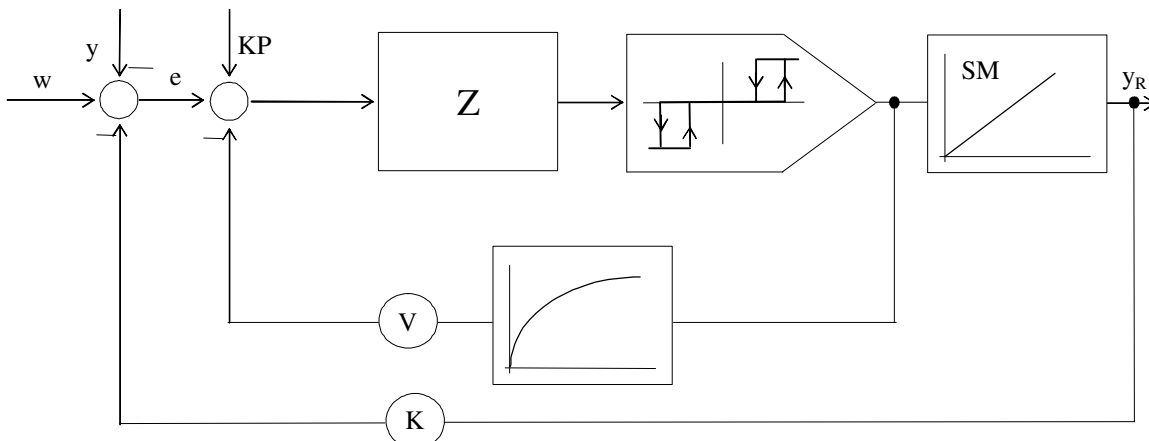
Uvažujme přenos obvodu ve ZV ve tvaru:

$\frac{V}{Tp + 1}$, pak bude při uvažování ideálního zesilovače platit

$$F_w = \frac{Y_R}{W} \div \frac{1}{\frac{V}{Tp + 1}} = \frac{1}{V} (1 + Tp). \text{ Výsledný přenos obvodu odpovídá PD regulátoru.}$$

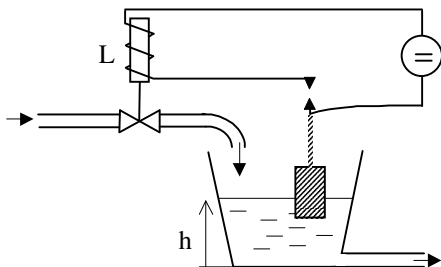
Nakonec si ukážeme třípolohový impulsující regulátor. Ten bývá nejčastěji používán v případech, kdy je v akčním bloku regulátoru servomotor a ventil. Uspořádání je na následujícím obrázku.

Obr. 74 Třípolohový impulsující regulátor se zpožďující zápornou zpětnou vazbou



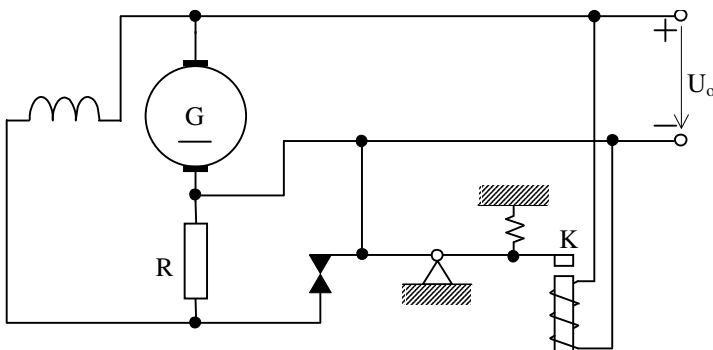
Ukažme si několik příkladů dvou a třípolohových nespojitých polohových regulátorů.

Obr. 75 Dvoupolohová regulace výšky hladiny



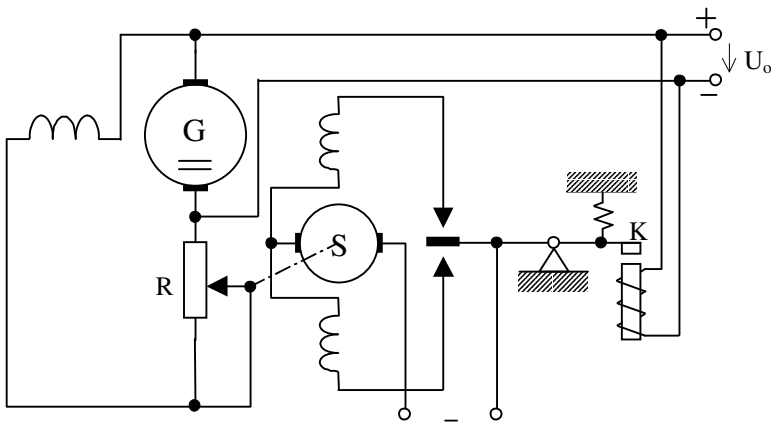
Na obr. 75 je příklad dvoupolohového regulátoru hladiny v nádrži. Je-li hladina menší než kritická mez je přítok otevřen. Po dosažení kritické úrovně dojde k sepnutí obvodu elektromagnetu, který přítok uzavře. Obvod tohoto typu je vzhledem k riziku přeskoků při spínání/rozpínání (malé přídržné síly) dobré rozšířit o modul zkracující tyto přechodové děje (např. permanentní magnet – bude ukázáno dále). Nevýhodou takového uspořádání je zanesení hystereze do regulačního obvodu, což se projeví větším rozkmitem regulované veličiny.

Obr. 76 Dvoupolohová regulace napětí generátoru



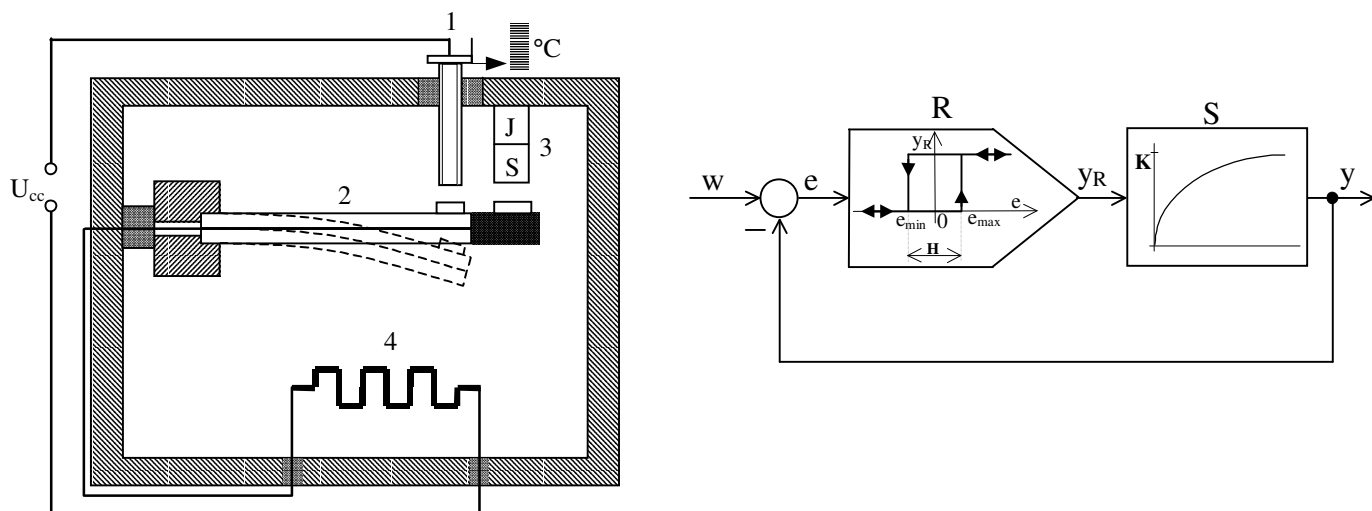
Na obr. 76 je zakreslen princip dvoupolohové regulace napětí dynama. Při dosažení mezní hodnoty výstupního napětí překoná elektromagnet přitažlivou sílu pružiny a způsobí rozpojení kontaktů a tedy zařazení odporu R do obvodu buzení. Místo mechanického členu s pákou může být použit stykač s rozpínacím kontaktem paralelně k R .

Obr. 77 Třípolohová regulace napětí generátoru



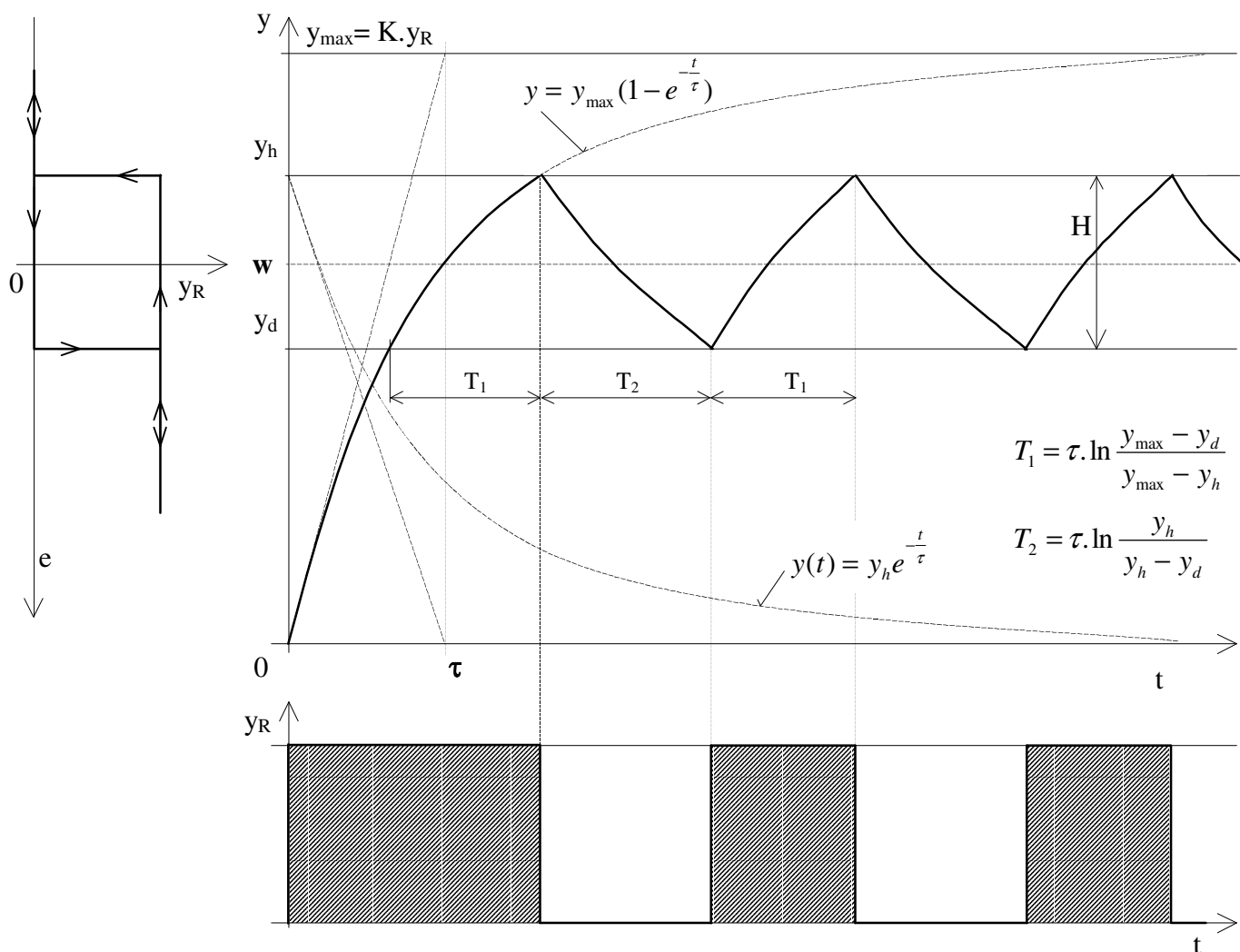
Třípolohová regulace napětí dynama je ukázána na obr. 77. Zde je hodnota odporu v budícím vinutí stavitelná servomechanismem, jehož řízení je třípolohové. Výhodou tohoto uspořádání je existence klidové polohy, kdy nedochází k opotřebování zařízení a zbytečným odběrům.

Obr. 78 Bimetalový regulátor teploty v peci: a/ principiální schéma b/ blokové schéma



Dvoupolohová regulace teploty v peci na předchozím obrázku je rozšířena o modul zrychlení přechodových dějů spínání a rozpínání topné spirály. Za tuto vlastnost však platíme změnou průběhu přechodového děje. V případě, kdy permanentní magnet 3 není nainstalován, je funkce obvodu taková, že při dosažení mezní teploty v peci dojde k vychýlení bimetalového pásku směrem dolů (spodní vrstva má menší teplotní roztažnost) a tím k rozepnutí obvodu topné spirály. Již při velmi malém ochlazení dojde k opětovnému sepnutí obvodu a na krátkou dobu je ohřev v provozu. V ideálním případě by frekvence spínání a rozpínání po dosažení w neúměrně rostla a přechodový děj by se prakticky ustálil na žádané hodnotě.

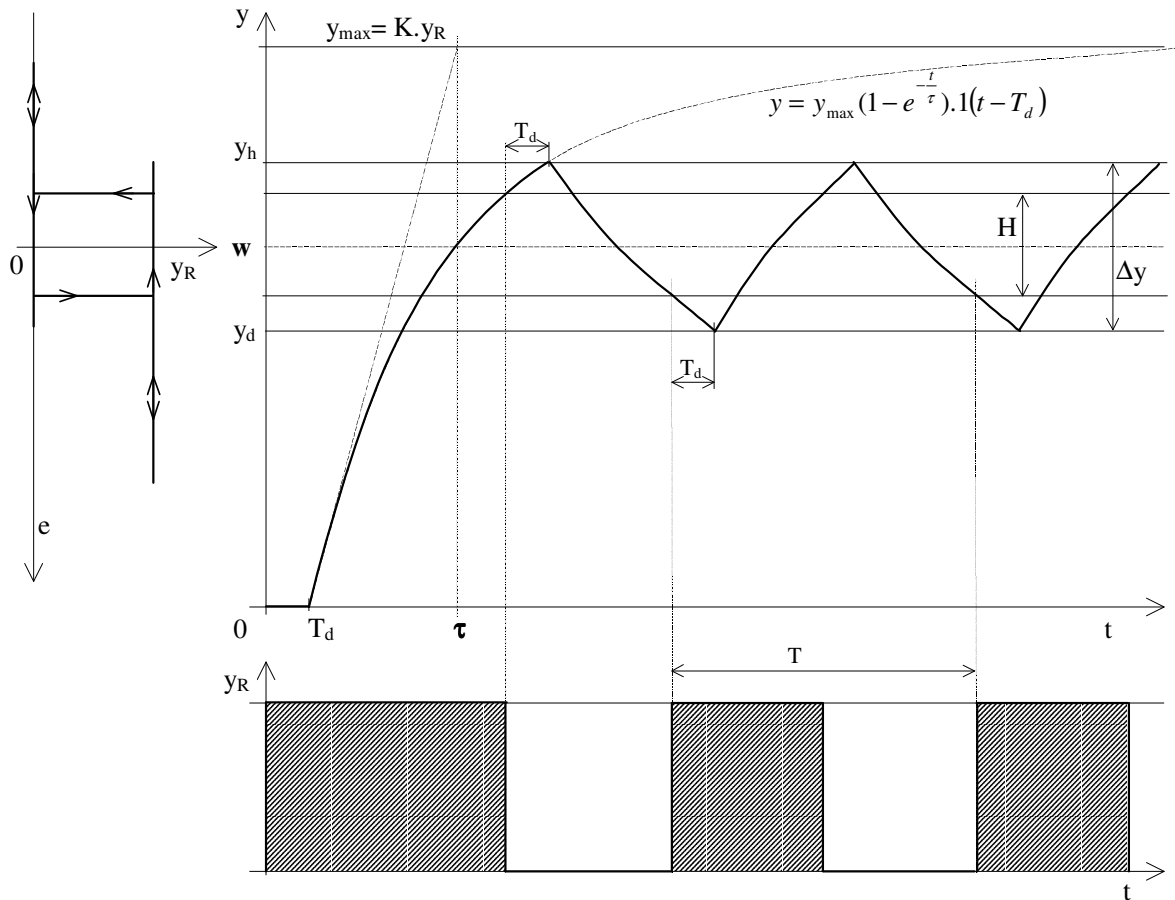
Obr. 79 Časový průběh regulačního pochodu pro statickou soustavu se zpožděním prvního řádu a dvoupolohový regulátor (bez uvažování tepelné setrvačnosti)



Z přechodového děje na obr. 79 vidíme, že s rostoucí hysterezí H klesá frekvence spínání ($f=1/(T_1+T_2)$).

Speciální případ průběhů z obr. 79 nastává, je-li $y_d = y_{\max}/3$ a $y_d = 2 \cdot y_{\max}/3$ a $w = y_{\max}/2$. V tomto případě pracuje obvod s nadbytečným výkonem 100% a platí $T_1 = T_2$.

Obr. 80 Časový průběh regulačního pochodu pro statickou soustavu se zpožděním prvního řádu, dvupolohový regulátor při uvažování dopravního zpoždění



Na předchozím obrázku je zakreslen případ soustavy s dopravním zpožděním. Je zřejmé, že rozkmit regulované veličiny podstatně roste, což je dáno opožděnou reakcí na změnu akční veličiny. Obdobný průběh mají systémy vyšších řádů, kde je možné při $0,3y_{\max} < w < 0,7y_{\max}$ použít pro výpočet rozkmitu regulované veličiny přibližný vztah $\Delta y = T_u/T_n y_{\max} + H$, kde H je hystereze regulátoru.

Diskuse možných opáření pro zkvalitnění regulačního pochodu.

Ideální požadavky:

- rychlé dosažení požadované hodnoty
- minimální rozkmit regulované veličiny
- malá frekvence spínání a rozpínání regulátoru (větší životnost)

Návrhy na možná zlepšení:

- Zmenšení hystereze H .** Tato metoda má efekt pouze u jedno-kapacitních soustav, kde je rozkmit totožný s hysterezí. U soustav vyšších řádů je obvykle vliv hystereze na celkový rozkmit minimální. Je si třeba uvědomit, že požadavek na menší hysterezi je v přímém rozporu s malými frekvencemi spínání.
- Zkrácení dopravního zpoždění T_d / doby průtahu T_u .** Ovlivnění těchto vlastností systému obvykle není možné, může však být optimalizován regulační obvod jako celek, tj. především zpoždění v měřicím členu (např. rychlejší teplotní čidlo + lepší umístění).
- Prodloužení doby náběhu T_n .** Se změnou doby náběhu nesmí být ovlivněna doba průtahu a zároveň je nutné brát v úvahu prodloužení nastartování regulačního procesu (přiblížení se k žádané hodnotě). Příkladem může být zvětšení objemu nádrže jejíž hladina má být regulována.
- Zmenšením maximální velikosti akční veličiny.** V tomto případě opět dochází současně s požadovaným snížením rozkmitu regulované veličiny k prodloužení nastartování regulačního procesu.

Body c) a d) předchozího výčtu vedou na požadavek použití třípolohového regulátoru, kdy jeden stav je použit pro výkonový náběh regulačního pochodu. Typicky se v oblasti vytápění nebo pohonů používá náběh v konfiguraci trojúhelník a následných chod je provozován v zapojení do hvězdy (1/3 výkon). Předpokladem je samozřejmě fakt, že výkon ve hvězdě je postačující pro udržení žádané hodnoty.

3.13 Rozvětvené a mnoharozměrové regulační obvody

Dosud jsme se zabývali výhradně regulačními obvody, kde byl regulátor zapojen s regulovaným obvodem v jedné ZV smyčce a reguloval vždy jedna veličinu systému. Takovéto obvody nazýváme *jednoduché regulační obvody*. Pak někdy nelze splnit požadavky na kvalitu regulace. V těchto případech používáme rozvětvené, případně mnoharozměrové obvody, kterými se budeme dále zabývat.

Rozvětvené obvody

Jsou ty, kde jsou soustava s regulátorem spojeny více než jednou vazbou. Pro zlepšení kvality regulace používáme různé pomocné veličiny.

Rozvětvené regulační obvody :

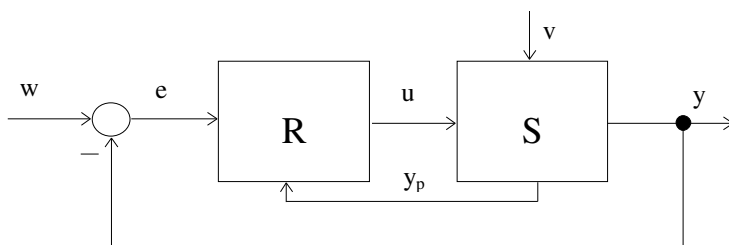
- s pomocnou regulovanou veličinou
- s pomocnou akční veličinou
- s měřením poruchové veličiny
- s pomocnou regulovanou veličinou měřenou na modelu

Jednotlivé typy si probereme.

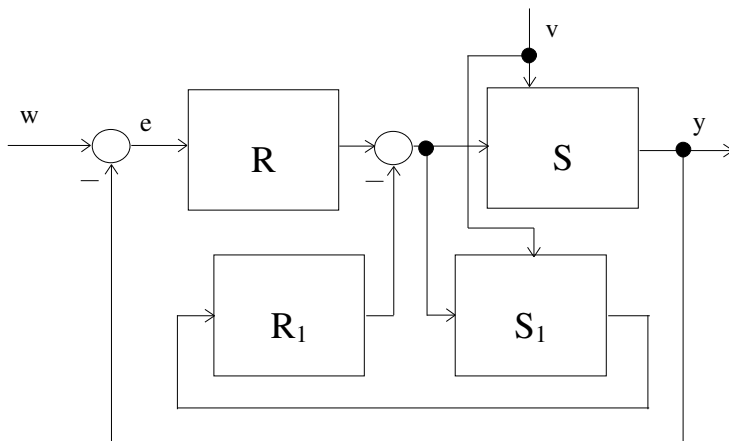
Rozvětvené regulační obvody s pomocnou regulovanou veličinou

V tomto případě měříme pomocnou veličinu někde na regulovaném systému.

Obr. 81 Princip regulačního obvodu s pomocnou veličinou



Obr. 82 Rozkreslený tvar regulačního obvodu s pomocnou veličinou



Pro uvedené schéma můžeme psát:

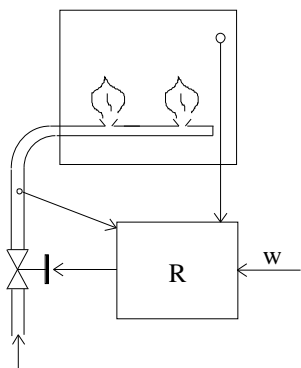
$$F_w = \frac{SR}{1 + SR + S_1 R_1}$$

Pozn. Člen $S_1 R_1$ ve jmenovateli přenosu zvyšuje vliv nižších řádů polynomu, což má pozitivní vliv na stabilitu (tato úvaha platí při předpokladu nižšího řádu S_1 než má systém S).

Příklad: při regulaci vytápěcího systému objektu měřím venkovní teplotu, což je rychlejší, než čekat na odezvu objektu s vysokou tepelnou setrvačností (kapacitou).

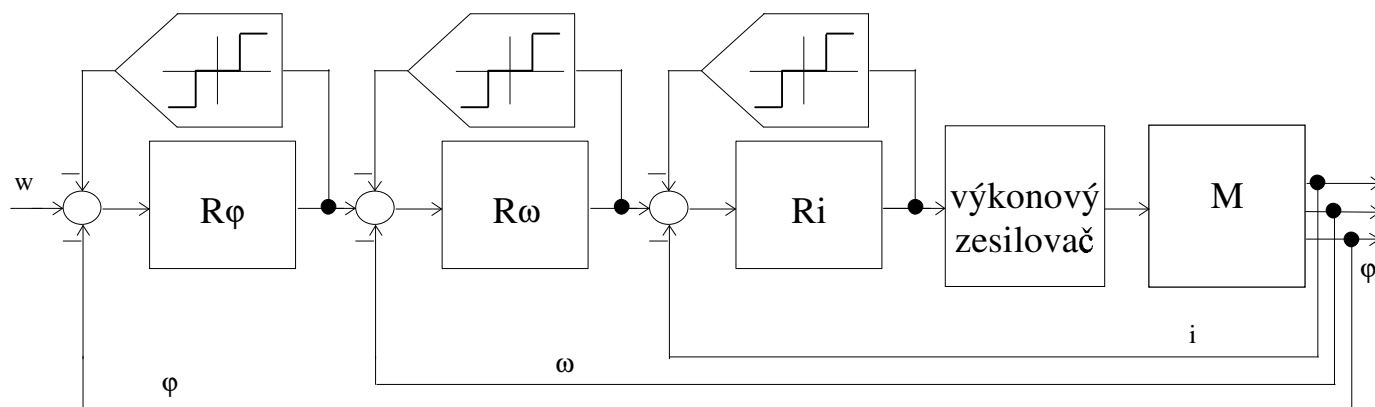
Cíl: zlepšit dynamické vlastnosti nebo potlačit poruchy

Obr. 83 Příklad soustavy s pomocnou regulovanou veličinou



Užití regulátorů s pomocnou regulovanou veličinou: kotle, jaderné reaktory, destilační kolony, dopravní prostředky.

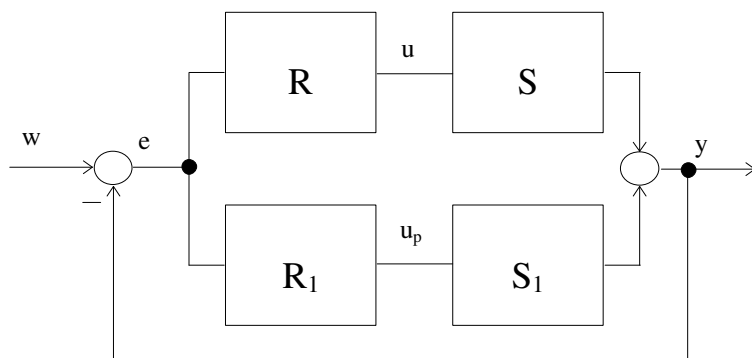
Obr. 84 Víceparametrová regulace pohonu



Rozvětvené regulační obvody s pomocnou akční veličinou (řídící veličinou)

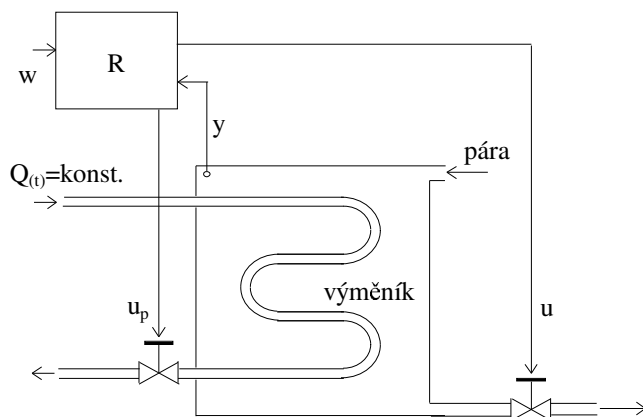
Využívají působení pomocné akční veličiny, která působí na menší počet členů než hlavní akční veličina a tudíž působí s menším zpožděním.

Obr. 85 Princip rozvětveného regulačního obvodu s pomocnou akční veličinou



Na obr. 86 je příklad soustavy s pomocnou akční veličinou. Požadujeme $Q_{(t)} = \text{konst.}$ při stálé teplotě ve výměníku (y), což nelze zajistit vzhledem k velké časové konstantě výměníku. Regulátor proto využívá podstatně menší časové konstanty při akčním zásahu do obvodu s ohříváním médiem. Tento akční zásah vlastně představuje uměle zavedenou poruchu, jejíž trvání je však časově omezené.

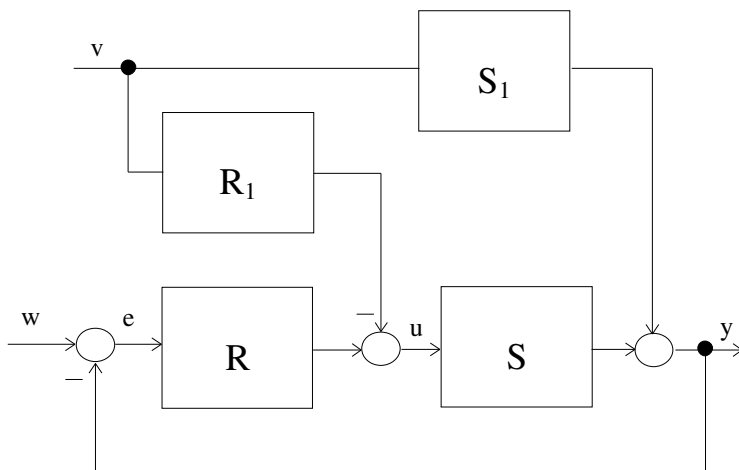
Obr. 86 Příklad rozvětvené regulační soustavy s pomocnou akční veličinou



Rozvětvené regulační obvody s měřením poruchy

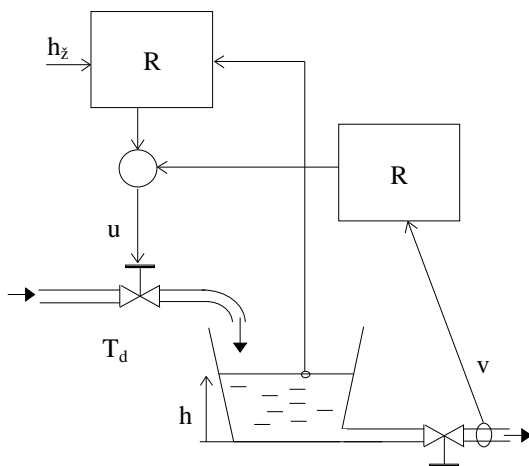
Máme-li kompenzovat poruchu v vstupující do podčásti systému S , kterou jsme na obr. 87 označili S_1 , pak musí být přenos kompenzačního regulátoru $R_1 = S_1/S$. Je-li S_1 menšího řádu než S , je předchozí podmínka nesplnitelná.

Obr. 87 Princip rozvětveného regulačního obvodu s měřením poruchy



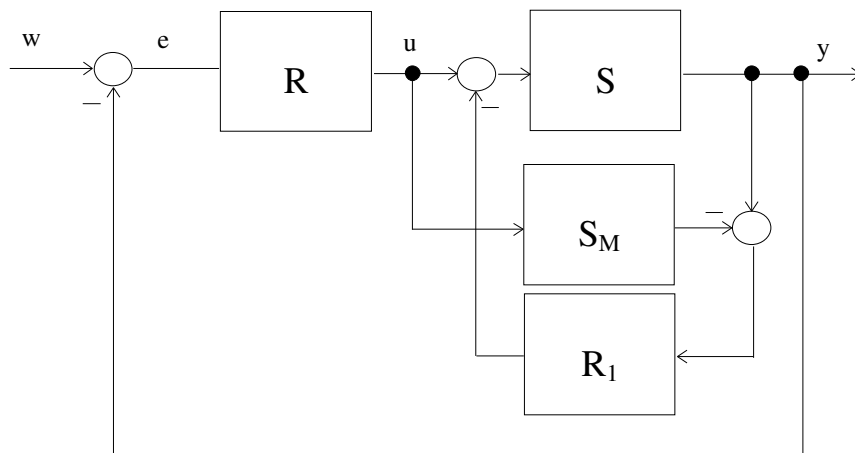
Tyto obvody bývají někdy nazývány *invariantní*, tj. nezávislé na poruchách. Výhodou invariantního uspořádání je fakt, že regulátor řídí soustavu v otevřené smyčce a neovlivňuje tedy její dynamiku.

Obr. 88 Příklad rozvětvené regulační soustavy s měřením poruchy

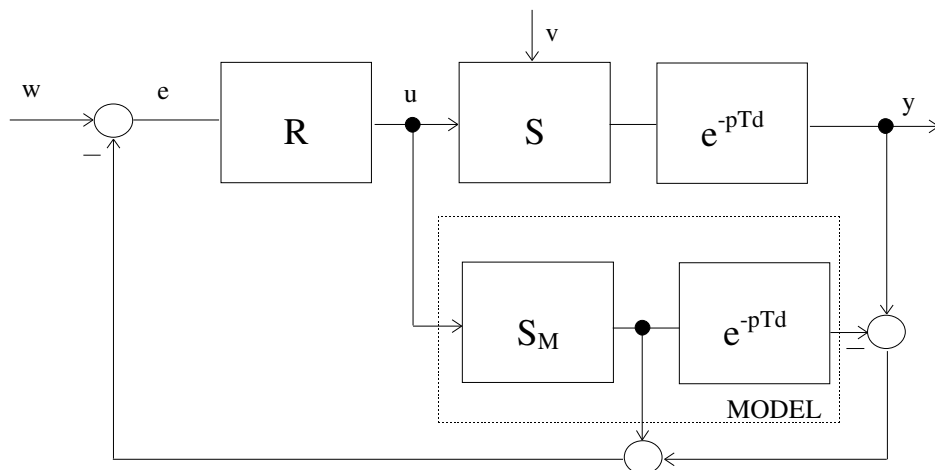


Rozvětvené regulační obvody s regulovanou veličinou měřenou na modelu

Obr. 89 Princip rozvětveného regulačního obvodu s modelem systému - klasické uspořádání



Obr. 90 Princip rozvětveného regulačního obvodu s modelem systému a komenzací zpoždění



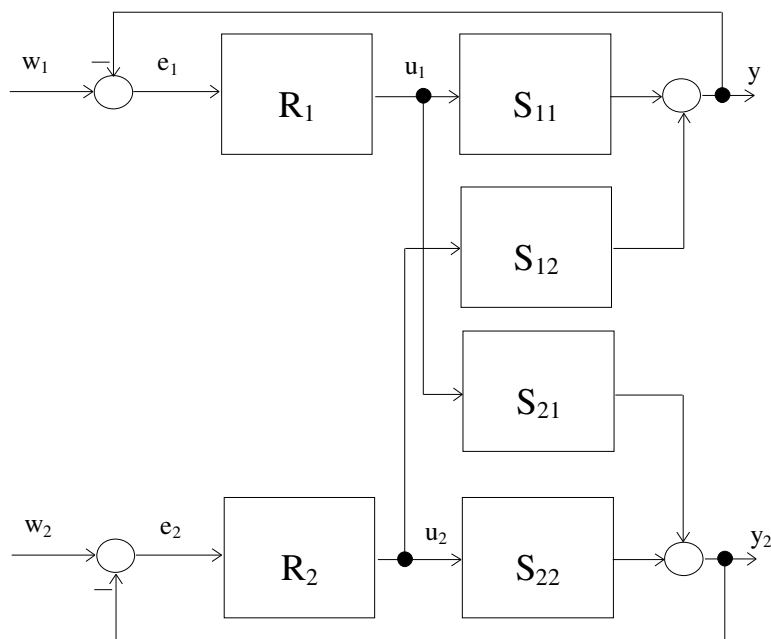
Nevýhodou uspořádání z obrázku obr. 90 je obtížná realizace spojitého modelu. Je-li splněno $S=S_M$, pak

$$F_w = \frac{SR \cdot e^{-pT_d}}{1 + SR}$$

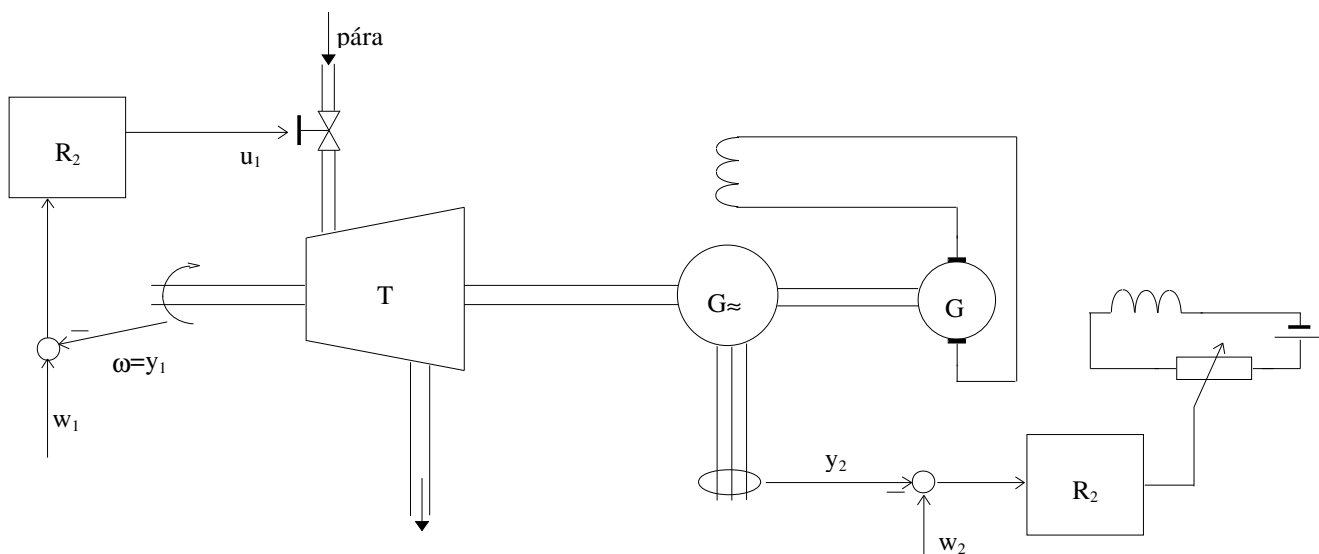
Mnoharozměrové regulační obvody

Dosud jsme hovořili o systémech s jednou regulovanou veličinou. Praktické úlohy někdy vedou na více veličin systému současně. Řešení tohoto problému často vede na vzájemné ovlivňování jednotlivých regulátorů a úlohu proto nelze řešit jako několik oddělených regulací jedné veličiny.

Obr. 91 Principiální uspořádání mnohazměrového regulačního obvodu s naznačením interakcí



Obr. 92 Regulace turboalternátoru jako mnohazměrový regulační obvod



Poruchy: pára, zátěž sítě

Řídíme: otáčky turbíny, frekvenci a napětí

Závislosti mezi regulačními obvody jsou:

- $u_1 \uparrow \Rightarrow y_1 \uparrow \Rightarrow y_2 \uparrow$ ($S_{11}, S_{21} > 0$)
- $u_2 \uparrow \Rightarrow y_2 \uparrow \Rightarrow y_1 \downarrow$ ($S_{22} > 0, S_{12} < 0$)

Obvod má sklon k nestabilitě, což je třeba řešit.

3.14 Syntéza regulačních obvodů

Syntéza je proces, kdy stanovujeme strukturu a parametry regulačního obvodu tak, aby splňoval požadavky na regulační pochod.

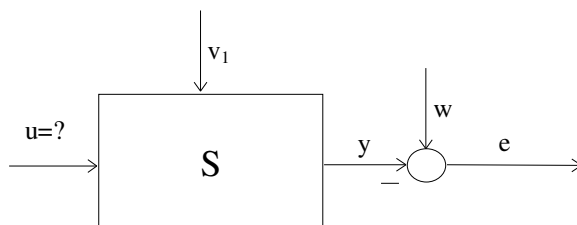
Výchozí stav a omezení pro syntézu mohou být:

1. libovolná volba struktury i parametrů
zřídka - např. filtry
1. je zadána část struktury a některé parametry
běžné, např. serva ($P_{\text{žádaný}}$ na hřídeli $\Rightarrow$ motor a převodovka + výkonový zesilovač, dle přesnosti čidlo). Určujeme korekce a předzesilovač.
1. je plně zadána struktura a některé parametry
průmyslové regulace, kde lze obvod rozdělit na regulátor a regulovaný systém, obvykle PID a nastavujeme parametry

Pro syntézu potřebujeme znát:

- vlastností regulovaného objektu
- předpokládaný průběh řídicí veličiny
- předpokládaný průběh poruch a místa jejich vstupu
- omezení akčních veličin
- požadavky na kvalitu regulace

Obr. 93 Ideové schéma úlohy o regulátoru



Pozn. řídicí člen v přímovazebním řídicím obvodu (ovládací obvod) se někdy nazývá *generátor signálu*.

Hlavní typy syntézy

1. Grafické
2. Početní
3. Empirické

Syntéza regulačního obvodu z frekvenčních charakteristik

Grafická metoda, kdy vycházíme z OL v komplexní rovině nebo logaritmických souřadnicích a upravíme ji tak, abychom zajistili zvolenou amplitudovou a fázovou bezpečnost. Můžeme použít:

- volbu zesílení v OL (vlastně P regulátor)
- sériové korekční členy
- ZV korekční členy
- kombinované korekční členy

Princip: nevhodné nuly a póly přenosu korigujeme korekčním článkem

Výhody: jednoduché

Nevýhody: přibližné (zvláště v asymptotickém tvaru), těžký přechod do časové oblasti, MIMO systémy

Geometrické místo kořenů

Grafická metoda, kdy vycházíme z nul a pólů otevřené smyčky a určujeme polohu kořenů smyčky uzavřené.

Princip: limitním pochodem při velkých změnách zesílení určíme kořeny jmenovatele CL pomocí znalosti OL.

Výhody: i systémy nestabilní v OL (letadla,...), určíme pro požadované relativní tlumení a lze korigovat i průběh

Nevýhody: je nutné znát nuly a póly, takže nelze pracovat s experimentálně zjištěnými daty

Metody optimálního nastavení regulátoru zvoleného typu

- empirické
- grafické (GMK, frekvenční charakteristiky)
- minimalizace kritéria regulace (kvadratická regulační plocha, atd.)
- z průběhu modulu CL (optimální modul, symetrické optimum)
- ze stavového popisu (ZV od stavů, atd.)

3.15 Analýza regulačních obvodů

Studuje chování regulačních obvodů z hlediska regulačního pochodu, vlivu poruch, citlivosti, robustnosti a dalších parametrů.

3.15.1 Kvalita regulace

Přesnost regulace je dána regulační odchylkou v ustáleném stavu, což ovlivňuje typ regulačního obvodu a činitel regulace.

Ukazatele z časových průběhů

Jsou to:

- ustálená hodnota $y_{(\infty)}$
- doba regulace t_r
- maximální překmit $y_{\max}, t_{\max}$
- perioda kmitů T

Výhody: názornost a přesná informace o průběhu

Nevýhody: úplně nevystihuje celý průběh a není vhodné pro přesnou syntézu regulačního obvodu

proto užíváme integrální kritéria jako je kvadratická regulační plocha

$$J = \int_0^{\infty} \left(y_{(t)} - y_{(\infty)} \right)^2 dt$$

Ukazatele z frekvenčních charakteristik

Ukazatele z OL

- amplitudová bezpečnost
- fázová bezpečnost

Ukazatele z CL

- rezonanční převýšení A_r
- rezonanční úhlový kmitočet ω_r
- šířka přenášeného pásma ω_h

Poznámka: pro $m, \gamma \uparrow \Rightarrow A_r \downarrow$

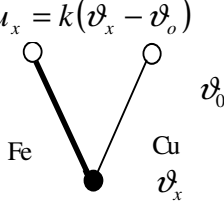
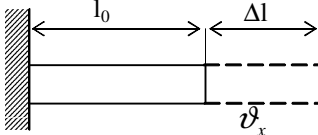
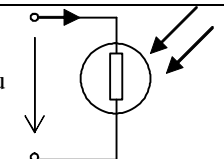
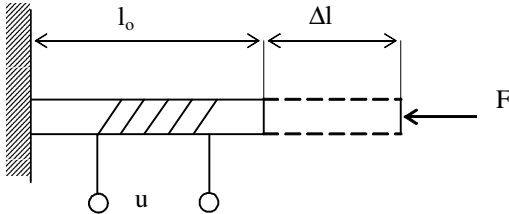
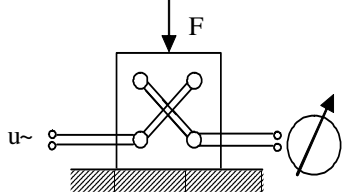
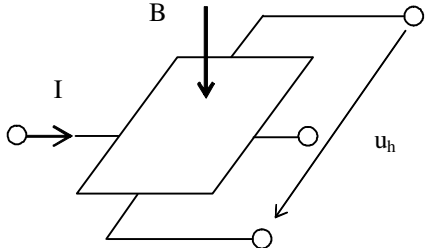
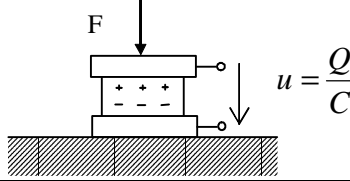
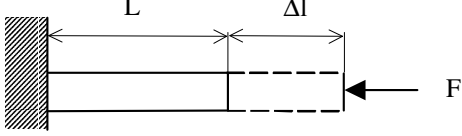
Ukazatele z pólu a nul

- stupeň stability
- relativní tlumení (tzv. dominantní pól)

4. Měřicí člen regulačního obvodu

Základní principy měření:

Tabulka 1 Stručný přehled základních fyzikálních jevů vhodných pro měření obvodových veličin

Využívaný fyzikální jev	Princip	Ukázka
1. Termoelektrický jev (Seebeckův jev)	V místě vodivého spojení dvou kovů s různou výstupní prací elektronů vzniká termoelektrické napětí úměrné rozdílu teplot měřicího a srovnávacího konce: antimon-vismut $100 \mu\text{V/K}$ železo(měď)-konstantan $56 \mu\text{V/K}$ ($50 \mu\text{V/K}$) Rozsah teplot -250 - 1500°C	$u_x = k(\vartheta_x - \vartheta_o)$ 
2. Dilatační jev	Využívá se objemové nebo délkové teplotní roztažnosti látek.	
3. Fotoelektrický jev	Přeměňuje se světelná energie na elektrickou, což se projeví jako změna elektrických vlastností nebo změna vodivosti nebo vznikne fotoelektrické napětí.	
4. Magnetostrikční jev	deformací (tahem, tlakem, kroucením) feromagnetické tyče o Δl se změní magnetický tok Φ . Potom $u = -N \frac{d\Phi}{dt}$, A je počet závitů	
5. Magnetoanizotropní jev	Deformací feromagnetika se natočí magnetický tok budícího vinutí tak, že ve výstupním obvodu se indukuje napětí úměrné síle F	
6. Hallův jev	Prochází-li v jedné ose rovinového polovodičového plátku proud I a kolmo na rovinu působí magnetické pole s indukcí B, vzniká v kolmém směru na směr proudu Hallovo napětí $u_h = h \frac{BI}{d}$, h - Hallova konstanta d - tloušťka plátku	
7. Piezoelektrický jev	Působením síly na piezoelektrický krystal vzniká na elektrodách náboj $Q = k \cdot F$	
8. Tenzometrický jev	Mění se odpor vodiče vlivem změny délky při namáhání. Platí $\frac{\Delta R}{R} = k \frac{\Delta l}{l}$	
9. Vliv měřené veličiny na některý parametr: pro odpor $R = \rho \frac{l}{S}$; indukčnost $L = N^2 \mu \frac{S}{l}$; kapacitu $C = \epsilon \frac{S}{d}$; indukované napětí $U = Blv$		
10. Vliv měřené veličiny na odraz nebo přechod akustického, světelného, tepelného, ionizujícího záření, např. akustický snímač výšky hladiny, optický snímač otáček, pyrometrický snímač teploty apod.		

4.1 Měření polohy, posunu a pohybu

Při měření jsou nejčastěji využívány následující principy:

- ♦ odporové
- ♦ indukční
- ♦ kapacitní
- ♦ optoelektronické

4.1.1 Odporové senzory polohy

Princip: odporový potenciometr má jezdce svázaného s měřenosnou veličinou.

Využití: měření lineární a úhlové (používají se spirálové potenciometry) polohy.

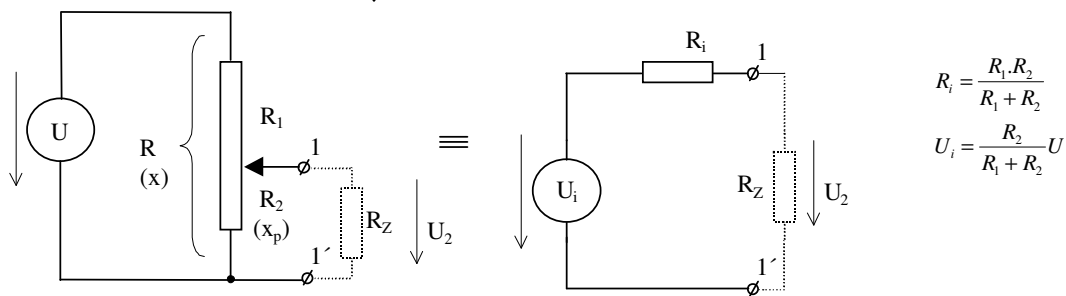
Modifikace:

- ♦ pro měření velkých posunů se používá vhodně tvarovaný buben s lankem a předpínací pružinou
- ♦ pro malé zatěžovací odpory je výhodné zařadit mezi horní svorku potenciometru a jezdce paralelní odpor hodnoty R_z . Výsledný přenos pak má tvar (tečkovaný průběh na **Chyba! Nenalezen zdroj odkazů.**)

$$\frac{U_2}{U} = \frac{1 + k(1 - n)}{n^{-1} + 2k(1 - n)}$$

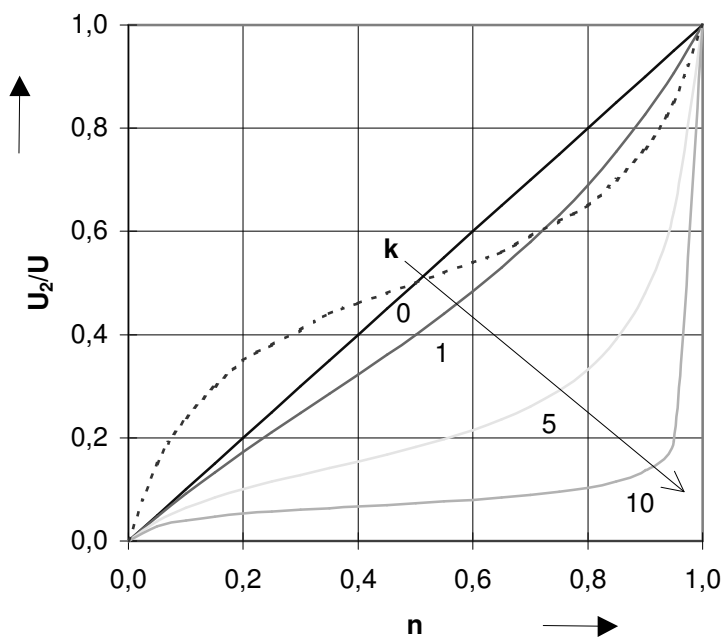
Problémem při vyhodnocení polohy a snaze o zachování linearitu je existence zatěžovacího odporu R_z . Čím je jeho hodnota menší tím více se deformuje převodní charakteristika (viz **Chyba! Nenalezen zdroj odkazů.**). Příklady měřicích obvodů, které tento problém řeší jsou na **Chyba! Nenalezen zdroj odkazů.** a **Chyba! Nenalezen zdroj odkazů.**

Napětí U je omezeno dovoleným oteplením potenciometru. Známe-li maximální rozptýlený výkon (obvykle okolo 5 W) můžeme určit: $U = \sqrt{P_{\max} \cdot R}$.

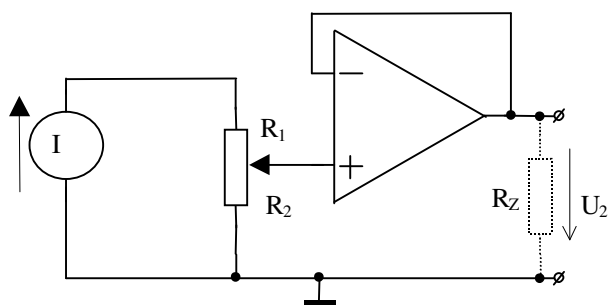


Obrázek 7 Odporový senzor teploty a jeho náhradní schéma

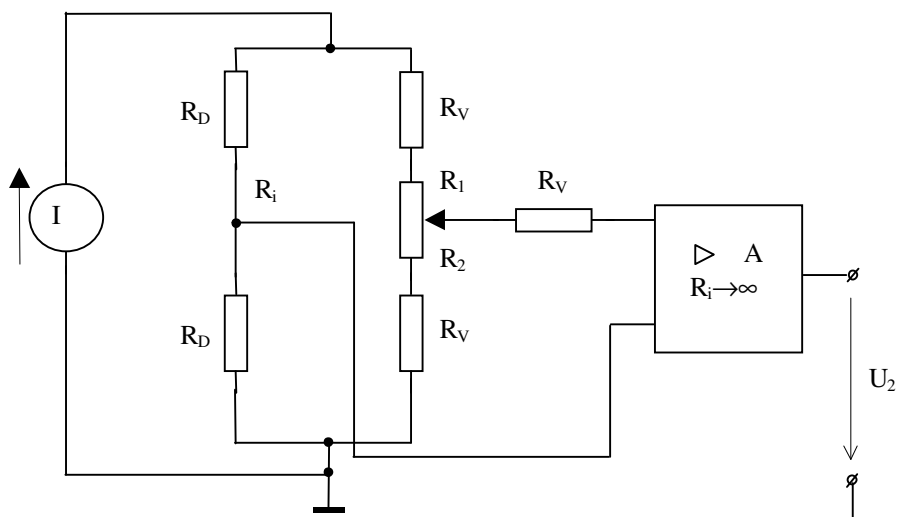
$$\frac{U_2}{U} = \frac{1}{n^{-1} + k(1 - n)}, \text{ kde } n = \frac{x_p}{x}, k = \frac{R}{R_z} \text{ a dále } R_1 = \frac{x - x_p}{x} R, R_2 = \frac{x_p}{x} R$$



Obrázek 8 Převodní charakteristika odporového senzoru polohy pro různé hodnoty zátěže



Obrázek 9 Měřicí obvod odporového senzoru polohy realizovaný napěťovým sledovačem



Obrázek 10 Můstkový měřicí obvod odporového senzoru polohy

4.1.2 Indukční senzory polohy

Indukční senzory s proměnnou vzduchovou mezerou

Princip: pohyblivá část magnetického obvodu je svázána s měřenosnou veličinou.

Využití: měření lineární polohy v malých rozsazích.

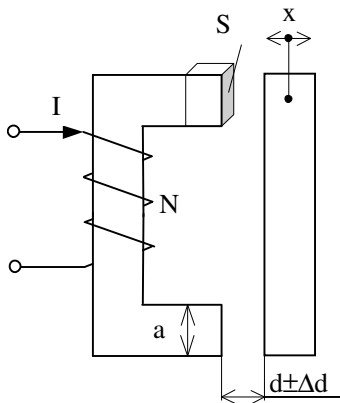
Provedení:

- ◆ s otevřeným/uzavřeným magnetickým obvodem
- ◆ v jednoduchém/diferenciálním uspořádání

Zanedbáme-li rozptylový tok mimo vzduchovou mezeru (lze jen když $d \ll a$), pak pro jednoduché uspořádání s uzavřeným magnetickým obvodem dle **Chyba! Nenalezen zdroj odkazů.** můžeme psát:

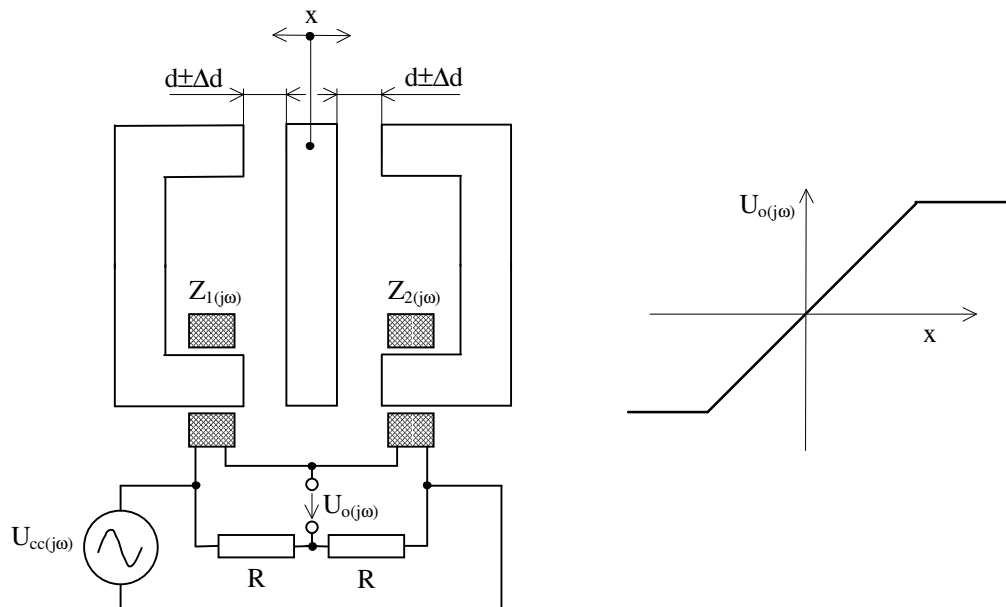
$$L = \frac{N^2}{R_m} \cong \frac{N^2}{2d} \mu_0 S. \text{ Platnost vztahu je dále podmíněna frekvencemi do řádu 10 kHz, kdy je nutné}$$

reluktanci uvažovat v komplexním tvaru – ztráty ve feromagnetiku. Dále vidíme, že závislost indukčnosti na posunu d je hyperbolická.

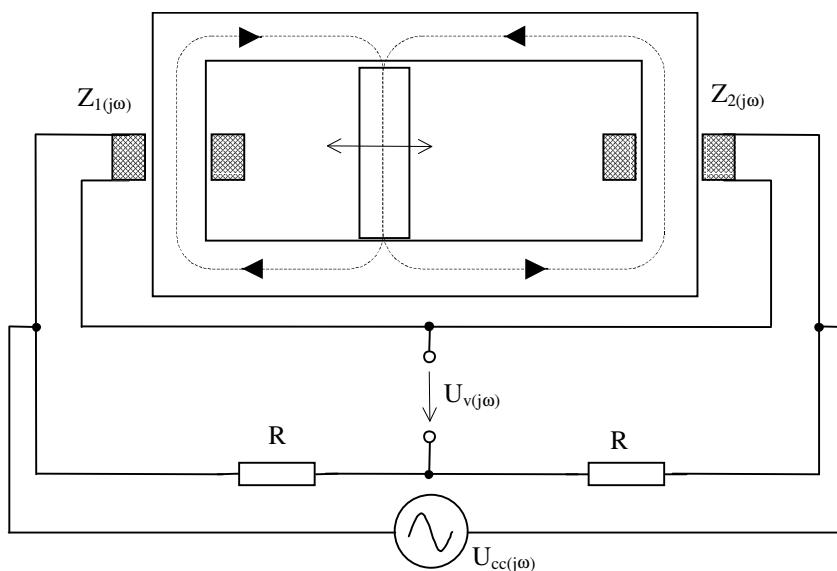


Obrázek 11 Indukčnostní senzor s proměnnou vzduchovou mezerou

Výhodnější je diferenciální uspořádání na **Chyba! Nenalezen zdroj odkazů.**, které zdvojnásobuje citlivost a významně zlepšuje linearitu.



Obrázek 12 Diferenční indukčnostní senzor s můstkovým měřicím obvodem a převodní charakteristikou

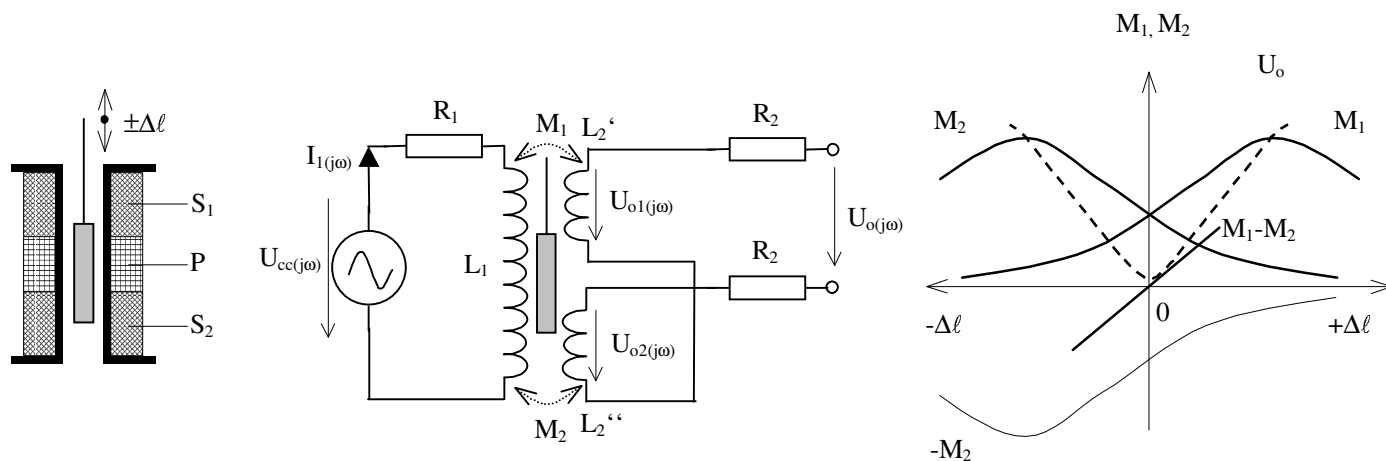


Obrázek 13 Indukčnostní senzor polohy s proměnným magnetickým zkratem

Transformátorové indukčnostní senzory

Princip: Transformátor s primárním a sekundárním vinutím jejichž vzájemná indukčnost je ovlivňována změnou vodivosti magnetického obvodu vázané na měřenou veličinu.

Nejčastější uspořádání je na **Chyba! Nenalezen zdroj odkazů.**, kde je naznačen princip lineárního diferenčního transformátorového senzoru polohy - LVDT (Linear Variable Differential Transformer).



Obrázek 14 Lineární diferenční transformátorový senzor polohy

Pro výstupní napětí naprázdno platí:

$$U_o(j\omega) = U_{o1}(j\omega) - U_{o2}(j\omega) = j\omega M_1 I_1(j\omega) - j\omega M_2 I_1(j\omega) = j\omega(M_1 - M_2) \frac{U_{cc}(j\omega)}{R_1 + j\omega L_1}$$

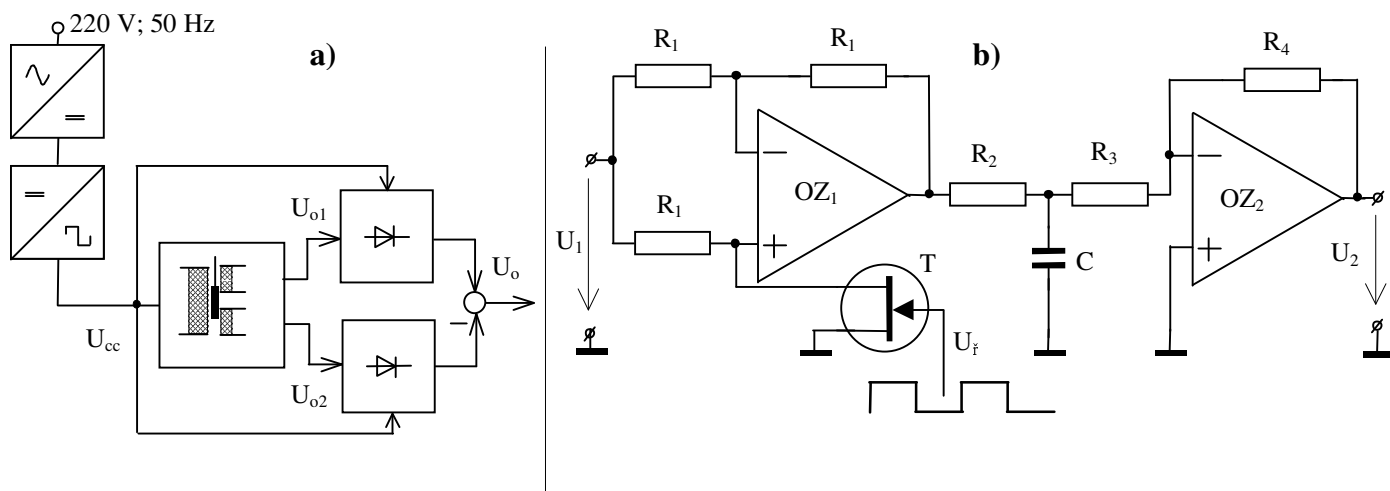
$$U_o(j\omega) = \frac{j\omega(M_1 - M_2)}{R_1(1 + j\omega\tau)} U_{cc}(j\omega) = \frac{\omega(M_1 - M_2)}{R_1\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}} e^{j \cdot \arg(G(j\omega))} U_{cc}(j\omega), \text{ kde } \tau = \frac{L_1}{R_1}, U_o = G \cdot U_{cc}$$

Z uvedeného vztahu je zřejmé, že pro malé hodnoty časové konstanty $\tau = L_1/R_1$ - proudové napájení, je výstupní napětí závislé na frekvenci. Tuto závislost lze omezit zvýšením frekvence, ale vzhledem k problémům s její stabilizací je výhodnější zvolit napětěvé napájení.

Nevýhodou zapojení je vliv parazitních kapacit vinutí a vyšších harmonických napájení, které ovlivňují výstupní napětí. Výsledkem je nenulová hodnota výstupu i při $\Delta\ell=0$.

Měřicí obvod pro LDVT realizovaný pomocí dvou synchronních detektorů na **Chyba! Nenalezen zdroj odkazů.** odstraňuje problém kapacitní vazby sekundár-primár (výstupní napětí není závislé na složce fázově posunutá o 90°).

Princip synchronního detektoru je naznačen na **Chyba! Nenalezen zdroj odkazů.**-b. Operační zesilovač OZ_1 je zapojen jako invertující logická násobička vstupního signálu U_1 a logického signálu U_f se shodnou frekvencí. Následuje blok pasivního integrátoru, jehož výstupní napětí roste s klesajícím fázovým rozdílem mezi U_f a U_1 - obvod pracuje jako filtr typu dolní propust. OZ_2 pouze obrací polaritu výstupu integračního článku.



Obrázek 15 a) měřicí obvod pro LDVT se dvěma synchronními detektory b) princip SD

Induktosyn

Induktosyn je transformátorový indukčnostní senzor, jehož cívky jsou realizovány technikou plošných spojů a mají tvar meandrů. Primární vinutí - *měřítka* - má krok **p** a je umístěno na izolantu (obvykle sklo,

keramika). Sekundární vinutí – *jezdce* – má dva segmenty, shodného tvaru jako primární vinutí, vzájemně posunutě o jeden a čtvrt kroku p (viz **Chyba! Nenalezen zdroj odkazů.**).

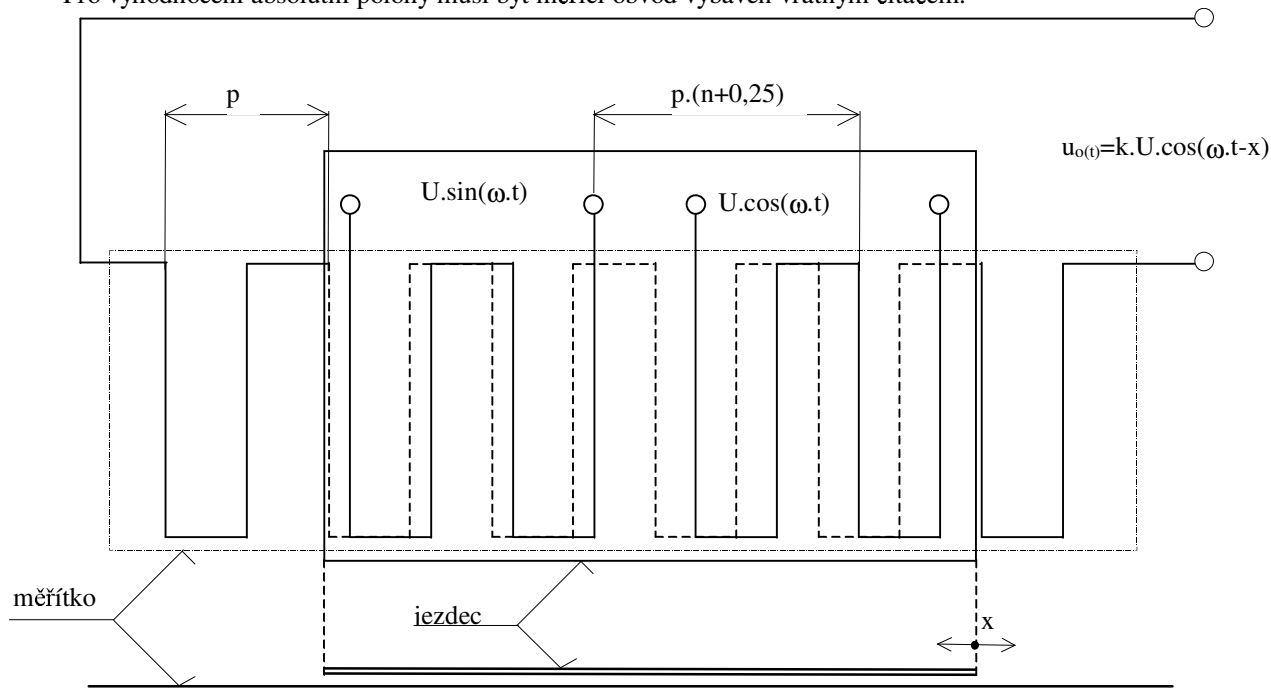
Posuvem měřítka dochází vlivem vzájemné indukčnosti k indukování napětí do vinutí měřítka. Napětí indukované jedním segmentem vinutí jezdce nabývá maximální velikosti v okamžiku, kdy jsou obě vinutí přesně nad sebou. Posuvem jezdce se hodnota indukovaného napětí zmenšuje, až v okamžiku posunu o polovinu rozteče je jeho amplituda opět maximální, ale má opačnou fázi. Závislost amplitudy indukovaného napětí na poloze x v rámci jednoho kroku lze aproximovat kosinovou funkcí (platí pro jedno vinutí jezdce):

$$U_{o1} = k.U.\cos\left(2\pi\frac{x}{p}\right) = k.U.\cos\varphi, \text{ resp. } u_{o1}(t) = k.U.\cos\omega t.\cos\varphi \text{ při buzení harm. signálem}$$

Uvažujeme-li dvě vinutí jezdce vzájemně posunutá o čtvrtinu kroku napájené harmonickým signálem posunutým o $\pi/2$, je výsledné indukované napětí v měřítku rovno:

$$u_o(t) = u_{o1}(t) + u_{o2}(t) = k.U.(\cos\omega t.\cos\varphi + \sin\omega t.\sin\varphi) = k.U.\cos(\omega t - \varphi)$$

Pro vyhodnocení absolutní polohy musí být měřicí obvod vybaven vratným čítačem.

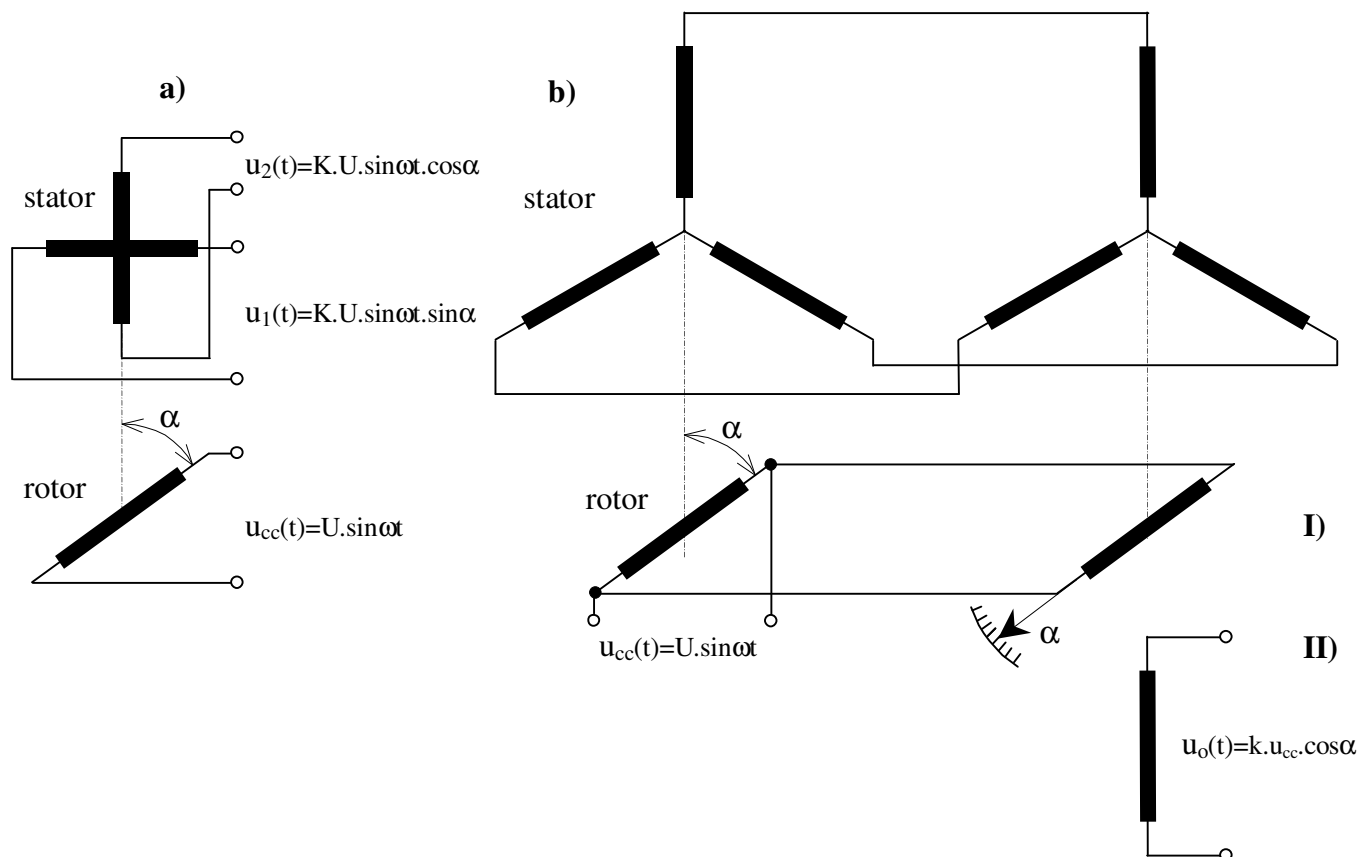


Obrázek 16 Princip induktsynu

Sylsyn a resolver

Princip: obrácená funkce asynchronního stroje, tj. třífázové statorové měřicí vinutí a jednofázové rotorové vinutí napájené přes kartáčky a kroužky.

Využití: měření úhlové výchylky.

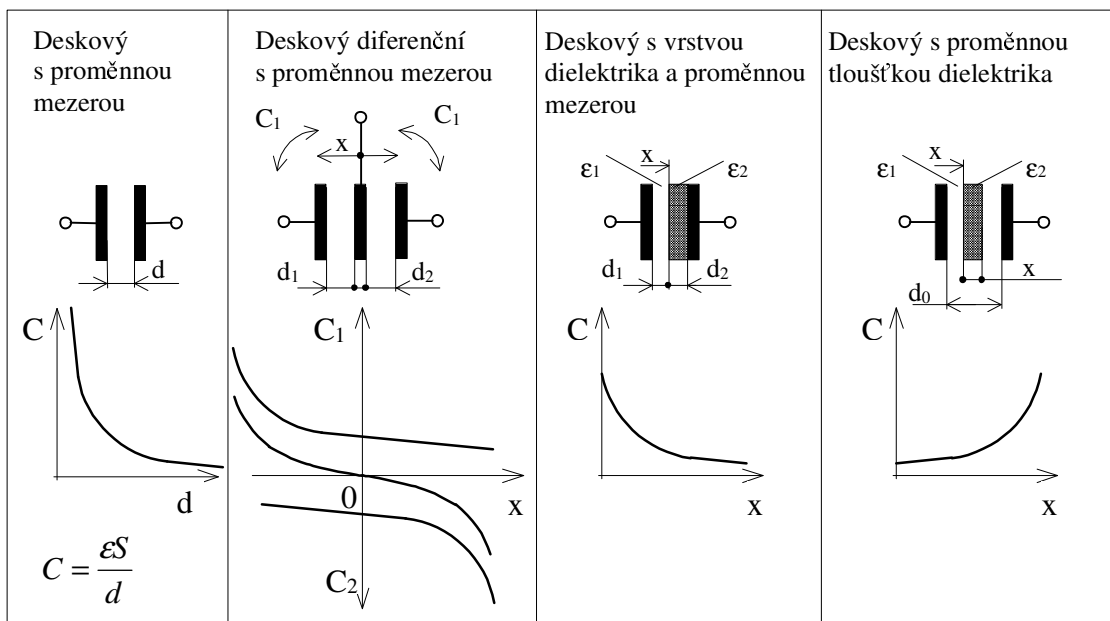


Obrázek 17 Princip a) resolveru b) selsynu v I) zapojení selsyn vysílač-přijímač II) ve funkci polohového trafo

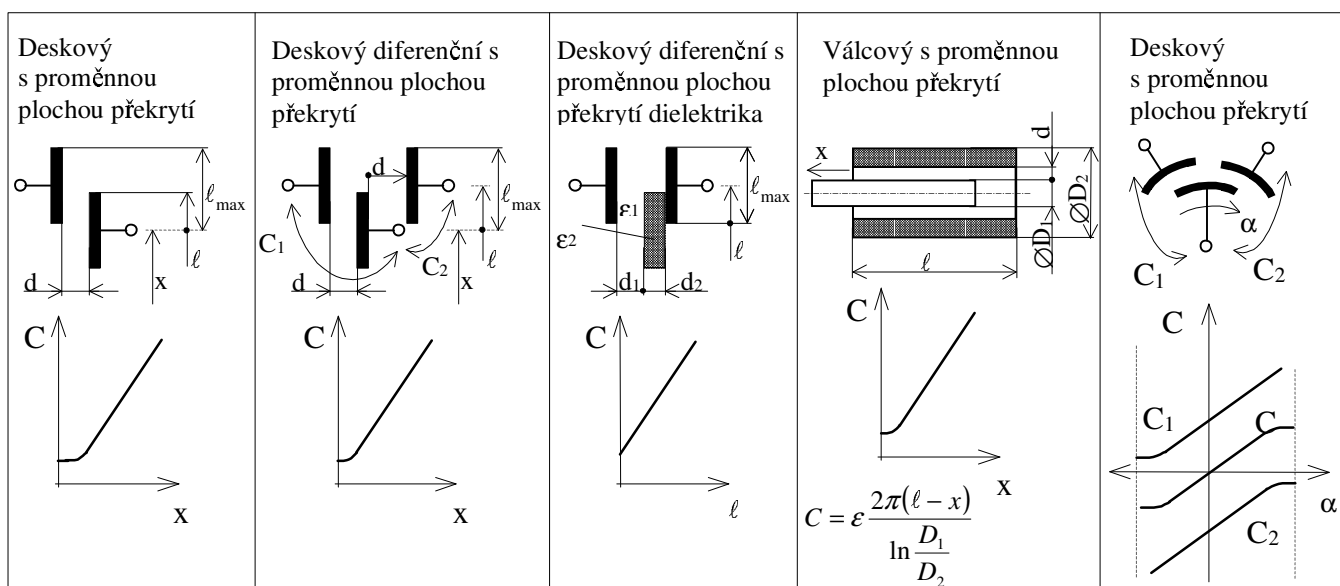
4.1.3 Kapacitní senzory

Princip: měřenosnou veličina ovlivňuje geometrii elektrod (plocha, vzdálenost), resp. permitivitu prostoru kde se uzavírá elektrické pole kondenzátoru

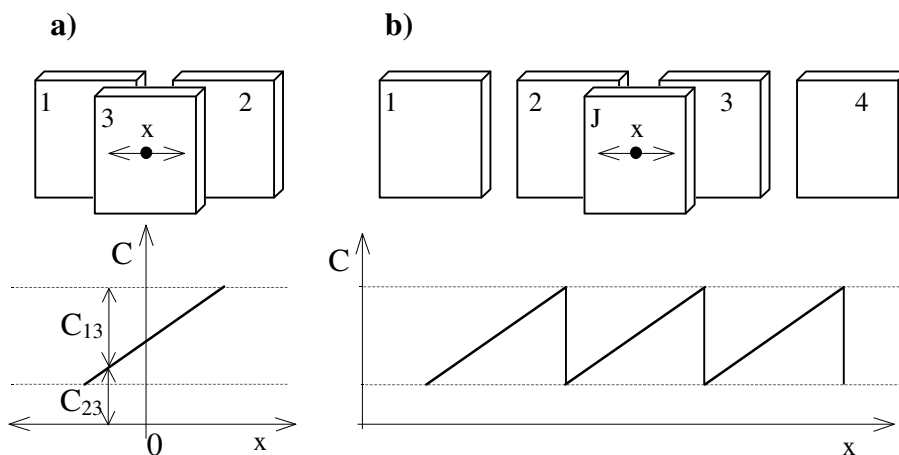
Využití: měření lineární a úhlové polohy v malých rozsazích (mezerové), jiné verze však i do řádu metrů.



Obrázek 18 Základní principy kapacitních senzorů posuvu s pevnou plochou překrytí



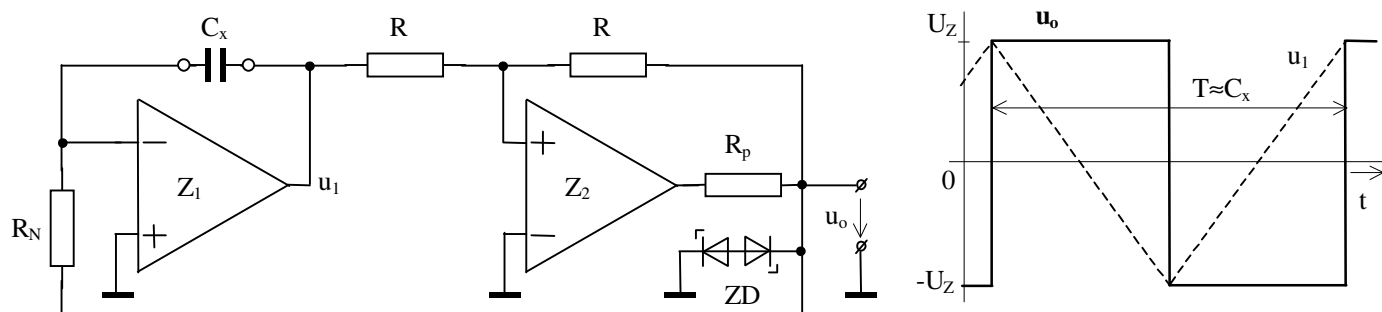
Obrázek 19 Základní principy kapacitních senzorů posuvu s proměnnou plochou překrytí



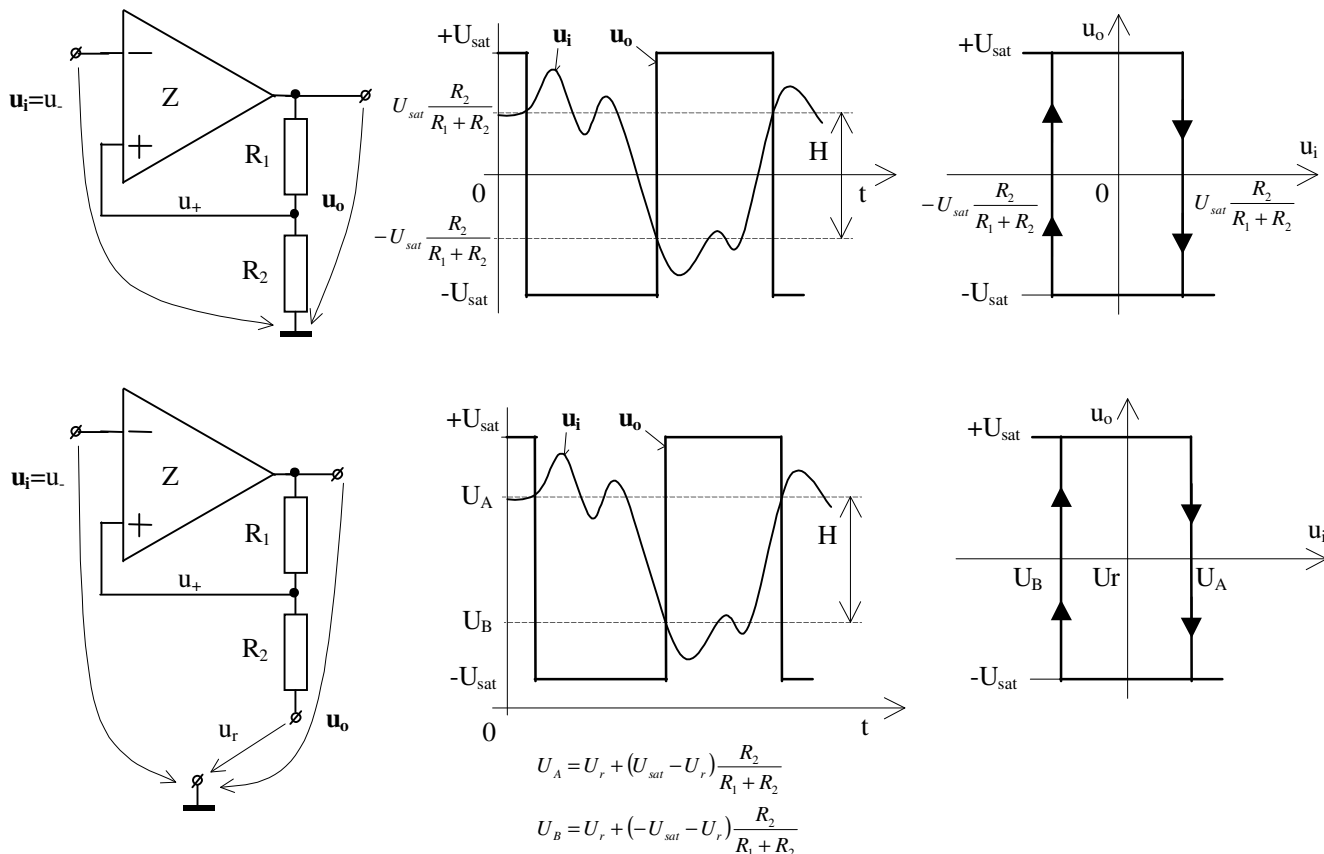
Obrázek 20 Diferenční kapacitní senzor a) princip b) uspořádání pro měření větších posuvů

Zapojení na **Chyba! Nenalezen zdroj odkazů.** naznačuje modifikaci deskového kondenzátoru s proměnnou plochou překrytí určenou pro měření větších posuvů. Obvod je samozřejmě nutné doplnit o inkrementální čítač absolutní polohy jezdce.

Na obrázku **Chyba! Nenalezen zdroj odkazů.** je princip převodníku C-T, který využívá komparátoru s hystezí a integrátoru. Zenerovy diody ZD upravují výstupní úroveň signálu U_o na hodnoty $\pm U_Z$. Frekvence výstupního napětí roste s klesající časovou konstantou $\tau = R_N \cdot C_x$ (rychlejší nabíjení).



Obrázek 21 Měření kapacity na principu C-T převodníku



Obrázek 22 Napěťový komparátor s hystezí – princip a převodní charakteristika

4.1.4 Optoelektronické senzory polohy

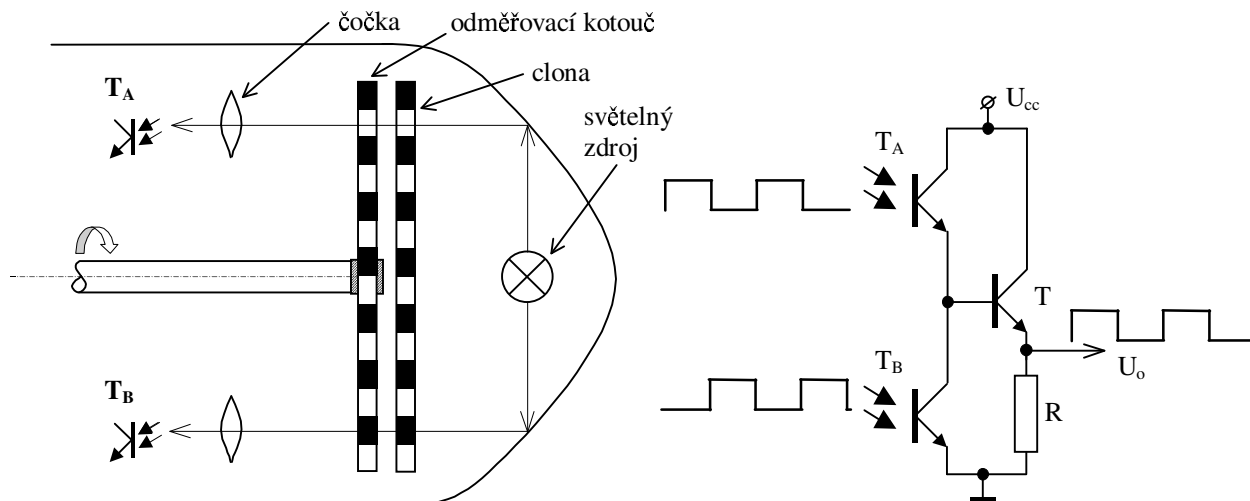
Princip: měřenosná veličina ovlivňuje cestu optického signálu, změny jsou detekovány opticky citlivým prvkem. Systémy jsou obvykle vybaveným vratným čítačem.

Využití: měření lineární a úhlové polohy ve velkých rozsazích s vysokou přesností.

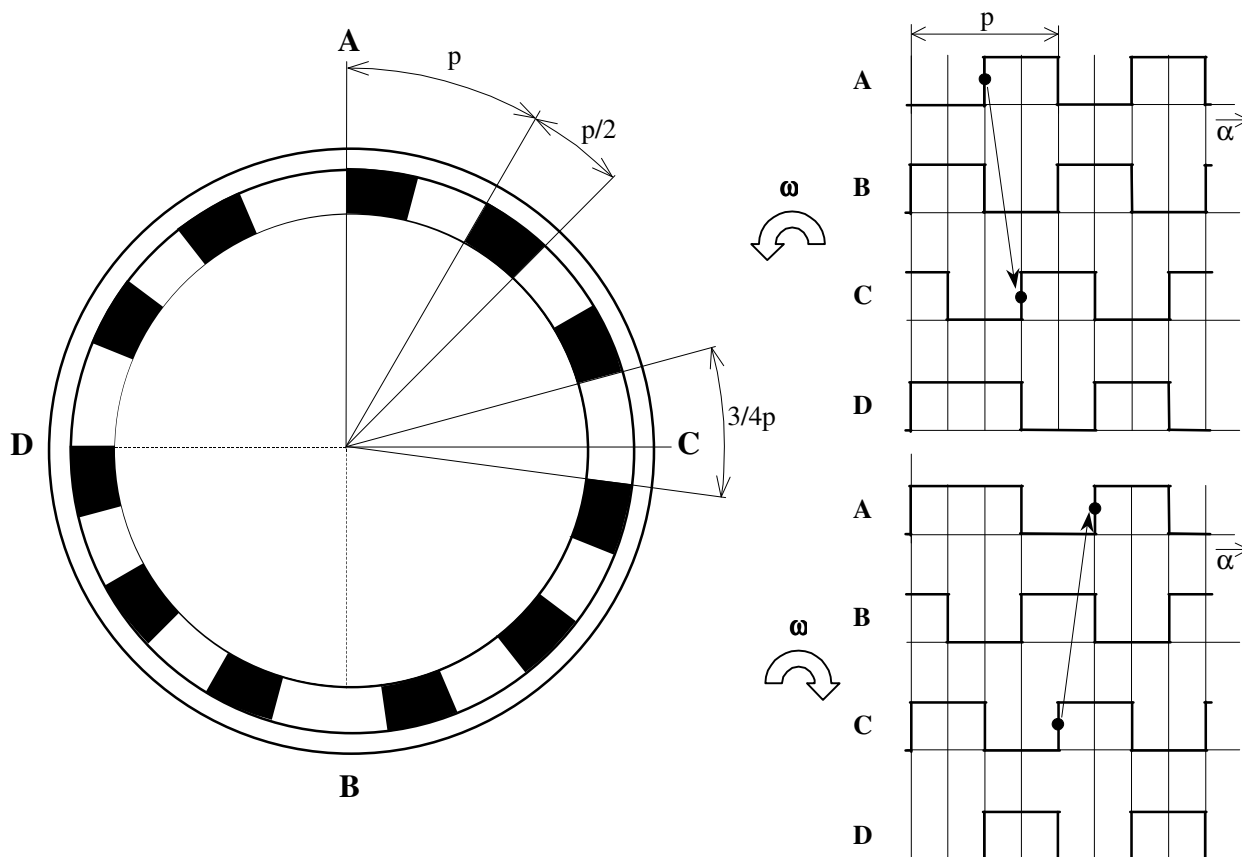
Rotační pulsní snímač

Princip: dva kotouče s pravidelnými zářezy. Kotouč ve funkci clony obvykle noniový má pravidelné dělení po celém obvodu. Odměřovací kotouč má čtyři segmenty, z nichž každý následující je posunut o čtvrtinu kroku p vůči předchozímu – viz **Chyba! Nenalezen zdroj odkazů.** Systém je vybaven zdrojem světla, který je směřován kolmo ke kotoučům a po průchodu spojnými čočkami působí na opticky citlivé prvky. Foto-prvky jsou instalovány ve dvou párech a jejich signál je příslušným měřicím blokem převeden na sled pulsů. Logický blok, který obsahuje vratný čítač vyhodnocuje pulsy a dodává informaci o poloze a směru otáčení hřídele.

Využití: měření úhlové polohy, resp. posunu (hřebenový převod posuvného na rotační pohyb).



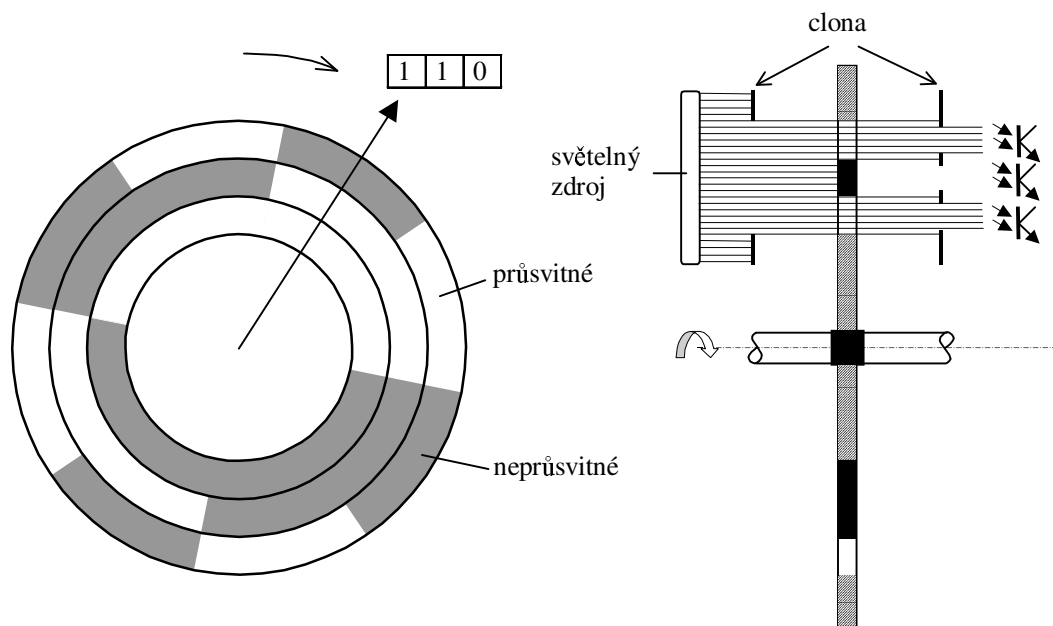
Obrázek 23 Princip funkce rotačního pulsního snímače úhlové polohy



Obrázek 24 K výkladu funkce rotačního pulsního snímače úhlové polohy

Optoelektronický rotační snímač s číslicovým kódem

Princip: kotouč v němž je formou několika mezikruží a průsvitných/neprůsvitných proužků vytvořen prostorový číslicový kód. Při rotaci kotouče vyhodnocuje sada foto-čidel a následný číslicový obvod právě aktivní číslo. Konstrukce musí zamezit přečtení chybného kódu vlivem geometrie. Další problém představuje náhodné rušení. Optimální řešení představují kódy, kde se sousední čísla liší jen v jednom bitu. **Využití:** velmi přesná měření úhlové polohy, resp. posunu (hřebenový převod posuvného na rotační pohyb).



Obrázek 25 Princip číslicového optoelektronického senzoru úhlové polohy

4.2 Senzory mechanického napětí (tenzometry)

Používají se nepřímé metody využívající závislosti deformace na mechanickém napětí (přímé měření není možné). Při měření je využíváno také některých z již probraných typů senzorů (například kapacitní)

4.2.1 Odporové tenzometry

Tenzometry jsou odporové snímače, jejichž odpor je závislý na deformaci a teplotě okolí.

Rozdělení tenzometrů

- kovové
 - ◆ drátkové
 - ◆ fóliové
 - ◆ napařované
- polovodičové
 - ◆ monokrystalické (řezané)
 - ◆ difuzní odpory

Provedení tenzometrů: s výjimkou napařovaných vždy vlastní čidlo (drátek fólie, vrstva křemíku) a podložka (pryskyřice, papír). Podložka zajišťuje elektrickou izolaci čidla a zprostředkovává přenos informace z povrchu tělesa na vlastní čidlo.

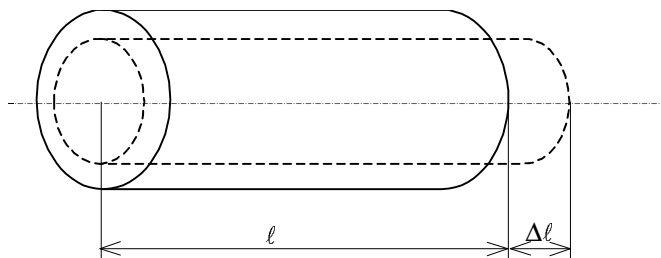
Významné vlastnosti:

směrová citlivost, tepelná závislost odporu, klidový odpor, rozměry

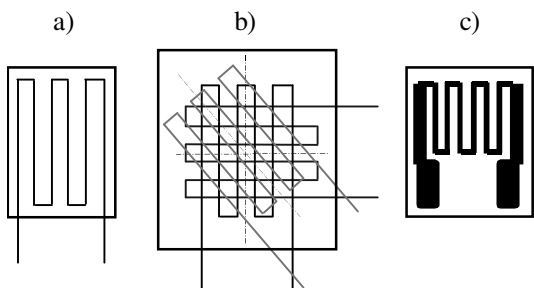
Teoretické základy

$\sigma = \frac{\Delta \ell}{\ell} E = \varepsilon \cdot E, [Pa; -, Pa]$, kde σ ... mechanické napětí, E ... modul pružnosti, ε ... rel. prodloužení

$R = \rho \frac{\ell}{S}; [\Omega; \Omega \cdot m, m, m^2]$, kde R ... elektrický odpor, ρ ... měrný odpor, ℓ ... délka, S ... průřez



Obrázek 26 K výkladu vlivu prodloužení tenzometru na jeho odpor

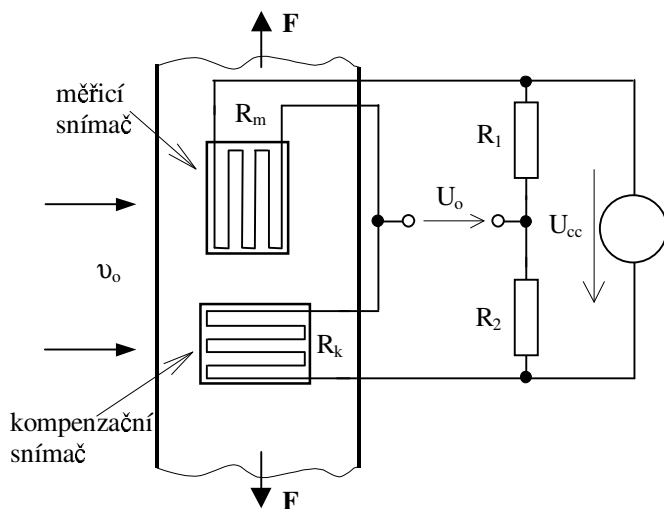


Obrázek 27 Elektrické odporové tenzometry a/ drátkový b/ drátková tenzometrická růžice c/ fóliový tenzometr

Předpokládejme, že $R_1=R_2=R_m=R_k \Rightarrow$ můstek je vyvážen. Při nárůstu teploty o Δv bude:

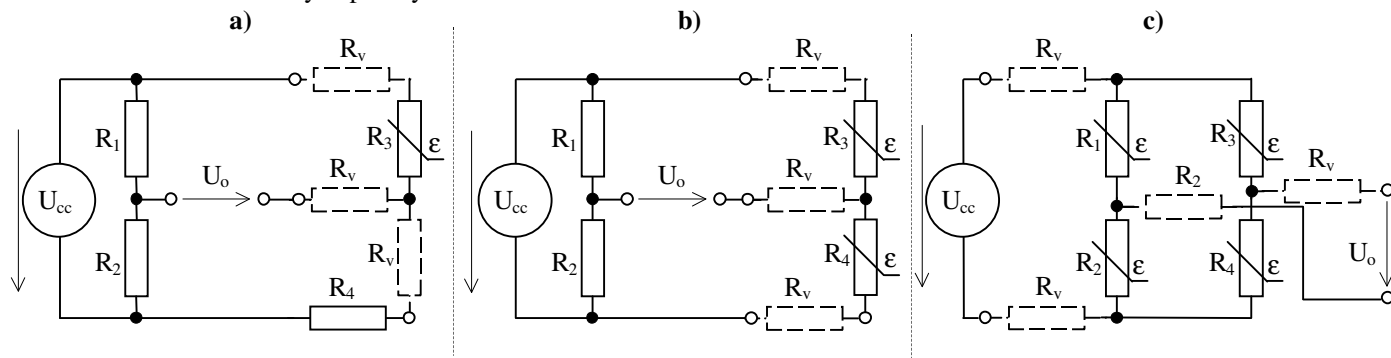
$$1/ \text{ bez kompenzačního odporu, tj. } R_k=\text{konst.: } U_o = \left(\frac{R}{2R + \Delta R} - \frac{1}{2} \right) U_{cc} \neq 0$$

$$2/ \text{ s kompenzačním odporem, tj. } R_m=R+\Delta R, R_k=R+\Delta R: U_o = \left(\frac{R + \Delta R}{2(R + \Delta R)} - \frac{1}{2} \right) U_{cc} = 0$$



Obrázek 28 Příklad zapojení kompenzačního tenzometru

Měřicí obvody odporových tenzometrů.

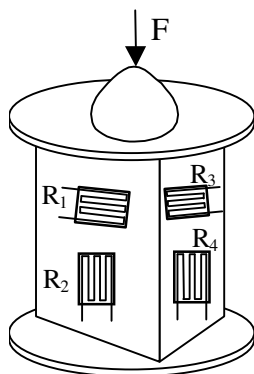


Obrázek 29 Tenzometrické můstky:

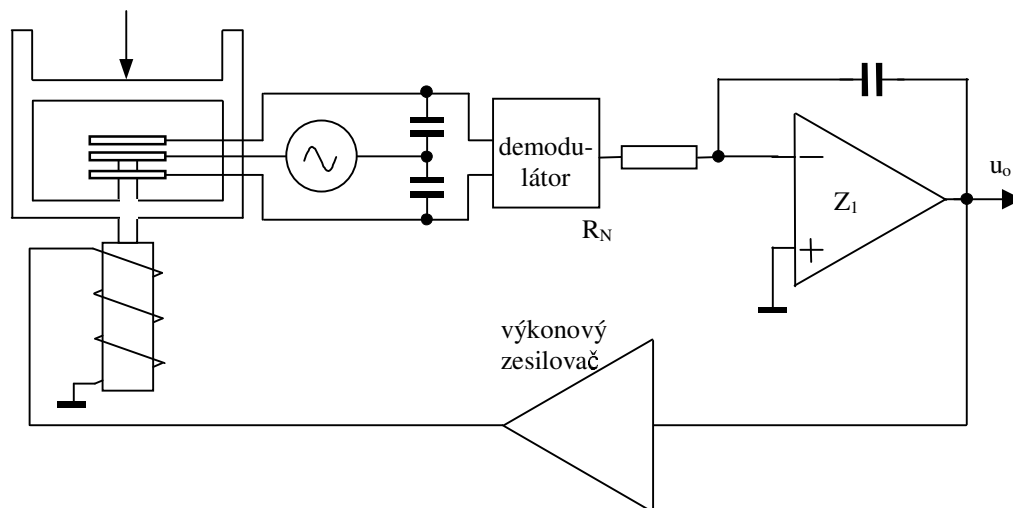
a) třívodičovým s jedním tenzometrem

- b) třívodičovém s dvěma tenzometry
c) čtyřvodičovém se čtyřmi tenzometry

4.2.2 Snímače síly



Obrázek 30 Pružný sloupcový člen s tenzometry pro měření velkých sil (nad 10 kN)

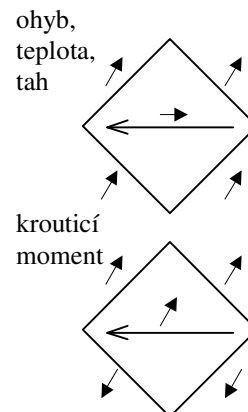


Obrázek 31 Zpětnovazební snímač síly pracující na elektromagnetickém principu

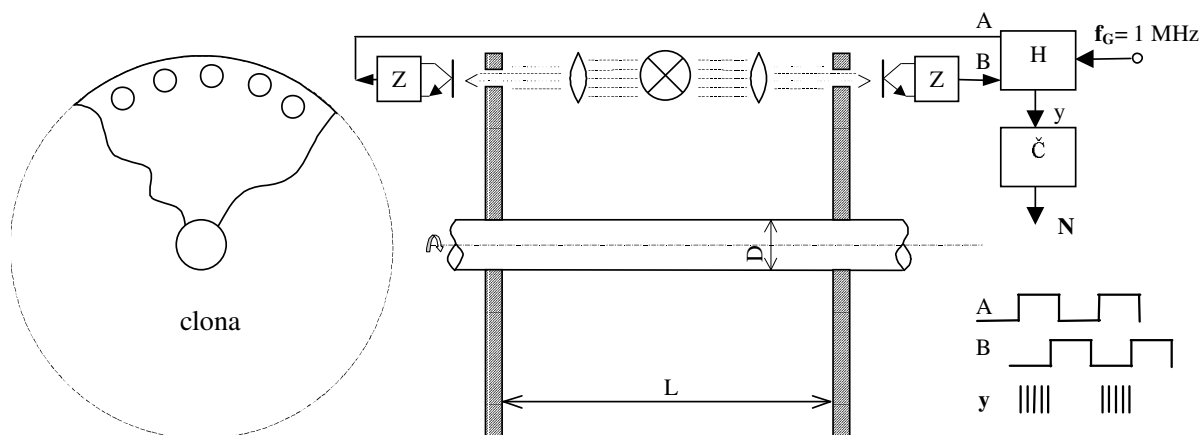
4.2.3 Snímače krouticího momentu

Princip: deformace ovlivňuje tenzometrické snímače – nepřímá metoda

Tenzometrický snímač krouticího momentu na **Chyba! Nenalezen zdroj odkazů.** využívá čtveřice tenzometrů v můstkovém uspořádání, které jsou nalepeny pod úhlem 45° k ose hřídele (odstranění vlivu teploty, tahu a ohybu – viz obrázek). Napájení můstku 2 je bezkontaktní, na principu transformátoru se vzduchovou mezerou. Výstupní napětí je převáděno na impulsní signál, ten je kapacitní vazbou 3 veden mimo prostor hřídele. Měření otáček má číslicový charakter a pracuje na principu čítání pulsů indukovaných magnetky na obvodu hřídele. Pro přenášený výkon platí jednoduchý vztah $P = M_k 2\pi n$.



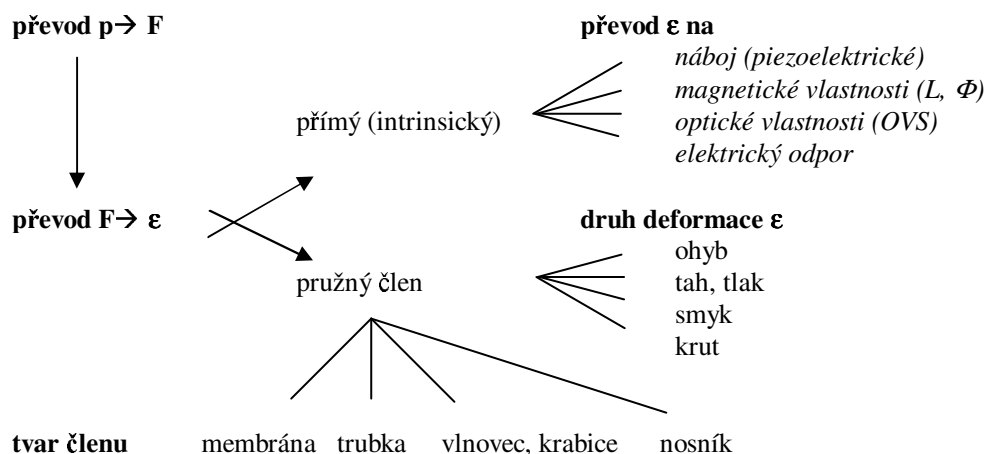
Další příklad na **Chyba! Nenalezen zdroj odkazů.** zobrazuje optoelektronický princip snímání krouticího momentu. Zde je využíváno vzájemného posuvu clon v důsledku zatížení hřídele. Hradlo H funguje tak, že náběžná hrana signálu A jej otevírá (f prochází na výstup) a náběžná hrana signálu B jej zavírá.



Platí zde následující vztahy: $M_k = \varphi \cdot \frac{G}{L} J = \omega \cdot t \cdot \frac{G}{L} J = \omega \cdot \frac{N}{f_G} \cdot \frac{G}{L} J$.

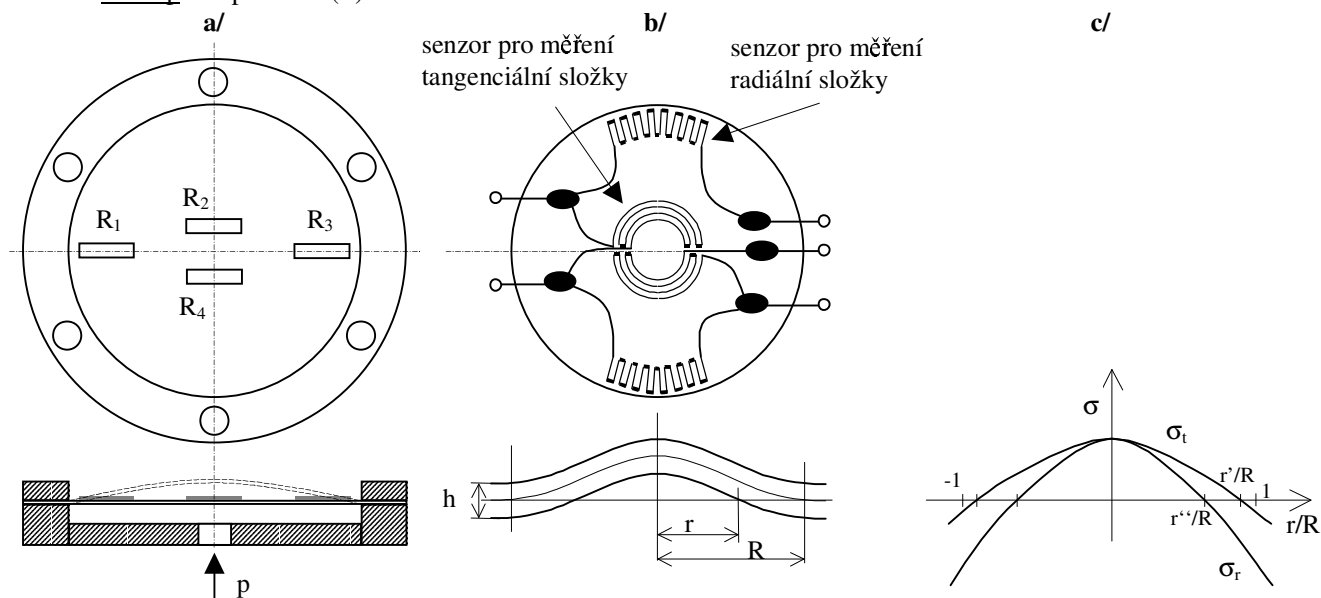
4.3 Měření tlaku

Jednotlivé přístupy používané při měření tlaku shrnuje následující schéma.



4.3.1 Membránové senzory tlaku

Princip: $F = p \cdot S \Rightarrow \epsilon (\sigma)$.



Obrázek 34 Membránový tlakoměr s tenzometry

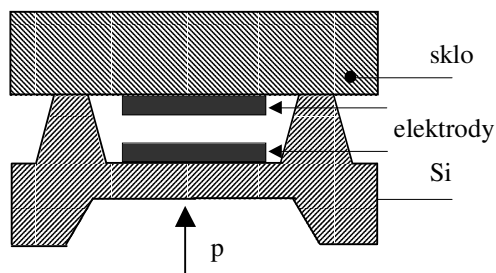
a/ principiální uspořádání

b/ fóliová rozeta senzoru tlaku

c/ rozložení radiálního a tangenciálního napětí v membráně při tlakové deformaci

4.3.2 Kapacitní senzory tlaku

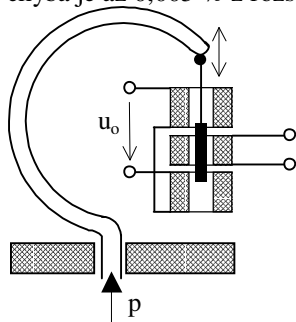
Pracují na principu svázání pohybu jedné z elektrod s prvkem ovlivňovaným působícím tlakem (např. membrána). Nejčastější je diferenční uspořádání



Obrázek 35 Mikromechanický senzor tlaku na kapacitní senzor tlaku

4.3.3 Trubicové deformační senzory tlaku

Mezi nejpřesnější měření tlaku patří princip patentovaný E. Bourdonem v roce 1849. Využívá pružného členu ve tvaru šroubovice, spirály nebo zkroucené trubky, který zesiluje účinky deformace. Dosažitelná chyba je až 0,005 % z rozsahu (až 5 MPa), kdy ceny jdou do desítek tisíc dolarů.

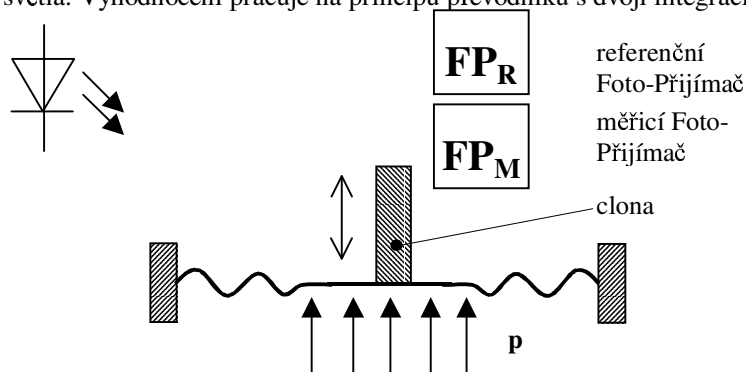


Obrázek 36 Měření tlaku s Bourdonovou trubicí a LVDT senzorem

4.3.4 Optoelektronické deformační senzory tlaku

Princip: ovlivnění optické cesty vysílač – přijímač.

Níže uvedený princip využívá referenčního a měřicí prvku, čímž je možné odstranit drift parametrů zdroje světla. Vyhodnocení pracuje na principu převodníku s dvojí integrací.

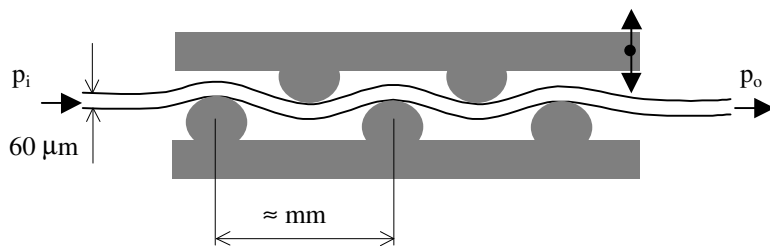


Obrázek 37 Princip optoelektronického deformačního senzoru

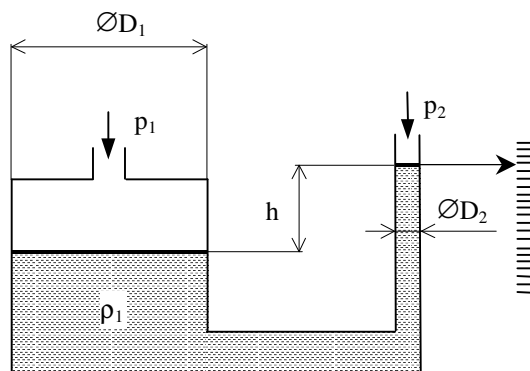
4.3.5 Senzory tlaku s optickými vlákny

Princip: změna útlumu optického vlákna v důsledku změn jeho geometrie.

Perspektivní princip vhodný pro prostředí s vyššími teplotami a situace, kdy senzor nesmí mít kovové součásti + váha. Typické nasazení: letectví.



Obrázek 38 Princip senzoru tlaku s optickým vláknem



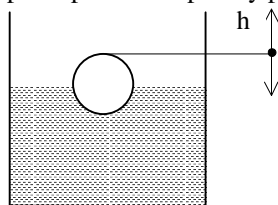
Obrázek 39 Nádobový tlakoměr

Platí: $\Delta p = K \cdot h$.

4.4 Měření hladiny

4.4.1 Plovákové stavoznaky

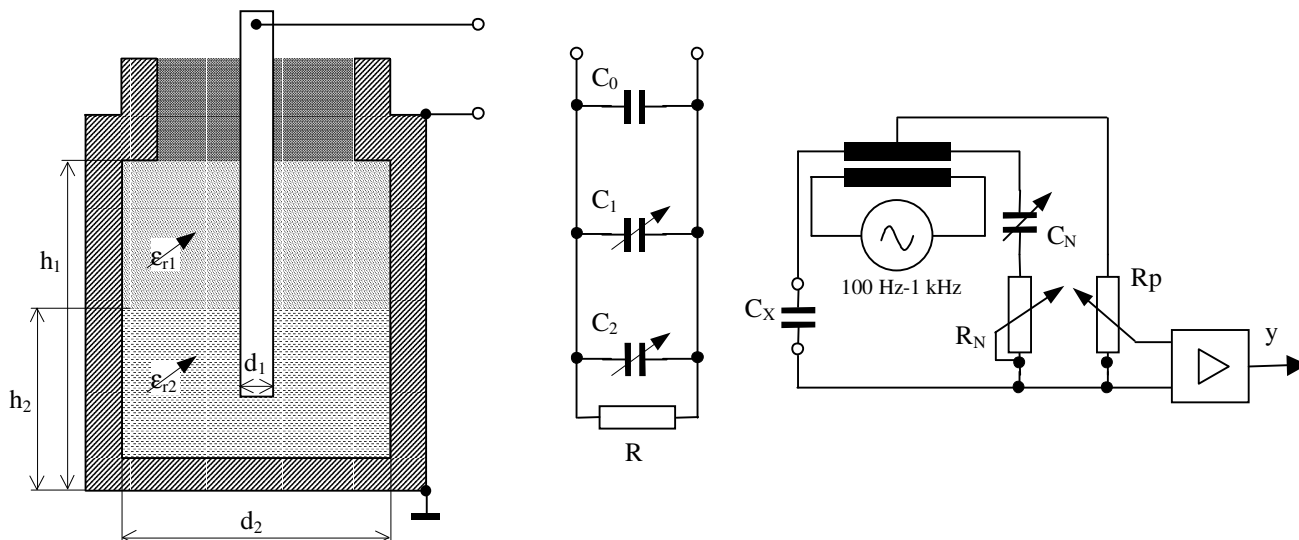
Princip: Plovák na hladině kopíruje její výšku a ovlivňuje návazný vyhodnocovací obvod (například na principu měření polohy/posunu - viz odst. 4.1).



Obrázek 40 Plovákové měření výšky hladiny

4.4.2 Kapacitní stavoznaky

Princip: Změna nádoba + vložená elektroda (izolovaná nebo neizolovaná verze) tvoří kondenzátor, jehož kapacita je ovlivňována permitivitou prostředí (funkce výšky hladiny).



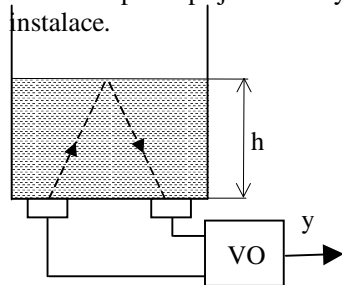
Obrázek 41 Kapacitní stavoznak, náhradní schéma a měřicí můstkový obvod

Pro uspořádání z **Chyba! Nenalezen zdroj odkazů.** můžeme psát:

$$C = C_0 + C_1 + C_2 = C_0 + 2\pi \frac{\epsilon_0 \epsilon_{r1} (h_1 - h_2) + \epsilon_0 \epsilon_{r2} h_2}{\ln \frac{d_2}{d_1}}$$

4.4.3 Ultrazvukové stavoznaky

Měření výšky hladiny na principu ultrazvuku využívá měření doby, za kterou se paprsek odrazí od hladiny a vrátí se zpět k přijímači.. Výhodou tohoto přístupu je fakt, že nevyžaduje zásah do systému – vnější instalace.

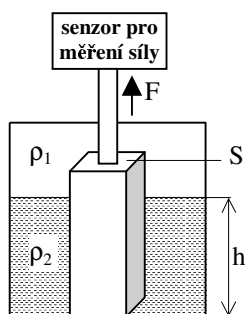


Obrázek 42 Ultrazvukové měření výšky hladiny

4.4.4 Měření výšky hladiny na principu vztlakové síly

Princip: na těleso (fixovaná poloha) umístěné v měřeném prostředí působí vztlaková síla úměrná výšce hladiny.

Pro uspořádání z **Chyba! Nenalezen zdroj odkazů.** můžeme psát $F = S \cdot h \cdot \rho_2 \cdot g$. Velikost síly můžeme vyhodnotit například zpětnovazebním obvodem s elektromagnetem (princip elektronických vah) – viz **Chyba! Nenalezen zdroj odkazů.**

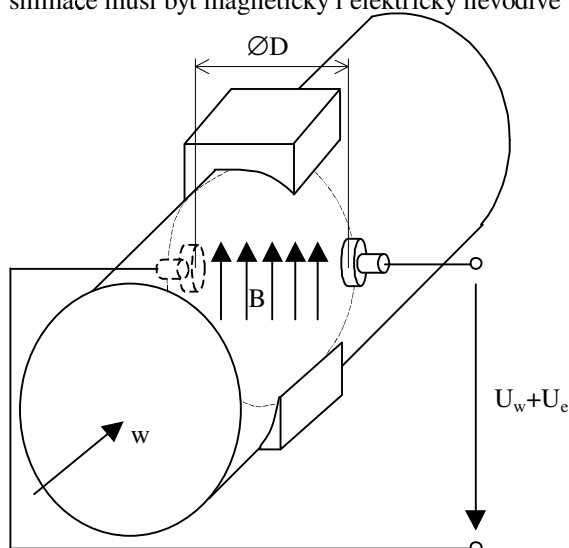


Obrázek 43 Měření výšky hladiny na principu vztahové síly

4.5 Měření průtoku

4.5.1 Indukční průtokoměry

Princip: jsou určeny pro **vodivé**, tj. ionty obsahující, **kapaliny**. Pohybuje-li se iont s nábojem q rychlostí w v magnetickém poli B je vychylován silou $F_m = q \cdot w \cdot B$ směrem k elektrodám na stěnách potrubí. Náboje na elektrodách vytvářejí elektrické pole o intenzitě E působící na ionty silou $F_e = q \cdot E$. V klidu jsou obě síly v rovnováze a platí $q \cdot w \cdot B = q \cdot E = q \cdot U_w / D$, kde D je průměr potrubí $\Rightarrow U_w = D \cdot B \cdot w = D \cdot B \cdot Q / S$. Potrubí snímače musí být magneticky i elektricky nevodivé! Pokud zajistíme



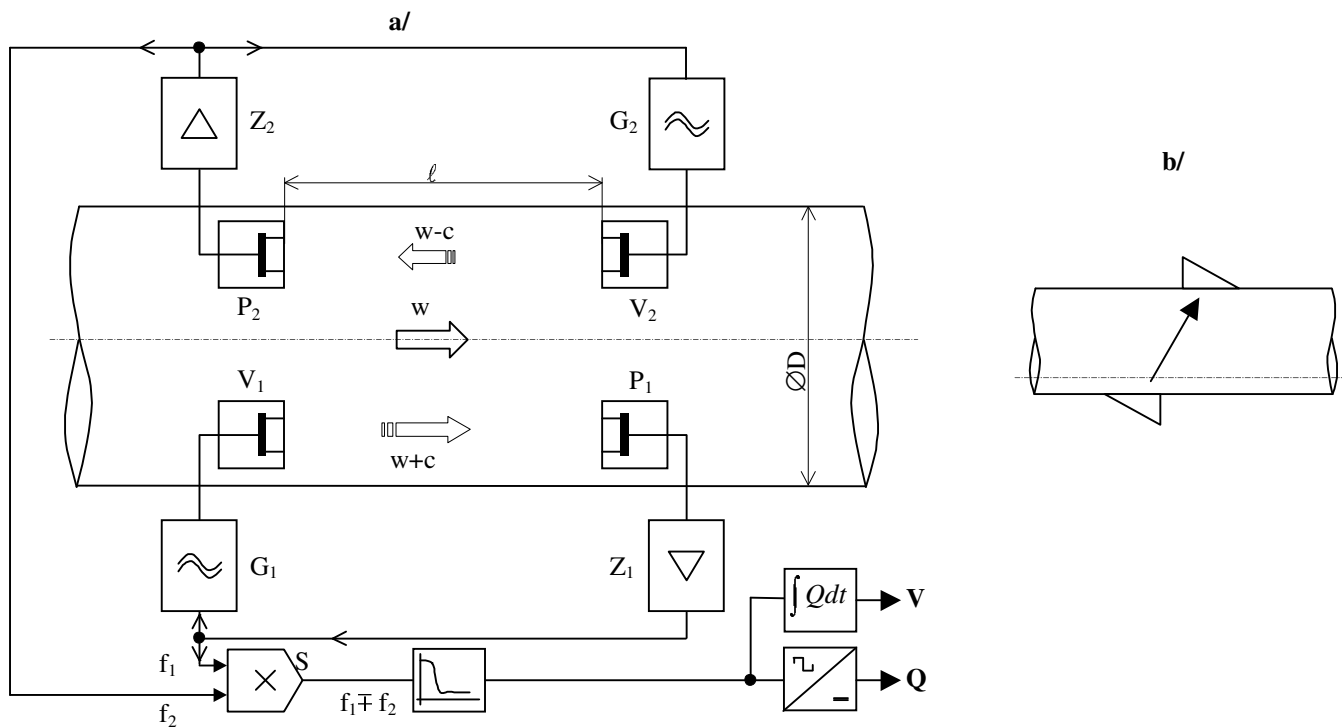
Obrázek 44 Indukční průtokoměr

$$U_e = -\frac{\partial \Phi}{\partial t} = 0, \quad U_w = DBw = DB \frac{Q}{S} = DB \frac{Q}{\pi D^2/4} = B \frac{4Q}{\pi D} = K \cdot Q_v$$

4.5.2 Ultrazvukové průtokoměry

Princip: doba průchodu ultrazvukového signálu je závislá na proudění média.

Podobně jako indukční průtokoměry využívají nepřímého měření průtoku a jsou tedy v některých modifikacích vhodné pro měření průtoku agresivních, znečištěných a velmi teplých tekutin. V diferenciálním uspořádání je velkou výhodou nezávislost na teplotě, tlaku a dalších vlastnostech kapaliny. Princip funkce průtokoměru na **Chyba! Nenalezen zdroj odkazů.** je takový, že pulsní generátor G_1 vyšle přes přijímač P_1 puls, ten je přijmut členem P_1 a zaveden zpět do G_1 . Platí $\Delta t_1 = \ell / (c + w)$, resp. frekvence pulsu $f_1 = 1 / \Delta t_1$. Analogicky $\Delta t_2 = \ell / (c - w)$, $f_2 = 1 / \Delta t_2$. Pro signál za směšovačem a filtrem (vyřazení $f_1 + f_2$) platí: $\Delta f = f_1 - f_2 = 2 \cdot w / \ell$. Objemový průtok pak $Q = w \cdot S = k \cdot \Delta f$. Výhodou je nezávislost na rychlosti ultrazvuku c .

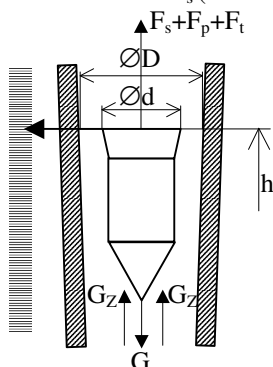


Obrázek 45 Ultrazvukový průtokoměr v diferenciálním uspořádání b/ modifikace pro vnější montáž

4.5.3 Speciální průtokoměry

Plovákový průtokoměr

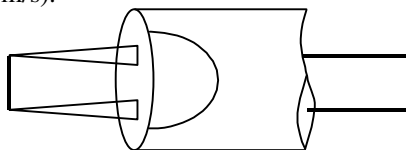
Princip: svislá kuželová trubice s zvětšující se světlostí a plováček, jehož poloha je ovlivňována tíhou G , statickou silou F_s (Archimédův zákon), dynamickým tlakem a dynamickým třením.



Obrázek 46 Princip plovákového průtokoměru

Anemometrické sondy

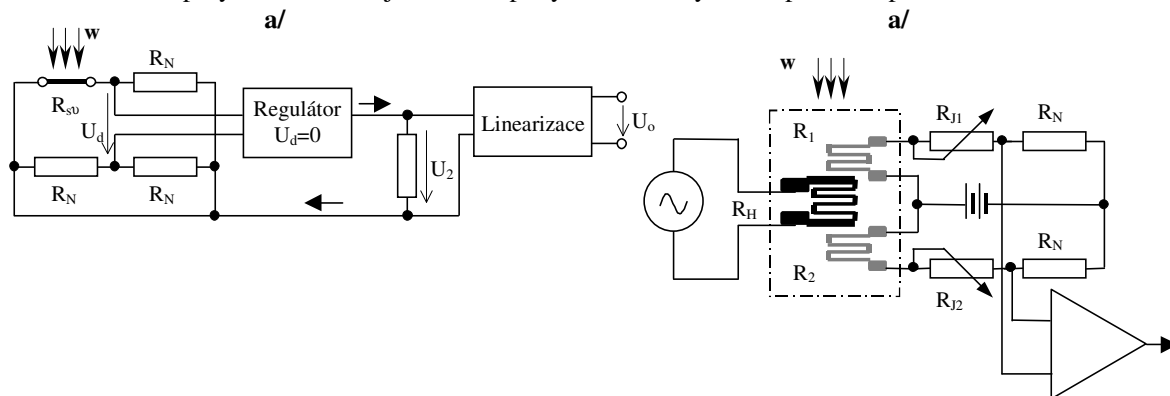
Princip: využívají závislosti koeficientu přestupu tepla na rychlosti proudění média (vhodné i pro plyny). Realizují se pomocí tenkého drátku z platiny nebo niklu napjatého mezi dvěma nosníky. Drátek je přehříván na teplotu 200-500 °C. Ve vyváženém stavu platí: $R_{sv} I^2 = \alpha S (v_s - v_p)$, kde R_{sv} je odpor sondy, I proud sondou, α koeficient přestupu tepla [$\text{W} \cdot \text{m}^{-2} \cdot ^\circ\text{C}^{-1}$], v_s teplota sondy a v_p teplota proudícího prostředí. Sondy jsou vhodné pro měření průtoku kapalin i plynů v širokém rozsahu rychlostí (10 cm - 100 m/s).



Obrázek 47 Konstrukční provedení drátové anemometrické sondy

V úvahu přicházejí v zásadě dvě možná zapojení dle **Chyba! Nenalezen zdroj odkazů..** Varianta s konstantní teplotou čidla a proměnným proudem využívá regulátor U_d , což je obvod, kterým eliminujeme rozvážení můstku při změně w . Varianta s konstantním proudem a proměnnou teplotou čidla – *diferenční*

anemometr - je zakreslena v realizaci technikou plošných spojů, kde odpor R_H představuje vyhřívanou část anemometru a opory R_1, R_2 realizují měření teploty závislé na rychlosti proudění prostředí.



Obrázek 48 Měřicí obvod anemometru

a/ s konstantní teplotou

b/ s konstantním proudem

Protože je konstanta α ze vztahu pro tepelnou rovnováhu čidla funkcí hustoty prostředí, viskozity, rychlosti proudění a dalších vlastností prostředí, používá se přesnější, experimentálně zjištěný vztah: $i^2 = a + b\sqrt{Q}$, kde Q_m je průtok, koeficient a zohledňuje přestupy tepla do okolí při $w=0$ a koeficient b zohledňuje geometrii čidla a vlastnosti prostředí.

4.6 Měření teplot

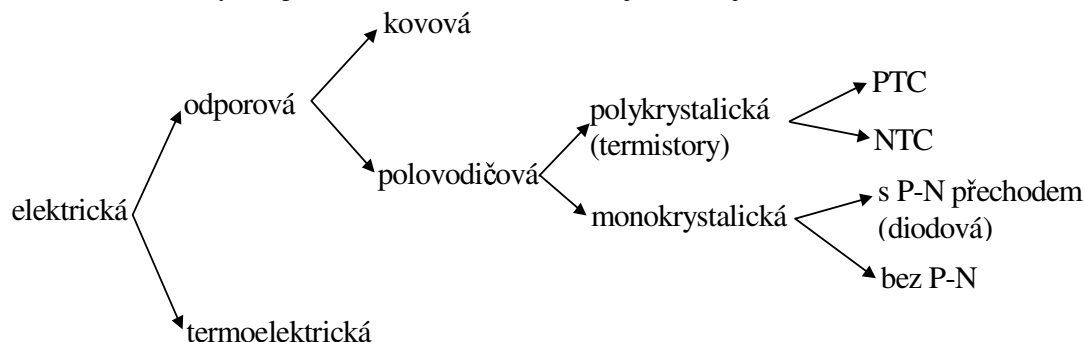
Jeden z nejdůležitějších typů měření, kde nás nejčastěji zajímá teplota vzduchu nebo tekutin. Použití zvláště v oblasti vytápění, automobilismu, letectví, ale v jednoduchých podobách i v domácnostech a mnoha typech ochran.. Pro aplikace je rozhodující rozsah měřitelných teplot, linearita, chyba kalibrace, případně časová konstanta.

Dvě varianty dělené dle toho, zda je čidlo v přímém kontaktu s měřeným objektem:

- dotykové (kontaktní) měření teplot
 - historicky nejstarší kategorie, v mnoha oblastech výhradně používané principy, spadají sem teploměry:
 - elektrické* (odporové, termoelektrické)
 - dilatační* (skleněné, tlakové, dvojkovové)
 - speciální* (krystaly, teploměrné barvy)
- bezdotykové měření teplot (pyrometrie)
 - moderní disciplína úzce svázaná s rozvojem elektroniky, do této kategorie spadají:
 - termovize*
 - pyrometry* (jasové radiační, elektrické)
 - infrafotoграфия*

4.6.1 Elektrické teploměry

Rozdělení elektrických teplotních senzorů (=čidel) ukazuje následující schéma.



Odporová kovová čidla

Využívají teplotní závislosti elektrického odporu. Typickým představitelem kovových čidel je platinový odpor. V některých případech je využíván nikl, jehož linearita a pracovní rozsah je podstatně menší (-60-180 °C. Jako odporového čidla lze v případě pohonů využíváno přímo měděné vinutí.

Platina je v současnosti de-facto průmyslovým standardem. Důvodem je chemická netečnost, stálost, vysoká teplota tání a vhodný rozsah pracovních teplot (-200 až 1000)°C. V pásmu teplot 0 -100°C lze s výhodou

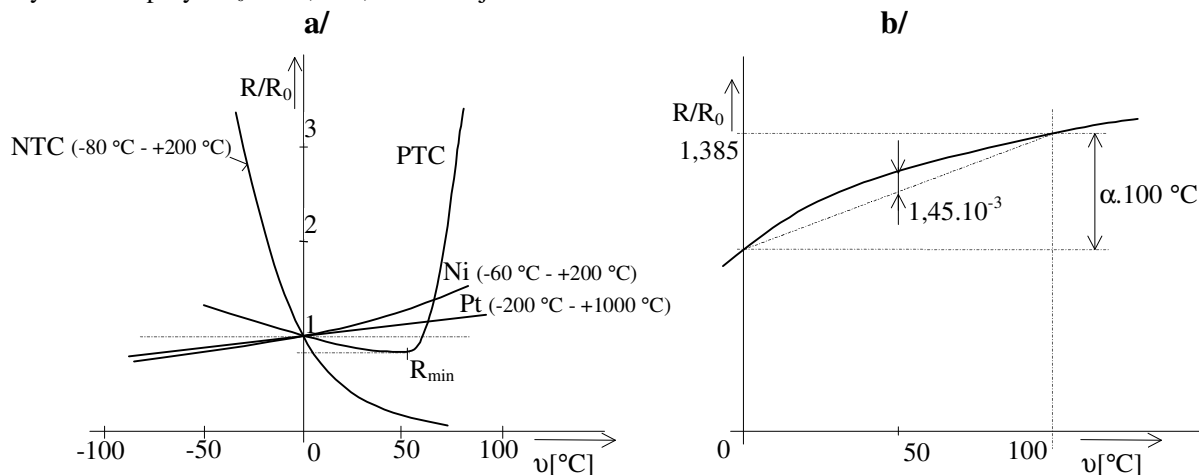
použít jednoduchý vztah $R = R_0(1 + \alpha(\vartheta - \vartheta_0))$, kde $\alpha = \frac{R_{100} - R_0}{100 \cdot R_0}$, kde

R_0, R_{100} jsou odpory [Ω] při teplotách 0 a 100°C,

α je teplotní součinitel odporu [K^{-1}], $\alpha_{Pt} = (3,85-3,91) \cdot 10^{-3} [K^{-1}]$

Čistota platiny se posuzuje pomocí tzv. redukovaného odporu $W_{100} = R_{100}/R_0 \geq 1,385$.

Vyrábí se odpory s $R_0 = 100, 500, 1000 \Omega$ i jiné.



Obrázek 49 a/ teplotní závislosti odporových teplotních čidel
b/ detail čidla PT100 pro rozsah teplot 0-100 °C

Vyhodnocovací obvody pracují nejčastěji jako automaticky vyvažované / nevyvažované Wheatstoneovy můstky. Připojení odporového čidla je prováděno jako dvo/tří/čtyř-vodičové. Dvouvodičové připojení je prakticky vhodné pouze při krátkých přívodech. Třívodičové připojení přináší podstatné snížení chyb, vznikajících teplotní závislostí odporu přívodů u nevyvažovaných můstků. Čtyřvodičové připojení umožňuje oddělené vedení napájecích a snímacích přívodů.

Polykrystalická čidla

Jsou levnější variantou polovodičových čidel. Vyrábějí se ve verzích s kladným – PTC (polykrystalická ferroelektrická keramika, resp. $BaTiO_3$) a záporným teplotním koeficientem – NTC (prášková technologie z oxidů kovů: $Fe_2O_3 + TiO_2$, $MnO + CoO$). Čidla tohoto typu mají četné nevýhody, jako je nelineární závislost odporu na teplotě, časová nestálost a velký výrobní rozptyl /dá se částečně korigovat/. Jejich výhodou jsou malé rozměry a velká citlivost.

Teplotní závislost odporu negistoru lze ve zjednodušeném tvaru popsat vztahem $R = A \cdot e^{\frac{B}{T}}$, kde

A je materiálová konstanta [Ω],

B je teplotní konstanta [K] a T je teplota [K] $1500 K < B < 7000 K$

Pozistory se vyznačují speciálním průběhem odporu v závislosti na teplotě, kdy po prvotním poklesu a dosažení Curieovy teploty (dle typu 60-180 °C) odpor prudce vzrůstá. Obvyklé využití těchto čidel je dvoustavová indikace.

Diodová čidla

Využívají teplotní závislost napětového úbytku na diodě protékané konstantním proudem. Platí přibližný

vztah (neuvažuje $I_S = I_S(T)$): $U_D = T \cdot \frac{n \cdot k}{q} \ln\left(\frac{I_D}{I_S} + 1\right) \approx T \cdot konst$, kde

U_D napětí na diodě v propustném směru [V],

T teplota [K],

n rekombinační koeficient [-],

k Boltzmannova konstanta [$J \cdot K^{-1}$],

q elementární náboj [C],

I_D proud diodou v propustném stavu [A],

I_S nasycený proud v závěrném směru [K].

Linearita čidel je řádu 0,5-1,5 %.

Příklad: integrované teplotní čidlo LM335 (případně LM135) firmy National Semiconductor, pracující jako Zenerova dioda, jejíž napětí je přímo úměrné absolutní teplotě. Rozsah měřitelných teplot je od -40 do 100 °C, odchylka od linearit menší než 1 °C.

Tranzistorová čidla využívají obdobné závislosti jako diodová čidla s tím, že místo napětí na diodě zde figuruje napětí na přechodu báze emitor. Po zjednodušení platí :

$$U_{BE} = T \cdot \frac{n \cdot k}{q} \ln\left(\frac{I_{EB}}{I_{EB0}} + 1\right) \approx T \cdot konst, \text{ kde } I_{EB}, I_{EB0} \text{ je proud emitor-báze, resp. zbytkový proud E-B [A].}$$

Výhodou čidel pracujících na tomto principu je, že k udržení konstantního proudu I_{BE} stačí udržet konstantní hodnotu kolektorového proudu I_C . To vychází z platnosti vztahu $I_C = \beta \cdot I_{BE} + I_{CE0} \approx \beta \cdot I_{BE}$.

Příklad: integrované teplotní čidlo AD592 firmy Analog Devices, pracující jako zdroj proudu s výstupem úměrným absolutní teplotě. Rozsah měřitelných teplot je v nejjednodušší verzi -25 až 105 °C, chyby jsou shrnuty v tabulce.

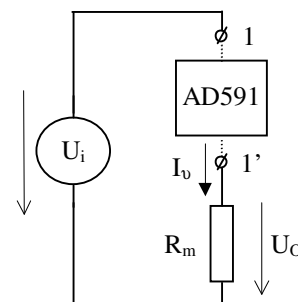
Model	Max. chyba kalibrace při 25 °C, [°C]	Max. chyba v rozsahu od 25 °C do 105 °C, [°C]	Max. nelinearita, [°C]
AD592CN	0,5	1,0	0,35
AD592BN	1,0	2,0	0,4
AD592AN	2,5	3,5	0,5

Obvod pracuje jako proudový zdroj s výstupem úměrným absolutní teplotě a teplotním součinitelem $1 \mu\text{A/K} \pm 20 \%$. Jmenovitý výstupní proud je $298 \mu\text{A} \pm 20 \%$ při 25 °C. Provedení je v plastovém pouzdru se dvěma vývody. Zapojení se snímacím odporem vidíme na **Chyba! Nenalezen zdroj odkazů..**

Výhody čidla jsou:

- necitlivost na změny napájecího napětí
- proudový zdroj s vysokou výstupní impedancí, vhodný pro vzdálené připojení
- postačující měřicí rozsah, linearita, chyba kalibrace a chyba na celém rozsahu
- odolnost proti přepólování až 20V
- výhodná cena cca 100-1000 Kč

Nevýhodou je především nedostatečná robustnost provedení a malá časová konstanta



4.6.2 Bezdotykové měření teplot

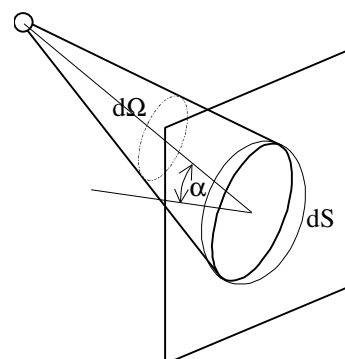
Měření povrchové teploty těles na základě vyhodnocení elektromagnetického záření vyzařovaným měřeným objektem. Vyhodnocují se vlnové délky $0,4 \mu\text{m} - 25 \mu\text{m}$, což odpovídá teplotnímu rozsahu -40 °C až 10000 °C.

Výhody

- při měření je měřený objekt minimálně ovlivněn
- možnost měření rotujících a pohybujících se těles
- měření rychlých pochodů
- lze snímat celé povrchy těles (termovize)

Nevýhody

- chyba daná nejistotou stanovení emisivity měřeného tělesa
- chyba způsobená propustností prostředí
- chyba způsobená odraženým zářením z okolního prostředí



Teoretické základy:

- zářivý tok Φ_e [W]
- zářivost $I_e = d\Phi/d\Omega$ [W/sr]
- zář $L_e = dI_e/dS \cdot \cos\alpha$ [W/sr·m²]
- ozáření $E_e = d\Phi/dS$ [W·m⁻²]
- $\Phi_{e\lambda} = d\Phi_e/d\lambda$

výkon přenášený vlněním ze zdroje vlnění charakterizuje rozložení energie – míru vyplnění - v prostoru (celý prostor, tj. koule $\Rightarrow 4\pi$ sr) popisuje záření zdroje v určitém směru, tj. čím menší je plocha vzhledem k zářivosti (velké α), jeví se zdroj intenzivněji dopadne-li zářivý tok na element dS plochy S charakterizuje složení záření z různých vlnových délek

5. Logické řízení

Zajímají nás systémy, ve kterých jsou všechny veličiny nespojité, nabývající pouze dvou možných hodnot. Tyto hodnoty nazýváme logické hodnoty a systémy logické systémy. Okruh sledovaných systémů můžeme rozšířit na systémy s diskretním charakterem.

Základní pojmy:

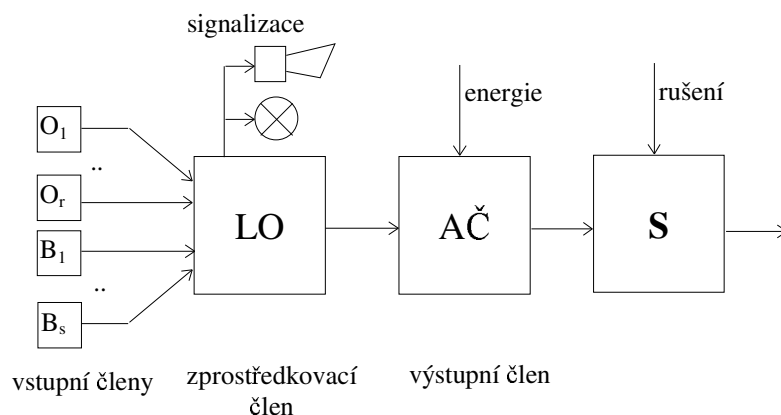
Logický obvod je fyzikální systém, jehož veličiny jsou logické signály.

Logický signál nabývá pouze dvou hodnot - 0/1, O/I, L/H.

Logický člen je zařízení realizující logickou funkci.

Logický systém je ucelený soubor logických členů.

Obr. 94 Principiální schéma logického řízení



Princip logického řízení je naznačen na obr. 94. Jednotlivé bloky mají tyto funkce.

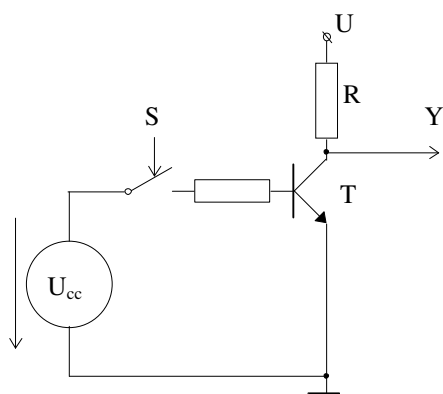
Vstupní členy realizují vstup požadavku na dosažení požadovaného stavu řízeného systému - ovládací signály a blokování nedovolených provozních stavů, resp. korektní technologické návaznosti operací.

Zprostředkovací člen realizuje vlastní algoritmus řízení prostřednictvím logického obvodu a dále umožňuje signalizaci provozních stavů. Logický obvod může být realizován kontaktně, tj. pomocí reléové techniky nebo bezkontaktně, tj. elektronických součástek, např. polovodičů.

Výstupní člen je realizován obvykle pomocí stykače, který již přímo spíná výkonovou část řízeného systému (např. motor).

Systém je vhodný pro řízení dvouhodnotového charakteru. Příklade budiž různé typy pohonů, výtahy, pásové dopravníky, osvětlení, automatické pračky atd.

Obr. 95 Tranzistor jako spínač



Pro zapojení z obr. 95 platí následující tvrzení: „Tranzistor T vede (signál Y je na zemi), je-li spínač S sepnut.“. Pokusme se toto slovní tvrzení formulovat jinými způsoby. Dále budeme místo napětí U zapisovat logickou jedničku a místo zemního potenciálu logickou nulu.

Zápis tabulkou:

Y	S
1	0
0	1

Zápis mapou:

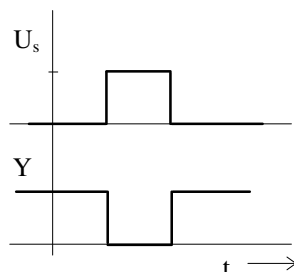
$$\begin{array}{c} \text{A} \\ \hline \begin{array}{|c|c|} \hline 1 & 0 \\ \hline \end{array} \end{array}$$

Zápis logickou funkcí:

$$Y = \bar{S}$$

Popis chování v časové oblasti:

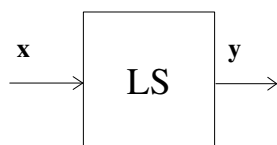
Obr. 96 Chování invertujícího spínače - popis v časové oblasti



V teorii logických systémů se používají první tři popisy, tj. tabulkou, mapou a v logickou funkcí. Popis v časové oblasti je významný především jako vysvětlující prvek a využijeme jej až později.

5.1 Popisy logických systémů

Obr. 97 Logický systém



Logická funkce přiřazuje daným vstupům výstupní veličiny - kombinační zobrazení.

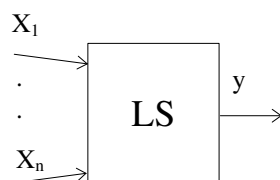
$$\mathbf{y} = f(\mathbf{x}), \text{ kde } \mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix}, \mathbf{y} = \begin{bmatrix} y_1 \\ \vdots \\ y_m \end{bmatrix}$$

Vidíme, že jak vstupní, tak výstupní veličiny jsou vektory. Takovou vektorovou funkci můžeme přepsat na m funkcí skalárních pro každou výstupní proměnnou.

Zúžením definičního oboru na hodnoty z množiny $\{0, 1\}$ a omezením na jeden výstup definujeme tzv. *Booleovskou (logickou) funkci* n proměnných. Tu můžeme psát:

$$y = f(x_1, x_2, \dots, x_n)$$

Obr. 98 K Booleovské funkci



Booleovská funkce může být definovaná pro všechny kombinace vstupních veličin, těch existuje celkem 2^n , pak mluvíme o *úplně zadané* logické funkci nebo může být zadaná neúplně - výstup je definován jen pro některé kombinace vstupů (některé nemusí být fyzikálně realizovatelné nebo na nich nezáleží). Pro systém s n vstupy a jedním výstupem můžeme zapsat maximálně 2^{2^n} úplně definovaných, resp. 3^{2^n} neúplně definovaných logických funkcí.

Věnujme se rozboru možných logických funkcí jedné a dvou vstupních proměnných.

Tab. 5.1 Logické funkce jedné proměnné

funkce \ x	0	1	Název funkce
f_0	0	0	nulová
f_1	0	1	opakování

f_2	1	0	inverze
f_3	1	1	jedničková

Tab. 5.2 Logické funkce dvou proměnných

	x_1	0	1	0	1	Název funkce
funkce \ x_2		0	0	1	1	
f_0		0	0	0	0	nulová funkce
f_1		0	0	0	1	logický součin
f_2		0	0	1	0	inhibice $x_2 \rightarrow x_1$
f_3		0	0	1	1	kopie x_2
f_4		0	1	0	0	inhibice $x_1 \rightarrow x_2$
f_5		0	1	0	1	kopie x_1
f_6		0	1	1	0	nonekvivalence
f_7		0	1	1	1	logický součet
f_8		1	0	0	0	Piercova funkce - negovaný logický součet
f_9		1	0	0	1	ekvivalence
f_{10}		1	0	1	0	negace x_1
f_{11}		1	0	1	1	implikace $x_1 \rightarrow x_2$
f_{12}		1	1	0	0	negace x_2
f_{13}		1	1	0	1	implikace $x_1 \rightarrow x_2$
f_{14}		1	1	1	0	Schefferova funkce - negovaný logický součin
f_{15}		1	1	1	1	jednotková funkce

Formy zápisu logických funkcí jsou v zásadě tři následující:

- algebraický výraz
- pravdivostní tabulka
- mapa (Karnaughova, resp. Svobodova)

Zápis formou algebraického výrazu

Vychází z nahrazení jedničkové funkční hodnoty součinem příslušné kombinace vstupů tak, že proměnné nahrazujeme jejich přímými, resp. negovanými symboly. Výsledný součinný blok nazýváme *minterm*. Jedničky nahrazujeme přímým a nuly negovaným zápisem příslušného vstupu. Algebraický zápis funkce je součtem všech mintermů. Tento tvar nazýváme *disjunktivní* - součet součinných bloků.

Příklad: zápis funkce logického součtu v disjunktivní formě

$$f_7(x_1, x_2) = x_1 \bar{x}_2 + \bar{x}_1 x_2 + x_1 x_2$$

Druhou možností je tzv. konjunktivní tvar, který vytváříme na základě nulových funkčních hodnot jako součin součtových bloků - maxtermů. Maxtermy jsou součty přímých či negovaných symbolických vstupů, kdy nulovému vstupu odpovídá jeho negovaný symbolický znak.

Příklad: zápis funkce logického součtu v konjunktivní formě

$$f_7(x_1, x_2) = (x_1 + x_2)$$

Pozn. převod do disjunktivního tvaru je výhodný při menším počtu jedničkových funkčních hodnot, konjunktivní při menším počtu hodnot nulových.

Zápis formou pravdivostní tabulky

Při tomto zápisu využíváme tabulku s výčtem všech možných kombinací vstupních veličin, kdy ke každé z nich zapisujeme příslušnou funkční hodnotu (stav výstupu). Tabulka má při n vstupech 2^n řádků a n sloupečků. Nevýhoda tabulkového popisu je zřejmá, neúměrná délka při více proměnných.

Příklad: zápis funkce logického součtu

Tab. 5.3 Pravdivostní tabulka logického součtu dvou proměnných

x_1	x_2	f_7
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

Zápis formou pravdivostní tabulky

Je kompaktnější formou předchozího zápisu. Vytváříme tabulku s 2^n políčky a hranami o délkách dělitelných dvěma. Vstupní proměnné rozdělíme na dvě skupiny, jednu pro horizontální, druhou pro vertikální popis tabulky. Hodnoty proměnné zakreslujeme k hranám jako pruhy, které představují logické jedničky. Prázdná místa jsou logické nuly. Průsečík sloupce a řádku reprezentuje jeden součinný minterm kam zapisujeme příslušnou hodnotu funkce.

Definujeme tzv. stavový index jako binární číslo $P = \begin{bmatrix} x_3 & x_2 & x_1 & x_0 \end{bmatrix}$. Pak můžeme definovat dva základní typy map - Karnaughovu a Svobodovu.

Tab. 5.4 Svobodova mapa - principiální schéma

		x_1			
		x_2			
		0	1	2	3
x_3	x_4	4	5	6	7
		8	9	10	11
		12	13	14	15

Svobodova mapa je kódována v binárním kódu a vidíme, že se sousední buňky v každém řádku liší právě o jedničku. Zásadní nevýhodou mapy je změna více vstupních proměnných při přechodu mezi políčky. Tento typ mapy se používá při návrhu komparátorů binárních čísel.

Tab. 5.5 Karnaughova mapa - principiální schéma

		x_1			
		x_2			
		0	1	3	2
x_3	x_4	4	5	7	6
		12	13	15	14
		8	9	11	10

Karnaughova mapa je kódována v Grayově kódu a její hlavní vlastností je fakt, že se při přechodu mezi libovolnými dvěma políčky mění vždy právě jedna proměnná. To se projeví v zásadním zjednodušení procesu minimalizace logických funkcí (více viz odstavec 5.1.2).

5.1.1 Booleova algebra

Je prostředek pro matematický popis zákonů a pravidel výrokové logiky. Rozeznává dva typy výroků - pravdivý (logická 1) a nepravdivý (logická 0). Dále využívá tři typy operátorů: logický součet, logický součin a logickou negaci.

Axiomy Booleovy algebry:

$$1 \cdot 1 = 1, 1 \cdot 0 = 0 \cdot 1 = 0, \bar{1} = 0$$

$$0 + 0 = 0, 0 + 1 = 1 + 0 = 1 + 1 = 1$$

Zákony Booleovy algebry:

$$\begin{array}{ll}
a + a = a & a \cdot a = a \\
a + b = b + a & a \cdot b = b \cdot a \\
(a + b) + c = a + (b + c) & (a \cdot b) \cdot c = a \cdot (b \cdot c) \\
a + (a \cdot b) = a & a \cdot (a + b) = a \\
0 \cdot a = 0 & 1 + a = 1 \\
0 + a = a & 1 \cdot a = a \\
a \cdot (b + c) = a + (b \cdot c) & a + (b \cdot c) = (a + b) \cdot (a + c) \\
a \cdot \bar{a} = 0 & a + \bar{a} = 1 \\
\text{Další (odvozené) zákony:} & \\
\bar{\bar{a}} = a & \\
a + \bar{a} \cdot b = a + b & a \cdot (\bar{a} + b) = a \cdot b \\
\overline{a + b} = \bar{a} \cdot \bar{b} & \overline{a \cdot b} = \bar{a} + \bar{b}
\end{array}$$

Zobecnělé zákony:

- Zákony o absorpci

$$a \cdot f(a, \bar{a}, b, \dots) = a \cdot f(1, 0, b, \dots)$$

$$a + f(a, \bar{a}, b, \dots) = a + f(0, 1, b, \dots)$$

$$\bar{a} \cdot f(a, \bar{a}, b, \dots) = \bar{a} \cdot f(0, 1, b, \dots)$$

$$\bar{a} + f(a, \bar{a}, b, \dots) = \bar{a} + f(1, 0, b, \dots)$$

- De-Morganovy zákony

$$\overline{a \cdot b \cdot c \dots} = \bar{a} + \bar{b} + \bar{c} + \dots$$

$$\overline{a + b + c + \dots} = \bar{a} \cdot \bar{b} \cdot \bar{c} \dots$$

- Shannonův teorém o rozkladu

$$f(a, \bar{a}, b, \dots) = a \cdot f(1, 0, b, \dots) + \bar{a} \cdot f(0, 1, b, \dots)$$

$$f(a, \bar{a}, b, \dots) = [a \cdot f(0, 1, b, \dots)] \cdot [\bar{a} + f(0, 1, b, \dots)]$$

5.1.2 Minimalizace logických funkcí

Cílem minimalizace je získat co nejjednodušší tvar logické funkce, což znamená i jednodušší strukturu.

Kritéria:

- minimální počet operací
- minimální počet proměnných (vstupů)
- kombinované požadavky

Minimalizace s využitím Booleovy algebry

$$f(x_1, x_2, x_3) = \bar{x}_1 x_2 \bar{x}_3 + x_1 x_2 \bar{x}_3 + x_1 \bar{x}_2 x_3 + x_1 x_2 x_3 =$$

$$x_2 \bar{x}_3 (\bar{x}_1 + x_1) + x_1 x_3 (\bar{x}_2 + x_2) =$$

$$x_2 \bar{x}_3 + x_1 x_3$$

Minimalizace z mapy

Při minimalizaci z mapy využíváme Karnaughovy mapy, kdy hledáme obdélníkové/čtvercové smyčky s plochou o velikosti celočíselné mocniny dvou (2, 4, 8, 16, ...), kterými pokryjeme jedničky v mapě. Smyčky se mohou překrývat a mohou přesahovat přes kraj mapy. Cílem je pokrýt jedničky minimálním počtem co největších smyček. Jednotlivým smyčkám pak přísluší součinnový tvar n-k proměnných, kde 2^k je plocha smyčky. Tyto součinnové členy sčítáme do disjunktivního tvaru logické funkce.

Tab. 5.6 K příkladu minimalizace z mapy do disjunktivního tvaru

		x_2			
		x_1			
x_3	A	B		C	
		0	1	1	1
		1	1	0	1

Pro Karnaughovu mapu z tab. 5.6 platí $z = \overline{x_1}x_3 + x_1\overline{x_2} + x_2\overline{x_3}$.

Tab. 5.7 K příkladu minimalizace z mapy do konjunktivního tvaru

Z:

	x_1				
	<table border="1"> <tr> <td>0</td><td>1</td></tr> <tr> <td>1</td><td>0</td></tr> </table>	0	1	1	0
0	1				
1	0				
x_2	<table border="1"> <tr> <td>0</td><td>1</td></tr> <tr> <td>1</td><td>0</td></tr> </table>	0	1	1	0
0	1				
1	0				

Pro Karnaughovu mapu z Tab. 5.7 můžeme vytvořit konjunktivní (součinovou) formu:

$$z = (\overline{x_1} + \overline{x_2})(x_1 + x_2).$$

Platnost můžeme ověřit rozepsáním do disjunktivního tvaru:

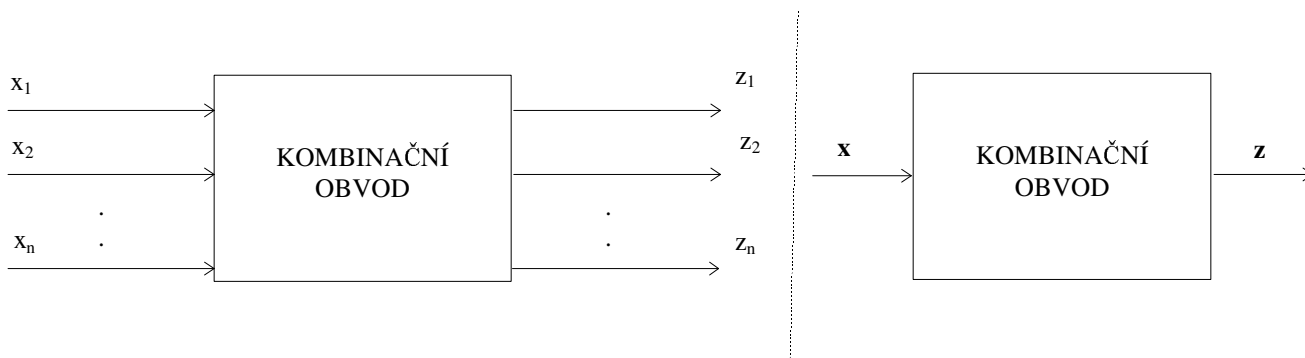
$$z = \overline{x_1}x_1 + \overline{x_1}x_2 + x_1\overline{x_2} + x_1x_2 = \overline{x_1}x_2 + x_1\overline{x_2}$$

5.2 Kombinační logické obvody

Výstup odpovídá **okamžité** kombinaci stavů vstupních proměnných.

Př. Pájka hřeje, je-li stisknuta spoušť.

Obr. 99 Blokové schéma kombinačního obvodu



5.2.1 Syntéza kombinačních logických obvodů

Odpovídá návrhu logické sítě takové, aby splňovala požadavky plynoucí ze zadání. Postup můžeme shrnout do následujících bodů:

1. ze zadání určíme počet vstupních a výstupních proměnných
2. dále určíme pravdivostní tabulku, resp. mapu logické funkce/funkcí
3. minimalizujeme logickou funkci a získáme její algebraický tvar
4. zvolíme soubor realizačních prvků, tj. kontaktní/bezkontaktní, typ hradel atd.
5. logickou funkci převedeme na tvar vhodný k realizaci (např. pro realizaci hradly NAND jen součiny a negace)
6. nakreslíme logickou síť odpovídající minimalizované logické funkci, upravujeme a optimalizujeme ji
7. provedeme analýzu logické sítě z hlediska hazardů
8. ověříme funkci

5.2.2 Hazardy v kombinačních logických obvodech

Vznikají vlivem konečné doby odezvy logických členů. Projevují se krátkodobým vznikem nesprávných signálů na výstupu. V podstatě vznikají jako důsledek nerealizovaných vztahu $a + \overline{a}$, resp. $a \cdot \overline{a}$.

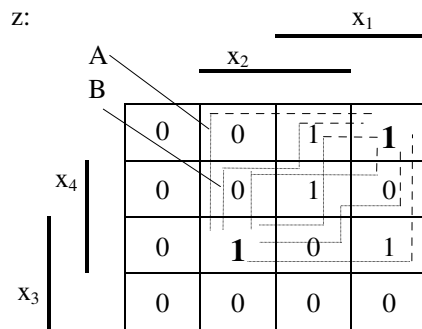
Při syntéze předpokládáme (idealizované) nekonečně krátké doby odezvy, těm odpovídají *ustálené stavy* výstupu. Vlivem hazardu vznikají *přechodové stavy*, které nechceme, ale v případě čistě kombinačních obvodů obvykle nevedou k tak závažným problémům, jako u obvodů sekvenčních.

Hazardy:

- | | |
|-------------|---|
| 1. Funkční | reakce na nevhodné, leč skutečné, změny vstupů |
| 2. Logické | |
| • statické | při zachování logické úrovně vznikne řada pulsů |
| • dynamické | při přechodu mezi úrovněmi vznikne více než jeden přechod navíc |

Funkční hazardy

Tab. 5.8 K funkčnímu hazardu



Přechod A:

x_1 x_2 x_3 x_4	<i>0111</i>	<i>0101</i>	<i>0100</i>	<i>1100</i>	<i>1000</i>
z	1	0	0	1	1

x_1	x_2	x_3	x_4	0111	0101	1101	1100	1000
z				1	0	1	1	1

- zákaz vícenásobných změn vstupů - *fundamentální režim*
- synchronizace kombinačního obvodu hodinovým signálem
- filtr na výstupu kombinačního obvodu

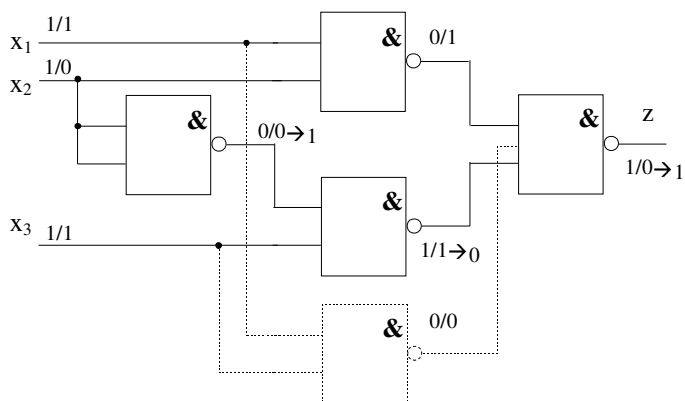
Při fundamentální změně vstupní proměnné, která nemění úroveň výstupu vznikne řada pulsů.

Z:

			X ₁
		X ₂	
X ₃	0	0	1
	1	0	1

Pro logickou funkci z výše uvedené mapy můžeme na základě minimalizačních smyček zakreslených plnou čarou psát algebraický tvar funkce $z = x_1x_2 + \overline{x_2x_3}$. Realizace hradly NAND je zakreslena na následujícím obrázku. Hazard vznikne při přechodu z jedné smyčky do druhé - 111→101 (po dobu zpoždění negátoru x_2 bude výstup ve stavu logické nuly). To lze odstranit doplněním členu x_1x_3 (viz přerušované hradlo NAND v zapojení). Obecně lze statický hazard odstranit pokrytím všech sousedních jedniček (disjunktivní forma), resp. nul (konjunktivní forma).

Obr. 101 Obvod se statickým hazardem a jeho řešením

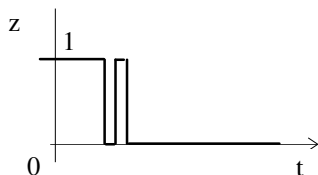


Dynamický hazard

Při fundamentální změně vstupní proměnné vznikne místo jednoho přechodu $0 \rightarrow 1$, resp. $1 \rightarrow 0$ řada pulsů.

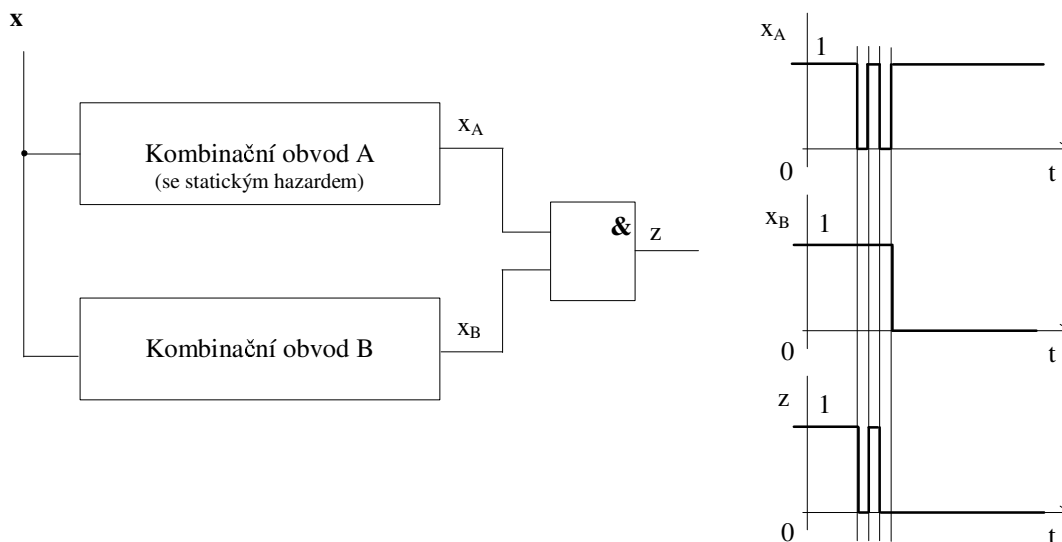
Pozn. Existuje-li v obvodu statický hazard, existuje i dynamický hazard.

Obr. 102 Výstupní signál obvodu s dynamickým hazardem

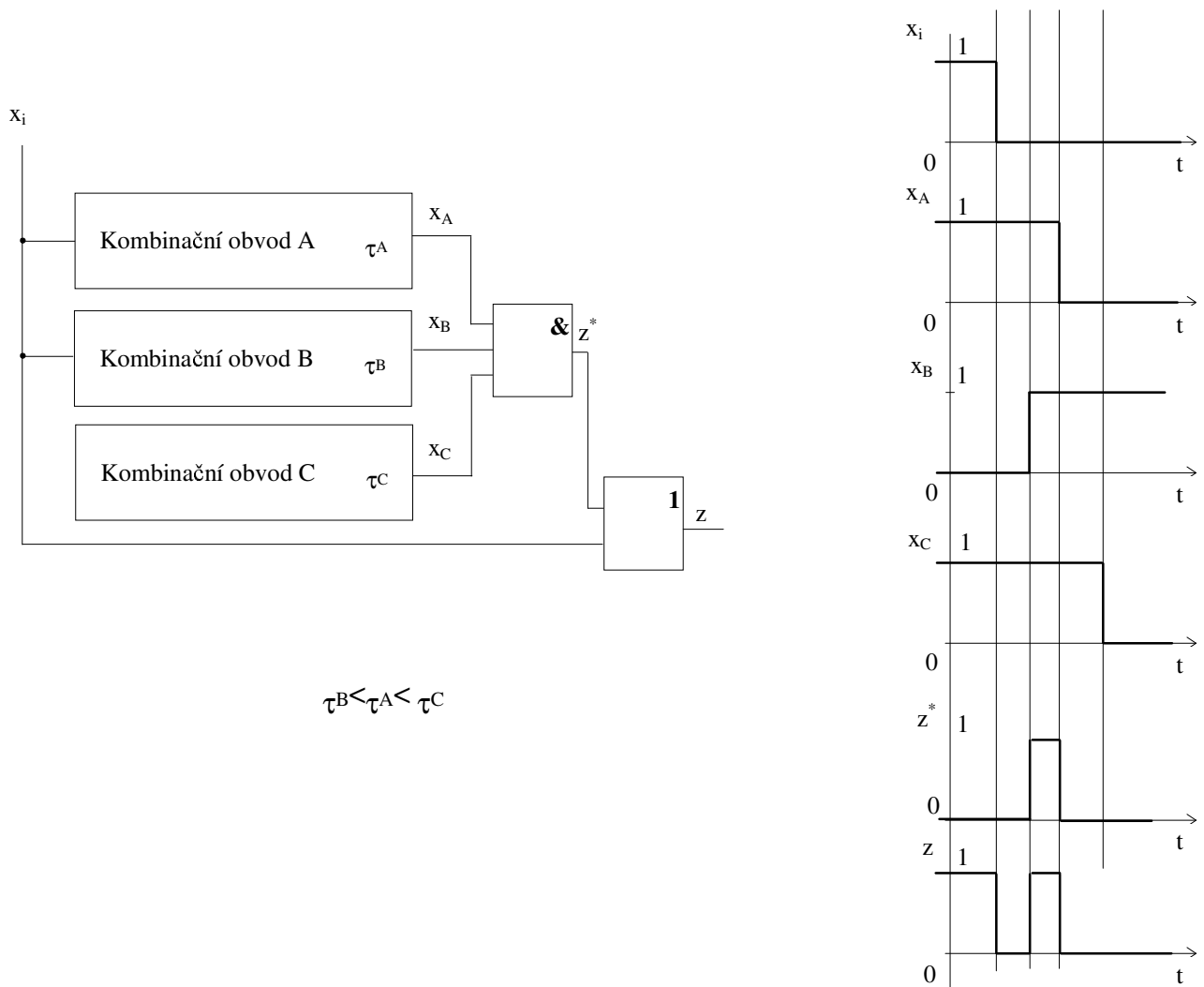


Dynamický hazard může vzniknout jako důsledek statického hazardu jedné větve nebo v důsledku různých časových zpoždění více větví bez hazardu. Příklad obou typů následují.

Obr. 103 Příklad obvodu s dynamickým hazardem v důsledku statického hazardu jedné větve



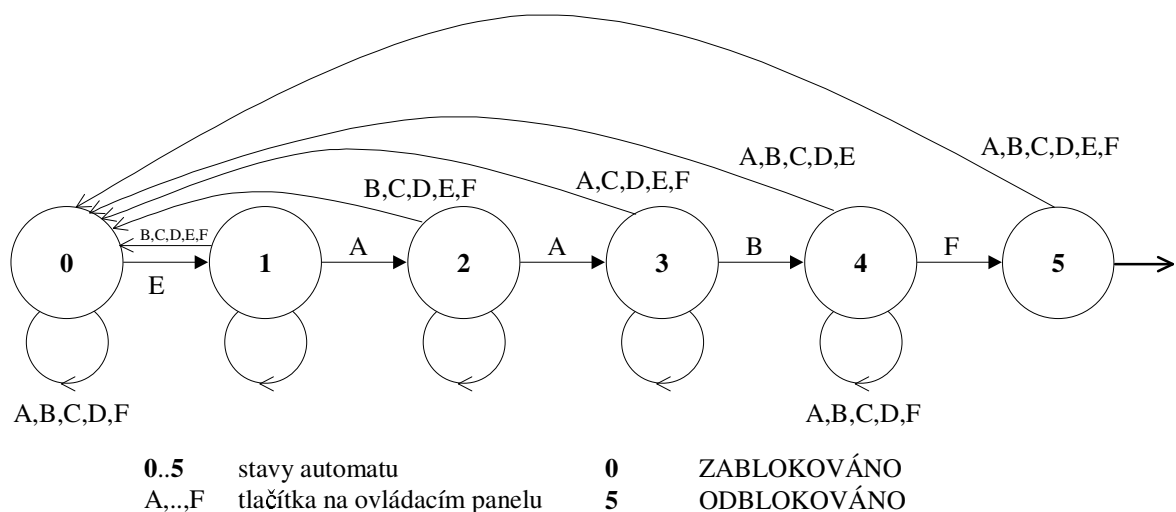
Obr. 104 Příklad obvodu s dynamickým hazardem
v důsledku různého zpoždění větví



5.3 Sekvenční logické obvody

Výstup je dán kombinací současných vstupů a historie vstupních signálů (obvod má paměť).
Př. Otevírání trezoru sekvencí čísel.

Obr. 105 Graf přechodů při odblokování trezoru



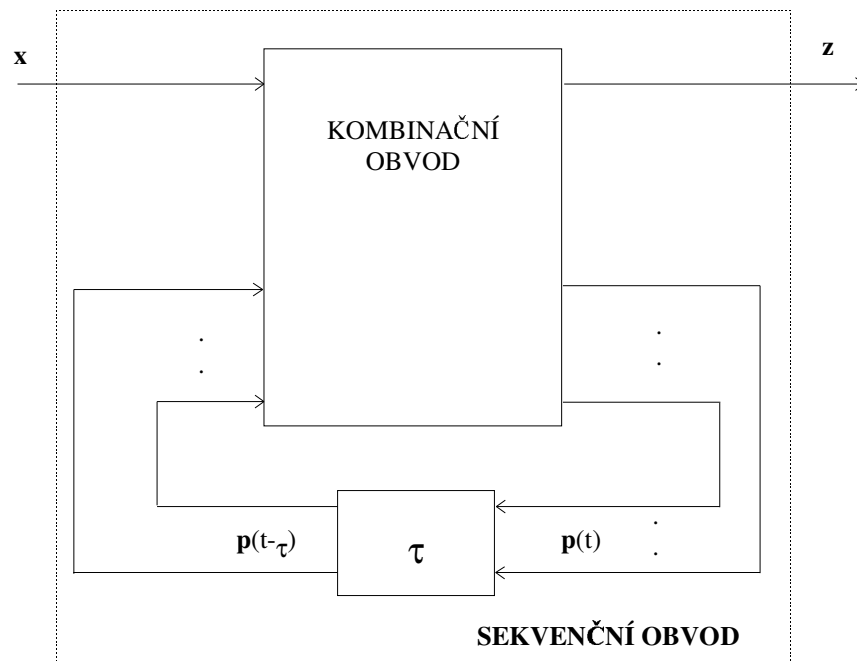
Blokové schéma sekvenčního obvodu je na obr. 106. Vektor vstupních proměnných je označen $\mathbf{x}$, vektor výstupních proměnných $\mathbf{z}$ a vektor vnitřních stavů $\mathbf{p}$. Tak například pro elektronické jištění trezoru, jehož graf přechodu je zakreslen na obr. 105, má vstupní vektor tvaru:

$$\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5]^T = [A \ B \ C \ D \ E \ F]^T$$

a výstupní vektor je signál typu $\mathbf{z}=\mathbf{z}_1=\{\text{ODBLOKOVÁNO}, \text{ZABLOKOVÁNO}\}$. Vnitřní proměnná $\mathbf{p}$ musí zajistit rozlišení šesti stavů označených 0..5. Podrobnou syntézu typické úlohy sekvenčního obvodu si ukážeme později. Nyní zmíníme základní vlastnosti a podmínky provozu struktury sekvenčního obvodu realizovaného formou kombinační sítě se zpětnou vazbou:

- zpětná vazba je trvale uzavřená $\rightarrow$ je nutné řešit hazardy
- kromě hazardů kombinační sítě, které byly probrány v odstavci 5.2.2 je v sekvenční struktuře nutné řešit ještě hazardy při změně vnitřních proměnných
- pro odstranění hazardů je nutné zajistit, aby ZV působila až po odeznění přechodových dějů kombinační sítě vstupní proměnné $\mathbf{x}$
- stav p_i je stabilní, když se při nové kombinaci vstupů nezmění

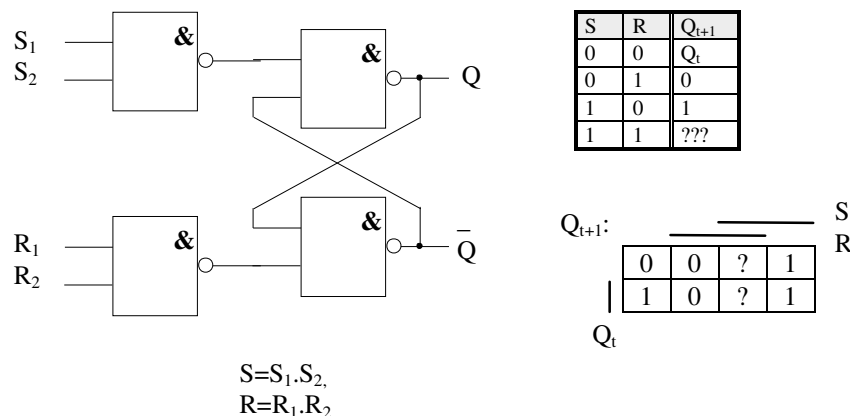
Obr. 106 Blokové schéma sekvenčního obvodu jako kombinační sítě se zpětnou vazbou



Klopné obvody

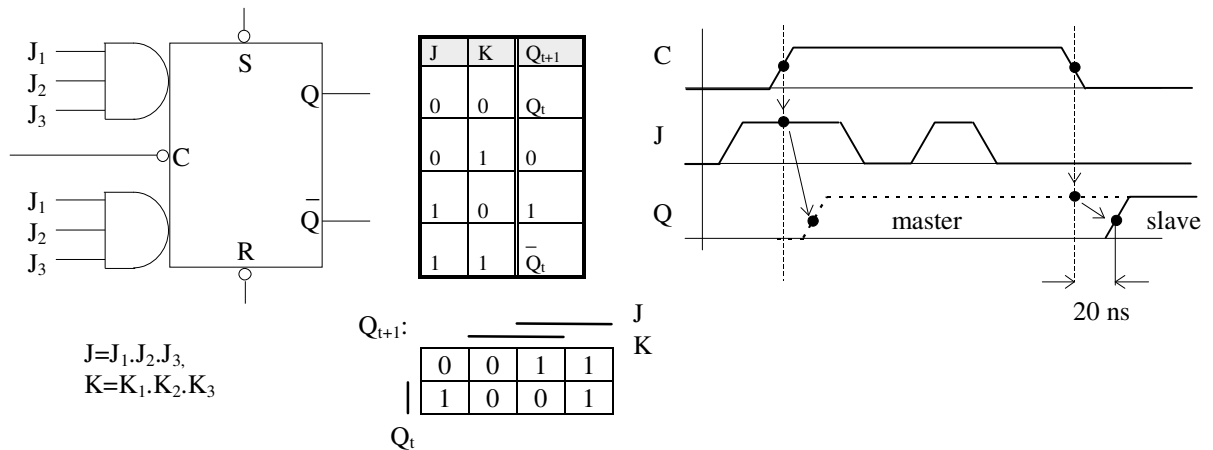
Mění své stavy (klopí) v závislosti na řídicích vstupech *statické (úrovňové) KO* případně v kombinaci s hodinami *dynamické KO*.

Obr. 107 Statický S-R klopný obvod

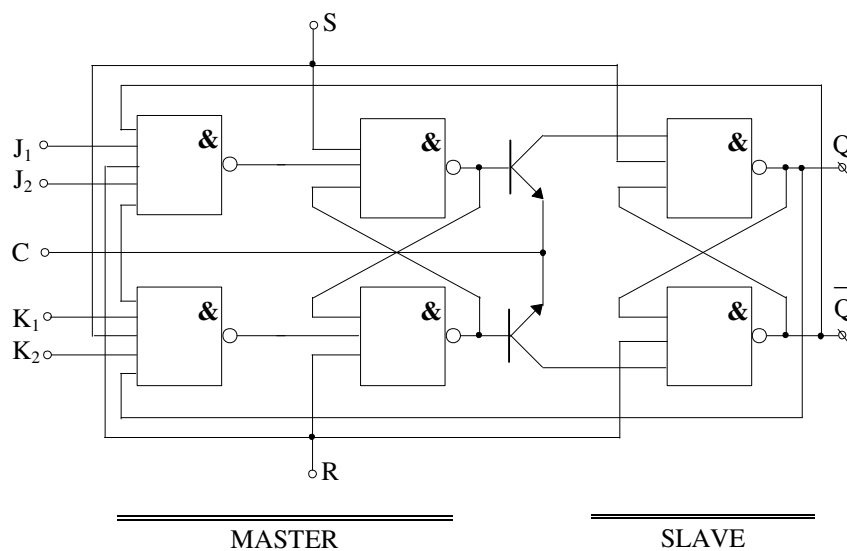


Nevýhodou je zakázaná kombinace jedničkových hodnot obou vstupů. To řeší obvod J-K

Obr. 108 J-K klopný obvod (SN7472)

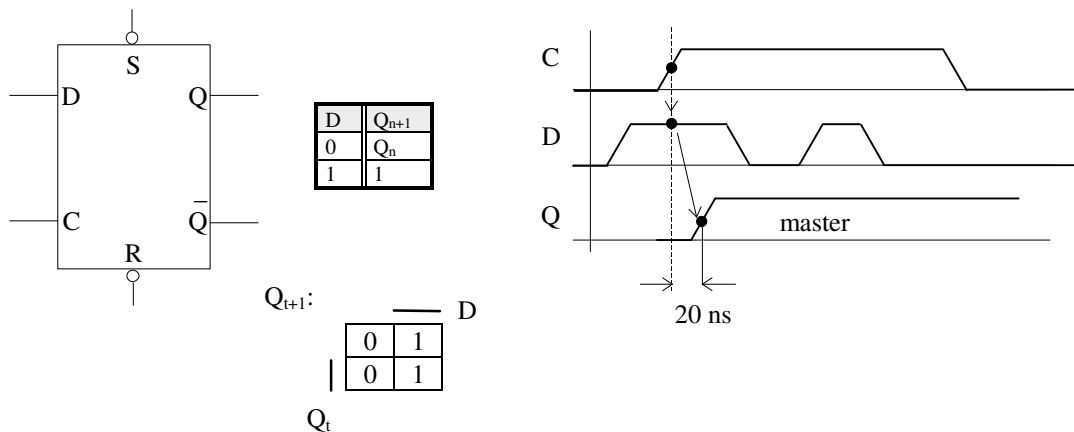


Obr. 109 Vnitřní zapojení klopného obvodu J-K

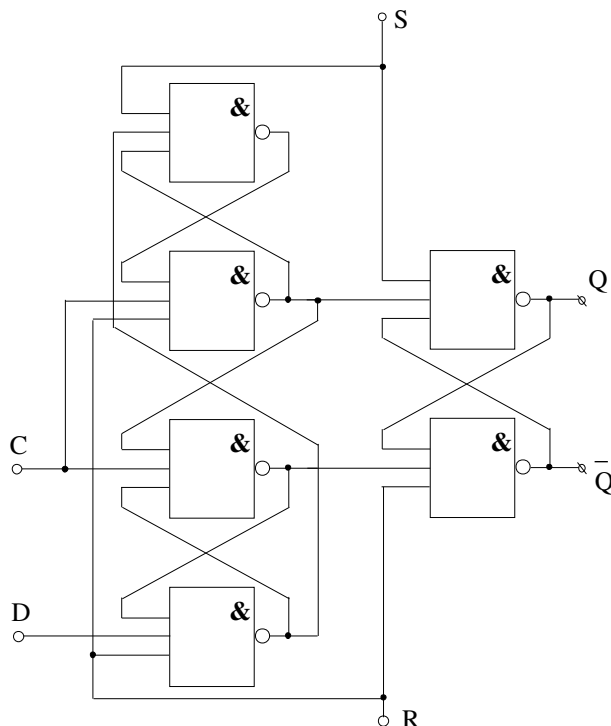
Poznámky k JK klopnému obvodu:

- Hodinový signál C má být v klidovém stavu na úrovni L. Při požadavku na klopení se má na krátkou dobu změnit na H a opět přejít do L. Obvod JK klopí na sestupnou hranu hodin a pracuje dvoufázově.
- Vstupní informaci JK vstupů měnit při C v L s předstihem min. 20 ns před náběžnou hranou C. Data musí mít přesah.
- Vstupy S a R měnit pokud možno v době, kdy C je v L.
- Hodinový signál by měl mít strmost hrany min. 500 ns (klopný obvod je nejvíce citlivý okolo prahového napětí).
- Zpoždění obvodu od spádové hrany je typicky 20 ns, max. hodinová frekvence je 20 MHz.

Obr. 110 D klopný obvod (SN7474)

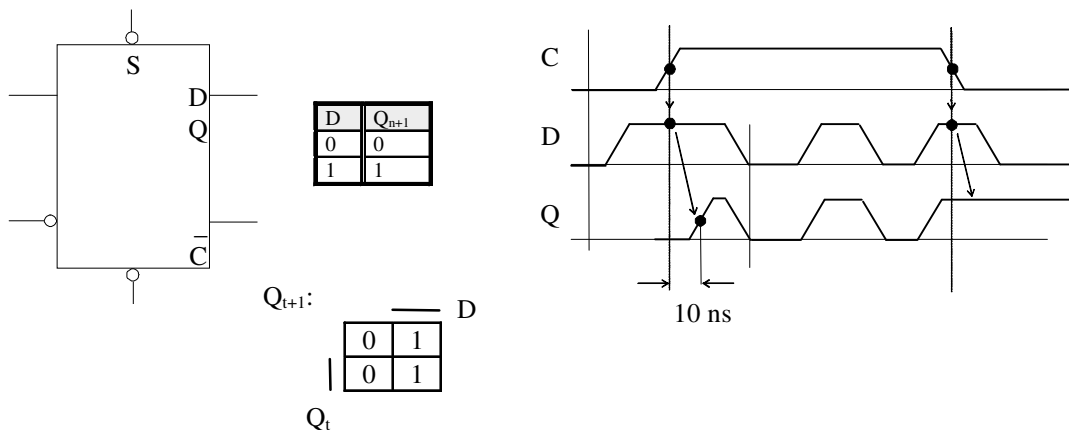


Obr. 111 Vnitřní zapojení klopného obvodu D

Poznámky k D klopnému obvodu:

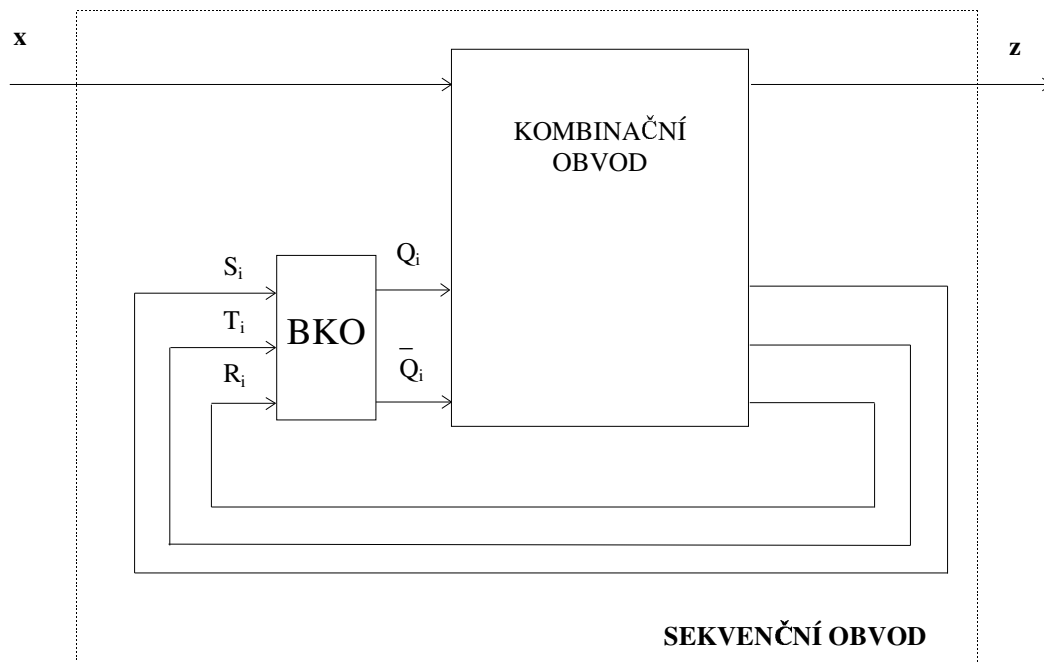
- Hodinový signál C má být v klidovém stavu na úrovni L. Při požadavku na klopení se má na krátkou dobu změnit na H a opět přejít do L. Obvod D klopí na náběžnou hranu hodin.
- Vstupní informace na D vstupu musí být ustálena min. 15 ns před sestupnou hranou hodin C. Data musí mít přesah.
- Vstupy S a R měnit pokud možno v době, kdy C je v L.
- Hodinový signál by měl mít strmost hrany min. 500 ns (klopný obvod je nejvíce citlivý okolo prahového napětí).

Obr. 112 Vyrovnávací paměť (SN7475)

Poznámky k D klopnému obvodu:

Klopný obvod vyrovnávací paměti je aktivní na spádovou hranu hodin C. To znamená, že informace, která byla v této době na vstupu D se zapamatováá až do příchodu další náběžné hrany hodin. V době, kdy je hodinový signál na úrovni H, je obvod průchozí, tj. kopíruje signál vstupu D na výstup.

Obr. 113 Blokové schéma asynchronního sekvenčního obvodu s využitím klopných obvodů



Asynchronní obvod realizovaný s pomocí klopných obvodů (R-S, JK, D) vlastně využívá zjednodušení struktury z obr. 106, kdy pomocí kombinační sítě a ZV s pamětí nahradíme složitou implicitní realizaci paměťového členu ve výrazech pro vnitřní proměnné.

Synchronní logické obvody

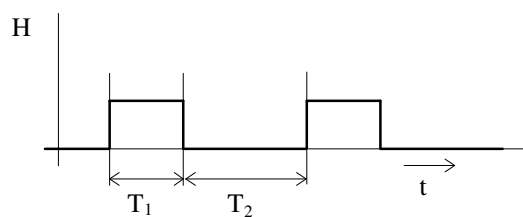
Řeší problémy zmíněné u asynchronních verzí, kde jsou signály na vstupech definovány stále. Řešení využívá zavedení hodinového signálu a definováním vstupních signálů paměťových obvodů jen v době trvání synchronizačních pulsů.

Výhodou řešení je možnost použití paměťových členů s různou obou odezvy, odstranění podmínky na změnu maximálně jedné vnitřní proměnné při změně sousedních stavů a možnost změnit více než jeden vstup najednou.

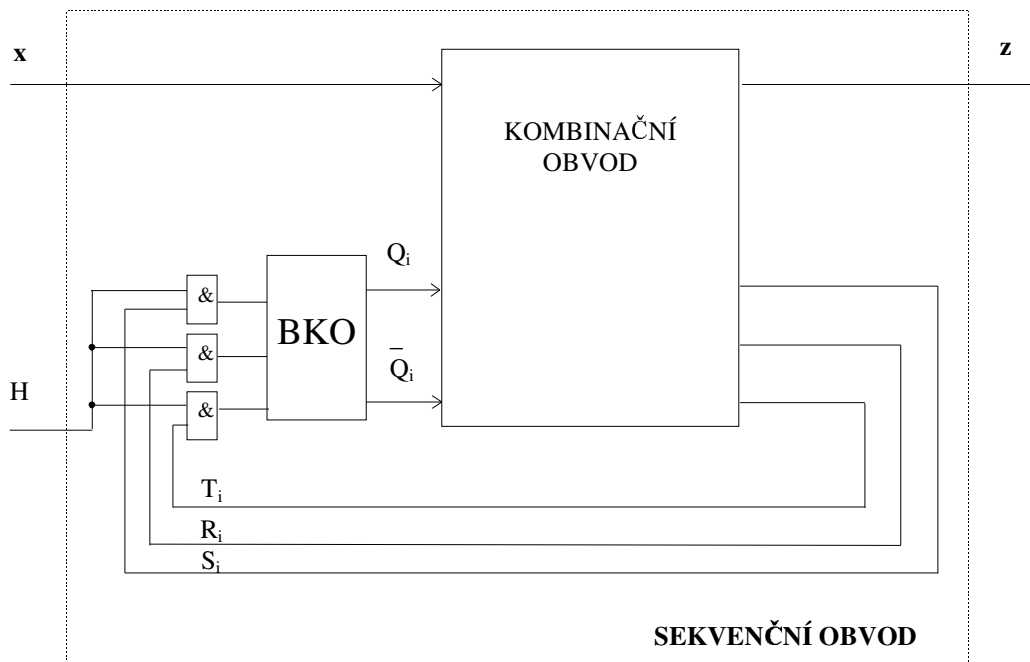
Na puls jsou kladeny následující podmínky (viz obr. 114):

- $T_1 < \text{zpoždění paměťového členu nejkratší ZV}$
- $T_2 > \text{čas přechodového děje nejdelší ZV}$

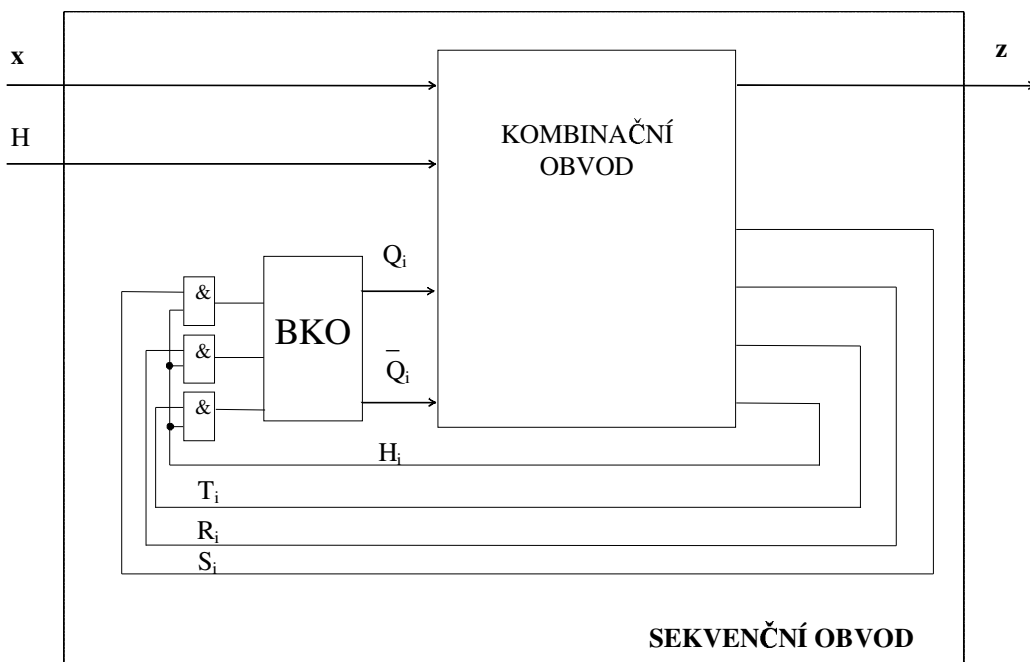
Obr. 114 Synchronizační puls - značení časových úseků



Obr. 115 Blokové schéma synchronního sekvenčního logického obvodu s využitím klopných obvodů



Obr. 116 Blokové schéma asynchronního sekvenčního logického obvodu řízeného hodinovým signálem



Další obvody

Multiplexery/demultiplexery

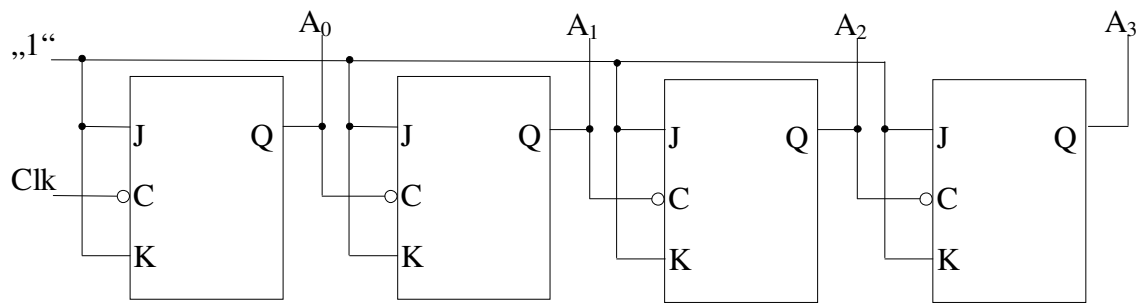
Čítače

Registry

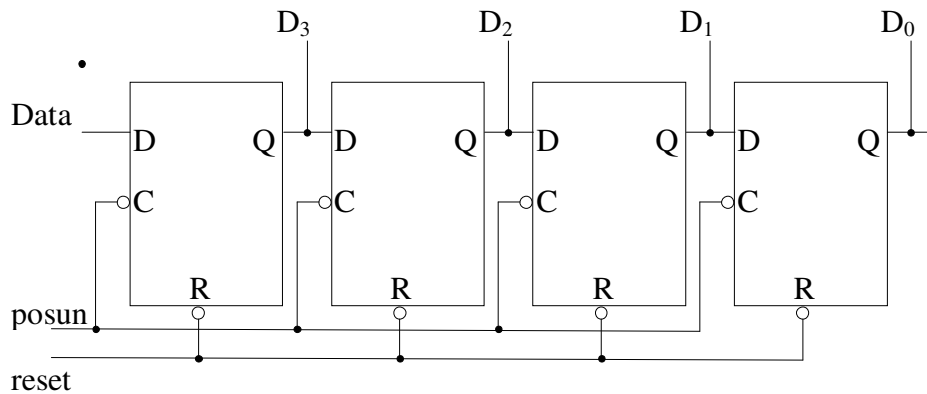
- vpřed/vzad
- synchronní/asynchronní

Násobičky

Komparátory



Obr. 117 Čítač - realizace pomocí J-K klopných obvodů

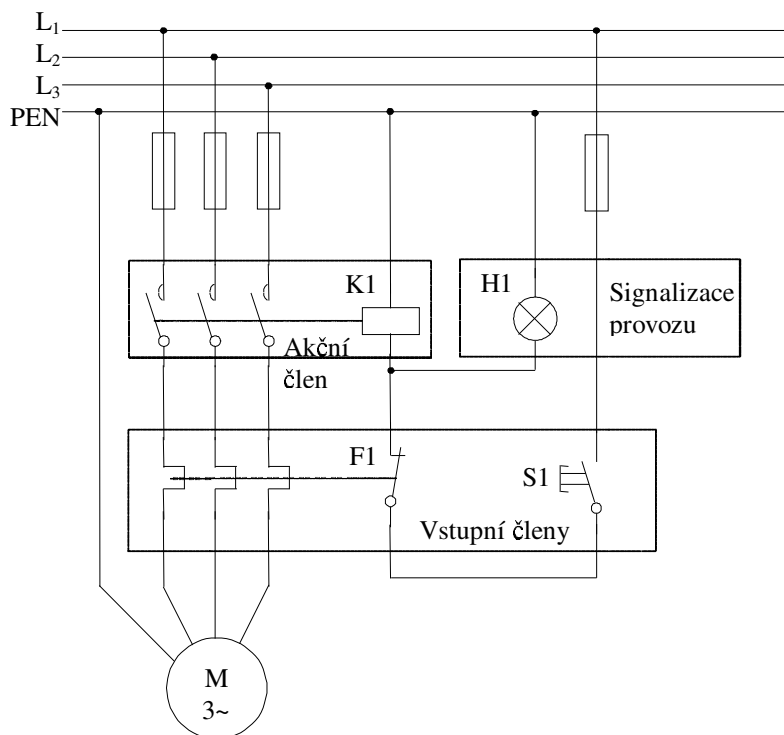


Obr. 118 Posuvný registr – realizace pomocí obvodů D (převod sériový --> paralelní tvar)

5.4 Kontaktní logické řízení - řádková schémata

Řádková schémata slouží k zobrazení struktury logického řízení. Silová a logická část se v případě složitějších zapojení kreslí, pro zvýšení přehlednosti, zvlášť. Příkladem řádkového schématu může být zapojení z obr. 119, které slouží k ovládání běhu motoru tlačítkem S1 (motor běží, je-li S1 stisknuté).

Obr. 119 Ovládání asynchronního motoru



Zásady kreslení řádkových schémat

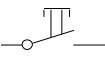
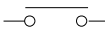
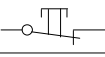
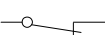
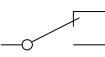
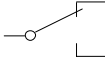
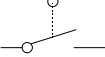
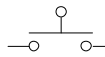
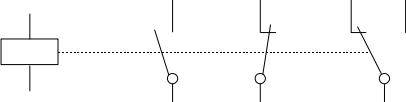
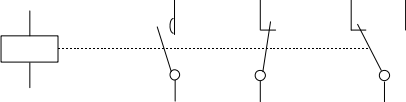
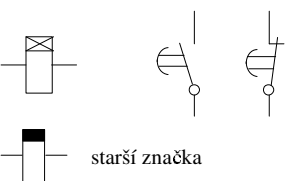
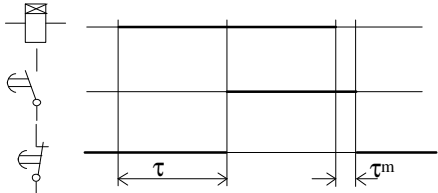
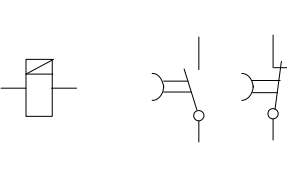
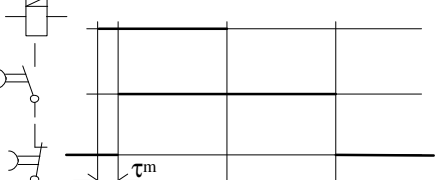
Řádkové schéma - způsob zakreslení kontaktního logického obvodu

Zásady:

- kontakty a cívky se kreslí do řádků
- řádky se číslují a vně pravé přípojnice se u cívek označuje, ve kterých řádcích má kontakty (spínací zapisujeme s pruhem nahoře, rozpínací s pruhem dole)
- napájecí přívody se kreslí svisle - levý přívod je kladný pól, resp. fázový vodič, pravý přívod je záporný pól, resp. střední/nulovací vodič
- cívky se připojují jedním kontaktem přímo na pravou přípojnici
- všechny kontakty se kreslí v klidové poloze (bez proudu)

Pozn. Tlačítkové obvody jsou obvody sekvenční

Obr. 120 Vybrané značky řádkových schémat

Název	Značka	Starší značka
Tlačítkový spínač se zapínacím kontaktem		
Tlačítkový spínač s vypínacím kontaktem		
Zapínací kontakt - všeobecná značka		
Vypínací kontakt - všeobecná značka		
Přepínací kontakt - všeobecná značka		
Zapínací kontakty mezních(koncových) spínačů		
Relé - ovládací cívka a kontakty (spínací, rozpínací, přepínací)		
Stykač - ovládací cívka a kontakty (silový spínací a pomocné rozpínací, přepínací)		
Pojistka a žárovka		
Elektromagnetický přístroj se zpožděním při přitažení kotvy a jeho spínací / rozpínací kontakty		
Elektromagnetický přístroj se zpožděním při odpadnutí kotvy a jeho spínací / rozpínací kontakty		
Značení tepelného působení a příklad tepelného rozpínacího kontaktu v obvodu motoru		

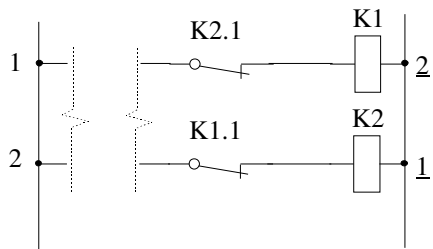
Blokování

Zabezpečení proti nedovoleným stavům. Obvykle sepnutí dvou stykačů najednou *bezpečnostní blokování* nebo vázání rozběhu či chodu na podmínku *technologické blokování*.

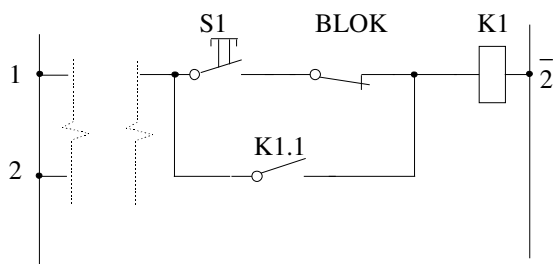
Typické aplikace blokování:

- současného sepnutí
- při rozběhu
- při chodu
- při rozběhu i chodu

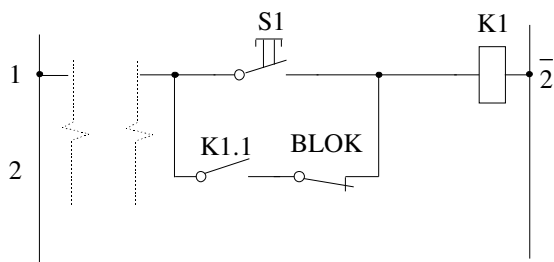
Obr. 121 Blokování současného sepnutí



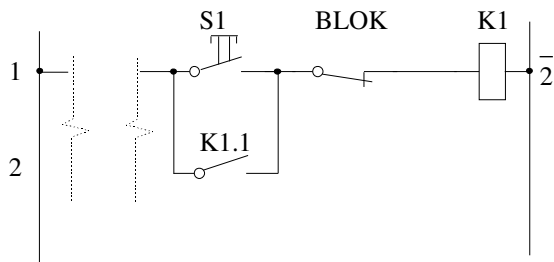
Obr. 122 Blokování při rozběhu



Obr. 123 Blokování při chodu



Obr. 124 Blokování při rozběhu i chodu



Základní logické členy

Obr. 125 Základní logické členy a jejich kontaktní realizace

Člen	Logická funkce	Značka	Kontaktní realizace
Opakovač	$Y = A$		
Negátor - NON	$Y = \bar{A}$		
Logický součet - OR	$Y = A + B$		
Logický součin - AND	$Y = A \cdot B$		
Negovaný logický součet - NOR	$Y = \overline{A + B}$		
Negovaný logický součin - NAND	$Y = \overline{A \cdot B}$		

Rozlišujeme dvě základní kategorie logického řízení:

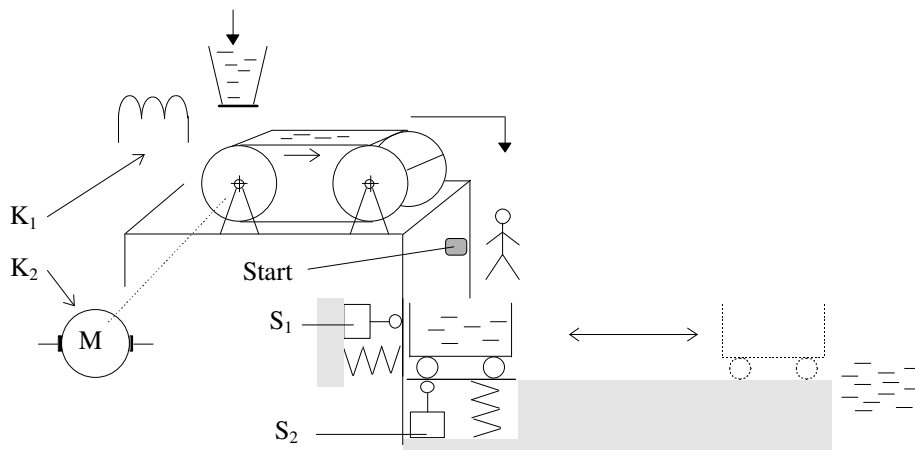
- *programové řízení* časový vývoj výstupních signálů je dán programem vytvořeným např. pomocí časových relé. Nevýhodou tohoto přístupu je absence ZV na řízený proces.
- *následné (sekvenční) řízení* kde existuje mechanismus kontroly skutečného dokončení operace (např. kontaktní dorazový spínač)

Dále uvedeme některé příklady řízení.

Příklad 1

Logický systém pro řízení nakládky sypkého materiálu do vozíku. Sypký materiál je dopravován vozíkem na vzdálené pracoviště. Obsluha vozíku zadává požadavek na zahájení nakládky. Úlohou je vhodné řízení pohonu dopravníku a otevření zdroje materiálu. Řešení si ukážeme ve dvou, v předchozím odstavci diskutovaných, variantách.

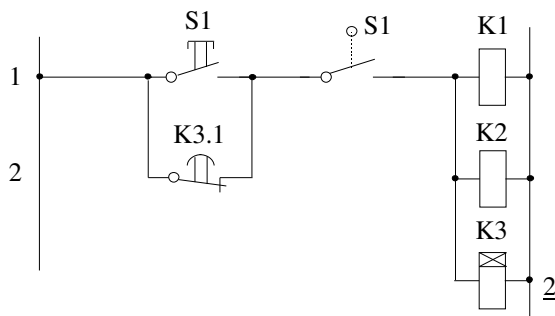
Obr. 126 Schéma systému dopravy sypkého materiálu



Kromě vstupního signálu žádosti o naplnění - START jsou k dispozici dorazové kontakty S_1 a S_2 umožňující testovat přítomnost a stav naplnění vozíku.

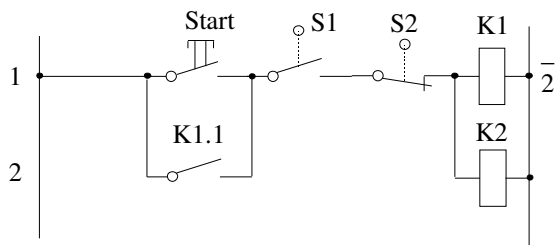
Řešení s použitím programového přístupu pracuje s využitím pouze signálů START a S_1 .

Obr. 127 Programové řízení nakládky sypkého materiálu.



Zapojení z obr. 127 realizuje programové řízení, kde časová konstanta T_N časového relé K3 je nastavena na základě znalosti času potřebného k naplnění vozíku. Vidíme, že tento přístup nezohledňuje poruchy, které se v systému mohou vyskytnout (není materiál, změna rychlosti posuvu pásu, částečně naplněný vozík).

Obr. 128 Sekvenční řízení nakládky sypkého materiálu.



Zapojení z obr. 128 realizuje logickou funkci:

$$K_1(t+1) = K_2(t+1) = START \cdot S_1 \cdot \overline{S_2} + K_1(t) \cdot S_1 \cdot \overline{S_2} = S_1 \cdot \overline{S_2} \cdot (START + K_1(t))$$

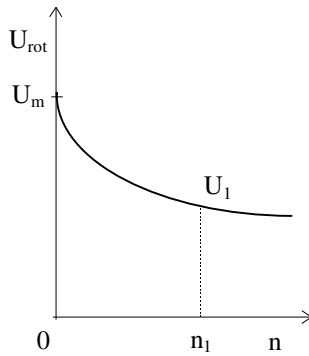
Pozn. Kontakty S_1 , S_2 představují tzv. technologické blokování.

Neřešené příklady:

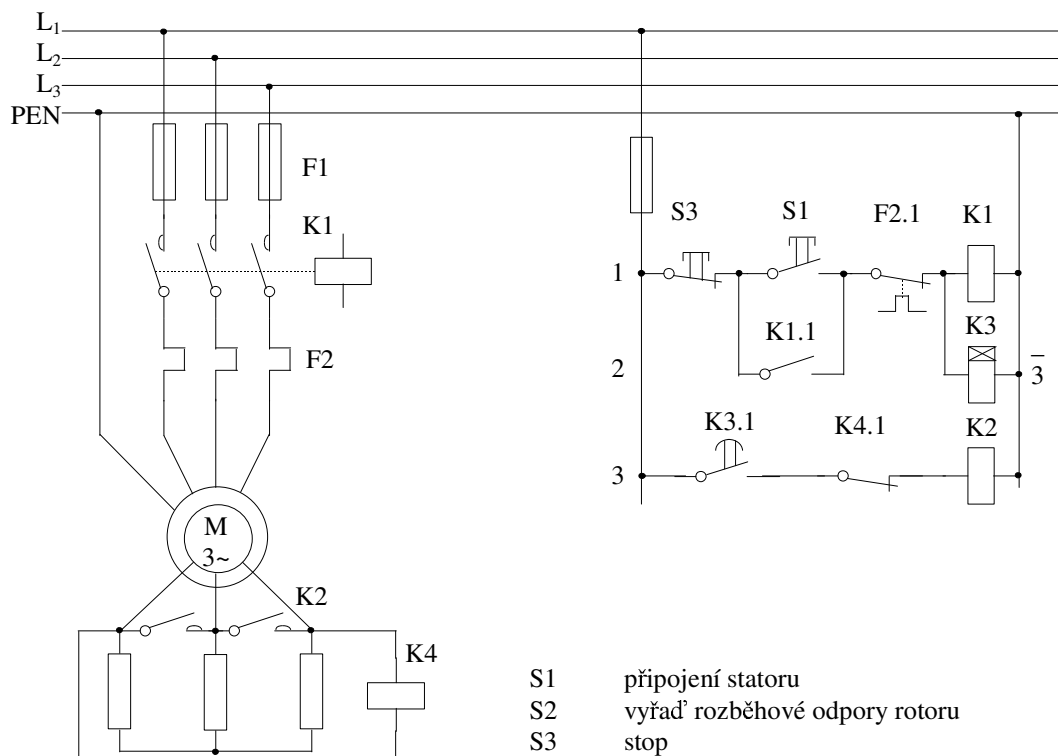
1. Ovládání osvětlení chodby v panelovém domě (srovnej s osvětlením v bytě).
2. Zavírání dveří mrazicího boxu, kam jezdí dopravní vozíky.
3. Řízení výtahu.

Příklady s elektrickými motory.

Obr. 131 Závislost rotorového napětí asynchronního motoru jako funkce otáček



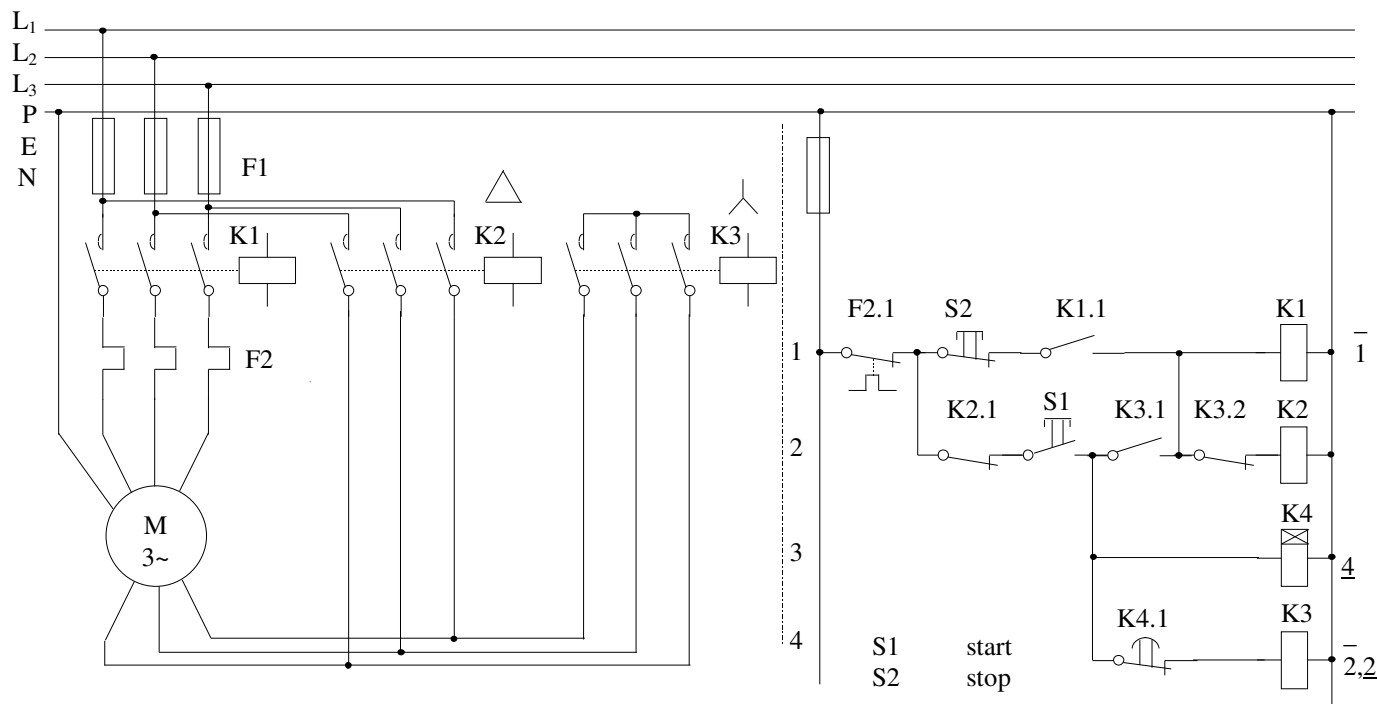
Obr. 132 Modifikované spouštění asynchronního motoru s reléovým snímačem v obvodu rotoru



Spouštění asynchronního motoru s kotvou nakrátko přepínáním statorového vinutí hvězda → trojúhelník.

Při zapojení statorového vinutí do hvězdy klesne napětí jednotlivých fázových vodičů na 58% stavu při zapojení do trojúhelníku. Proudový ráz se sníží dokonce na 1/3 (moment klesá také na 1/3).

Obr. 133 Spouštění asynchronního motoru
přepínáním hvězda trojúhelník



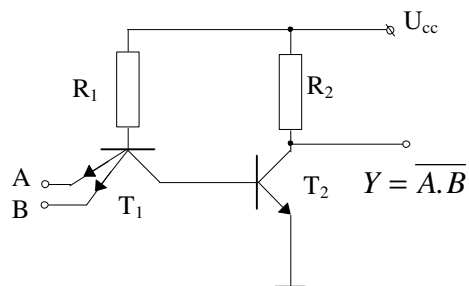
5.5 Bezkontaktní realizace logických členů

DL	diodová logika
DCTL	logika s přímo vázanými tranzistory
RTL	logika odporově tranzistorová
RCTL	logika odpor kapacita tranzistor
ECL/CML	emitorově vázaná logika
CTL	komplementární logika
DTL	logika diodo-tranzistorová
TTL(T ² L)	logika tranzistor-tranzistor

Dále se budeme zabývat logikou v provedení TTL

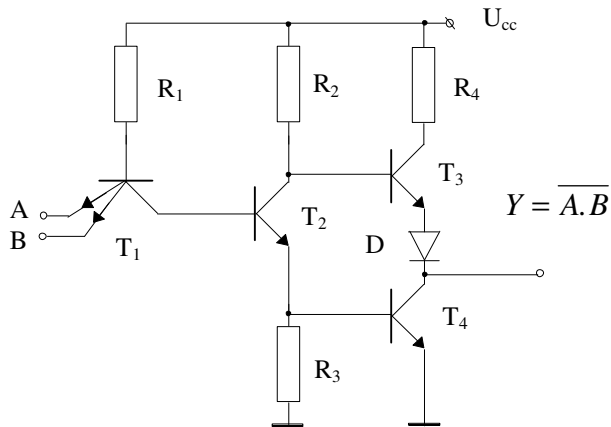
TTL logika

Obr. 134 Principiální zapojení TTL hradla NAND

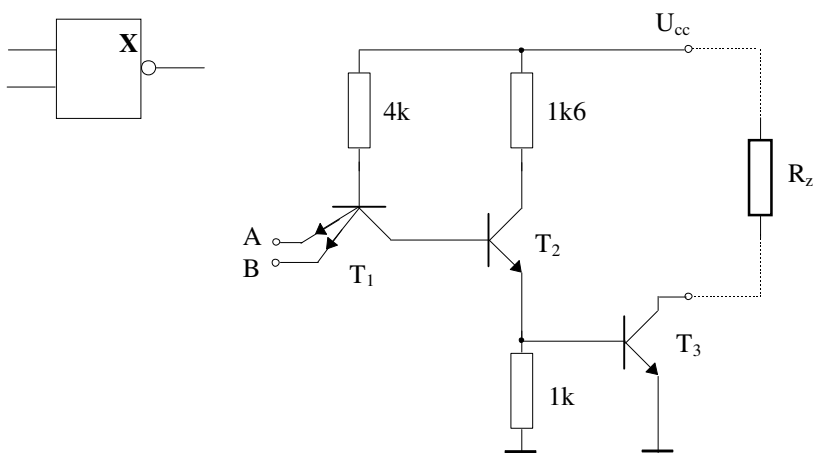


Zapojení z obr. 134 je verze s tzv. pasivním výstupem, kdy je případná zátěž na výstupu v logické 1 napájena přes pasivní prvek - odpor R2. Dále si ukážeme vylepšenou variantu, kdy výstupní člen tvoří tranzistor.

Obr. 135 Zapojení TTL hradla NAND s aktivním zakončením



Obr. 136 Zapojení obvodu 7403 (NAND s otevřený kolektorem) a jeho bloková značka

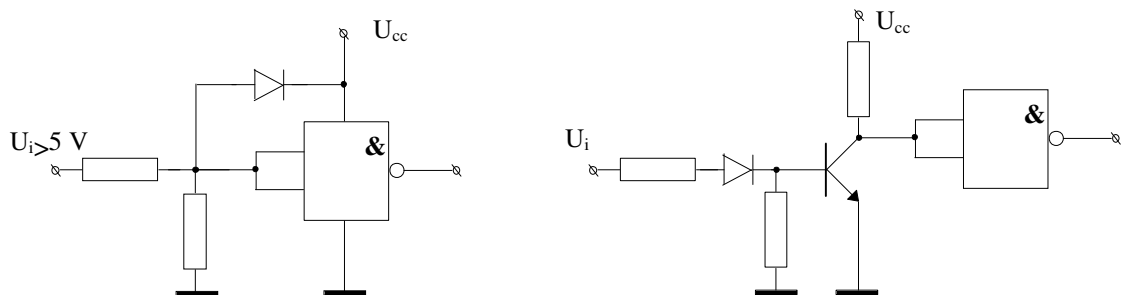


5.5.1 Obvody pro úpravu vstupních/výstupních signálů

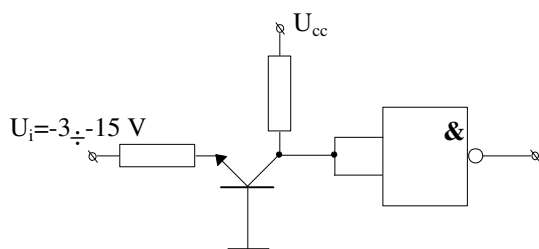
Obvody pro úpravu vstupních signálů

Cílem je úrovně upravit vstupní signál tak, aby byl zpracovatelný obvody TTL logiky.

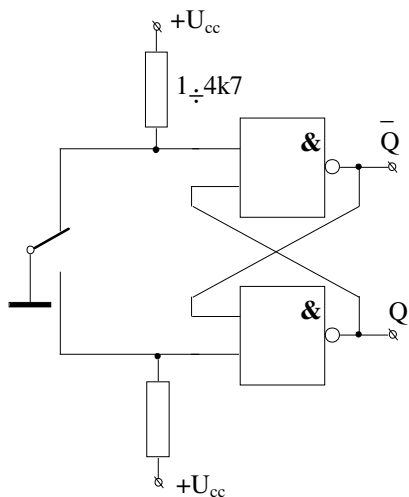
Obr. 137 Úprava signálů kladné polarity



Obr. 138 Úprava signálů záporné polarity

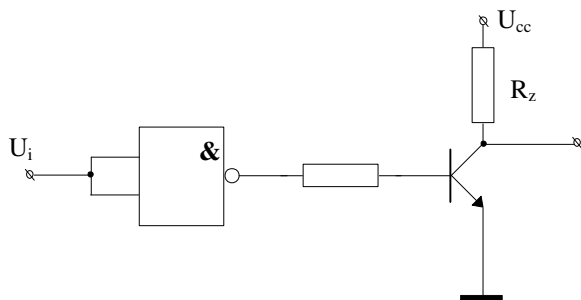


Obr. 139 Ošetření přepínacího kontaktu

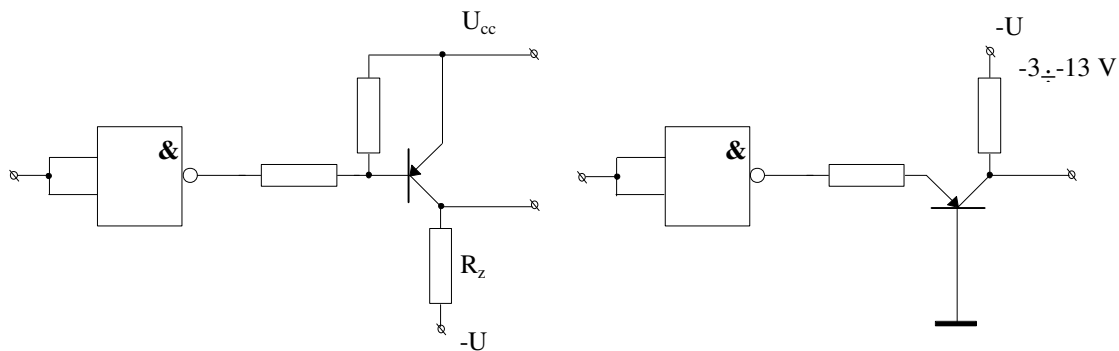
Obvody pro úpravu výstupních signálů

Cílem je upravit výstupní signál TTL úrovně tak, aby měl požadovanou úroveň a výkon. Výstupní signál je dále používán k řízení akčních členů působících na řízený proces.

Obr. 140 Výkonové zesílení výstupního signálu

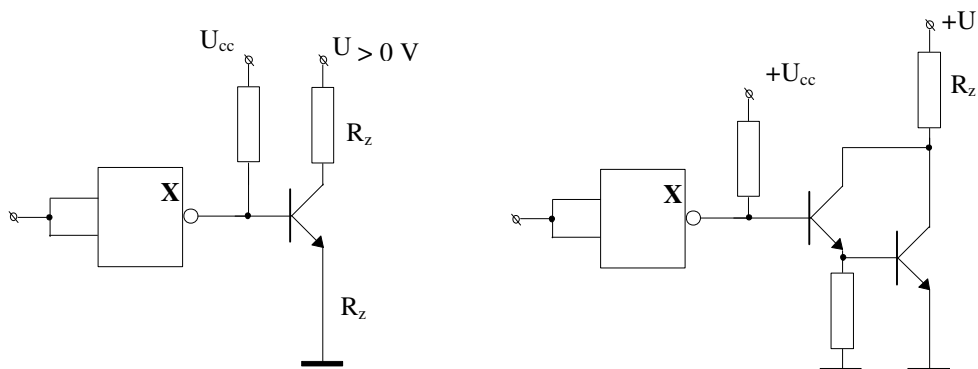


Obr. 141 Obvod pro úpravu výstupního signálu na zápornou polaritu

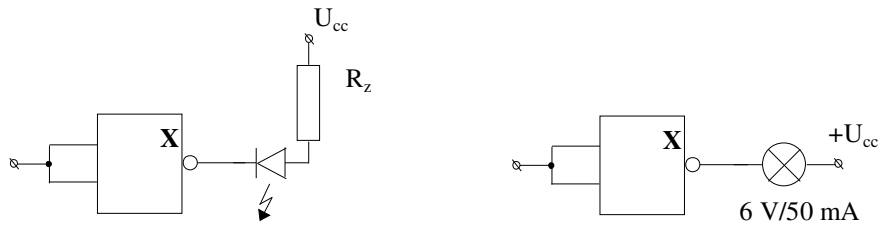


Zapojení z obr. 141 jsou v podstatě úrovnňové převodníky TTL → MOS

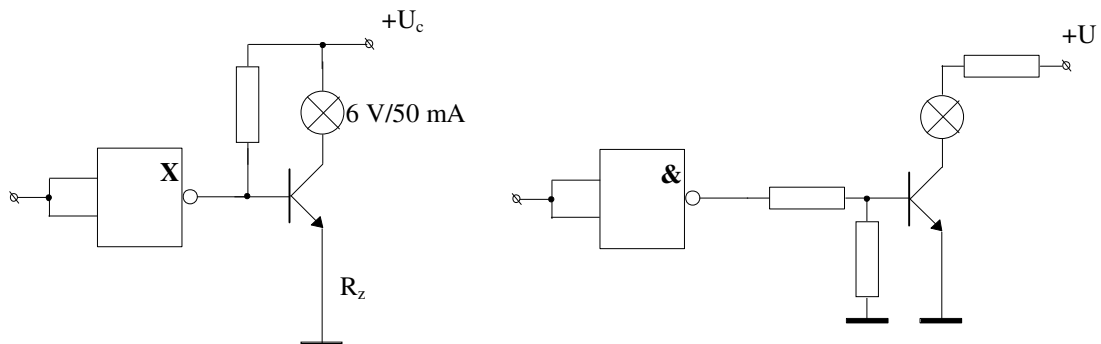
Obr. 142 Zapojení pro úpravu výstupního výkonu



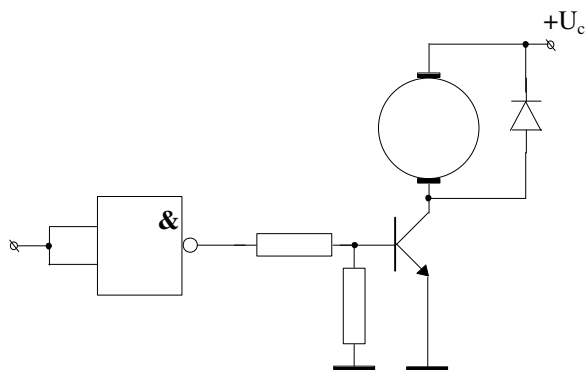
Obr. 143 Obvody indikace



Obr. 144 Další příklady obvodů indikace



Obr. 145 Obvody připojení výkonových spínačů a indukčností



5.6 Elektrické pohony malých výkonů

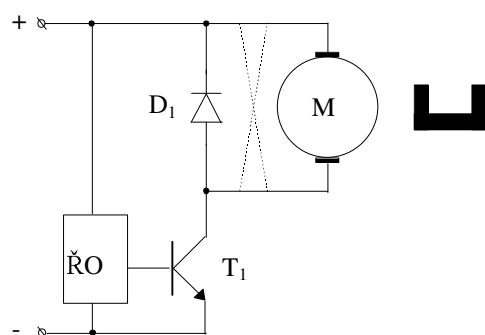
SS motor s permanentními magnety, napájený tranzistorovým měničem

Proč tranzistor?

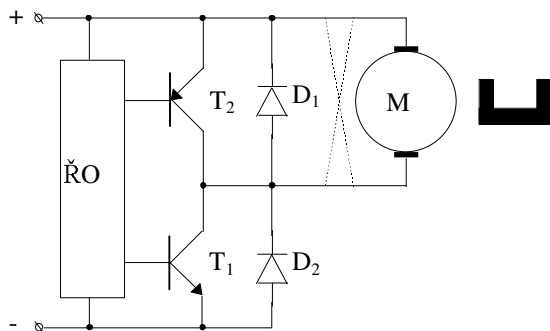
- lepší řízení (není třeba řešit komutační obvody - ss napájení)
- vyšší frekvence a z toho plynoucí menší zvlnění dodávaného proudu (není třeba přidavných indukčností jako v případě některých řízených usměrňovačů)

V následujících zapojeních pracuje tranzistor jako spínač.

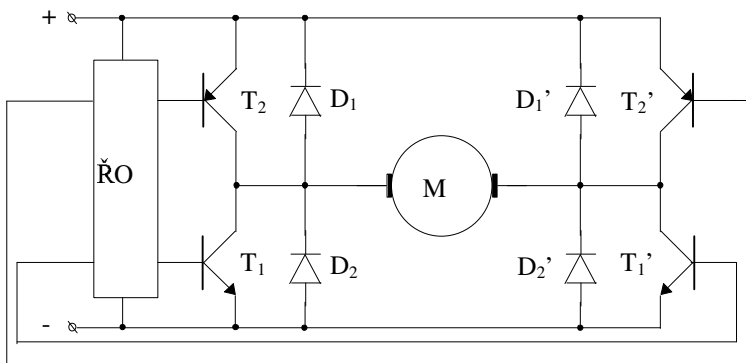
Obr. 146 Základní zapojení pohonu s jedním tranzistorem



Obr. 147 Vylepšené zapojení pohonu se dvěma tranzistory



Obr. 148 Můstkové zapojení řízení pohonu



5.7 Logické řízení realizované s pomocí obvodů PLD

Programmable Logic Devices - programovatelné logické obvody.

Principem těchto obvodů je přepalování adresovatelné spojky. Realizace vychází z přípravy řešení na počítači a finální realizaci za pomoci některého z realizačních struktur. Ty jsou následující:

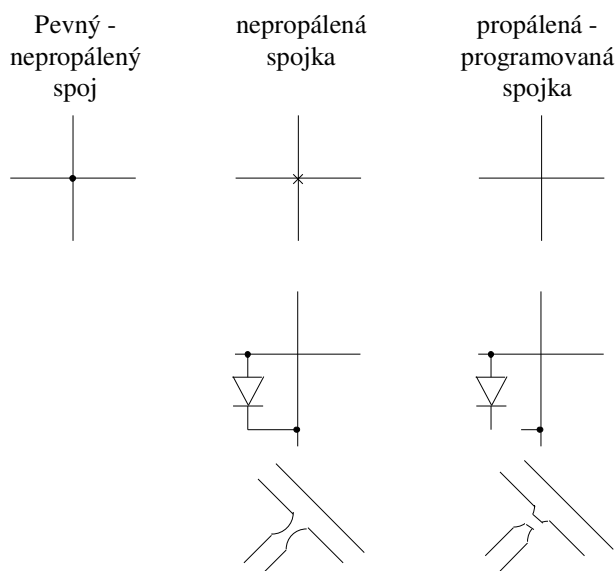
- PROM programovatelné paměti (1970 →)
- PLA programovatelné logické pole (1976 →)
- FPLA plně programovatelné logické pole

Význam použití PLD:

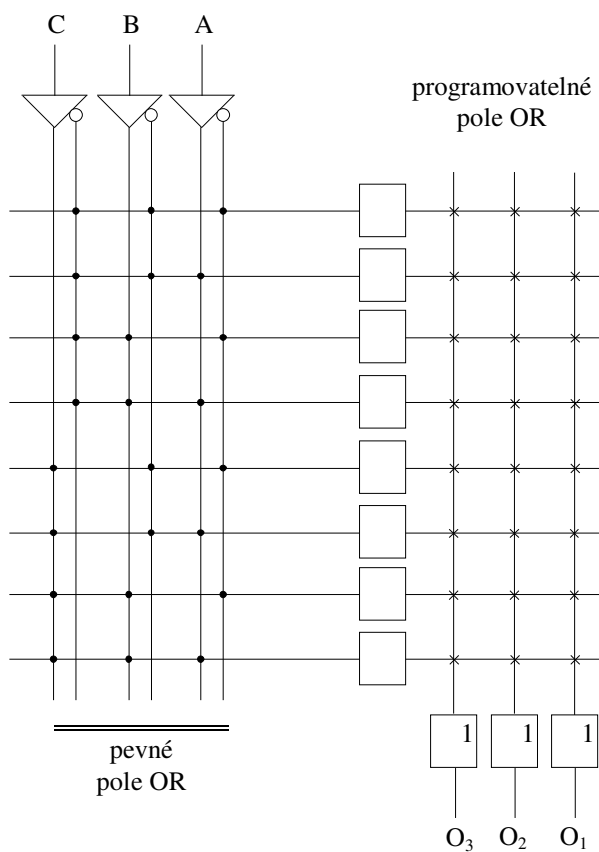
- redukce počtu obvodů oproti konvenční realizaci na cca 1/5 → menší plošný spoj a cena
- flexibilita - změna funkce (kratší inovační cyklus)
- zvětšení spolehlivosti
- optimalizace plošného spoje - změna topologie
- kratší doba vývoje
- celou řadu SSI, MSI, TTL lze nahradit cca 15ti obvody
- programování lze s výhodou realizovat pomocí symbolických jazyků

Používaná symbolika:

Obr. 149 Symbolika PAL



Obr. 150 PROM



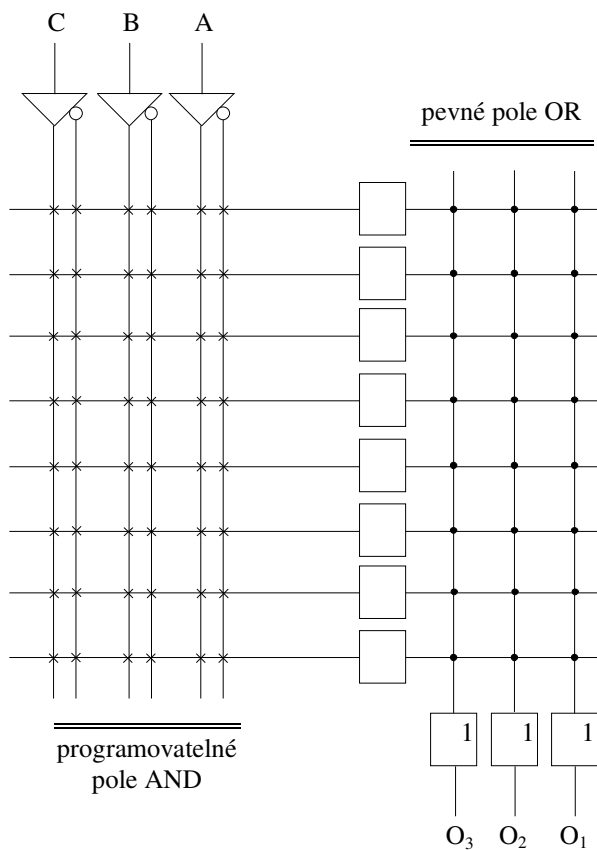
Pole AND - adresní dekodér
každý výstup z libovolné kombinace vstupů

Vhodné aplikace:

- generátory znakových sad
- převodník kódů
- adresovací tabulky

Pro více vstupů velmi složité pole AND (omezeno na 13 vstupů)

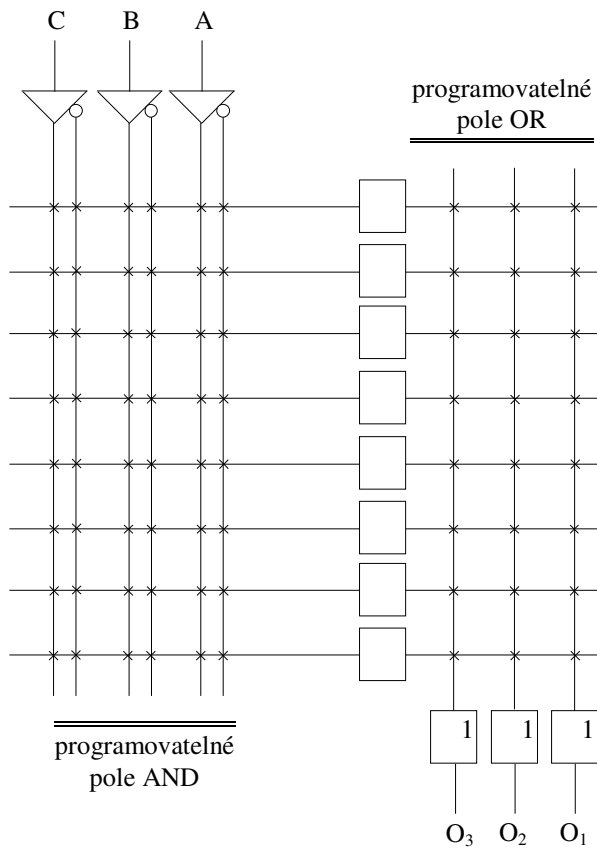
Obr. 151 PLA



Výstupní funkce omezený počtem součtů $\Rightarrow$
výstupní funkce omezena (ne všechny kombinace)

Zvětšení počtu vstupních proměnných při daném
počtu spojek $\Rightarrow$ menší počet složitějších výrazů.

Obr. 152 FPLA



Obě pole programovatelná. Větší univerzálnost,
ale i složitost a horší využitelnost. Obvykle pouze
kombinační síť.

5.8 Řídící počítače a měřicí karty

Příklad řešení blokování trezoru podle obr. 105 ve vyšším programovacím jazyce (C/C++):

// TREZOR.CPP

// autor: M. Havlík, vytvořeno: 13.4.1997, poslední modifikace: 13.4.1997

// Tento program slouží jako jednoduchý příklad blokování

// vstupu do systému pomocí sekvence kláves.

#include <stdio.h> // printf(...

#include <conio.h> // getch(...

#include <string.h> // strlen(...

enum Boolean {True,False};

typedef unsigned char byte;

// Tato funkce má pevně zakódovaný odemykací kód na:

// E,A,A,B,F

Boolean unlock_1()

{ // stavy automatu

enum States {ST_INTRUDER, ST_0, ST_1, ST_2, ST_3, ST_4, ST_5};

States state= ST_0; // nastav první stav

while((state!=ST_INTRUDER)&(state!=ST_5)) { // dokud nedetekuješ vetelce

// nebyl zadán korektní kód

char ch=getche(); // načti další znak

switch(state) { // následuje implementace

// konečného automatu

case ST_0:

if(ch=='E')

state=ST_1;

else

state=ST_INTRUDER;

break;

case ST_1:

if(ch=='A')

state=ST_2;

else

state=ST_INTRUDER;

break;

case ST_2:

if(ch=='A')

state=ST_3;

else

state=ST_INTRUDER;

break;

case ST_3:

if(ch=='B')

state=ST_4;

else

state=ST_INTRUDER;

break;

case ST_4:

if(ch=='F')

state=ST_5;

else

state=ST_INTRUDER;

break;

}

}

return((state==ST_5)?True:False); // vrať výsledek testu

}

// Následující varianta odemykací funkce může být spuštěna s libovolným

// odemykacím pětizcem o délce 1-254 znaku (delší vstup bude zkrácen na

// 254 znaků). Nebude-li odemykací kód zadán, použije se implicitní.

Boolean unlock_2(char *unlockStr="EAABF")

{

byte pos= 0; // pořadí detekovaného znaku

byte codeLength= strlen(unlockStr); // délka odemykacího kódu

if(codeLength>254) // ošetření příliš dlouhého kódu

codeLength=254;

```

while(pos < codeLength) {           // dokud nebyly otestovány všechny
                                   // znaky
    if( getche() != unlockStr[pos++]) // testuj další znak z klávesnice
        return False;               // chybový vstup
    }
    return(True);                    // korektní zadán celý kód
}

main()
{
    printf("Zadej kód pro vstup do systému:");
    if( unlock_2("ahoj trezore")==True)
        printf("\nPřístup povolen\n");
    else
        printf("\nPřístup odepřen\n");
    return(1);
}

```

5.9 Programovatelné logické počítače - PLC

5.10 Zhodnocení přístupů v logickém řízení

Tab. 5.10 Srovnání kontaktní a bezkontaktní realizace logického obvodu

Aspekt	Kontaktní logické obvody	Bezkontaktní logické obvody	Počítačové řešení
Použité prvky	relé, časová relé, stykače	DL ¹ , RTL, DTL, TTL, nebo hradlová pole typu GAL	PLC ² , klasická řídicí počítače, měřicí karty do PC
Rychlost	omezená elektromechanickým principem relé	vysoká, dle zvolené varianty	vysoká dle zvolené varianty
Robustnost	vysoká, daná robustností komponent	závislá na typu realizace, od dobré po nízkou; platí pravidlo, že vyšší rychlost je na úkor robustnosti (CMOS, TTL)	v případě PLC a řídicích počítačů do průmyslových provozů vysoká, měřicí karty jen jednoduché aplikace / laboratorní účely
Cena	pro jednoduché aplikace dobrá, pro složité řízení se signalizací neúměrně roste	vysoce škálovatelná, začíná na nízkých fixních nákladech (napájecí), nízká cena polovodičů	základní cena vyšší, ale při rozšiřování požadavků se významně neliší
Bezpečnost	s výhodou využíváme galvanického oddělení obvodů pomocí relé	nutno řešit galvanické oddělení obvodu	galvanické oddělení obvykle řešeno dodavatelem, který nabízí standardizované vstupní moduly (PLC a procesorové řízení), speciální aplikace někdy nutno řešit dodatečně
Náročnost vývoje, flexibilita řešení	vhodné pro jednoduchá řízení, malá možnost úprav a komplikované odhalování chyb; obecně je vývoj složitějšího LO časově velmi náročný	vhodné pro malé a středně velké aplikace, úpravy vyžadují nový návrh plošných spojů/vypálení nového obvodu GAL; úlohu vývoje a úprav lze zautomatizovat použitím počítače, do časové náročnosti je třeba započítat návrh vstupních a výstupních přizpůsobovacích členů, čímž náročnost roste; u hradlových obvodů nutno řešit hazardy	vhodné pro střední a velká řízení, vyznačují se vysokou rychlostí vývoje, využitím modulární koncepce a možností jednoduchých úprav dle požadavků zákazníka, existují vývojové systémy pro vytváření aplikací, vývoj a odladění větší části aplikace bez kontaktu s reálnou soustavou
Další		nutnost řešit rušení, v případě realizace složitějších řízení	realizace hierarchické řízení, komunikace, pokročilá

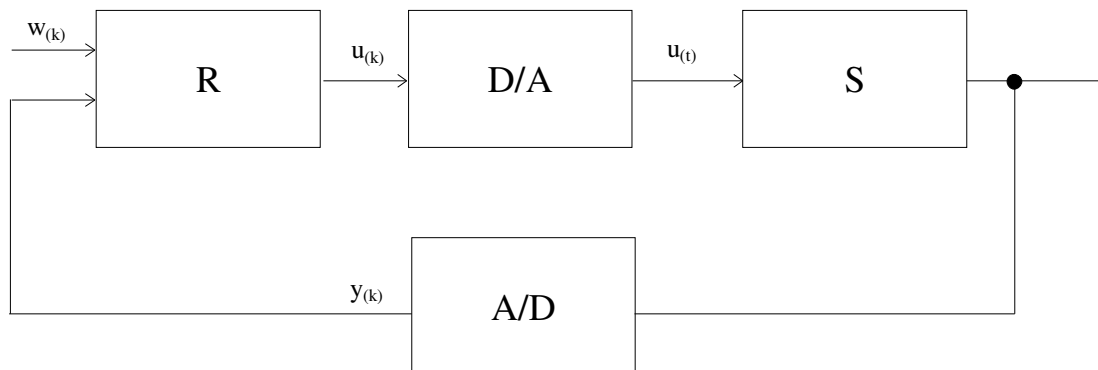
¹ DL diodová logika, RTL odporově tranzistorová logika, DTL diodově tranzistorová logika, TTL plně tranzistorová logika

² PLC - Programmable Logic Computer, programovatelný logický počítač

Aspekt	Kontaktní logické obvody	Bezkontaktní logické obvody	Počítačové řešení
		pomocí hradel je náročný návrh napájecího zdroje	detekce, redundantní systémy, velké projekty

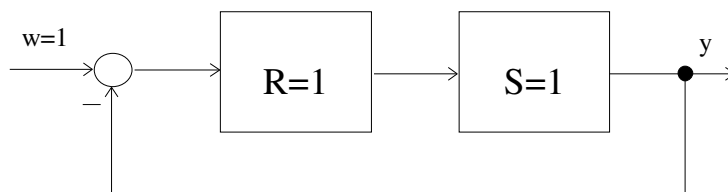
6. Číslicové řízení

Obr. 153 Principiální schéma číslicového řízení



Při syntéze číslicového řídicího obvodu musíme převést spojité systému na diskretní. Syntézu potom provádíme tak, aby bylo vždy splněno, že regulátor má zpoždění minimálně o jeden krok. Důvodem je konečná doba šíření signálu (výpočet v počítači) a tudíž nemožnost splnit idealizovaný stav. Důvod si demonstrujeme na příkladu.

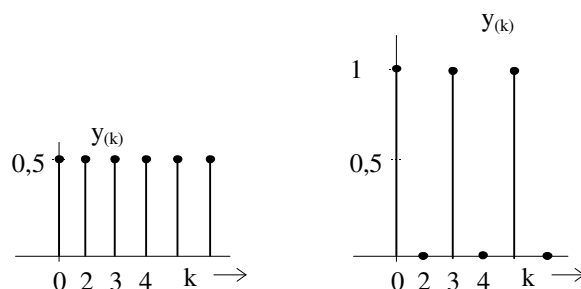
Obr. 154 Příklad nevhodně navrženého regulačního obvodu



Pro obvod z obr. 154 bychom zřejmě předpokládali, že bude

$$F_w = \frac{SR}{1 + SR} = \frac{1}{1 + 1} = \frac{1}{2}$$

Obr. 155 Předpokládaný a skutečný průběh výstupního signálu systému



6.1 Analogo-číslíkový převod

A/D převodník převádí analogové signály na číslicové. Převodníky pracují na jednom ze třech základních principů: kompenzační, integrační, komparační.

Kompenzační převodníky se dále dělí podle průběhu kompenzačního napětí na převodníky se schodovitým průběhem, sledovací, s postupnou aproximací. Všem je společný princip, využívající zpětnovazební struktury s D/A převodníkem, jako zdrojem referenčního signálu. Výhodou kompenzačních převodníků je rychlost převodu řádu 10 μs a malé chyby, řádu 0.01 - 0.001 %. Nevýhodou je malá odolnost proti sériovému rušení, jejíž potlačení filtrem snižuje rychlost. Nejlepší parametry má převodník s postupnou aproximací, který je často používán v měřicích kartách do PC, v jednodušších systémech, nebo tam, kde je požadována přesnost. Jejich hlavními představiteli jsou verze s dvojitou integrací, trojitou integrací a mezipřevodem U/f, mají výstup odvozen z výsledku integrace měřeného napětí po jistou dobu. Vhodnou volbou doby integrace se dosahuje odolnosti proti sériovému rušení (na síťové frekvenci a jejích násobcích). Přesnost převodu je řádu 0,1 % až 0,01 %. Nevýhodou je rychlost řádu 10 ms. Převodníky se používají v průmyslových modulech pro připojení čidel a tam, kde je velké rušení.

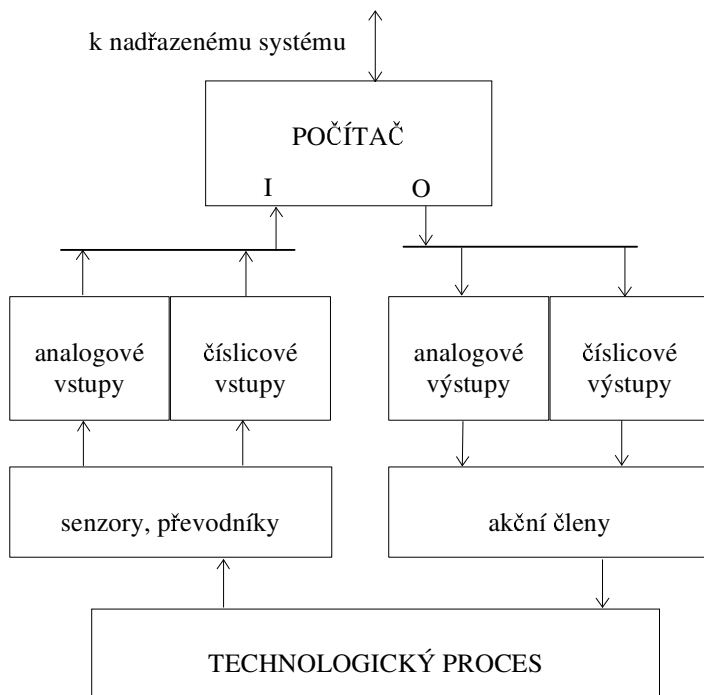
Komparační převodníky jsou pro účely průmyslových měření nevhodné, což vyplývá z jejich principu, přímého srovnání měřeného napětí s 2ⁿ-1 referenčními úrovněmi napětí, kde n je počet bitů převodníku.

Rychlosti převodu jsou řádu 10 ns, ale proti stojí vysoká cena, malá odolnost proti sériovému rušení a malé rozlišení. Použití převodníků je omezeno na zásuvné moduly osciloskopu pro počítače.

6.2 Technické prostředky

V této kapitole se budeme zabývat technickými prostředky pro připojení technologického procesu. Při řízení je vždy třeba realizovat dvě nezávislé větve. Je to větev určená pro měření technologických proměnných a větev realizující akční zásahy. Na úrovni počítače vždy pracujeme v číslicové formě. Vstupně výstupní signály jsou elektrické.

Obr. 156 Připojení řízeného procesu počítačem



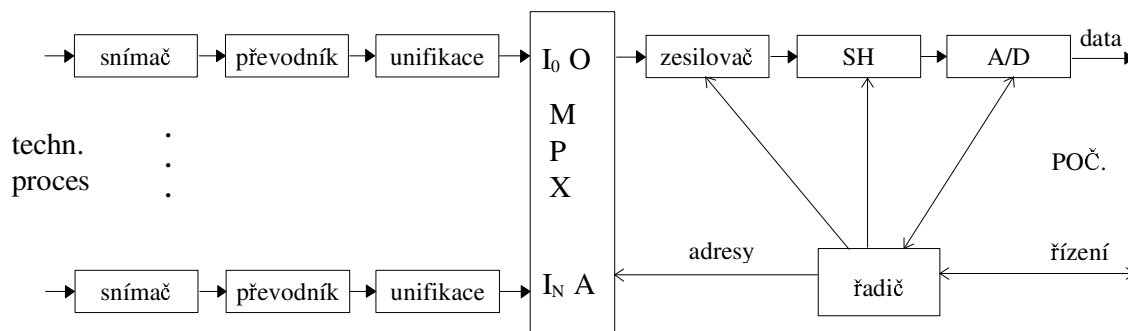
Pro potřeby řízení obvykle rozlišujeme v rámci obecné kategorie číslicových signálů následující skupiny:

- logické dvouhodnotové typu běží/neběží
- pulsní pulsní nesou obvykle informaci v podobě frekvence
- číslicové vícehodnotový diskretní signál

6.2.1 Připojení řízeného procesu - soustava analogových vstupů a výstupů

Soustavou analogových vstupů nazýváme takové uspořádání čidel, převodníků a ostatních elektronických prvků, které umožňuje získávat informace o spojitých proměnných. Obvyklá struktura odpovídá obr. 157. Někdy se do cest jednotlivých signálů zařazuje přídavná vyrovnávací paměť, která zlepšuje dynamiku při přepínání vstupů.

Obr. 157 Principiální schéma soustavy číslicových vstupů s jedním A/D převodníkem



Uveďme si základní informace o jednotlivých částech soustavy.

Čidla reagují na podněty změnou svého výstupu, který má charakter elektrické veličiny. Zásadním způsobem ovlivňují přesnost celého řetězce.

Převodníky mají za úkol převést výstupní signál čidel na signál potřebné úrovně a typu. Výstupní signál může být napěťový nebo proudový, symetrický a nesymetrický.

Unifikační členy provádějí další úpravu signálu, tj. normalizaci jeho úrovně a filtraci, často jako dolní nebo pásmová propust.

Analogový multiplexer (MPX) přepíná vstupní kanál dané adresy (A), na výstup (O). Požadované parametry analogového multiplexeru jsou

nulový odpor v propustném a nekonečný v nepropustném stavu

žádný zdroj šumů

krátké spínací doby

symetrický/nesymetrický vstup/výstup

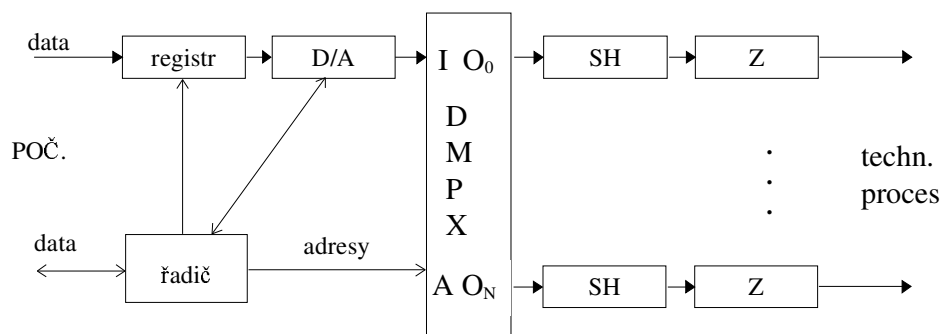
Zesilovač provádí další zesílení, výjimečně zeslabení, úrovně na úroveň vhodnou pro následující A/D převodník.

Úkolem *vzorkovací paměti (SH)* je uchování informací o okamžité velikosti signálu po dobu nutnou k převodu v A/D převodníku.

A/D převodník převádí analogové signály na číslicové.

Řadič řídí celý proces měření tím, že na základě řídicích slov z počítače vydává sekvenční příkazy pro výběr kanálů, vzorkování a A/D převod.

Obr. 158 Principiální schéma soustavy číslicových s jedním D/A převodníkem

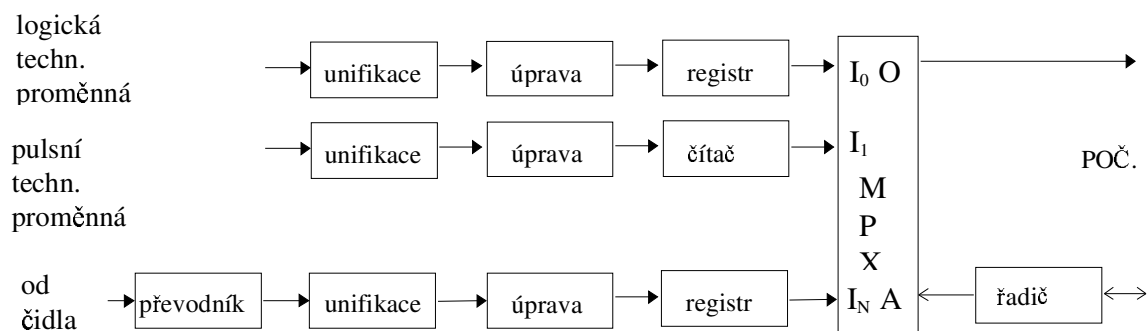


6.2.2 Připojení řízeného procesu - soustava číslicových vstupů a výstupů

Soustava číslicových vstupů umožňuje získávat informace o proměnných diskrétního charakteru. Diskrétní proměnné můžeme dále rozdělit na pulsní a úrovně. U pulsní verze nás často zajímá jenom počet výskytů v časovém intervalu, úrovně proměnné nesou informaci danou časovým sledem úrovní typu 1/0.

Příklad uspořádání soustavy číslicových vstupů je v blokové verzi na obr. 159 a je navíc rozšířen o měření spojitých technologických proměnných, kde nás zajímají pouze dva stavy.

Obr. 159 Principiální schéma soustavy číslicových vstupů s přepínačem



Uvedeme si základní informace o jednotlivých částech soustavy.

Unifikační členy převádějí vstupní signál na dvouhodnotový, to jest hladiny ANO/NE, realizují filtraci šumů, případně galvanické oddělení.

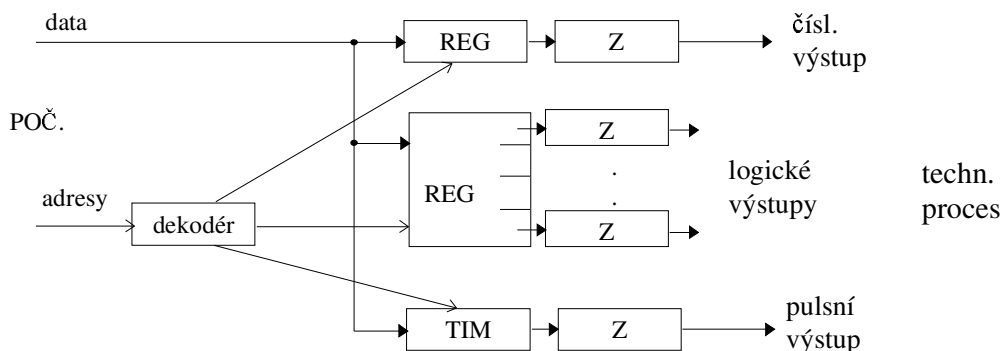
Převodníky zpracovávají výstupní signál čidel na potřebnou úroveň a typ. Následující členy dále upravují signály tak, aby měly vhodné délky pulsů (horizontální tvarování) a napěťové úrovně.

Registry převádějí vstupní signál na jedno/více-bitovou číselnou hodnotu. *Čítače* převádějí vstupní pulsní signál na číselnou hodnotu.

Číslicový multiplexer přepíná vstupní číslo dané adresy na výstup.

Řadič provádí výběr vstupů na základě řídicích slov z počítače.

Obr. 160 Principiální schéma soustavy číslicových výstupů

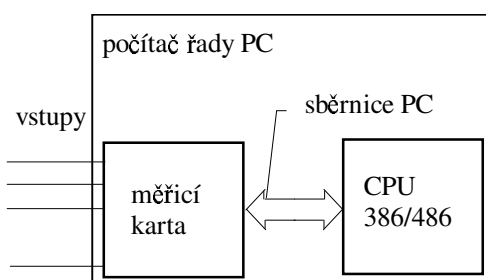


6.3 Programové prostředky

6.4 Měřicí a řídicí systémy na bázi zásuvných desek do PC

Vysoké ceny měřicích systémů, založených na propojení číslicových měřidel, respektive modulárních systémů, vedly ke vzniku měřicích karet do počítačů. Nejširší výběr zásuvných modulů i přídatného programového vybavení je nabízen pro počítače typu PC.

Obr. 161 Připojení měřicí karty k počítači PC



Zásuvné desky se připojují na sběrnici počítače umístěním do jejího volného konektoru (standardně typu ISA).

Aby byla zachována nízká cena, vybavují se karty univerzálními vstupy a na uživateli zůstává realizace předzpracování signálů¹ na vhodnou úroveň.

Výhody plynoucí z použití zásuvných karet jsou především:

- nízká cena
- vysoká rychlost přenosu dat
- malé rozměry

Nízká cena a malá rozměrová náročnost jsou dány skutečností, že není třeba napájecí zdroj a ochranný kryt. Vysoká rychlost přenosu dat vyplývá z vyloučení pomalých komunikačních protokolů typických pro modulární systémy.

Měřicí karty mají také nevýhody, mezi které patří

- omezení počtu vstupů
- vysoké zatížení PC
- karta není v blízkosti zdroje dat

Počet vstupů je omezen maximálním počtem desek, umístěných v jednom počítači² (dáno počtem volných konektorů sběrnice). Nárůst zatížení počítače je zvláště patrný při vyšších vzorkovacích frekvencích, u karet bez vyrovnávací paměti. Situace se ještě komplikuje u operačních systémů typu MS Windows, kde je velká režie na obsluhu přerušování. Nevýhody, plynoucí z větších vzdáleností karty od zdroje signálu, jsou dány rozměrovou náročností počítače, která znemožňuje instalaci v místě zdroje signálu a dále počtem, respektive prostorovou rozlehlostí snímaných míst.

Podle typů signálů, které umí zpracovávat, rozlišujeme karty

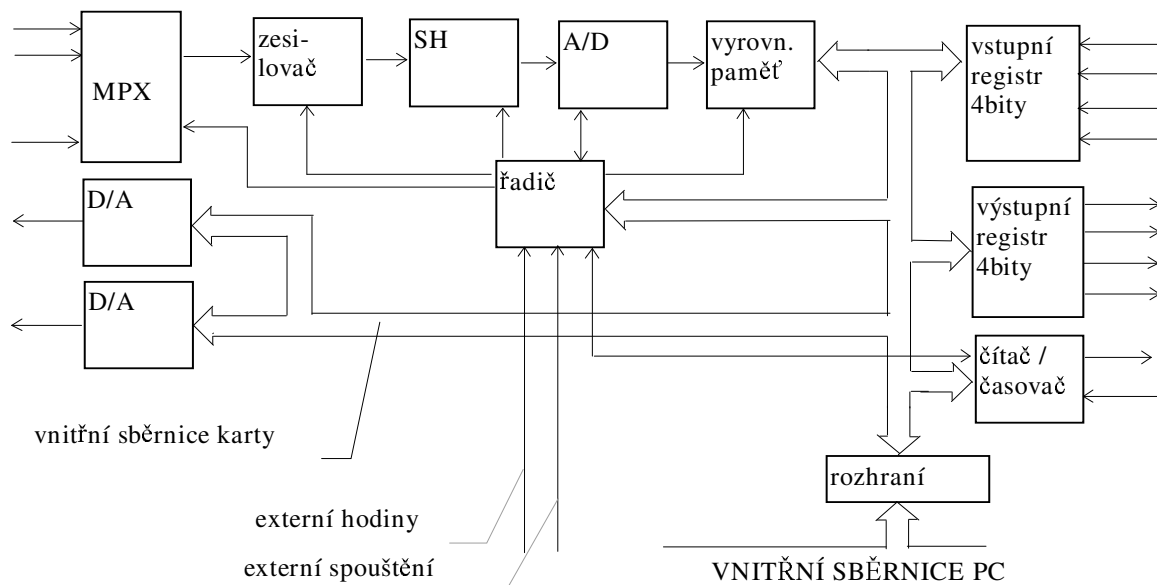
- analogové

¹ Některé firmy nabízejí jako doplňkové vybavení dceřinné desky pro přizpůsobení signálů s možností optického oddělení, připojení teplotních čidel a řadu dalších variant.

² Problém lze částečně obejít použitím multiplexu více fyzických kanálů na jeden vstupní kanál desky.

- číslicové
- univerzální (nejčastější)

Obr. 162 Blokové schéma uspořádání univerzální měřicí karty do PC



Podrobnější schéma zapojení univerzální karty, která obsahuje analogové i číslicové vstupy, je na obr. 162. Princip odpovídá popisům vstupních a výstupních obvodů, oproti kterým je zde navíc možnost spouštění převodu externím signálem, dále je přidán časovač, výstupní registr, D/A převodník a vnitřní vyrovnávací paměť. Spojení s vnitřní sběrnici počítače zajišťuje rozhraní (interface).

Rozsah aplikací s užitím zásuvných karet je prakticky závislý na použitém programovém vybavení a pokrývá měření a řízení malých až středních systémů.

Programové vybavení pro aplikace s užitím zásuvných karet

Jak bylo uvedeno, jsou zásuvné karty životně závislé na použitém programovém vybavení. Výrobce dodává pouze základní programové vybavení s tím, že rozšiřující moduly jsou nabízeny za doplatek. Nevýhodou takto zakoupených programů je nekompatibilita s jinými typy karet, nabízených konkurencí. Uživatel je téměř vždy nucen zvolit jednu z následujících cest

napsat vlastní programové vybavení pro danou aplikaci

použít některý z existujících programových balíčků

V prvním případě je třeba počítat s výrazně vyšší časovou náročností na naprogramování a odladění aplikace. Výhodou však mohou být nižší náklady a programování na míru podle potřeb (speciální systémy).

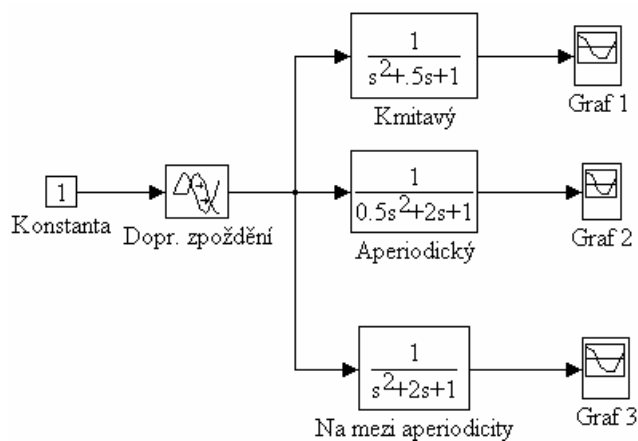
Ve druhém případě lze zvolit některý z existujících programových balíčků a aplikaci realizovat v něm. Na našem trhu existuje několik vhodných produktů, jako je Control Panel (Alcor), ProCont (Easy Control) nebo RT-Control (Merlin s.r.o.).

Vždy je třeba důkladně zvážit, zda se investice do některého z těchto produktů vyplatí. Kromě výhod, plynoucích z výrazného zvýšení rychlosti vývoje aplikací, se produkt stává závislým.

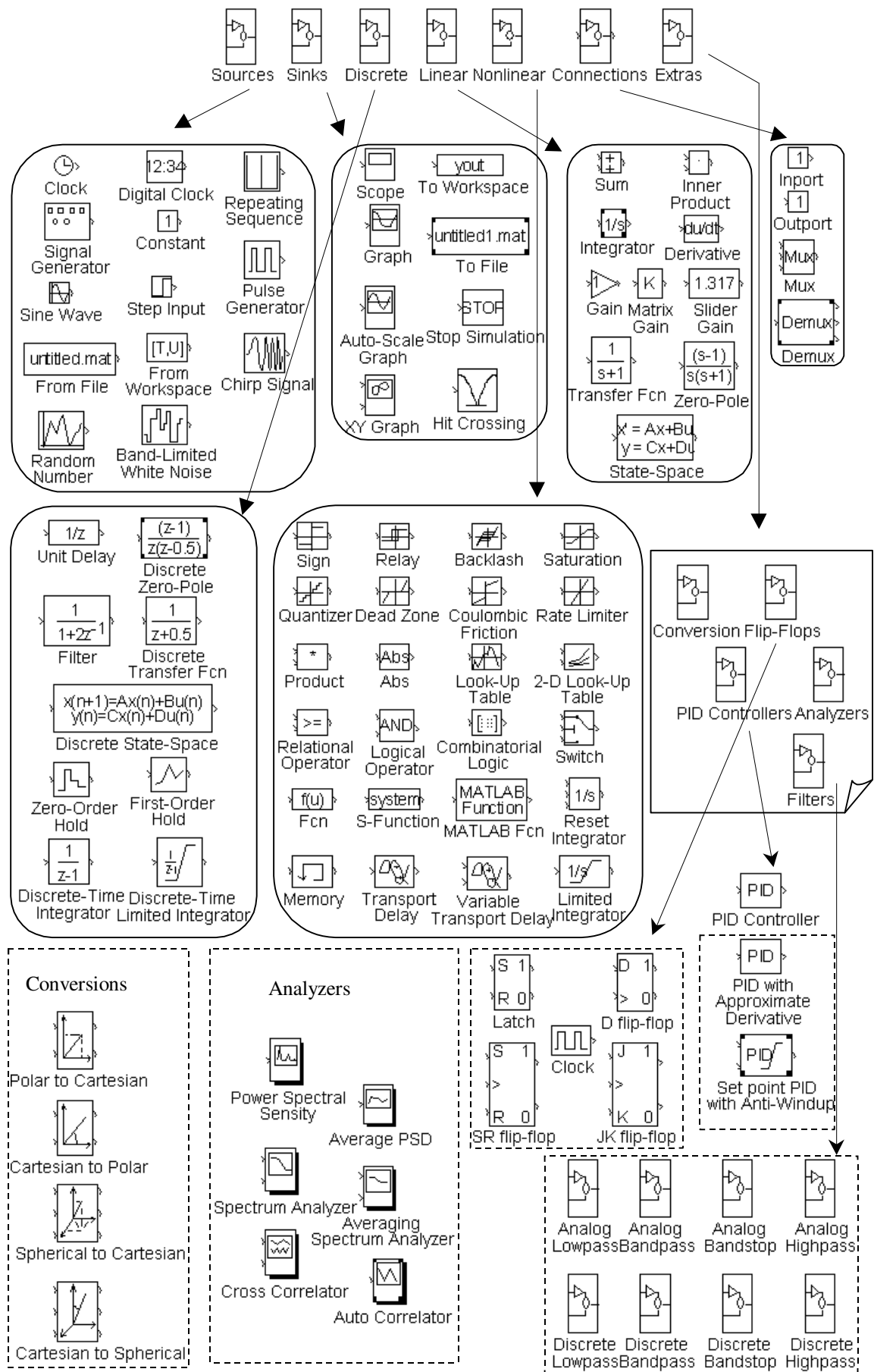
7. Moderní trendy v řídicí technice

7.1 Simulační programy

Obr. 163 Příklad simulačního schématu spojitých systémů pořízený v nadstavbě Simulink programu Matlab od firmy The MathWorks, Inc.



Obr. 164 Nejpoužívanější bloky přístupné v nadstavbě Simulink



7.2 Měřicí karty do PC

8. Vybrané partie z Biologie

8.1 Buňka

Základní stavební jednotka živých organismů a rostlin.

buňka → *tkáň* (speciální případ tkáně – krev) → *orgán* → *živý tvor / rostlina*

8.1.1 Typy buněk:

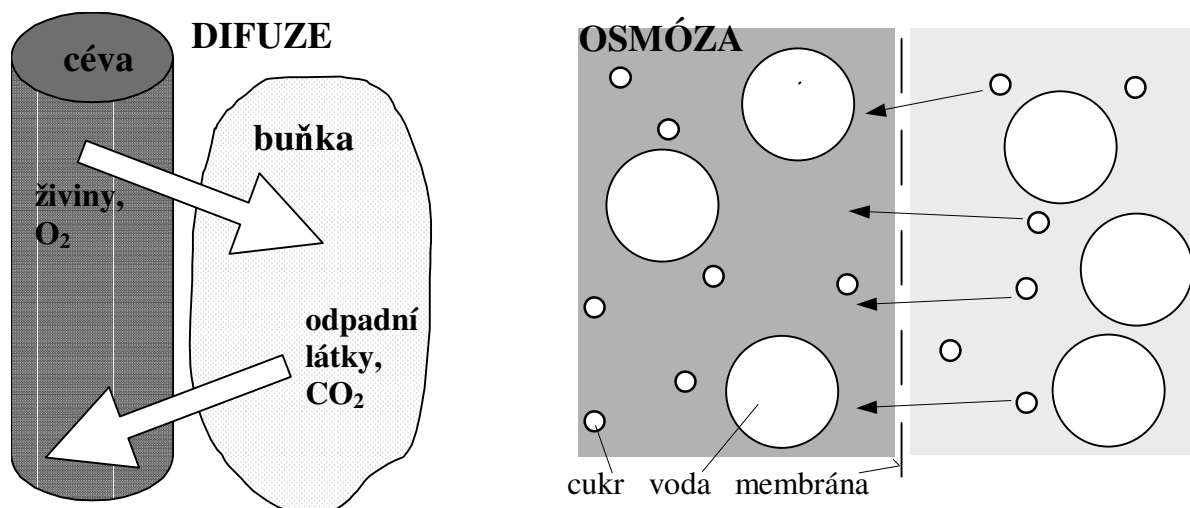
- rostlinná *jádro* (řízení činnosti buňky), *vakuola* (obsahuje buněčnou šťávu), *cytoplazma* (vyplňuje prostor buňky, určení - chemická výroba, složena z mnoha látek), *zásobní látky* (škrob), *chloroplasty* (obsahují chlorofyl, využívají světlo k fotosyntéze), *buněčná stěna* (buněčná stěna překrytá celulózou – plně propustná)
- živočišná *jádro*, *mitochondrie* (energetické centrum buňky), *cytoplazma*, *zásobní látky* (glykogen), *ochranná membrána* (viz níže k jevům na membráně)

8.1.2 Živočišná buňka

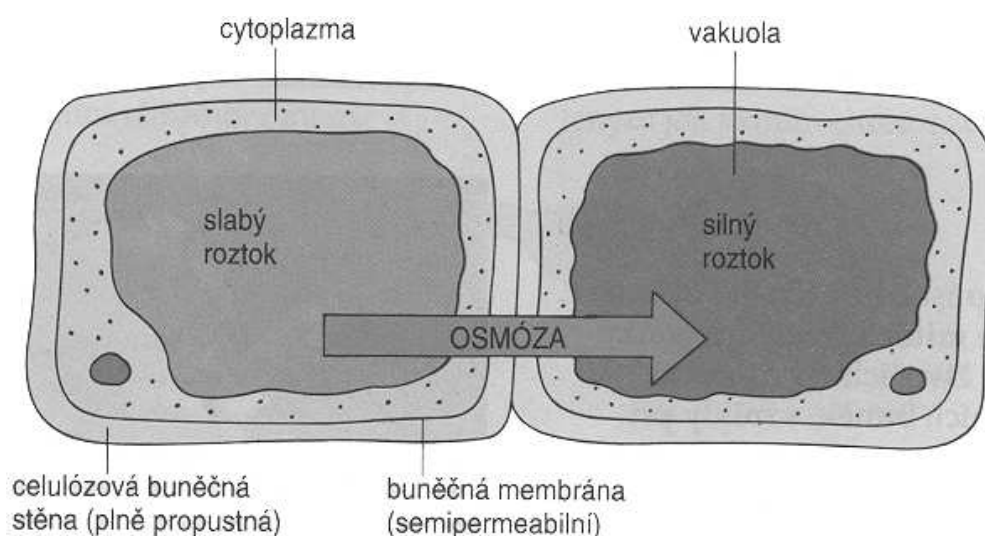
- mnoho typů (nervová, červené / bílé krvinky, jaterní, svalová ...)
- oproti rostlinné jiný princip získávání energie, nemá buněčnou stěnu
- rozměry dle typu od 5 do 100 μm , v lidském těle cca 10^8 buněk
- rozmnožování buněk – buněčné dělení + následná specializace daná programem v jádře (DNA), vlastně každá buňka nese kompletní informace o celku (viz dále), což umožňuje vznik organismu z jedné buňky
- skupina specializovaných buněk – tkáň, formace různých tkání – orgán, více orgánů společně - organismus
- látková výměna buňky s okolím – difuze na membráně (dovnitř kyslík + živiny, ven odpadní látky a oxid uhličitý)

8.1.3 Difuze / osmóza

- v látkách probíhá neuspořádaný pohyb molekul (Brownův)
- odlišné koncentrace způsobují pohyb zajišťující vyrovnaní koncentrací – **DIFUZI**, ta probíhá z vyšší do nižší koncentrace
- v přírodě je často potřeba pohyb proti koncentračnímu spádu, ten ale vyžaduje energii – *aktivní transport* (např. kořeny rostlin mají vyšší koncentraci – více minerálů, než okolní voda, kterou vtahují)
- řešením je použití oddělovací polopropustné membrány, která umožňuje pouze jeden směr transportu (vlastně řízená difuze) ... **OSMÓZA**



Obrázek 50 Difuze a osmóza



Obrázek 51 Osmóza

8.1.4 Buněčné dělení

Motivace:

- odumírání buněk
- zastarávání buněk
- hojení ran
- rozmnožování / budování organismu

Dva typy dělení:

- v jádře jsou *chromozómy* (u lidí 46), ty se před dělením zdvojí a každý z potomků dostává shodnou kopii - *mitóza*
- pohlavní buňky (spermie / neoplozená vajíčka) vznikají zdvojením tak, že tělní buňky zdvojí svůj počet chromozomů a následně se rozdělí na čtvrtinu, mají tak poloviční sadu chromozomů. Výsledná buňka – oplozené vajíčko (*zygota*) má opět plnou sadu, vzniklou splnutím – *meióza*, další dělení již probíhá mitózou.

Další poznatky:

- obdobné principy buněčného dělení probíhají i u rostlin
- meióza poskytuje prostor pro dědičnost
- chromozómy jsou vždy párové
- každá buňka s výjimkou pohlavních obsahuje vždy plnou sadu chromozomů
- chromozómy obsahují zakódované programy pro produkci celého organismu
- chromozómy sestávají z úseků s individuálními funkcemi (podprogramy) – geny

8.1.5 DNA

- každý chromozóm je tvořen právě jednou molekulou DNA ve tvaru dvojité protisměrné šroubovice

- molekula DNA může obsahovat až 4000 úseků (genů)
- celá lidská buňka pak obsahuje asi 100 tisíc genů
- na vláknech šroubovice se vyskytují čtyři stavební prvky: **A**denin **C**ytosin **G**uanin, **T**hymín
- při stavbě šroubovice jsou sobě odpovídající body na protisměrných vláknech spojena příčkami vazeb a to vždy A-T, resp. C-G
- replikace (zdvojení) DNA probíhá rozdělením dvou-šroubovice na dvě jednoduchá vlákna a následným doplněním každého vlákna druhým do páru (co je třeba doplnit je dané jen dvěma možnostmi vazeb A-T a C-G)
- mutace je stav, kdy při dělení dojde k chybě a vzniklé kopie nejsou totožné s originálem

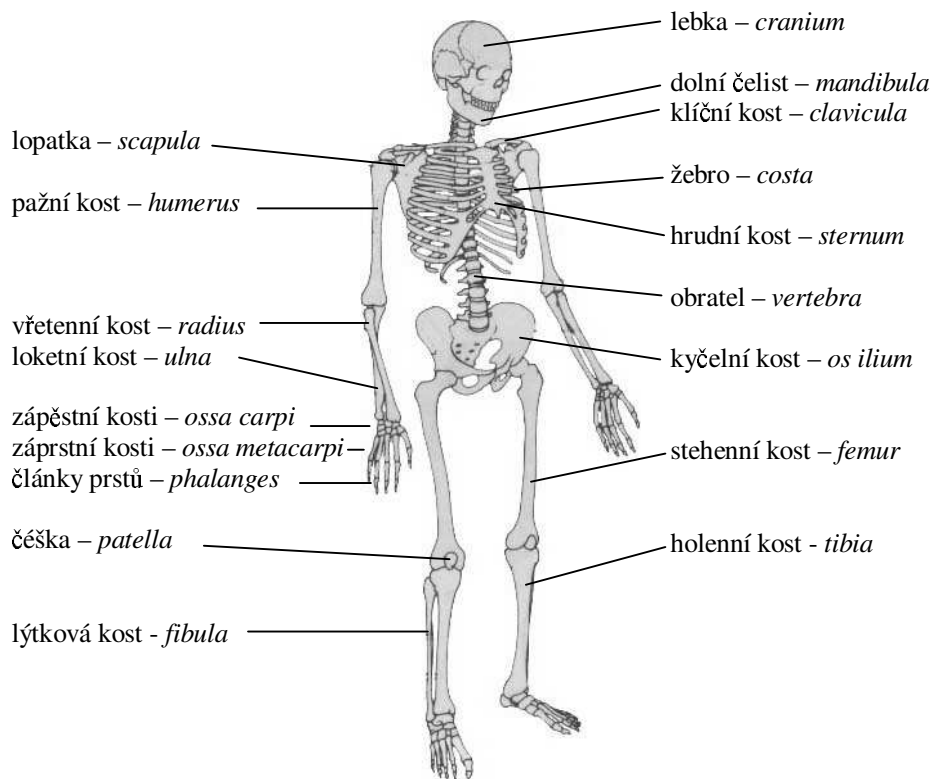
8.1.6 Geny a bílkoviny

- určují vývoj vrozených znaků (barva očí vlasů, tloušťka ?)
- geny obsahují genetický kód pro tvorbu bílkovin z aminokyselin (víc také trávení a metabolismus jater)
- výběrem typů bílkovin, které bude buňka produkovat pak ovlivňují stavbu a funkci celého organismu
- **bílkoviny** (proteiny) vykonávají většinu buněčných biochemických reakcí v buňce a zároveň tvoří její stavební materiál
- bílkoviny jsou tvořeny z aminokyselin, jeden gen obsahuje kód na výrobu jedné bílkoviny
- které aminokyseliny budou použity a v jakém pořadí odpovídá příslušným sledům A, C, G, T v genu, vlastně forma pozičního kódu (čtyřková soustava)
- syntéza bílkovin probíhá v *ribosomech* (malé organely uvnitř buňky v cytoplasmě) tak, že sled bazí A, C, G, T získaný z genu dočasně rozpojeného vlákna DNA, je doplňován do páru chemickou látkou RNA (náhrada původních párových bazí). Ta putuje z jádra do cytoplasmy, která s pomocí ribosomů a enzymů vytváří příslušnou bílkovinu sledem aminokyselin.
- existují dva typy aminokyselin – esenciální, které tělo neumí vytvořit a musí je získat z potravy a neesenciální, jejichž syntéza je možná i v těle
- změna chybných genů, zanesení nových do stávající DNA, obecně genové manipulace řeší *genové inženýrství*

9. Kostra

Funkce:

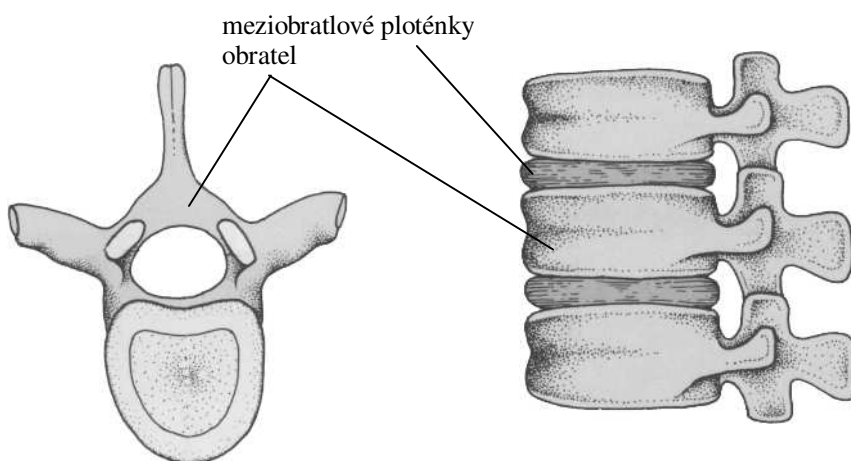
- tvaruje a podpírá tělo
- chrání (mozek, oči, míchu, srdce, plíce, cévy)
- slouží k úchytu svalů



Obrázek 52 Kostra člověka

Fakta:

- v těle asi 200 kostí
- i kostmi prochází krev
- kosti rostou

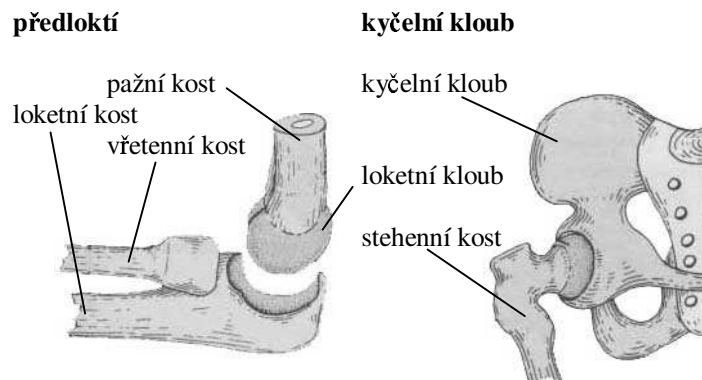


Obrázek 53 Páteř

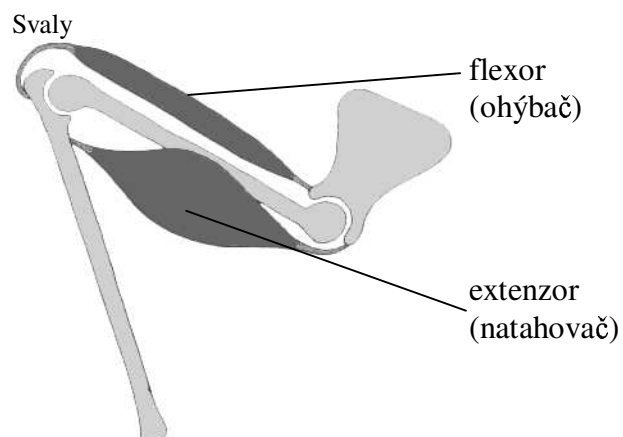
Typy spojení kostí:

- vazivové (lebka)
- chrupavkové (žebra x hrudní kost, obratle)
- kostí (mezi křížovými obratli)
- kloubem (koleno, loket, zápěstí, atd.)

nepohyblivé
nepohyblivé, ale tlumí rázy
nepohyblivé
pohyblivé s různým počtem stupňů volnosti



Obrázek 54 Klouby s více stupni volnosti



Obrázek 55 Flexor a extenzor

10. Vybrané pasáže z matematiky, elektrotechniky a elektroniky

10.1 Vlastnosti operací sčítání a násobení

Tab.10.1 Vlastnosti operací sčítání

Vlastnost	Sčítání	Násobení
Komutativnost	$a+b=b+a$	$a \cdot b=b \cdot a$
Asociativnost	$(a+b)+c=a+(b+c)$	$(a \cdot b) \cdot c=a \cdot (b \cdot c)$
Existence neutrálního prvku	$a+(-a)=0$	$a \cdot 1/a=1$, pro $a \neq 0$
distributivnost vzhledem k násobení	$(a+b) \cdot c=a \cdot c+b \cdot c$	

10.2 Princip superpozice

Princip superpozice říká, že účinek několika příčin působících současně je roven součtu příčin při působení každé samostatně. Princip je platný v lineárních obvodech a nachází široké uplatnění jak v teorii obvodů, tak v teorii systému.

Aplikace principu superpozice v teorii obvodů je nejčastější v případech přítomnosti několika zdrojů napětí/proudu. Obvod pak řešíme tak, že ideální zdroje napětí rozpojíme ($R_i \rightarrow \infty$), resp. zdroje proudu zkratujeme ($R_i \rightarrow 0$) a ponecháme jen i -tý zdroj. Zjednodušený obvod vyřešíme, čímž získáme i -tý příspěvek.

Výsledná veličina x pak je $x = \sum_{i=1}^n x_i$, kde x_i jsou jednotlivé příspěvky.

Aplikace principu superpozice v teorii řízení je analogická předchozímu případu, tj. využíváme ji v případech kdy na sledovaný systém působí více zdrojů signálu (užitečných či rušivých).

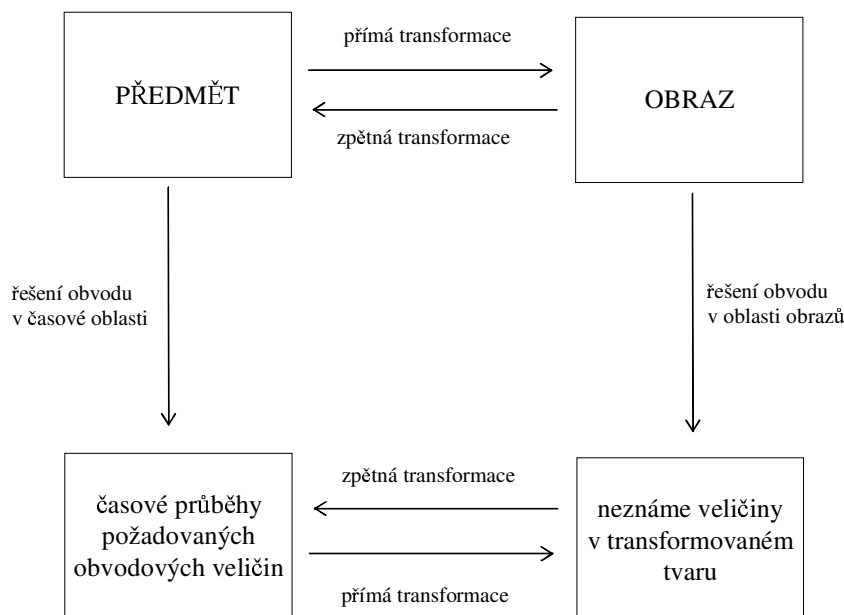
10.3 Théveninův a Nortonův teorém

Tyto teorémy (věty o náhradních zdrojích) říkají, že libovolně složitý **lineární** obvod s aktivními a pasivními prvky můžeme z hlediska jedné dvojice svorek nahradit pouze jediným zdrojem a jedním pasivním dvojpólem.

10.4 Harmonická analýza obvodů

Harmonická analýza podstatným způsobem zjednodušuje řešení harmonických obvodů, tj. obvodů kde mají všechny veličiny harmonický (sinusový) časový průběh. Zjednodušení využívá transformace všech aktivních i pasivních obvodových prvků do oblasti komplexních čísel, vyřešení obvodu v tomto oboru a následné převedení získaných výsledků zpět do časové oblasti. Původní tj. netransformované veličiny budeme nazývat předměty, jejich transformované tvary nazvěme obrazy. Naznačený postup můžeme symbolicky znázornit takto:

Obr. 165 Principiální schéma fázorového řešení elektrických obvodů



Platí Eulerova poučka:

$U_m e^{j(\omega.t + \varphi)} = U_m \cos(\omega.t + \varphi) + jU_m \sin(\omega.t + \varphi)$, pak můžeme časový průběh napětí vyjádřit jako

$$u(t) = U_m \sin(\omega.t + \varphi) = \text{Im}[U_m e^{j(\omega.t + \varphi)}] = \text{Im}[U_m e^{j\varphi} \cdot e^{j\omega.t}] = \text{Im}[\hat{U}_m \cdot e^{j\omega.t}], \text{ resp. proud}$$

$$i(t) = I_m \sin(\omega.t + \varphi) = \text{Im}[\hat{I}_m \cdot e^{j\omega.t}]$$

Uvedené vztahy můžeme, vzhledem k faktu, že kmitočet všech obvodových veličin je v ustáleném stavu shodný, zjednodušit. Zavedenou veličinu se stříškou budeme nazývat fázor.

$\hat{U}_m = U_m e^{j\varphi}$, $\hat{I}_m = I_m e^{j\varphi}$, kde U_m a I_m jsou maximální hodnoty časových průběhu.

V měřítku efektivních hodnot pak platí:

$$\hat{U} = \frac{\hat{U}_m}{\sqrt{2}} = \frac{U_m}{\sqrt{2}} e^{j\varphi} = U e^{j\varphi}$$

Transformace pasivních obvodových prvků:

Induktor

$$u_L(t) = L \frac{di_L}{dt} = L \frac{d}{dt} \text{Im}[\hat{I} e^{j\omega.t}] = L \cdot \text{Im}[j\omega \hat{I} e^{j\omega.t}] = \text{Im}[j\omega L \hat{I} e^{j\omega.t}] = \text{Im}[\hat{U} e^{j\omega.t}], \text{ odud}$$

$$\hat{U} = j\omega L \hat{I} = \hat{Z} \cdot \hat{I}$$

Tab.10.1 Imittance základních obvodových prvků

Obvodový prvek	Impedance $\hat{Z}$	Admittance $\hat{Y}$
Rezistor s odporem R	R	G=1/R
Induktor s indukčností L	$j\omega L$	$\frac{1}{j\omega L}$
Kapacitor s kapacitou C	$\frac{1}{j\omega C}$	$j\omega C$

1) Na základě definic střední a efektivní hodnoty sinusového průběhu ověřte platnost vztahů:

$$U_s = \frac{2}{\pi} U_m \approx 0,637 \cdot U_m, U_{ef} = \frac{U_m}{\sqrt{2}} \approx 0,707 U_m$$

Definice

mají

tvar:

$$U_s = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} u(t) \cdot dt, U = U_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u(t)^2 dt}$$