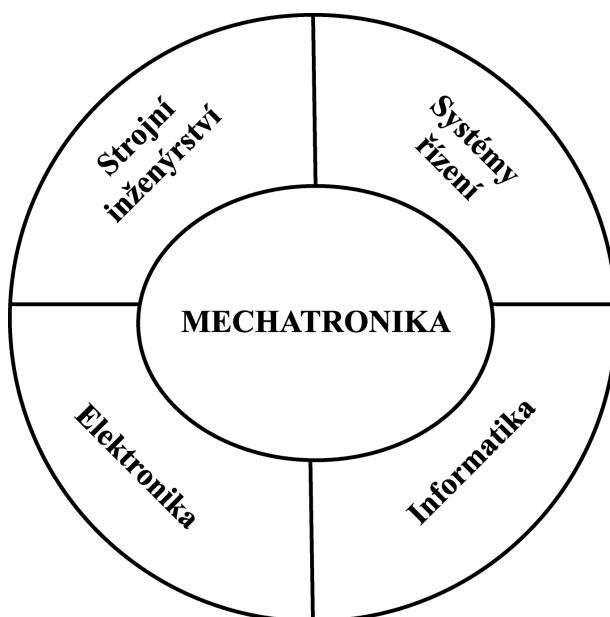


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
FAKULTA STROJNÍHO INŽENÝRSTVÍ
ÚSTAV MECHANIKY TĚLES

MECHATRONICKÉ SOUSTAVY

Doc. RNDr. Ing. Tomáš Březina, CSc,
Doc. Ing. Vladislav Singule, CSc
Prof. Ing. Ctirad Kratochvíl, DrSc
Ing. Jiří Krejsa, PhD
Ing. Pavel Houška



Obsah

1. Úvod
2. Fyzikální a matematické modelování dynamických systémů
3. Systémy řízení
4. Snímače pro řízení
5. Elektronika
6. Analogové, digitální a hybridní mechatronické systémy

1. MECHATRONIKA: ÚVOD

Mechatronika může být považována za souhrn idejí, metod a prostředků pro vytváření počítačově řízených a programovatelných mechanických soustav s nastavitelnými funkcemi, souvisejícími s energetickými a silovými interakcemi mechanických subsoustav s prostředím.

Parushev (1996)

Klíčovým prvkem mechatroniky je integrace všech těchto hledisek již během konstrukčního procesu.

MECHATRONIKA NENÍ JEN DALŠÍ MÓDNÍ SLOVO

- je to multioborová technologie
- je to konstrukční filosofie – integrovaný přístup k inženýrským konstrukcím
- pro mechatronické stroje a systémy je charakteristická zabudovaná inteligence. Stroje se stávají funkčními až s počítači
- Mechatronika je srdcem přesných výrobků od automobilů, letadel, moderních obráběcích strojů až po mikrovlnné trouby.

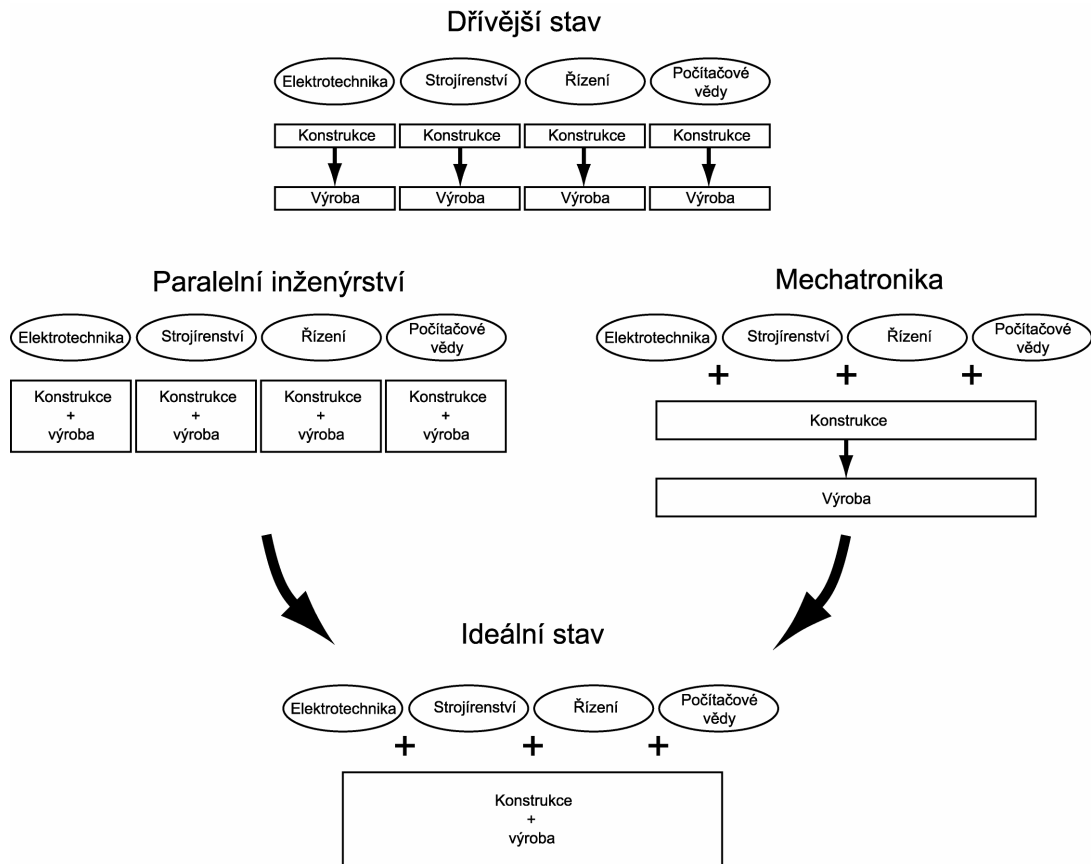
MECHATRONIKA NENÍ PARALELNÍ INŽENÝRSTVÍ

Paralelní inženýrství

Spojuje konstrukci a výrobu, ale inženýři pro elektrickou, mechanickou, řídicí a počítačovou část pracují odděleně, zpracovávají výrobek jednotlivě (tzv. vertikální integrace).

Mechatronika

Integrace inženýrských znalostí elektrotechnických, mechanických, řídicích a počítačových během návrhu a výroby (tzv. horizontální integrace).



MECHATRONIKA NENÍ ELEKTROMECHANIKA

Elektromechanika

Konstrukce hybných ústrojí: stejnosměrných motorů, střídavých motorů, elektromagnetů. Konstrukce generátorů. Řízení motorů: komutace stejnosměrných motorů, spouštění střídavých motorů, řízení mechanických veličin motorů.

Mechatronika

Synergická kombinace aktuátorů, senzorů, řídicích systémů a počítačů v procesu konstrukce.

MECHATRONIKA JE VÍCE NEŽ SYSTÉMY ŘÍZENÍ

Mechatronika čerpá z konceptu systémů řízení protože poskytují koherentní rámec pro analýzu systémů. Řízení je integrovanou součástí každé mechatronické konstrukce. Pro konstrukční řešení jsou ovšem řídicí struktury s otevřenou smyčkou stejně významné jako struktury s uzavřenou smyčkou.

VÝHODY MECHATRONIKY

Mechatronika spojuje novou generaci inteligentních komponent a systémů, které kombinuje do optimální kombinace dostupných technologií:

- kratší vývojový cyklus
- nižší cena
- zvýšená kvalita
- zvýšená spolehlivost
- zvýšený výkon

INŽENÝR MECHATRONIK

- Experti v multidisciplinárním oboru musí nabýt obecné znalosti různých technologií a musí být schopni vést celý konstrukční proces.
- Dále musí být schopni používat speciálních znalostí ostatních lidí a spojit technologie tak, aby byl daný problém vyřešen co nejlépe.
- Průmysl potřebuje inženýry-mechatroniky k rychlému vývoji inovovaných výrobků s dobrou kvalitou, vysokou výkonností a nízkou cenou.

2. FYZIKÁLNÍ A MATEMATICKÉ MODELOVÁNÍ DYNAMICKÝCH SYSTÉMŮ

- Fáze vyšetřování dynamiky technických objektů
- Fyzikální modelování: od reálné soustavy k fyzikálnímu modelu
- Pohybové rovnice: od fyzikálního modelu k matematickému modelu
- Analogie fyzikálních prostředků
- Linearizace
- Frekvenční charakteristiky systému
- Modely dynamických systémů nultého, prvního a druhého řádu

FÁZE VYŠETŘOVÁNÍ DYNAMIKY

I. fyzikální modelování

Specifikace soustavy která je předmětem zkoumání a představa jednoduchého fyzikálního modelu, jehož chování dostatečně přesně odpovídá chování reálné soustavy

II. pohybové rovnice

Odvození matematického modelu tak, aby odpovídal fyzikálnímu modelu, tj. napsání diferenciálních (nebo jiných – např. integro-diferenciálních, diferenčních) pohybových rovnic fyzikálního modelu.

III. Dynamické chování

Studie dynamického chování matematického modelu řešením pohybových rovnic.

IV. Konstrukční návrh

Provedení konstrukčních rozhodnutí, tj. výběr fyzikálních parametrů soustavy a/nebo rozšíření soustavy tak, aby vykazovala požadované chování.

Fyzikální model

Fyzikální model je abstraktní fyzikální systém, který odpovídá reálné soustavě v základních rysech, ale je jednodušší („ideálnější“) a je tak snáze přístupný analytickému zkoumání.

Inženýrský úsudek

Největším oříškem inženýrské analýzy je sofistikovanost volby aproximací na počátku řešení. Schopnost zvolit správné aproximace, které významně zjednoduší systém a přitom stále vedou na rychlé a dostatečně přesné predikce jeho chování, je vizitkou úspěšného inženýra. Tato schopnost zahrnuje zvláštní formu intuice zvané inženýrský úsudek.

APROXIMACE POUŽÍVANÉ VE FYZIKÁLNÍM MODELOVÁNÍ

Aproximace	Matematické zjednodušení
Zanedbání malých vlivů	Snížení počtu a složitosti diferenciálních rovnic
Předpoklad okolí nezávislého na pohybech soustavy	Snížení počtu a složitosti diferenciálních rovnic
Nahrazení rozložených (distribuovaných) charakteristik odpovídajícími soustředěnými (redukovanými) charakteristikami	Vede na obyčejné diferenciální rovnice (místo parciálních)
Předpoklad lineárních vztahů	Vede na lineární rovnice – umožňuje pro řešení použití principu superpozice
Předpoklad konstantních parametrů	Vede na konstantní koeficienty v diferenciálních rovnicích
Zanedbání neurčitosti a šumu	Vyhnete se statistickému zpracování

PŘÍKLADY APROXIMACÍ FYZIKÁLNÍHO MODELOVÁNÍ

Zanedbání malých vlivů

Malé vlivy jsou zanedbávány relativně vzhledem ke konkrétnímu řešenému problému. Při analýze pohybu letounu zřejmě nebudeme uvažovat účinek slunečního tlaku, magnetického pole země nebo gravitačního gradientu. Pokud tyto účinky zanedbáme při řešení pohybu vesmírného plavidla, dostaneme nepřesné výsledky.

Nezávislé prostředí

Při analýze vibrací panelu řidiče ve vozidle předpokládáme že pohyb vozidla je nezávislý na pohybu tohoto panelu.

Soustředěné (redukované) charakteristiky

U modelu se soustředěnými charakteristikami jsou závisle proměnné předpokládány konstantní v konečné prostorové oblasti, zatímco u modelů s rozloženými (distribuovanými) charakteristikami jsou parametry rozloženy spojitě v celé prostorové oblasti. Všimněte si že prvek v redukovaném modelu nemusí nutně odpovídat různým fyzikálním částem vlastní soustavy. Např. dlouhé elektrické vedení má rezistanci, indukanci a kapacitanci rozloženu podél vedení spojitě. Tyto spojitě charakteristiky jsou aproximovány v diskrétních bodech vedení redukovanými prvky.

Lineární vztahy

Pokud nejsou na hodnoty vstupů kladena žádná omezení, jsou téměř všechny charakteristiky fyzikálních prvků nebo soustav nelineární. Pokud jsou hodnoty vstupů omezeny na dostatečně malý rozsah, může být původní nelineární model systému nahrazen lineárním modelem, jehož odezva dobře aproximuje odezvu nelineárního modelu. Jakmile je lineární rovnice jednou vyřešena, je řešení obecné. Pro dílčí řešení lineárních rovnic platí princip superpozice (mohou být sečítána).

Konstantní parametry

Časově proměnné systémy jsou ty, jejichž charakteristiky se v čase mění. Za jistých podmínek mohou být fyzikální problémy zjednodušeny lineárním modelem s konstantními parametry.

Zanedbání neurčitosti a šumu

U soustavy neznáme (v různé míře) přesné hodnoty parametrů, měřené hodnoty a očekávané vstupy a poruchy. Poruchy obsahují náhodné vstupy zvané šum, které mohou ovlivnit chování soustavy. Často je možné tyto neurčitosti a šumy zanedbávat a pokračovat v řešení jako by všechny veličiny měly určité hodnoty, které jsou známy přesně.

Fyzikální model dynamického systému nejvíce odpovídající realitě vede na pohybové rovnice které jsou:

nelineární parciální diferenciální rovnice s časově a prostorově proměnnými veličinami. Tyto rovnice jsou ovšem v praxi až na výjimky neřešitelné.

Výše uvedené zjednodušující předpoklady vedou na fyzikální model dynamického systému který je méně realistický než původní model a jeho pohybové rovnice jsou:

obyčejné lineární diferenciální rovnice s konstantními koeficienty. Tyto rovnice jsou snáze řešitelné a běžně užívaná teorie řízení je založena na těchto typech diferenciálních rovnic.

Klíčem je inženýrský úsudek!

FÁZE II: POHYBOVÉ ROVNICE: OD FYZIKÁLNÍHO MODELU K MATEMATICKÉMU MODELU

Rovnice dynamické rovnováhy

Zápis rovnic dynamické rovnováhy pro popis rovnováhy – sil, momentů, průtoků, energie – která musí existovat v systému a jeho subsystémech.

Vztahy kompatibility

Zápis vztahů kompatibility systému pro popis toho, jak jsou vzájemně spjaty pohyby prvků systému vzhledem k tomu jak jsou tyto prvky provázány. Jedná se o vztahy mezi prvky nebo systémy.

PŘI ODVOZOVÁNÍ POHYBOVÝCH ROVNIC SE DÁLE POUŽÍVAJÍ:

Fyzikální veličiny

Výběr správných fyzikálních veličin (rychlost, napětí, tlak, atd.) k vyjádření okamžitého stavu systému a ve kterých bude studováno jeho chování.

Fyzikální zákony

Přírodní fyzikální zákony které splňují jednotlivé prvky systému, např.:

- vztah mezi silou a pohybem (mechanika)
- vztah mezi proudem a napětím (elektrotechnika)
- elektromechanický vztah mezi silou a magnetickým polem
- termodynamický vztah mezi teplotou, tlakem, vnitřní energií, atd.

Tyto vztahy se nazývají konstitutivní fyzikální vztahy, neboť ovlivňují pouze jednotlivé prvky nebo komponenty systému.

KLASIFIKACE FYZIKÁLNÍCH VELIČIN

Průtokové veličiny

Průtokové veličiny (jednobodové veličiny) vyjadřují míru přenosu něčeho prvkem, např.:

- elektrický proud rezistorem
- průtok kapaliny potrubím
- síla na pružině

Spádové veličiny

Spádové veličiny (dvoubodové veličiny) vyjadřují míru změny stavu mezi dvěma konci prvku, např.:

- pokles odporu na rezistoru
- pokles tlaku mezi konci potrubí
- změnu rychlosti mezi konci tlumiče

Vztahy rovnováhy jsou vždy vztahy mezi průtokovými veličinami, např.

- Kirchhoffův zákon pro proud (v elektrickém uzlu)
- spojitost proudění
- rovnováha sil v bodě

Vztahy kompatibility jsou vždy vztahy mezi spádovými veličinami, např.

- Kirchhoffův zákon pro napětí v obvodu
- celkový pokles tlaku v hydraulickém systému
- geometrická kompatibility v mechanickém systému

Fyzikálními vztahy jsou vztahy mezi průtokovými a spádovými veličinami v každém fyzikálním prvku, např.

- $F = kx$ pro pružinu
- $i = \frac{u}{R}$ pro rezistor

DALŠÍ POZNÁMKY:

System musí být definován ještě předtím, než jsou napsány rovnice rovnováhy. Pokud nejsou fyzikální limity systému jasně specifikovány, jsou rovnice rovnováhy vždy nesmyslné.

Fyzikální fenomenologické vztahy jsou čistě empirické, např:

- vztah mezi silou a výchylkou v pružině
- vztah mezi proudem a napětím v rezistoru

Tyto nejsou odvozeny ze základních zákonů, jsou to empirické vztahy zjištěné při experimentu.

SHRNUTÍ: ÚVAHY PŘI ODVOZOVÁNÍ POHYBOVÝCH ROVNIC:

- Definice průtokových a spádových veličin
- Rovnice rovnováhy nebo kompatibility
- Fyzikální vztahy pro jednotlivé prvky

POHYBOVÉ ROVNICE MECHANICKÝCH SOUSTAV

Geometrie

- Zobrazení systému v libovolné konfiguraci (s ohledem na referenční konfiguraci)
- Definice os souřadnicového systému a jejich orientace
- Záznam geometrických identit
- Záznam vztahů plynoucích z geometrických omezení
- Pokud je to vhodné, zápis vztahů kompatibility systému

Silová rovnováha

(a) Zápis rovnic rovnováhy sil (momentů)

- Nákres silového obrazce
- Zápis rovnic rovnováhy všech sil (momentů), působících na uvolněné těleso

nebo

(b) Zápis rovnic rovnováhy energie

- Definice obálky systému
- Uplatnění zachování energie v systému

Fyzikální vztahy síla-geometrie

- Zápis těchto vztahů pro jednotlivé prvky

POHYBOVÉ ROVNICE ELEKTRICKÝCH SOUSTAV

Obvodové veličiny

- Definice veličin: napětí a proudy
- Záznam identit
- Záznam omezení vynucených zdrojů

Rovnovážný stav

- Aplikace I. Kirchhoffova zákona pro proudy (analýza uzlů)

nebo

Kompatibilita

- Aplikace II. Kirchhoffova zákona pro napětí (analýza smyček)

Fyzikální vztahy napětí-proud

- Zápis pro jednotlivé prvky

ELEKTROMECHANICKÉ SOUSTAVY

- (1) Veličiny a geometrie
- (2) Kirchhoffovy zákony a rovnováha sil
- (3) Fyzikální vztahy
 - napětí-proud
 - síla-geometrie
 - elektromechanické

TERMODYNAMICKÉ SOUSTAVY

- (1) Veličiny
- (2) Rovnováha
 - Definice systému
 - Zápis rovnováhy vedení tepla nebo kompatibility rozložení teploty
- (3) Fyzikální vztahy teplo-teplota

HYDRAULICKÉ SOUSTAVY

- (1) Veličiny a geometrie
- (2) Rovnováha
 - Definice uzavřeného nebo otevřeného systému
 - Spojitost, síla a moment, energie
- (3) Fyzikální vztahy

PŘÍKLAD FYZIKÁLNÍHO A MATEMATICKÉHO MODELOVÁNÍ

Elektrodynamický vibrátor

Tento typ zařízení s pohyblivou cívkou mění řídicí elektrický signál na mechanickou sílu a/nebo pohyb a je široce používán, např. vibrátory, reproduktory, lineární motory pro nastavení hlaviček u počítačových disků, vysoce rychlostní galvanometry pro oscilografy a optické zrcadlové scannery.

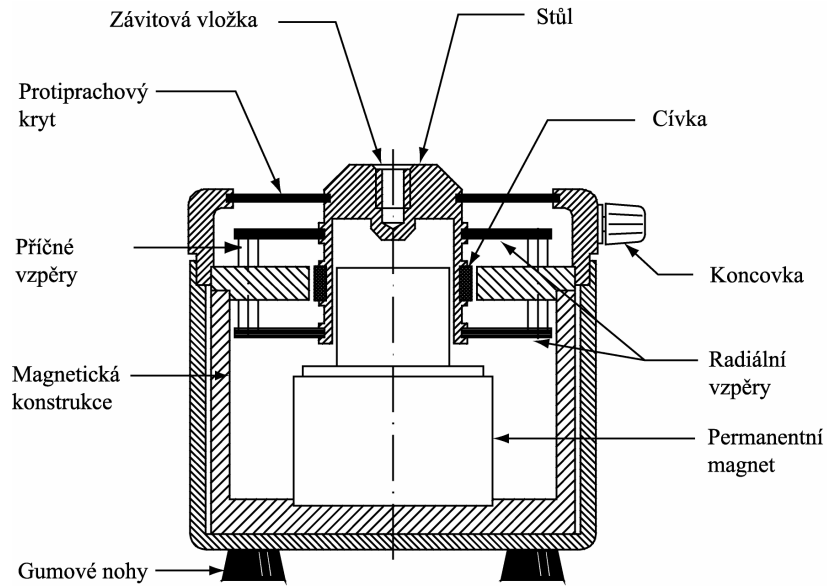
Ve všech těchto případech je cívka umístěna ve stálém magnetickém poli vytvářeném permanentními magnety u malých zařízení a elektricky buzenými elektromagnety u velkých zařízení.

V každé konfiguraci lze pozorovat dva elektromechanické efekty:

- Motorický efekt: Průchod proudu cívkou způsobuje elektromagnetickou sílu, která je úměrná proudu.
- Generátorický efekt: Pohyb cívky v magnetickém poli způsobuje indukci napětí v cívce, které je úměrné rychlosti.

Elektrodynamický vibrátor: reálná soustava

Síla se pohybuje pro různé varianty od 20 do 150000 N, při použití permanentních magnetů přibližně 250 N.



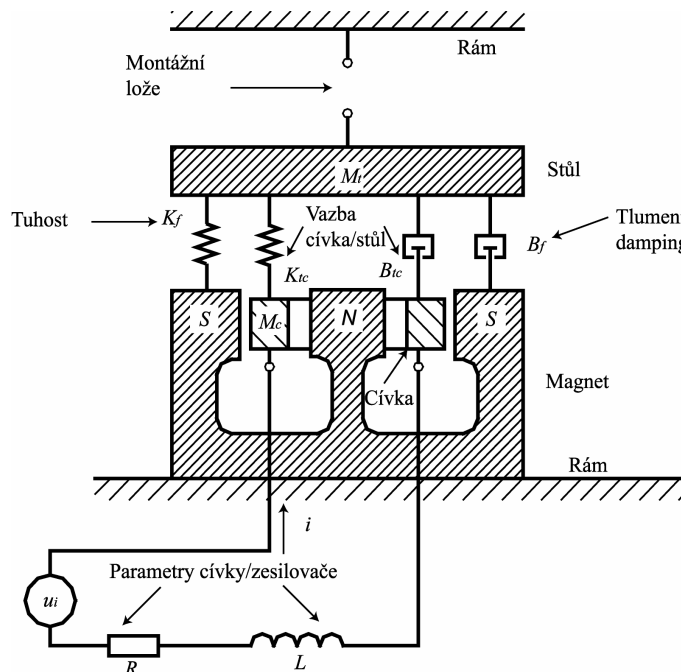
Elektrodynamický vibrátor: fyzikální model

Tuhost K_f patří záměrně měkké pružině (která je ovšem tuhá v radiálním směru) Tato pružina slouží jako vodič axiálního pohybu cívky a stolu.

Tlumení B_f je většinou záměrně velmi silné, a je získáno vrstvenou konstrukcí pružiny, použitím vrstev kovu, elastomeru, plastu, atd.

Připojení cívky ke stolu vibrátoru by mělo být ideálně tuhé, takže magnetická síla by přímo působila na mechanickou zátěž. Proto tuhost K_{tc} (obecně velké) a B_{tc} (malé) představují spíše parazitní efekty než žádoucí prvky pružina/tlumič.

R a L jsou celkový odpor a indukčnost obvodu, včetně parametrů cívky vibrátoru a zesilovače výstupního obvodu.



Elektrodynamický vibrátor: Matematický model

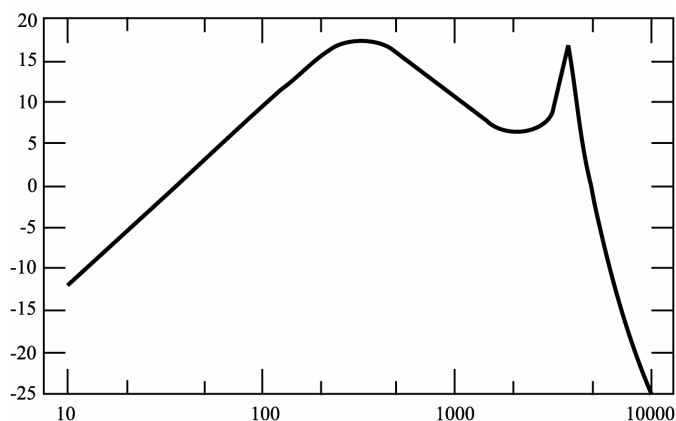
Matematický model získáme aplikací Newtonových zákonů na stůl a těleso cívky a aplikací Kirchhoffova zákona pro napětí na elektrický obvod. Vstupem systému je výstupní napětí u_i elektronického zesilovače, který řídí pohyb vibrátoru, a výstupem jsou proud v obvodu i a výchylky stolu a cívky x_t a x_c .

$$-K_f x_t - B_f \dot{x}_t - K_{tc} (x_t - x_c) - B_{tc} (\dot{x}_t - \dot{x}_c) = M_t \ddot{x}_t$$

$$K_{tc} (x_t - x_c) + B_{tc} (\dot{x}_t - \dot{x}_c) + K_{f/i} i = M_c \ddot{x}_c$$

$$-u_i + iR + L \frac{di}{dt} + K_{e/\dot{x}_c} \dot{x}_c = 0$$

Z těchto rovnic a obvyklých hodnot některých parametrů od výrobce a odhadů těch parametrů, které nejsou přímo udávány je zobrazena vypočtená frekvenční odezva \ddot{x}_t / u_i . Tento model přesně předpovídá tvar naměřené odezvy.



ANALOGIE MEZI JEDNODUCHÝMI FYZIKÁLNÍMI SYSTÉMY

Analogie: systém prvního řádu

Zobecněná rovnice pro systémy prvního řádu:

$$A\dot{\theta} + B\theta = T$$

kde

θ - zobecněná výstupní veličina

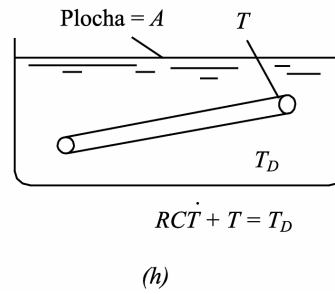
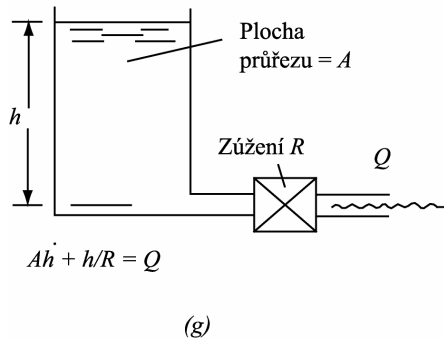
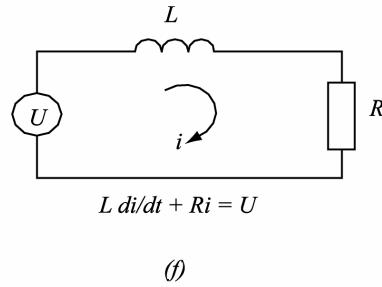
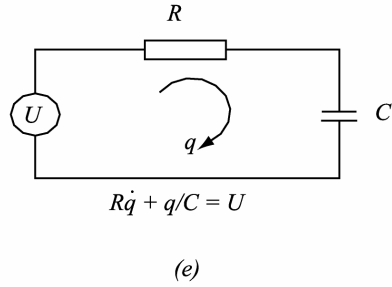
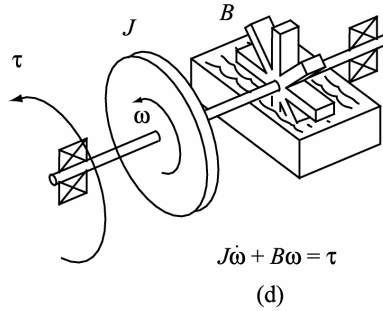
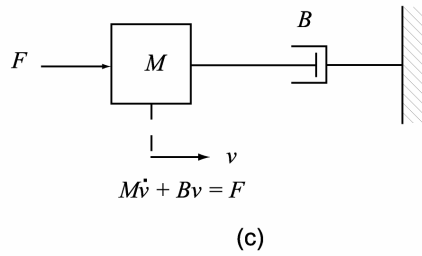
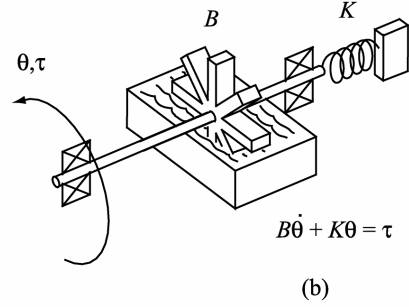
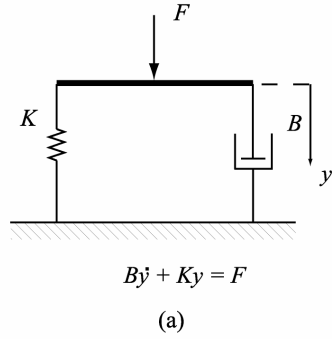
T - zobecněná vstupní veličina

A, B - konstantní koeficienty

Příklady systémů prvního řádu:

- translační výchylka
- úhlová výchylka
- translační rychlost
- úhlová rychlost
- elektrický náboj

- f) elektrický proud
- g) proudění tekutiny přes škrťací ventil
- h) kalení v nekonečně velké vaně



Analogie: systém druhého řádu

Zobecněná rovnice pro systémy druhého řádu:

$$A\ddot{\theta} + B\dot{\theta} + C\theta = T$$

kde

θ - zobecněná výstupní veličina

T - zobecněná vstupní veličina

A, B, C - konstantní koeficienty

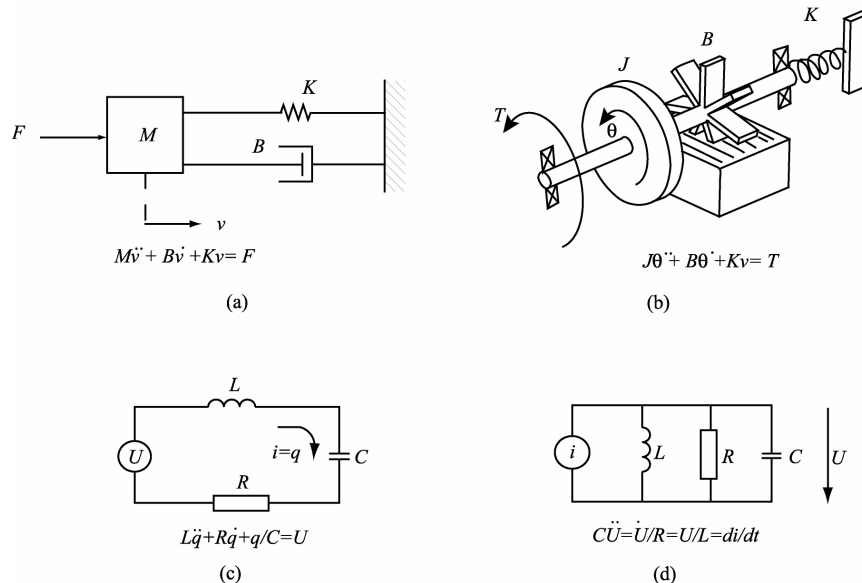
Příklady systémů druhého řádu:

(a) kmitající systém

(b) rotující systém

(c) sériový RLC obvod

(d) paralelní RLC obvod



LINEARIZACE

Mnoho reálných nelinearit obsahuje hladkou křivkovou závislost mezi nezávislou proměnnou x a závislou proměnnou y : $y = f(x)$. Lineární aproximací takové křivky, přesné v okolí vybraného pracovního bodu x_0 , je tečna ke křivce v tomto bodě. Vhodná aproximace je dána prvními dvěma členy Taylorovy řady funkce $f(x)$:

$$y = f(x_0) + \left. \frac{df}{dx} \right|_{x=x_0} (x - x_0) + \left. \frac{d^2 f}{dx^2} \right|_{x=x_0} \frac{(x - x_0)^2}{2!} + \dots$$

$$y \approx f(x_0) + \left. \frac{df}{dx} \right|_{x=x_0} (x - x_0)$$

Například v systémech řízení hladiny kapaliny existuje (v případě že nádrž není prismatická) nelineární vztah objem/výška, jehož důsledkem je nelineární diferenciální rovnice. Pro kónickou nádrž výšky H a horní poloměr R dostaneme:

$$V = \frac{\pi R^2}{3H^2} h^3$$

$$V \approx \frac{\pi R^2 h_0^3}{3H^2} + \frac{\pi R^2 h_0^2}{H^2} (h - h_0)$$

Často je závislá proměnná y nelineární funkcí několika nezávislých proměnných x_1, x_2, x_3, \dots , atd. podle vztahu: $y = f(x_1, x_2, x_3, \dots)$.

Tento vztah můžeme opět linearizovat použitím Taylorovy řady funkce více proměnných:

$$y \approx f(x_{1_0}, x_{2_0}, x_{3_0}) + \left. \frac{\partial f}{\partial x_1} \right|_{x_{1_0}, x_{2_0}, x_{3_0}, \dots} (x_1 - x_{1_0}) + \left. \frac{\partial f}{\partial x_2} \right|_{x_{1_0}, x_{2_0}, x_{3_0}, \dots} (x_2 - x_{2_0}) + \left. \frac{\partial f}{\partial x_3} \right|_{x_{1_0}, x_{2_0}, x_{3_0}, \dots} (x_3 - x_{3_0}) + \dots$$

Například v soustavě píst/válec, kde hmotnost, teplota a objem plynu se stále mění, je tlak p

$$\text{určen vztahem } p = \frac{RTM}{V}$$

Lineární aproximace potom bude:

$$p \approx \frac{RT_0 M_0}{V_0} + \frac{RM_0}{V_0} (T - T_0) + \frac{RT_0}{V_0} (M - M_0) - \frac{RT_0 M_0}{V_0^2} (V - V_0)$$

FREKVENČNÍ CHARAKTERISTIKY SYSTÉMU

Mějme systém popsaný obyčejnou lineární diferenciální rovnicí s konstantními koeficienty:

$$a_n \frac{d^n q_o}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} q_o}{dt^{n-1}} + \dots + a_1 \frac{dq_o}{dt} = \dots, \text{ kde}$$

$$b_m \frac{d^m q_i}{dt^m} + b_{m-1} \frac{d^{m-1} q_i}{dt^{m-1}} + \dots + b_1 \frac{dq_i}{dt} + b_0 q_i$$

q_o = výstupní veličina fyzikálního systému

q_i = vstupní veličina fyzikálního systému

a_n, b_m = fyzikální parametry systému

$$q_i = q_{i0} \sin(\omega t) \quad \text{ustálený vstup systému}$$

$$q_o = q_{o0} \sin(\omega t + \varphi) \quad \text{ustálený výstup systému}$$

Jak zesílení M , např. q_{o0} / q_{i0} , tak i fázový úhel φ se mění s frekvencí ω .

Laplaceova přenosová funkce $\rightarrow s = j\omega \rightarrow$ Sinusová přenosová funkce \rightarrow frekvenční charakteristiky

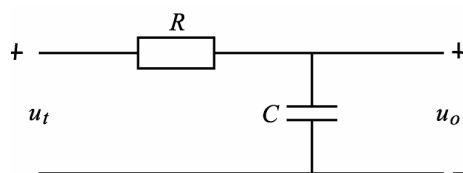
Příklad získání frekvenčních charakteristik: systém prvního řádu

Frekvenční přenos

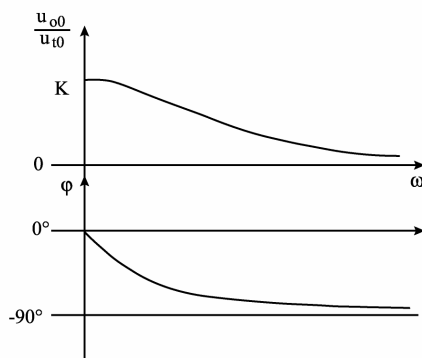
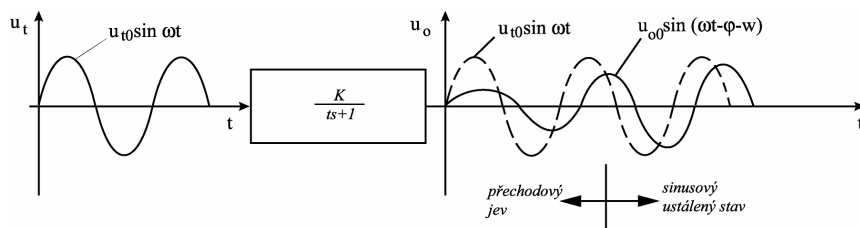
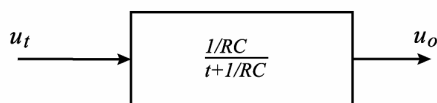
$$\frac{U_o(s)}{U_i(s)} = \frac{K}{ts+1}$$

$$\frac{U_o(j\omega)}{U_i(j\omega)} = \frac{K}{j\omega t + 1} = \frac{K \angle 0^\circ}{\sqrt{(\omega t)^2 + 1^2} \angle \tan^{-1} \omega t}$$

$$= \frac{K}{\sqrt{(\omega t)^2 + 1^2}} \angle -\tan^{-1} \omega t = M \angle \varphi$$



$$\frac{U_o(s)}{U_i(s)} = \frac{1/RC}{t+1/RC}$$



MODELY DYNAMICKÝCH SYSTÉMŮ NULTÉHO, PRVNÍHO A DRUHÉHO ŘÁDU

Lineární obyčejná diferenciální rovnice s konstantními koeficienty:

$$a_n \frac{d^n q_o}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} q_o}{dt^{n-1}} + \dots + a_1 \frac{dq_o}{dt} =$$

$$b_m \frac{d^m q_i}{dt^m} + b_{m-1} \frac{d^{m-1} q_i}{dt^{m-1}} + \dots + b_1 \frac{dq_i}{dt} + b_0 q_i$$

, kde

q_o = výstupní veličina fyzikálního systému

q_i = vstupní veličina fyzikálního systému

a_n, b_m = fyzikální parametry systému

Model dynamického systému nultého řádu

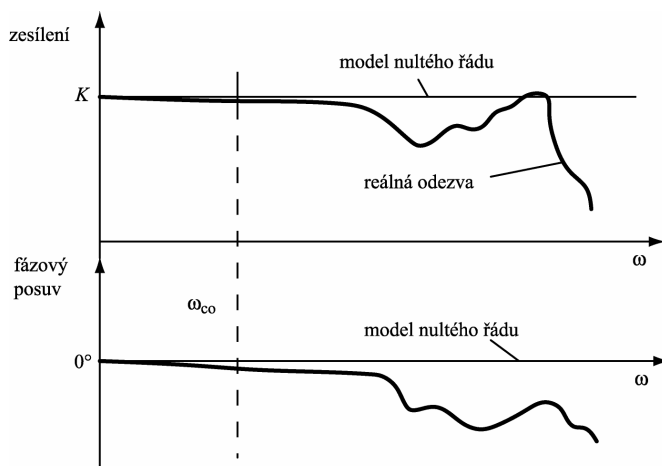
$$a_0 q_o = b_0 q_i$$

Model dynamického systému prvního řádu

$$a_1 \frac{dq_o}{dt} + a_0 q_o = b_1 \frac{dq_i}{dt} + b_0 q_i$$

Model dynamického systému druhého řádu

$$a_2 \frac{d^2 q_o}{dt^2} + a_1 \frac{dq_o}{dt} + a_0 q_o = b_2 \frac{d^2 q_i}{dt^2} + b_1 \frac{dq_i}{dt} + b_0 q_i$$

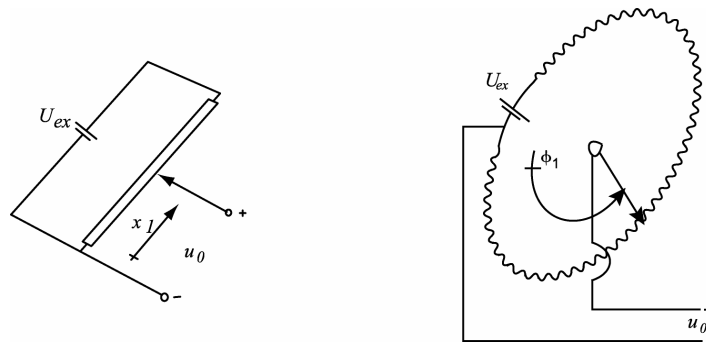


Ověření modelu dynamického systému nultého řádu

Příklady modelů dynamických systémů nultého řádu

Posuvné a otočné potenciometry:

Potenciometr je u řídicích systémů často používán jako referenční vstupní prvek řídicí veličiny nebo jako senzor řízené veličiny. Model nultého řádu je dostačující, protože napětí u_p sleduje pohyb ϕ_i nebo x_i téměř okamžitě, neboť parazitní indukčnost a kapacita obvodu jsou velmi malé.

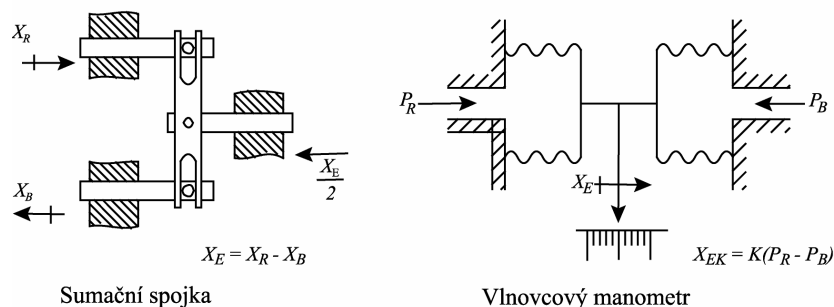
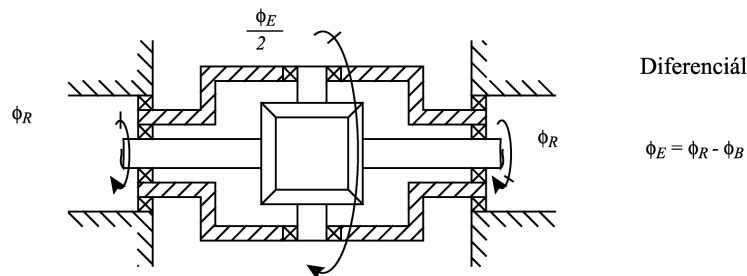


Příklady modelů dynamických systémů nultého řádu

Zařízení, která v řídicích systémech porovnávají referenční vstup R se zpětnovazebním signálem B , jsou obvykle považována za členy nultého řádu.

Ozubený diferenciál a sumační spojka jsou při zanedbání elasticity přirozeně nultého řádu, neboť vstupy jsou pohyby (nikoliv síly), a proto je výstupní pohyb kinematically (nikoliv dynamicky) vázán na vstupy.

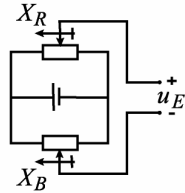
U vlnovcového manometru, často používaného v řízení pneumatických soustav pro porovnání tlaků, se P_R a P_B často mění velmi zvolna a setrvačné vlivy jsou tedy nepodstatné. Pokud je nepodstatné i tření, zůstávají pouze elastické účinky, které udávají vztah nultého řádu mezi X_E a $(P_R - P_B)$.



Příklady modelů dynamických systémů nultého řádu

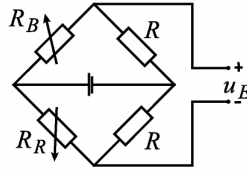
Potenciometrický můstek a Wheatstoneův můstek mají nepodstatné kapacitní a indukční vlivy, v zásadě jsou to odporová zařízení a lze je tedy modelovat pomocí soustavy nultého řádu.

Analýza sumačního zesilovače vyžaduje obvyklé předpoklady pro operační zesilovač: proud do operačního zesilovače je nulový, napětí sumačního bodu je nulové, operační zesilovač má okamžitou odezvu. I když není odezva okamžitá, je obvykle dynamika operačního zesilovače nepodstatná u systémů, které nejsou pouze elektronické a model nultého řádu je tak platný.



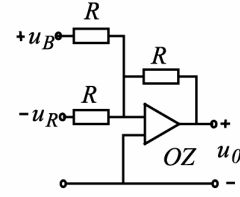
$$u_E = K(X_R - X_B)$$

Potenciometrický můstek



$$u_E = K(R_R - R_B)$$

Wheatstoneův můstek

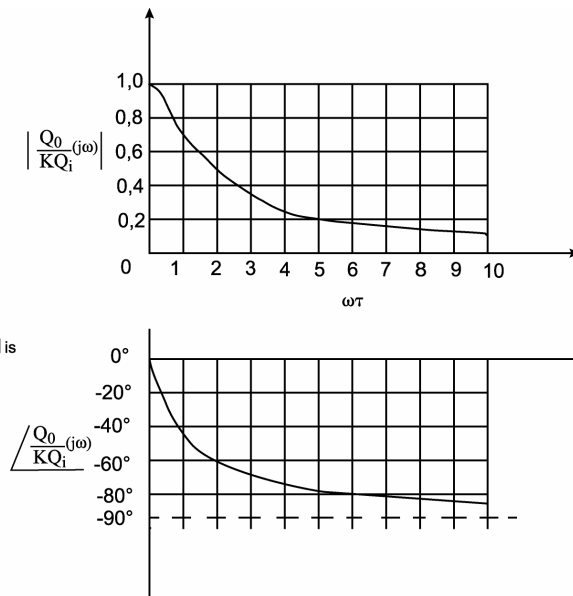
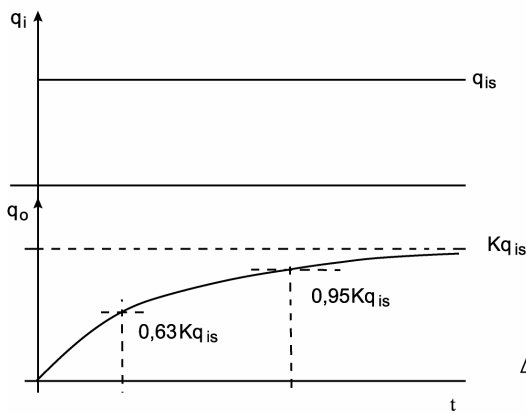


$$u_0 = u_R - u_B$$

Sumační zesilovač

Model dynamického systému prvního řádu Odezva na skok a frekvenční charakteristiky

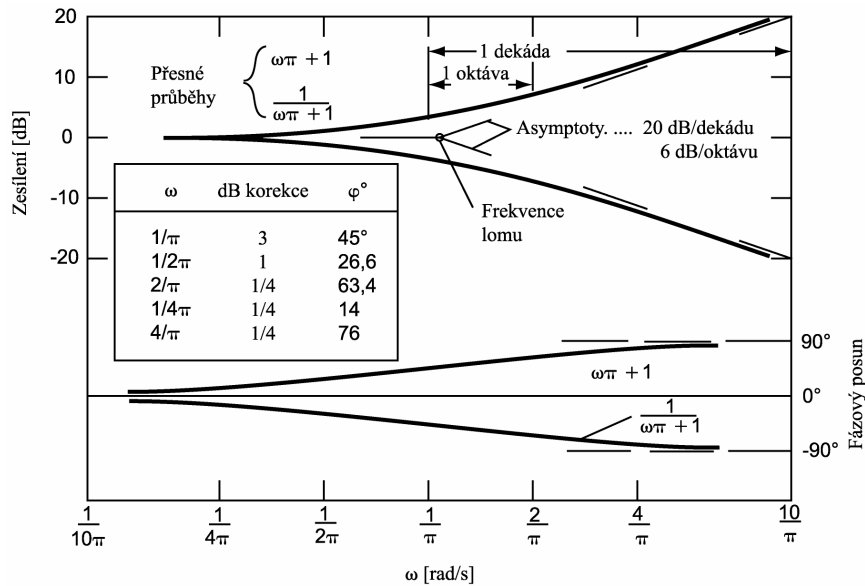
$$\tau \frac{dq_0}{dt} + q_0 = Kq_i$$



$$q_0 = Kq_{is} (1 - e^{-t/\tau})$$

$$\frac{Q_0}{Q_i}(s) = \frac{K}{\tau s + 1}$$

$$\frac{Q_0}{Q_i}(j\omega) = \frac{K}{\sqrt{(\omega\tau)^2 + 1}} \angle -\tan^{-1} \omega\tau$$



Amplitudová a frekvenční charakteristika v logaritmických souřadnicích (Bodeho diagram) systému prvního řádu

Výhody logaritmického zobrazení frekvenčních charakteristik

Logaritmické zobrazení frekvenčních charakteristik je aplikovatelné na lineární dynamické systémy obecně a má následující výhody:

- Je možné ho snadno zkonstruovat ručně.
- Lze zobrazit široký rozsah zesílení a frekvencí.
- Zesílení vykazuje asymptoticky přímé oblasti s určitým sklonem. To je užitečné při určování typu modelu z experimentálních dat.
- Složitě přenosové funkce lze jednoduše znázornit a pochopit jako grafické součty jednoduchých (nulového, prvního, druhého řádu) základních členů, neboť použití logaritmů mění násobení na sčítání.

Dynamické systémy prvního řádu: několik poznámek

Šířka pásma u systémů s dolní propustí (řídící systémy jsou v zásadě systémy s dolní propustí) je definována jako frekvence při které klesne amplituda na 0.707- násobek (-3dB) vůči hodnotě při nulové nebo nízké frekvenci.

Pro systémy prvního řádu je šířka pásma rovna velikosti pólu $1/\tau$, což je převrácená hodnota časové konstanty systému τ .

Čím větší (menší) je šířka pásma, tím rychlejší (pomalejší) je odezva na skok.

Šířka pásma je přímým měřítkem citlivosti systému na šum. Je to také indikátor rychlosti odezvy systému. Reciprokový vztah mezi šířkou pásma a rychlostí odezvy platí přibližně také pro systémy vyšších řádů. Zde je ukázán konstrukční kompromis nutný ke splnění protichůdných požadavků. Velmi rychlý systém vyžaduje velkou šířku pásma. To znamená,

že systém bude citlivý na vysokofrekvenční šum a pokud nebudou do příslušných bodů systému zavedeny přidavné filtry, může šum způsobit zničení systému.

Doba náběhu $T_r = (2.2)\tau$ je měřítkem počáteční rychlosti odezvy v časové oblasti a je definována jako doba, za kterou se odezva na skok změní z 10 % na 90 % konečné nebo ustálené hodnoty.

Zpoždění $T_d = (0.96)\tau$ je definováno jako doba po kterou dosáhne odezva na skok 50 % konečné hodnoty.

Příklady modelů dynamických systémů prvního řádu

Modely prvního řádu se používají pro mnoho senzorů, řídicích členů, aktuátorů a procesů. Elektrické teplotní senzory, jako termočlánky, odporové teploměry a termistory mohou (pokud nejsou uzavřeny v ochranných komorách) být modelovány s jedinou tepelnou kapacitou a odporem.

T_s	teplota senzoru
T_f	teplota tekutiny
$\tau = R_t C_t$	tepelná časová konstanta
q	měrný tepelný tok
R_t	tepelný odpor
C_t	tepelná kapacita

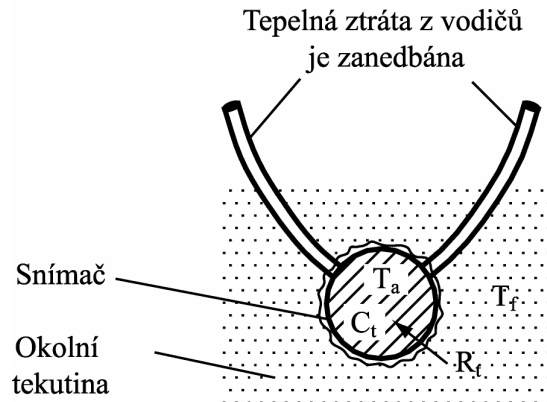
Zákon zachování energie dává:

$$C_t \dot{T}_s = q_{vst} - q_{výst}$$

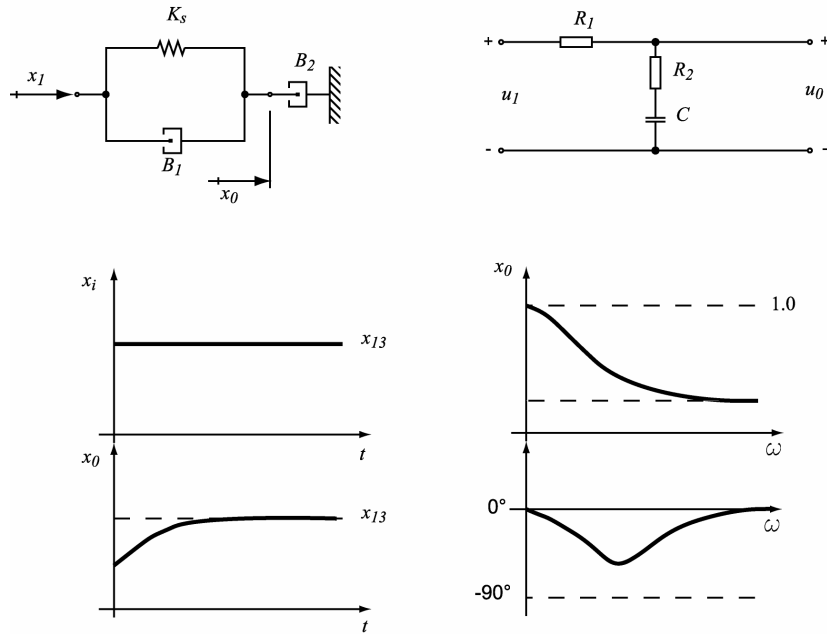
$$R_t q_{vst} = T_f - T_s$$

$$q_{výst} = 0$$

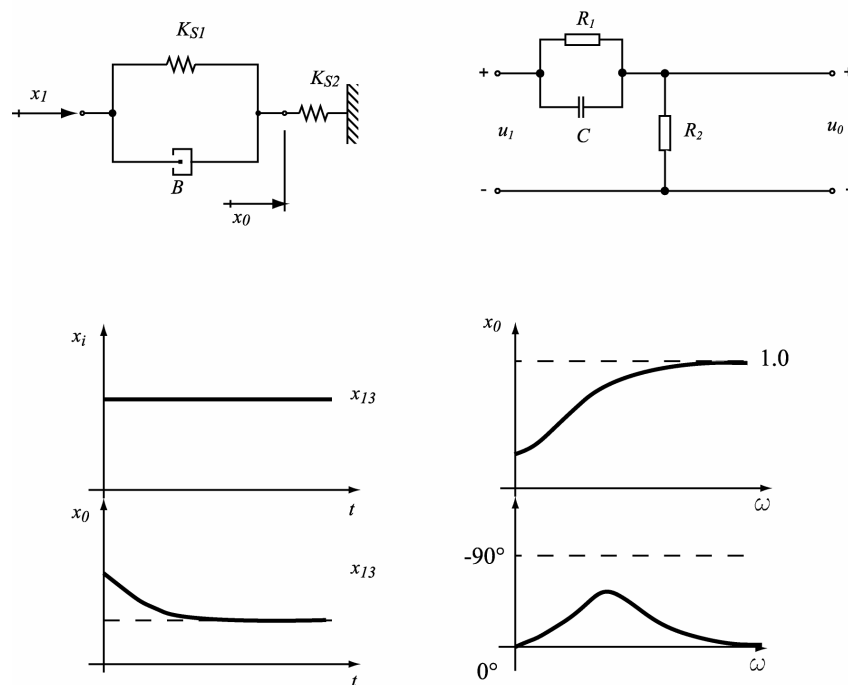
$$\tau \dot{T}_s + T_s = T_f$$



Vzhledem k tomu, že elektrická odezva (napětí v termočláncích, odpor u odporových teploměrů a termistorů) sleduje T_s okamžitě, dává tepelná časová konstanta $\tau = R_t C_t$ úplnou dynamiku takového systému.

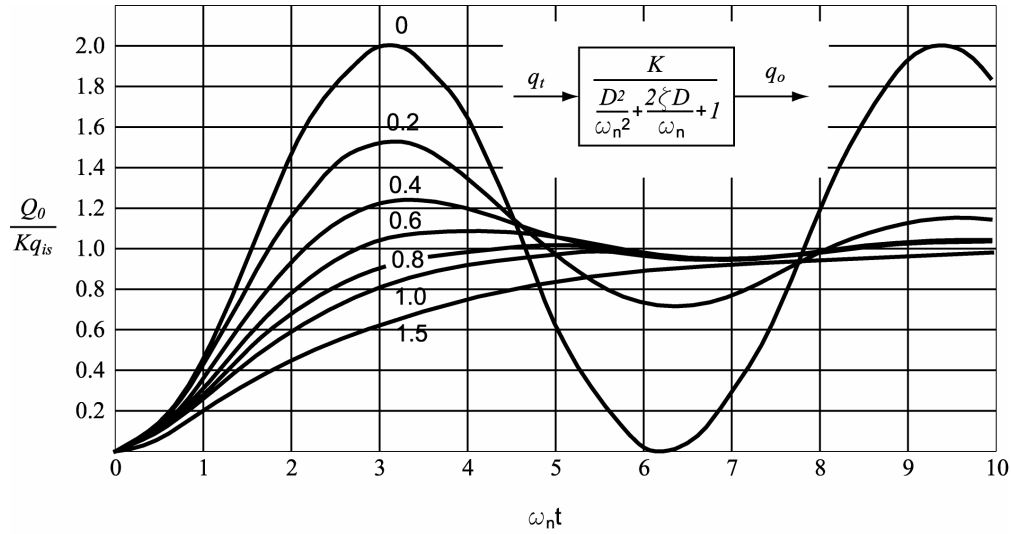


Odezva na skok a frekvenční charakteristiky mechanických a elektrických korekčních členů se zpožděním



Odezva na skok a frekvenční charakteristiky mechanických a elektrických korekčních členů s předstihem

Odezva na skok systému druhého řádu



$$\frac{1}{\omega_n^2} \frac{d^2 q_0}{dt^2} + \frac{2\zeta}{\omega_n} \frac{dq_0}{dt} + q_0 = Kq_i$$

$$q_0 = Kq_{is} \left[1 - \frac{1}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta t} \sin\left(\omega_n \sqrt{1-\zeta^2} t + \sin^{-1} \sqrt{1-\zeta^2}\right) \right] \quad \zeta < 1$$

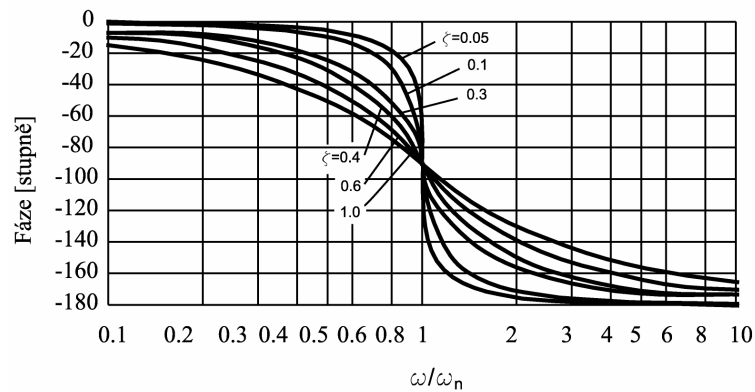
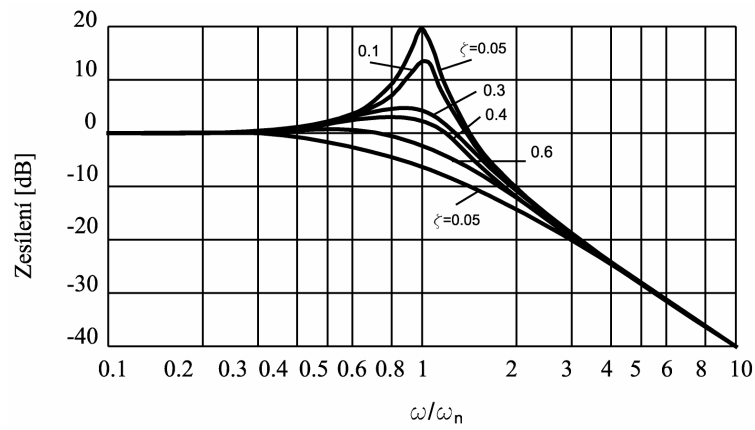
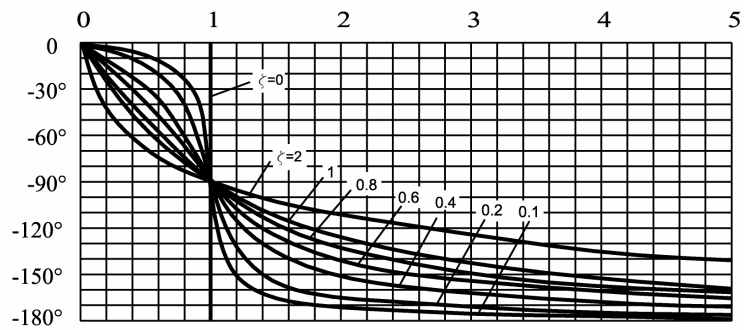
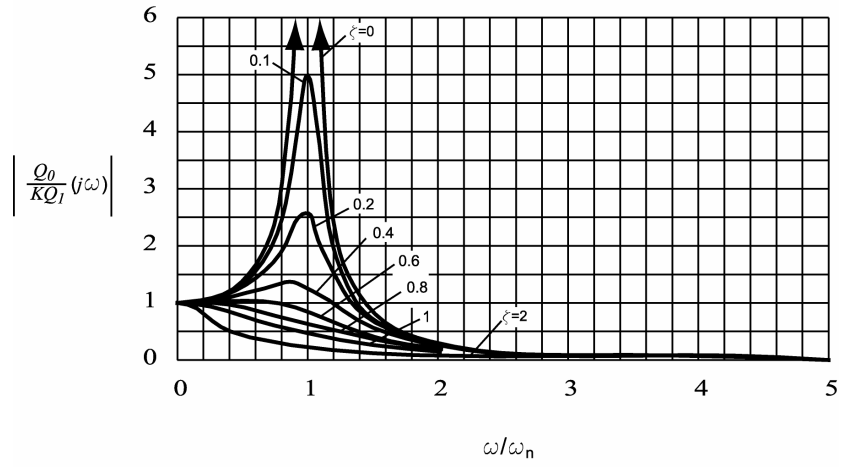
$$q_0 = Kq_{is} \left[1 - \frac{\zeta + \sqrt{\zeta^2 - 1}}{2\sqrt{\zeta^2 - 1}} e^{(-\zeta + \sqrt{\zeta^2 - 1})t} + \frac{\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1}}{2\sqrt{\zeta^2 - 1}} e^{(-\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1})t} \right] \quad \zeta > 1$$

$$q_0 = Kq_{is} \left[1 - (1 + \omega_n t) e^{-\zeta t} \right] \quad \zeta = 1$$

Frekvenční charakteristiky systému druhého řádu

$$\frac{Q_0(s)}{Q_i(s)} = \frac{K}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2\zeta s}{\omega_n} + 1}$$

$$\frac{Q_0(s)}{Q_i(s)} = \frac{K}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2\right]^2 + \frac{4\zeta^2 \omega^2}{\omega_n^2}}} \angle \tan^{-1} \frac{2\zeta}{(\omega/\omega_n) - (\omega_n/\omega)}$$



Dynamické systémy druhého řádu: několik poznámek

Pokud fyzikální systém vykazuje oscilační chování, nemůže model prvního řádu (ani kaskáda několika modelů prvního řádu) poskytnout požadovanou odezvu. Nejjednodušší systém který takovou schopnost má, je model dynamického systému druhého řádu.

Tento systém je velmi důležitý při návrhu řízení. Dané specifikace systému často předpokládají systém druhého řádu. Pro systémy vyšších řádů můžeme často použít techniku dominantních pólů pro aproximaci systému přenosovou funkcí druhého řádu.

Kmitání je řízeno poměrným útlumem ζ : Pro oscilační chování je vyžadováno $\zeta < 1$. Příklad bez tlumení ($\zeta = 0$) není fyzikálně realizovatelný (úplná absence ztrát energie), ale dává nám matematicky ustálené kmitání s frekvencí netlumených kmitů ω_n . Všimněte si že tlumené systémy kmitají vlastní frekvencí tlumených kmitů $\omega_d = \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}$ a nikoliv frekvencí ω_n . Při návrhu hardware se často používá optimální hodnota $\zeta = 0.64$, která dává maximální rychlost odezvy bez nadměrných oscilací.

Vlastní frekvence ω_n netlumených kmitů je rozhodujícím faktorem v rychlosti odezvy. Rychlost odezvy je pro danou hodnotu ζ přímo úměrná ω_n . Proto pokud jsou v návrhu systému použity zpětnovazební smyčky, jsou požadovány vysoké hodnoty ω_n , které umožňují použití větších zesílení smyčky při zachování stability.

Ve frekvenčních charakteristikách se objevuje rezonanční vrchol pro $\zeta < 0.707$. Frekvence vrcholu je $\omega_p = \omega_n \sqrt{1 - 2\zeta^2}$. Zesílení pro vrchol je rovno $K / 2\zeta \sqrt{1 - \zeta^2}$, což závisí pouze na ζ .

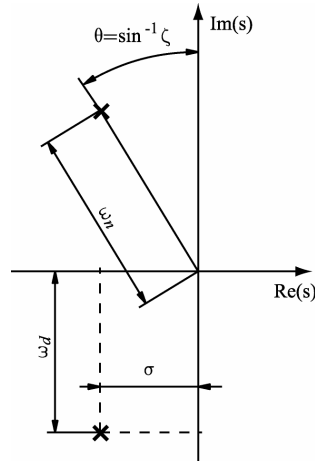
Přenosová funkce pro systémy druhého řádu (v Laplaceově transformaci) může být napsána jako:

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$$

Póly této přenosové funkce v s -rovině jsou zobrazeny v diagramu a jsou dány:

$$s_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}$$

a dále $\sigma = \zeta\omega_n$



Šířka pásma nebo frekvence řezu amplitudové frekvenční charakteristiky (pokles o 3dB oproti $\omega = 0$) pro systém druhého řádu je dána:

$$\omega_{pc} = \omega_n \left[1 - 2\zeta^2 + (2 - 4\zeta^2 + 4\zeta^4)^{1/2} \right]^{1/2}.$$

Tím, jak se ζ mění od 0 do 1, se mění šířka pásma od $1.55\omega_n$ do $0.64\omega_n$. Pro hodnotu $\zeta = 0.707$ je potom rovna ω_n . U většiny návrhů předpokládáme že může být šířka pásma systému druhého řádu aproximována ω_n .

Odezva na jednotkový skok je pro obecný systém druhého řádu:

$$Y(s) = \frac{1}{s} G(s) = \frac{1}{s} \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} = \frac{1}{s} - \frac{s + 2\zeta\omega_n}{(s + \zeta\omega_n)^2 + \omega_n^2(1 - \zeta^2)}$$

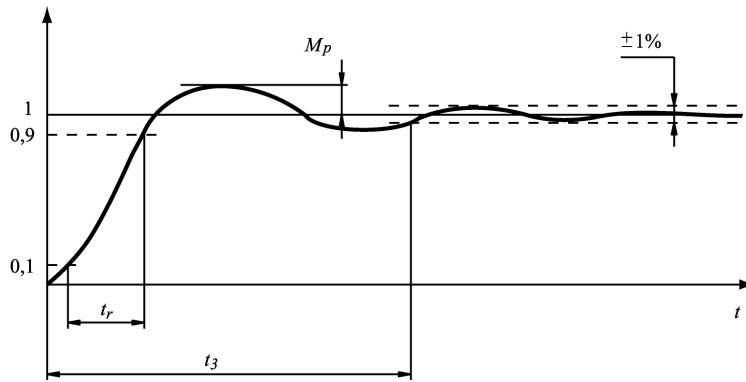
To určuje odezvu na jednotkový skok v časové oblasti, tedy pro $y(t)$:

$$y(t) = 1 - e^{-\sigma t} \left(\cos \omega_d t + \frac{\sigma}{\omega_d} \sin \omega_d t \right)$$

Doba náběhu: $t_r \approx \frac{1.8}{\omega_n}$

Doba ustálení: $t_s \approx \frac{4.6}{\sigma} = e^{-\zeta \sqrt{1-\zeta^2}}$ $0 \leq \zeta < 1$

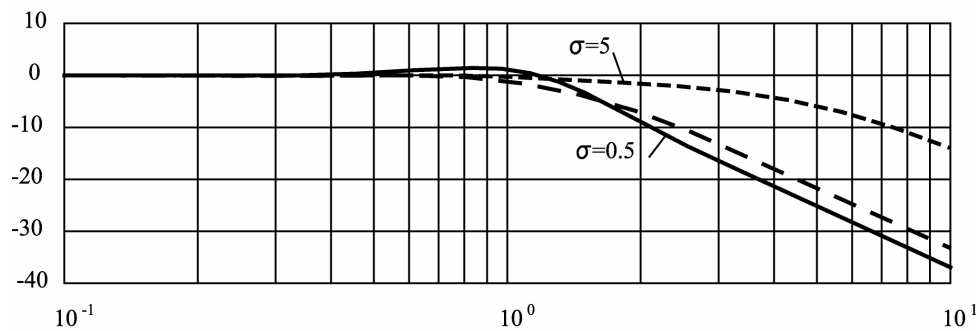
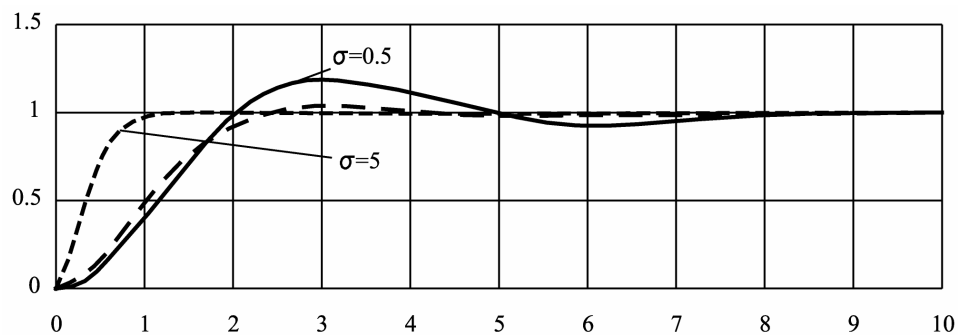
Překmit: $M_p \approx \left(1 - \frac{\zeta}{0.6} \right)$ $0 \leq \zeta \leq 0.6$



Vlivy změn polohy pólů na přechodovou charakteristiku a amplitudovou frekvenční charakteristiku u podtlumeného systému druhého řádu.

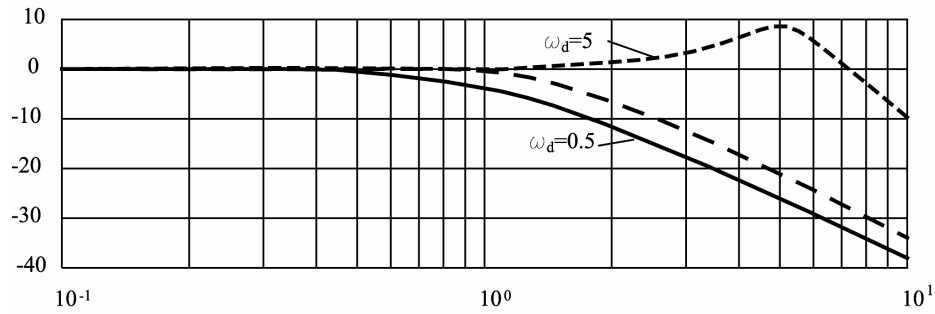
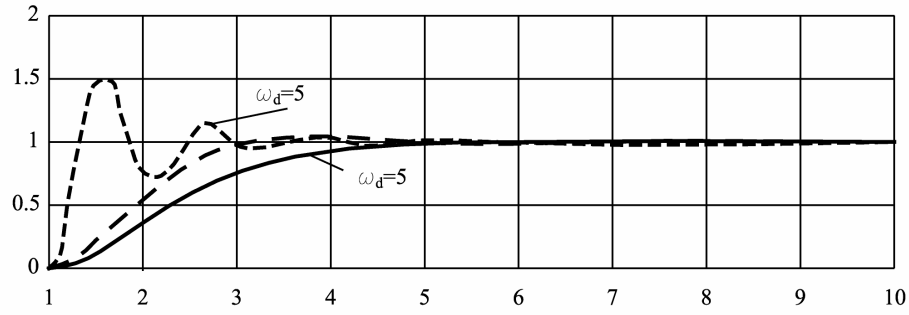
Přenosová funkce:
$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} = \frac{\omega_d^2 + \sigma^2}{s^2 + 2\sigma s + (\omega_d^2 + \sigma^2)}$$

1. Vliv σ : $\omega_d = 1$, $\sigma = [0.5, 1, 5]$



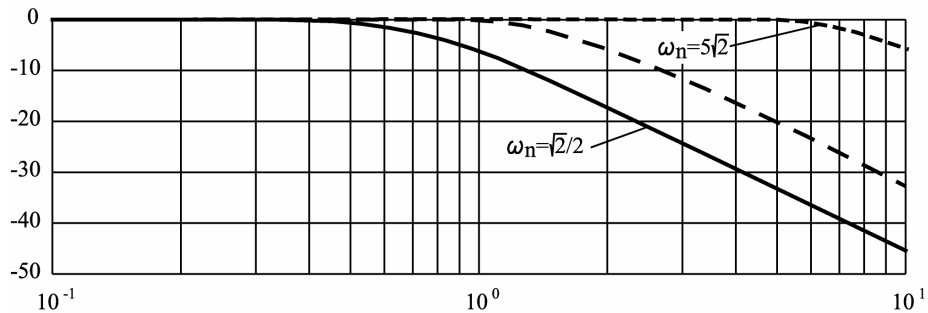
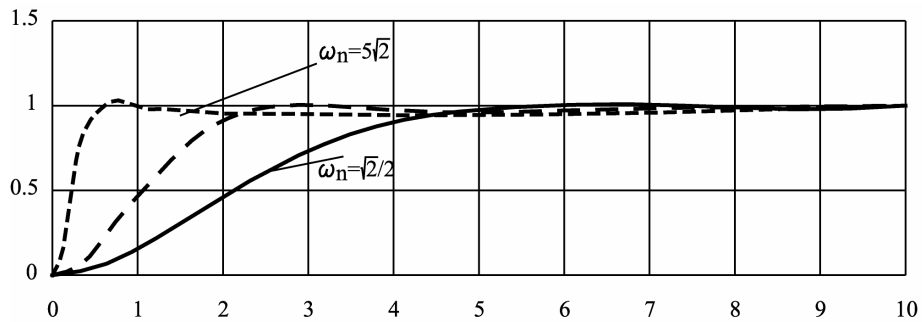
- t_s klesá
- t_r klesá
- M_p klesá
- Šířka pásma roste
- Čas špičky: $t_p = \pi / \omega_d$ zůstává stejný

2. Vliv ω_d : $\sigma = 1$ $\omega_d = [0.5, 1, 5]$,



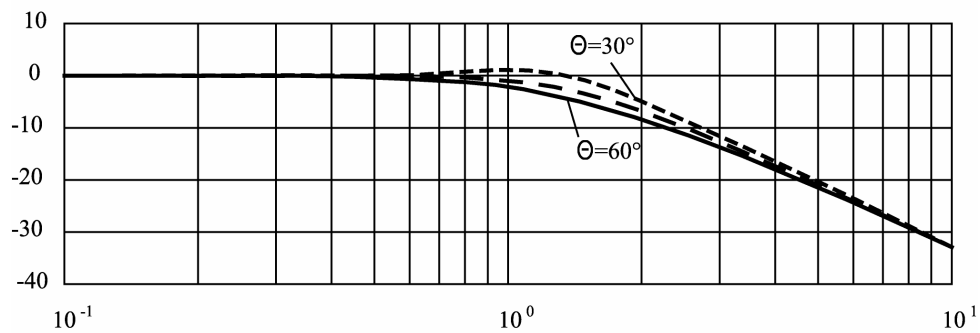
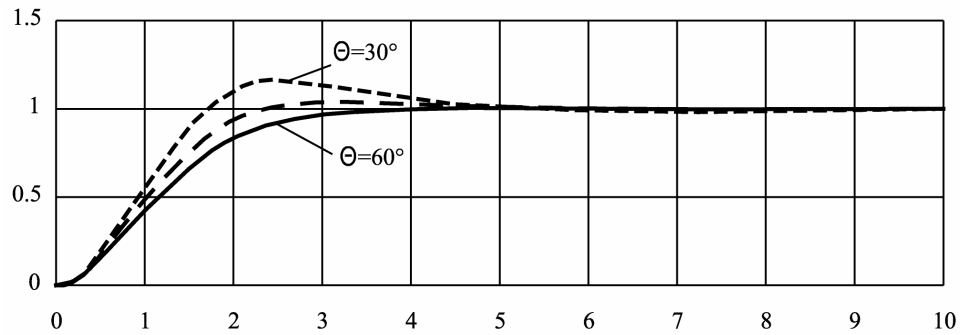
- t_s se nemění
- t_r klesá
- M_p stoupá
- Šířka pásma roste
- t_p klesá

3. Vliv ω_n : $\zeta = 1/\sqrt{2}$, $\omega_n = [\sqrt{2}/2, \sqrt{2}, 5\sqrt{2}]$



- t_s klesá
- t_r klesá
- M_p se nemění
- Šířka pásma roste
- t_p klesá

4. Vliv ζ : $\omega_n = \sqrt{2}$, $\Theta = [60^\circ, 45^\circ, 30^\circ]$, tj. $\zeta = [0.866, 0.707, 0.5]$



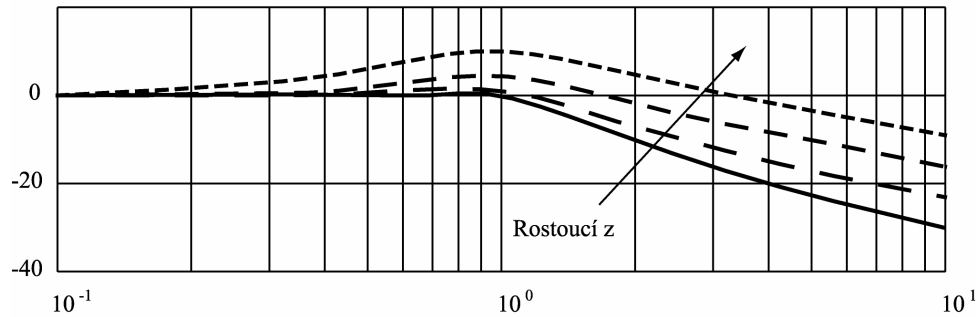
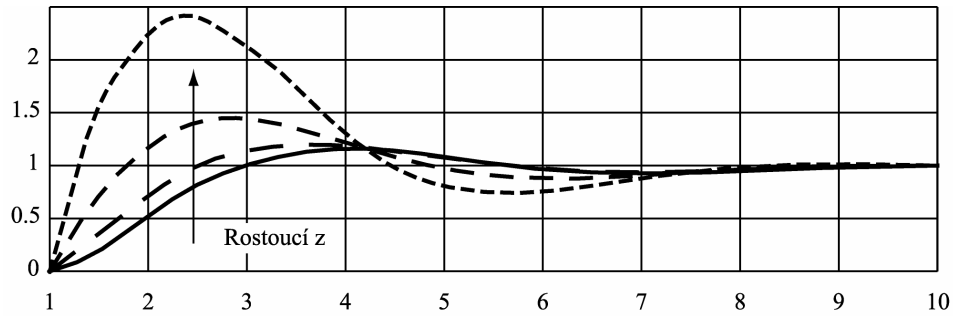
- t_s roste
- t_r klesá
- M_p roste
- Šířka pásma roste
- t_p klesá

Vliv přidání pólů a nul do modelu systému druhého řádu

Systém s póly v pravé polorovině je nestabilní a nuly v pravé polorovině mohou způsobit nežádoucí účinky. Jaký vliv na odezvu na skok a frekvenční charakteristiku systému druhého řádu má poloha nuly v levé polorovině ?

Uvažujme následující přenosovou funkci: $G(s) = \frac{zs + 1}{s^2 + s + 1}$

$z = [0.2624, 0.6122, 1.4286, 3.3333]$



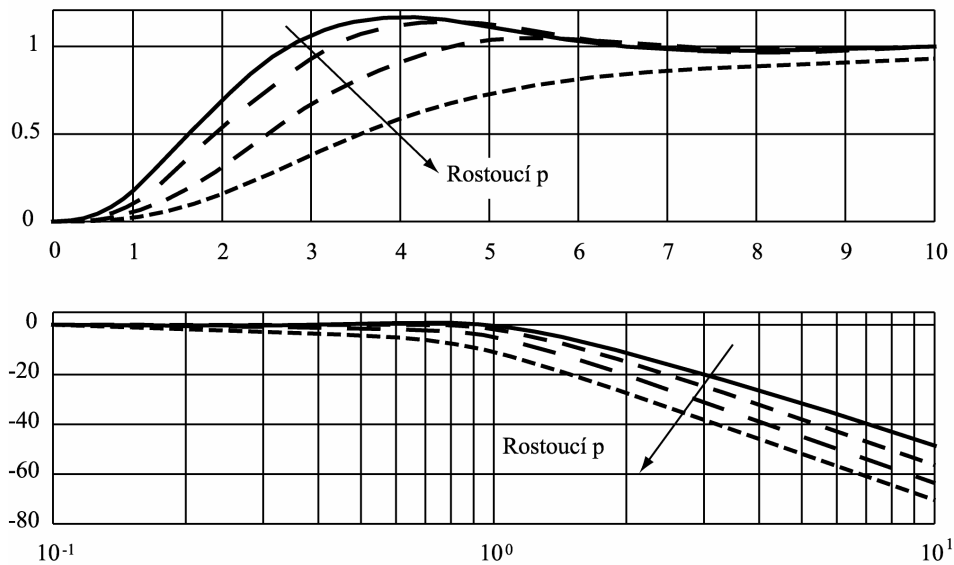
Jak se nula blíží k počátku ($z \rightarrow \infty$):

- M_p roste
- t_r klesá
- t_p klesá
- Šířka pásma roste
- Rezonanční zvýšení amplitudy roste

Vliv pólu v levé polorovině na přechodovou charakteristiku a frekvenční charakteristiku pro systém druhého řádu uvidíme ze zkoumání následující přenosové funkce:

$$G(s) = \frac{1}{(ps+1)(s^2+s+1)}$$

$$p = [0.2624, 0.6122, 1.4286, 3.3333]$$

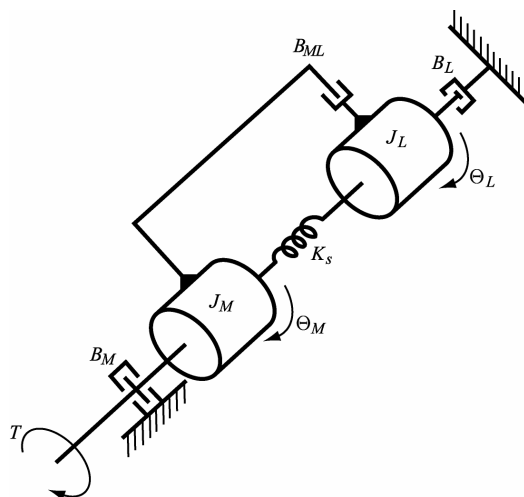


Čím více se pól blíží k počátku ($p \rightarrow \infty$) tím více začíná reálný pól dominovat a systém se chová jako systém prvního řádu:

- M_p klesá k nule
- t_r roste
- t_p roste
- Šířka pásma roste
- Rezonanční zvýšení amplitudy mizí

Příklad modelu dynamického systému druhého řádu

Mnoho servomechanismů zahrnuje mechanické soustavy, které mohou být modelovány dle obrázku. Moment setrvačnosti J_M představuje rotující část elektrického nebo hydraulického motoru, který vytváří kroutící moment T ; J_L představuje moment setrvačnosti zátěže. U servomechanismů malého výkonu může být hřídel považována za dokonale tuhou; u velkých výkonů ovšem musí být modelována pomocí K_s . Tlumení B_{ML} představuje třecí odpory na hřídeli. Tlumiče B_M a B_L je možno uvažovat také, v tomto případě jsou ale zanedbány.



Aplikací Newtonova zákona dostaneme:

$$T - B_{ML}(s\theta_M - s\theta_L) - K_s(\theta_M - \theta_L) = J_M s^2 \theta_M$$

$$B_{ML}(s\theta_M - s\theta_L) + K_s(\theta_M - \theta_L) = J_L s^2 \theta_L$$

$$\frac{\theta_L}{T}(s) = \frac{K(\tau s + 1)}{s^2 \left[\frac{s^2}{\omega_R^2} + \frac{2\zeta_R s}{\omega_R} + 1 \right]}$$

kde

$$K \triangleq 1/(J_M + J_L); \tau \triangleq B_{ML}/K_s; \omega_R \triangleq \sqrt{\frac{K_s(J_M + J_L)}{J_M J_L}}; \zeta_R \triangleq \frac{B_{ML}}{2\sqrt{K_s J_M J_L/(J_M + J_L)}}$$

$$\frac{\theta_M}{T}(s) = \frac{K \left[\frac{s^2}{\omega_{AR}^2} + \frac{2\zeta_{AR} s}{\omega_{AR}} + 1 \right]}{s^2 \left[\frac{s^2}{\omega_R^2} + \frac{2\zeta_R s}{\omega_R} + 1 \right]}$$

kde

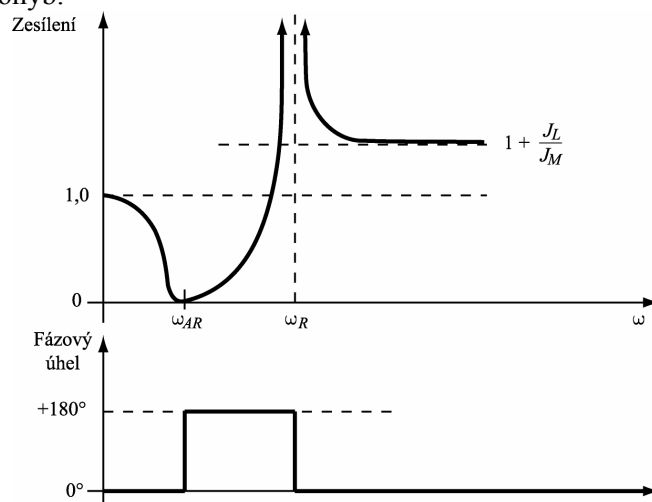
$$\omega_{AR} \triangleq \sqrt{\frac{K_s}{J_L}}; \zeta_{AR} \triangleq \frac{B_{ML}}{2\sqrt{K_s J_L}}$$

$$\frac{\ddot{\theta}_M}{KT}(s) = \frac{\left[\frac{s^2}{\omega_{AR}^2} + \frac{2\zeta_{AR} s}{\omega_{AR}} + 1 \right]}{\left[\frac{s^2}{\omega_R^2} + \frac{2\zeta_R s}{\omega_R} + 1 \right]}$$

Přenosová funkce $\frac{\ddot{\theta}_M}{KT}(s)$ vykazuje současně rezonanční a antirezonanční chování.

Nejvýraznější příklad těchto jevů nastane při $B_{ML} = 0$. Tento případ bez tření není fyzikálně realizovatelný, ale některé soustavy se mu blíží. Amplitudová frekvenční charakteristika tohoto případu je zobrazena na obrázku. Při antirezonanční frekvenci ω_{AR} nedojde k pohybu hmoty J_M pro bez ohledu na velikost momentu T . Tento typ chování se označuje jako

nízkofrekvenční zádrž. Při rezonanční frekvenci ω_R dostáváme i pro malé hodnoty krouticího momentu značný pohyb.



3. SYSTÉMY ŘÍZENÍ

- Úvod do systémů řízení
- Stanovení parametrů (chování) systému
- Kritéria absolutní stability
- Řídicí členy (regulátory)
- Návrhové metody spjitých systémů řízení
- Digitální systémy řízení

ÚVOD DO SYSTÉMŮ ŘÍZENÍ

- Role systémů řízení v inženýrském návrhu
- Klasifikace typů systémů řízení
- Základní výhody systémů s uzavřenou smyčkou
- Kompromis mezi přesností a stabilitou systémů řízení se zpětnou vazbou
- Procedury návrhu řídicího systému
- Obecné blokové schéma systému s uzavřenou smyčkou
- Úvod do digitálního řízení dynamických systémů

KLASIFIKACE TYPŮ SYSTÉMŮ ŘÍZENÍ

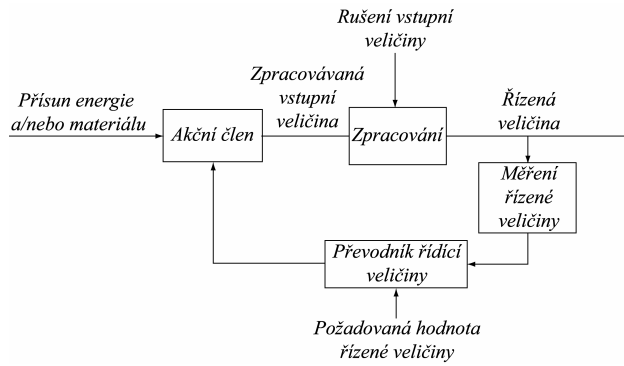
Systémy s otevřenou smyčkou bez poruch nebo bez předkorekce řídicí veličiny (přímé řízení, ovládání) jsou všeobecně nejjednoduššími, nejlevnějšími a nejspolehlivějšími řídicími schémata. Měly by být pro realizaci úlohy řízení zvažovány jako první varianta.

Nemůže-li být jimi dosaženo požadovaných technických podmínek, měla by být v dalším zvažována kompenzace poruch a/nebo předkorekce řídicí veličiny.

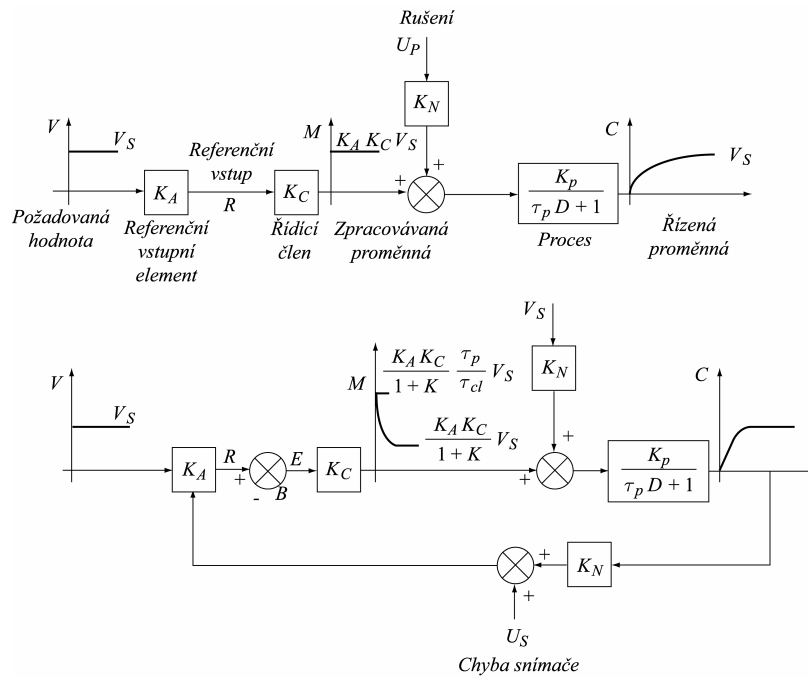
Jestliže ani pečlivě provedená implementace těchto metod v systému s otevřenou smyčkou zkušeným návrhářem nevede na funkční systém, je třeba zvážit výkonnější zpětnovazební metody.

Systém s otevřenou smyčkou může být převeden do systému s uzavřenou smyčkou přidáním těchto funkcí:

- měření řízené veličiny a
- porovnávání měřené a požadované hodnoty řízené veličiny



System řízení s uzavřenou smyčkou



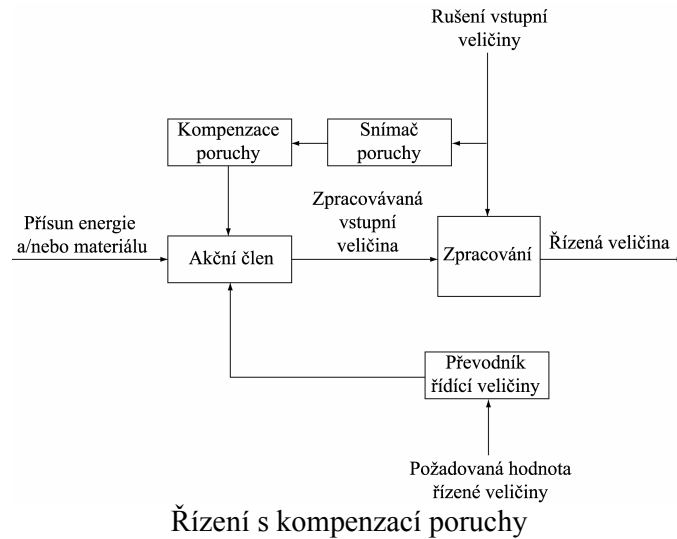
Porovnání systémů řízení s otevřenou a uzavřenou smyčkou

SYSTEM ŘÍZENÍ S OTEVŘENOU SMYČKOU A PŘEDKOREKČÍ VSTUPNÍ VELIČINY

Řízení s kompenzací poruchy

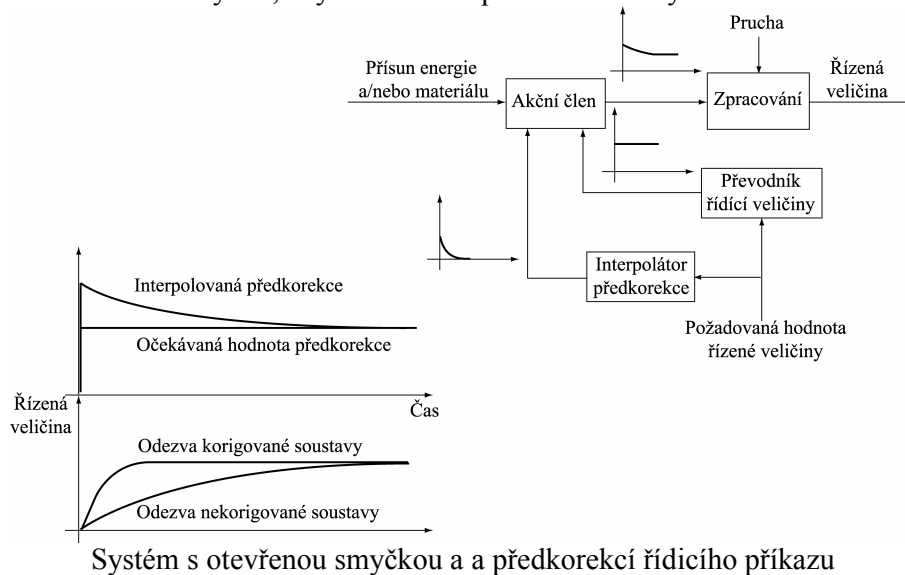
Zpracovávaná vstupní veličina není odvozena pouze z požadované hodnoty řídicí veličiny, ale zčásti i z velikosti poruchy. Implementace takového schématu vyžaduje, aby kompenzátor poruchy:

- byl schopen měřit poruchu a
- byl schopen odhadovat vliv poruchy na řízenou veličinu, aby bylo možno poruchu kompenzovat.



System s otevřenou smyčkou a předkorekcí vstupní veličiny (feedforward)

Na základě znalostí charakteristik procesu je žádaná řídicí veličina doplněna o veličinu z převodníku řídicí veličiny tak, aby došlo ke zlepšení chování systému.



ZÁKLADNÍ VÝHODY SYSTÉMŮ S UZAVŘENOU SMYČKOU

- Je zajištěno, že řízená veličina přesně sleduje žádanou veličinu.
- Je značně omezen vliv všech vnějších poruch na řízenou veličinu, s výjimkou poruch spojených se senzory.
- Jsou odolné vůči změnám parametrů hardware (vlivem opotřebení, stárnutí, vlivem prostředí, atd.) jiným, než změnám senzorů a prvkům generujícím řídicí veličiny.
- Mohou mít mnohem rychlejší odezvu, než mají prvky, ze kterých je smyčka konstruována.

KOMPROMIS MEZI PŘESNOSTÍ A STABILITOU SYSTÉMŮ ŘÍZENÍ SE ZPĚTNOU VAZBOU

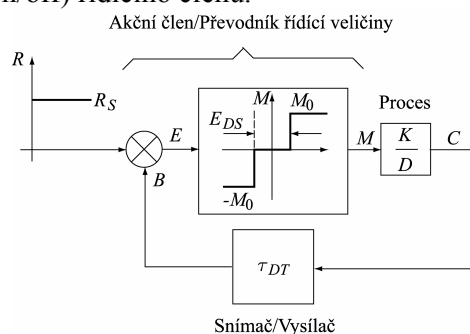
Všechny systémy se zpětnou vazbou mohou být nestabilní, jsou-li nevhodně navrženy

Každý skutečný prvek se chová tak, že existuje jistý druh zpoždění mezi vstupní a výstupní veličinou.

Okamžitá odezva je ve skutečnosti nemožná, protože vyžaduje, aby systém přešel z jedné energetické úrovně na jinou v nulovém čase, což znamená napájení nekonečnou energií.

Uvažujme následující příklad:

Hladina kapaliny C v nádrži je řízena velikostí objemu vtoku M prostřednictvím třípolohového reléového (on/off) řídicího členu.

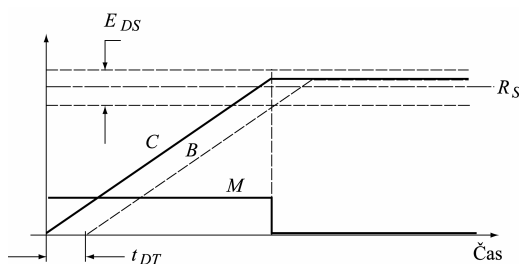


Přenosová funkce K/D veličin C a M udává vztah mezi velikostí vtoku M a výškou hladiny kapaliny C .

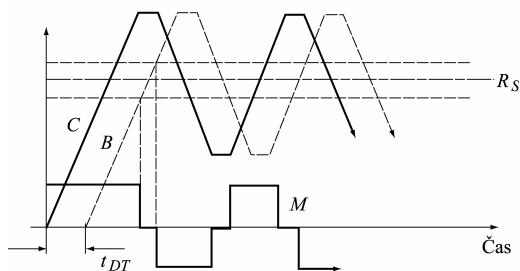
Senzor výšky hladiny kapaliny měří C bezchybně, ale se zpožděním přenosu dat τ_{DT} .

Účinek předkorekční akce v tomto systému závisí jednak na M_0 , jednak na K .

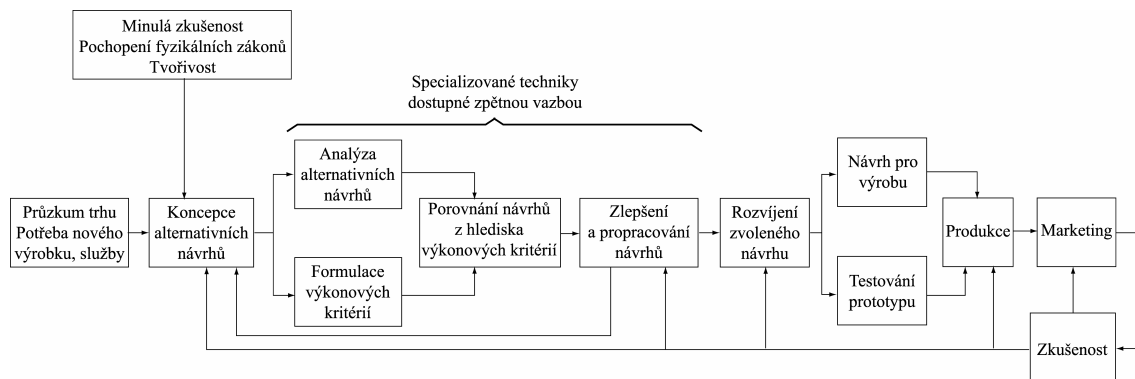
Nízké hodnoty M_0 a/nebo K dávají relativně pomalou, ale stabilní odezvu veličiny C .



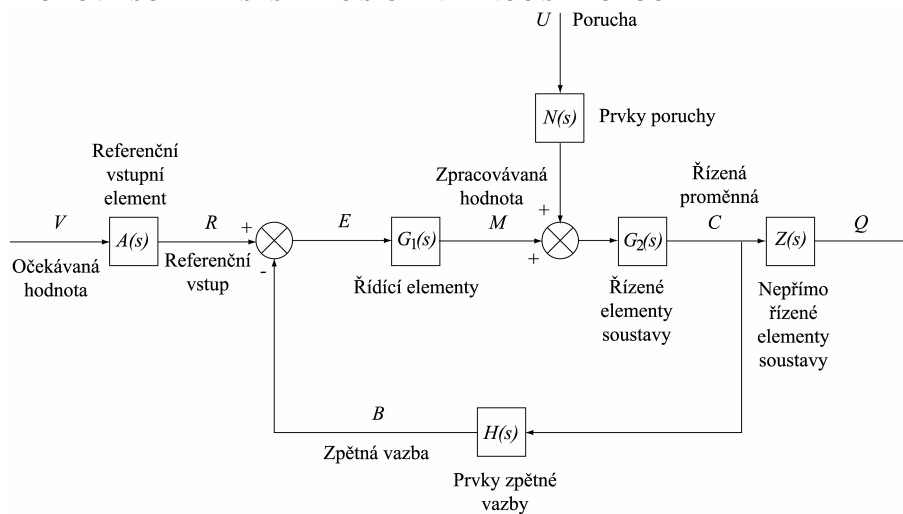
Pro rychlejší odezvu lze zvýšit M_0 a/nebo K . Je-li ale zvýšení příliš vysoké, způsobí nestabilitu.



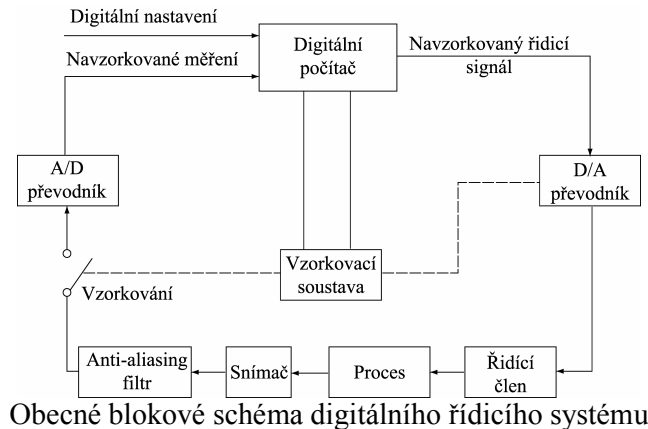
PROCEDURY NÁVRHU ŘÍDICÍHO SYSTÉMU – VÝVOJOVÝ DIAGRAM



OBECNÉ BLOKOVÉ SCHÉMA SYSTÉMU S UZAVŘENOU SMYČKOU



ÚVOD DO DIGITÁLNÍHO ŘÍZENÍ DYNAMICKÝCH SYSTÉMŮ

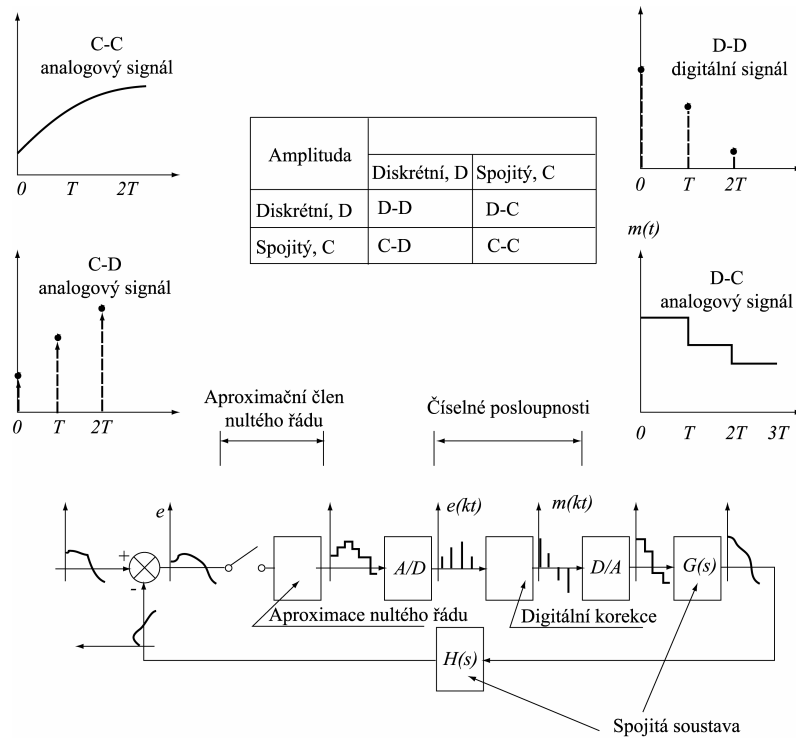


VÝHODY DIGITÁLNÍHO ŘÍZENÍ

Současný trend směrem k použití jednoúčelových a často decentralizovaných (distribuovaných) číslicových řídicích systémů v průmyslových aplikacích, založených na využití mikroprocesorů, vyplývá z hlavních výhod digitálního řízení.

- Digitální řízení je odolnější vůči šumu i změnám parametrů přístrojového vybavení, protože data mohou být reprezentována, generována a zpracovávána jako binární informace.
- Digitální zpracování umožňuje velmi vysokou přesnost a rychlost. Hardwarová implementace je obvykle rychlejší, než softwarová implementace.
- Digitální řízení může výborně řídit opakovatelné úlohy využitím programování.
- Naprogramovány mohou být i složité zákony řízení a metody zpracování signálu, které by bylo v praxi nevhodné implementovat s využitím analogových zařízení.
- Může být dosaženo vysoké spolehlivosti jednak minimalizací počtu analogových hardwarových komponent, jednak decentralizací řízení použitím jednoúčelových mikroprocesorů pro různé řídicí úlohy.
- Použitím kompaktních metod úschovy dat s vysokou hustotou může být uloženo velké množství dat.
- Data mohou být uložena nebo spravována velmi dlouhou dobu bez driftu a bez vlivu nepříznivých podmínek prostředí.
- Jsou možné přenosy dat na velké vzdálenosti bez zpoždění, které nutně vzniká v analogových systémech.
- Digitální řízení umožňuje jednoduché a rychlé vyhledávání dat.
- Digitální zpracování používá nízká pracovní napětí (např. 0 – 5 V DC, 0 - 12 V DC).
- Digitální řízení má nízkou celkovou cenu.

KLASIFIKACE SIGNÁLŮ DIGITÁLNÍHO ŘÍZENÍ



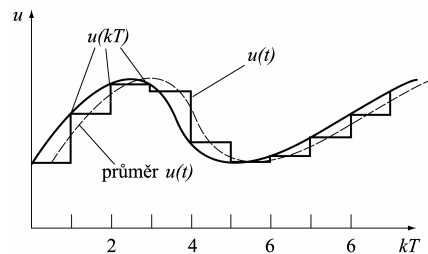
Typické blokové schéma řídicího systému s počítačem

Signál, který je jak diskretní, tak kvantovaný, se nazývá digitální signál. Otázky analýzy a návrhu digitálních řídicích systémů jsou soustředěny na úvahy o vlivu vzorkovací periody T a kvantovacího kroku q .

Jsou-li T a q velmi malé (tj. vzorkovací frekvence je 50 krát nebo vícekrát větší než šířka pásma systému s 16 bitovou délkou slova), jsou digitální signály téměř spojité a může být použito spojitéch metod analýzy a návrhu.

Nejdůležitějším ze všeho je pochopení účinku rychlého i pomalého vzorkování hodnot a účinku kvantování pro malé a velké délky slova.

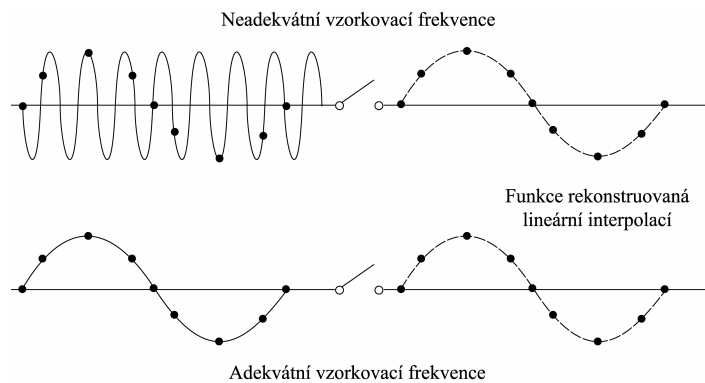
Je důležité poznamenat, že jediným významným vlivem implementace digitálního řídicího systému je zpoždění D/A převodníku. Každá hodnota $u(kT)$ je konstanta, která platí tak dlouho, dokud není dostupná další hodnota z počítače (to budeme nazývat aproximační člen nultého řádu). Takto se spojitá hodnota $u(t)$ skládá po krocích z digitálních hodnot $u(kT)$, které se zpožďují průměrně o $T/2$.



ALIASING

Analogový zpětnovazební signál přicházející ze senzoru obsahuje užitečné informace, které souvisí s říditelnými poruchami (relativně nízkých frekvencí) a které řízení koriguje, ale také může často obsahovat „šum“ vyšších frekvencí které jsou příliš rychlé pro provedení korekcí řídicím systémem (příliš rychlé změny poruch, šum měření a chyby elektrických čidel). Takové šumové signály způsobují těžkosti v analogových systémech a je často potřeba je filtrovat dolní propustí k získání dobrého chování řízení.

V digitálních systémech přináší jev nazývaný „aliasing“ do oblasti problematiky šumu nová hlediska. Jestliže je signál obsahující vysoké frekvence vzorkován příliš řídkce, obsahuje výstupní signál vzorkovače nízkofrekvenční složky, které nebyly přítomny v signálu před vzorkováním. Bude-li řízení pracovat na základě těchto chybných nízkofrekvenčních složek, bude řízení samozřejmě špatné. Nejmenší možná vzorkovací frekvence, která předejde aliasingu, jsou 2 vzorky na periodu. V praxi se obvykle používá hodnot od 2,6 do 10 vzorků na periodu.



STANOVENÍ PARAMETRŮ (CHOVÁNÍ) SYSTÉMU

- Vztahy mezi účelnými ekonomickými a detailními technickými kritérii chování
- Základní úvahy
- Stanovení chování v časové oblasti
- Stanovení chování ve frekvenční oblasti

VZTAHY MEZI ÚČELNÝMI EKONOMICKÝMI A DETAILNÍMI TECHNICKÝMI KRITÉRII CHOVÁNÍ

Většina naší diskuse bude zahrnovat spíše matematická kritéria chování, i když konečný úspěch řízeného procesu zpravidla spočívá na ekonomických úvahách, které je obtížné odhadnout.

Tato poněkud mlhavé propojení mezi technickými kritérii použitými k návrhu systému a celkovým ekonomickým výkonem výrobní jednotky nutně vyvolává nutnost cvičení odhadu a získávání zkušeností pro rozhodování na vyšších úrovních řízení.

Návrháři řídicích systémů musí být schopni této vyšší úrovně uvažování, avšak obvykle používají pro ohodnocení svých návrhů specifických a jednoduchých kritérií výkonnosti systému.

ZÁKLADNÍ ÚVAHY

Cíl řídicího systému

C sleduje požadovanou hodnotu V a ignoruje poruchu U . Proto musí technická kritéria výkonnosti sledovat, jak přesně bude těchto dvou cílů dosaženo. Výkonnost závisí jednak na charakteristikách systém, jednak na charakteru V a U .

Praktické obtíže

Přesné matematické funkce V a U nebudou v praxi obecně známy. Proto ztěžuje náhodný charakter mnoha praktických příkazů a poruch stanovení kritérií výkonnosti pro všechna běžně se vyskytující V a U zkoumaného zařízení.

Běžně se ohodnocení výkonnosti stanovuje na základě odezvy systému na jednoduchý „standardní“ vstup, jako např. na jednotkový skok, rychlost (rampu) nebo harmonickou funkci. Tento přístup je úspěšný z mnoha důvodů:

- Zkušenosti se skutečnou výkonností mnoha tříd systémů řízení potvrdily dobrý vzájemný vztah mezi odezvou systému na standardní vstupy a schopností systému vykonat požadovanou úlohu.
- Tento přístup k návrhu je dobře použitelný pro porovnání s jinými konkurenčními systémy.
- Jednoduchost tvaru standardních vstupů usnadňuje matematickou analýzu a experimentální ověření.

STANDARDNÍ KRITÉRIA CHOVÁNÍ SYSTÉMŮ

Stanovení chování v časové oblasti

Rozumí se tím příslušná odezva na skok řídicí veličiny (přechodová funkce, v grafu přechodová charakteristika), nebo její rychlosti, nebo jejího zrychlení, apod.

Stanovení chování ve frekvenční oblasti

Rozumí se tím určení určitých veličin z frekvenčních charakteristik systému.

Jak v časové, tak ve frekvenční oblasti jsou určována v číselné podobě tato návrhová kritéria:

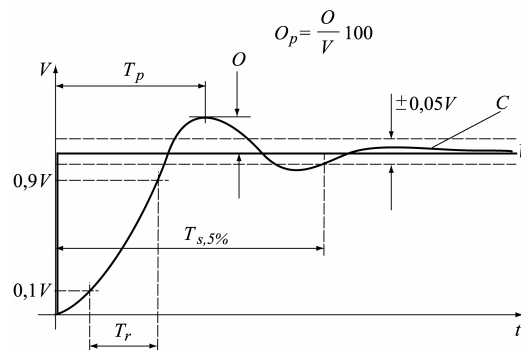
- rychlost odezvy,
- relativní stabilita a
- regulační odchylka v ustáleném stavu.
-

Oba způsoby určení se aplikují na tentýž systém, aby bylo zajištěno, že budou získány spolehlivé charakteristiky chování systému.

Stanovování chování nemá smysl, není-li systém absolutně stabilní.

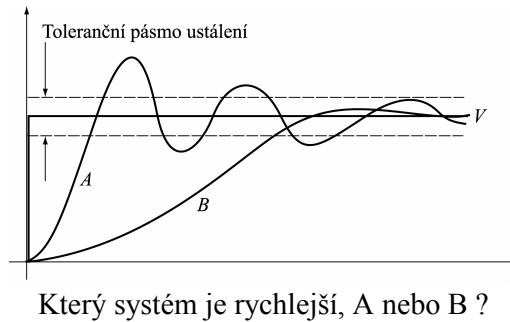
STANOVENÍ CHOVÁNÍ SYSTÉMU V ČASOVÉ OBLASTI

- T_r doba náběhu
 T_p čas špičky
 Q_p procentní překmit
 T_s doba ustálení
poměrné tlumení



Stanovení kritérií z přechodové charakteristiky

Odezva systému s uzavřenou smyčkou C na skok V , při $U = 0$



REGULAČNÍ ODCHYLKY V USTÁLENÉM STAVU

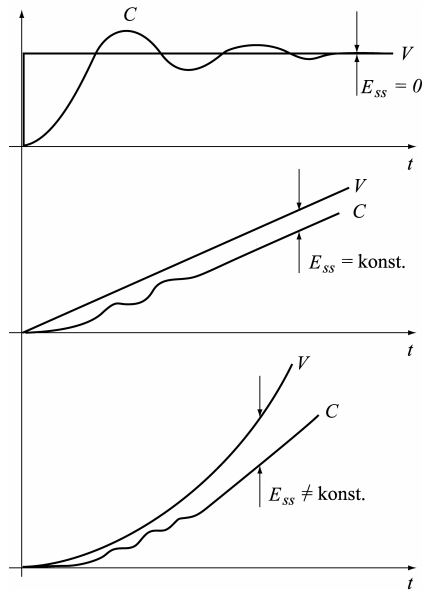
Některé matematické modely mohou regulační odchylky v ustáleném stavu pro požadované veličiny a poruchy stanovit tak, že tyto jsou přesně nulové, ale žádné zařízení nemůže dosáhnout této dokonalosti. Nenulové regulační odchylky se vyskytují vždy, a to v důsledku nelinearit, neurčitostí měření, apod.

Pro určení regulační odchylky v ustáleném stavu:

- Sestaví se rovnice systému s uzavřenou smyčkou, ve kterém je regulační odchylka $E = V - C$ neznámou.
- Řešením této rovnice dostaneme nejprve obecné řešení homogenní rovnice, určující přechodnou složku procesu, která pro absolutně stabilní systém vždy dozní k nule.
- Poté dostaneme partikulární řešení nehomogenní rovnice. To určuje, jak bylo výše dokázáno, regulační odchylku v ustáleném stavu, která je buď konstantní, nebo časově proměnná, tj. regulační odchylka v ustáleném stavu nemusí být vždy konstantní hodnotou.

Regulační odchylka v ustáleném stavu E_{ss} závisí jak na systému, tak na časovém průběhu žádané hodnoty nebo poruchy, která způsobuje tuto odchylku.

Protože časový průběh žádané hodnoty řízené proměnné (vstup) je z hlediska ustáleného stavu složitější, existují určité vzory chování. Tyto vzory chování můžeme očekávat jak pro řízené proměnné, tak pro poruchy u všech lineárních systémů, přičemž detaily se mohou lišit.



Vliv charakteru řídicí veličiny na regulační odchylku v ustáleném stavu

Pro systémy, ve kterých je přenosová funkce zpětnovazebního prvku $H(s)=1$, tj. systémy s jednotkovou zpětnou vazbou, a přenosová funkce referenčního vstupního prvku je $A(s)=1$, je řídicím signálem regulační odchylka $E = V - C$, tj. rozdíl žádané a skutečné hodnoty řízené proměnné. V tomto případě můžeme určit regulační odchylku v ustáleném stavu E_{SS} vyšetřením přenosové funkce otevřené smyčky $G_1(s)G_2(s)$ jako

$$E(s) = \frac{1}{1 + G_1(s)G_2(s)} V(s)$$

Věta o konečné hodnotě říká, že

$$E_{SS} = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s)$$

Budeme hledat regulační odchylku v ustáleném stavu pro jednotkový skok, rychlost (rampu) a zrychlení (parabolický vstupní signál), tj.

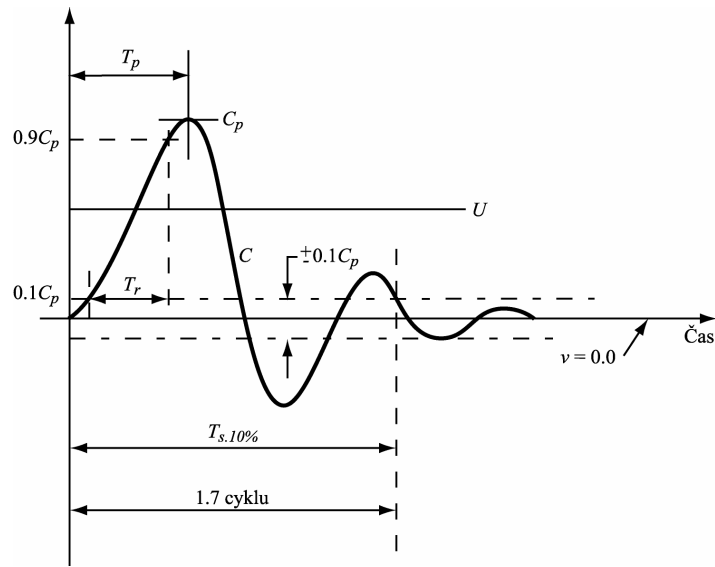
$$V(s) = \frac{1}{s^{n+1}}, \quad n = 0, 1, 2$$

Pak podle věty o konečné hodnotě bude

$$E_{SS} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{s^n + s^n G_1(s)G_2(s)}$$

Typ systému je řád vstupního polynomu, na který může systém reagovat s konečnou regulační odchylkou.

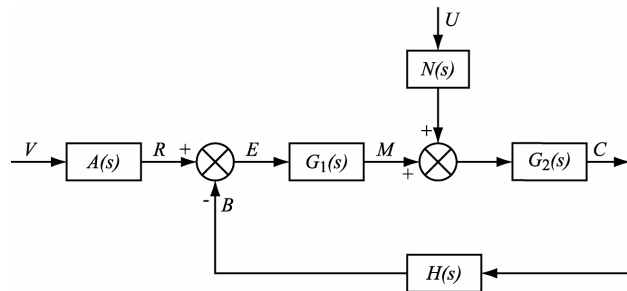
Např. Nemá-li $G_1(s)G_2(s)$ póly v počátku, je systém s uzavřenou smyčkou *typu 0* a reaguje na konstantní hodnotu požadované veličiny konečnou regulační odchylkou v ustáleném stavu. Systém *typu 1* (jeden pól je v počátku) může reagovat na konstantní hodnotu požadované veličiny nulovou regulační odchylkou a na konstantní rychlost požadované veličiny (rampu) konečnou regulační odchylkou, a konečně systém *typu 2* (dva póly v počátku) může reagovat jak na konstantu, tak na rampu s nulovou regulační odchylkou a na konstantní zrychlení požadované veličiny (parabolu) s konečnou regulační odchylkou.



Stanovení chování systému v časové oblasti při působení poruchy

STANOVENÍ CHOVÁNÍ SYSTÉMU VE FREKVENČNÍ OBLASTI

Uvažujme obecnou lineární zpětnou vazbu:



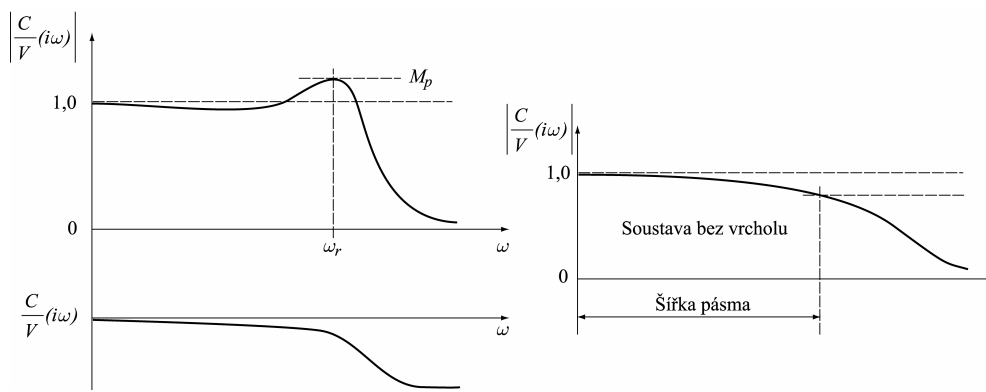
Nechť V je harmonická funkce (a $U = 0$) a předpokládejme, že přechodový děj již odezněl. Potom všechny signály budou harmonickými funkcemi o stejné frekvenci a můžeme

definovat poměr amplitud a rozdíl fázových úhlů (fázi) mezi různými dvojicemi signálů. Nejvýznamnější dvojicí signálů je pár V a C . V ideálním případě je $(C/V)(j\omega) = 1$, pro všechny frekvence.

$$(C/V)(j\omega) = \frac{AG_1G_2(j\omega)}{1 + G_1G_2(j\omega)}$$

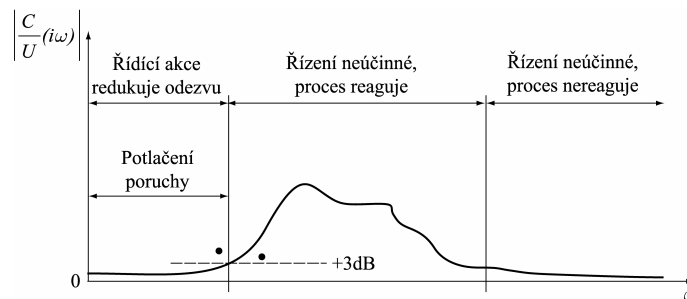
Poměr amplitud a rozdílu fázových úhlů (fáze) se budou blížit k ideálním hodnotám 1 a 0° v určitém intervalu nízkých frekvencí.

TYPICKÉ FREKVENČNÍ CHARAKTERISTIKY SYSTÉMU S UZAVŘENOU SMYČKOU



- ω_r rezonanční frekvence, při které dochází k rezonančnímu zvýšení amplitudy
- M_p poměrné zvýšení amplitudy
- šířka pásma frekvence, při které poměr amplitud klesl na $\frac{1}{\sqrt{2}}$ násobek hodnoty při nulové frekvenci

FREKVENČNÍ CHARAKTERISTIKA SYSTÉMU S UZAVŘENOU SMYČKOU PŘI PŮSOBNÍ PORUCHY



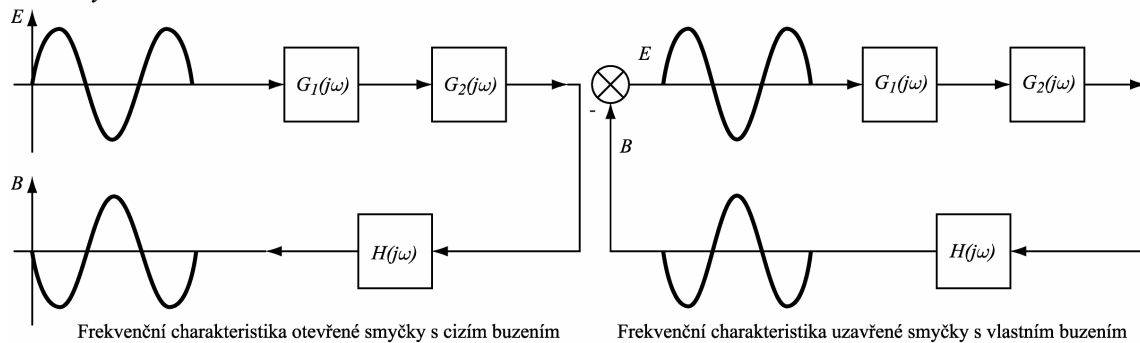
Jestliže předpokládáme, že $V = 0$ a U bude harmonická funkce, můžeme změřit nebo vypočítat $(C/U)(j\omega)$, které by v ideálním případě bylo rovno nule pro všechny frekvence. Zařízení nemůže dosáhnout této dokonalosti, ale může se obvykle chovat tak, jak je znázorněno na obrázku.

FREKVENČNÍ CHARAKTERISTIKA OTEVŘENÉ SMYČKY

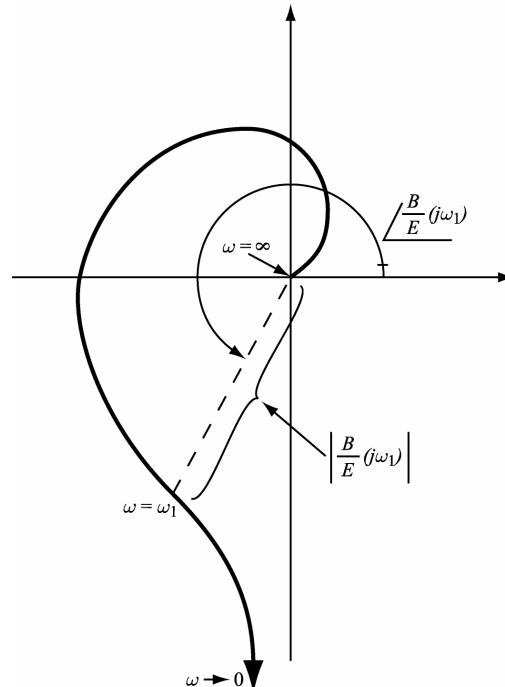
Frekvenční charakteristika otevřené smyčky je definována jako $(B/E)(j\omega) = G_1 G_2 H(j\omega)$.

Otevření smyčky může být dosaženo odstraněním sčítacího členu mezi veličinami R , B , a E , a frekvenční odezva může být získána přiváděním harmonického signálu E a měřením odezvy B .

Užitečnost frekvenční charakteristiky otevřené smyčky je dána *Nyquistovým kritériem stability*.

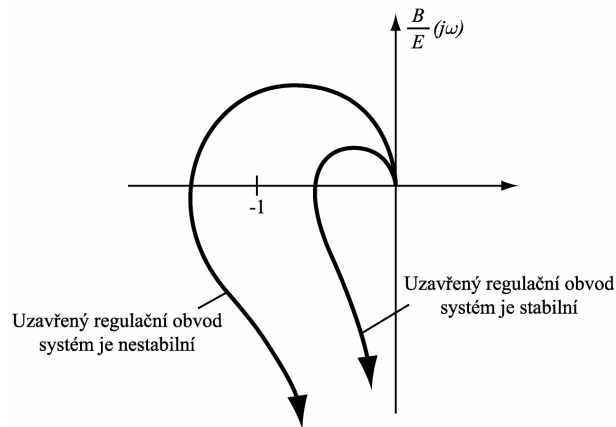


FREKVENČNÍ CHARAKTERISTIKA OTEVŘENÉ SMYČKY V KOMPLEXNÍ ROVINĚ



ZJEDNODUŠENÁ VERZE NYQUISTOVA KRITÉRIA STABILITY

Jestliže je $|B/E(j\omega)| > 1$ v bodě, kde $(B/E)(j\omega) = 180^\circ$, pak systém s uzavřenou smyčkou, získaný vložením běžného sčítacího uzlu mezi B a E , bude absolutně nestabilní. Bod $1 \angle -180^\circ = -1$ se tak stává mezi stability pro $(B/E)(j\omega)$ v polárních souřadnicích.



DVĚ KRITÉRIA CHOVÁNÍ OTEVŘENÉ SMYČKY

Amplitudová bezpečnost (bezpečnostní zesílení) a fázová bezpečnost musí být takové, že $(B/E)(j\omega)$ leží v oblasti stability dostatečně daleko od $1 \angle -180^\circ$.

Amplitudová bezpečnost je číslo, kterým bychom násobili zesílení v ustáleném stavu systému s přenosovou funkcí $(B/E)(j\omega)$ (nic jiného se v $(B/E)(j\omega)$ nemění), aby se systém dostal na hranici stability ($(B/E)(j\omega)$ prochází bodem -1). Tento bod se nazývá *mez stability*.

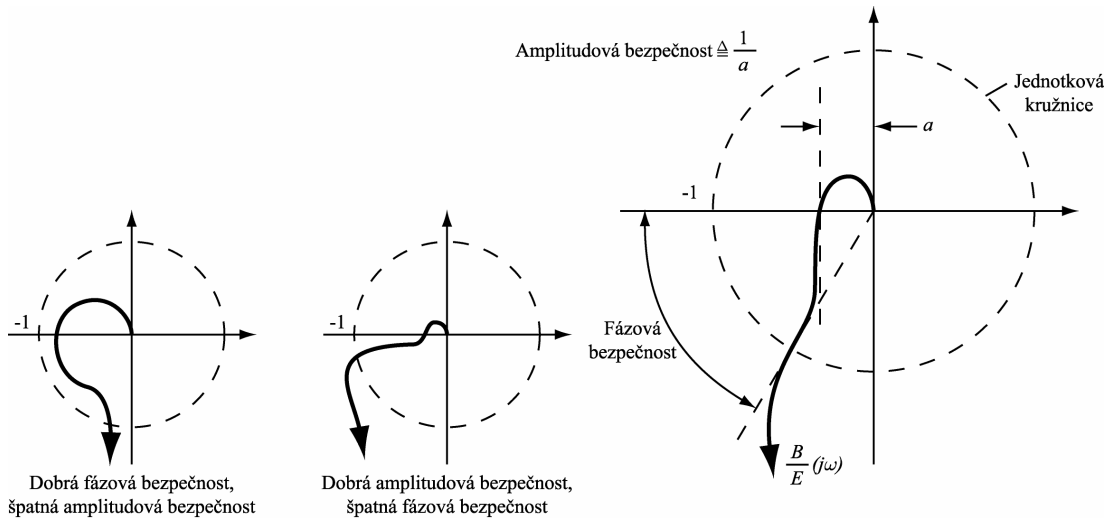
Fázová bezpečnost je fázový úhel, (nic jiného se v $(B/E)(j\omega)$ nemění) potřebný pro dosažení meze stability.

Je potřeba mít jak dobrou amplitudovou bezpečnost, tak i dobrou fázovou bezpečnost, protože ani jedna z nich není dostatečná sama o sobě.

Vhodné dolní meze:

amplitudová bezpečnost > 2.5

fázová bezpečnost $> 30^\circ$



Je důležité si uvědomit, že kvůli neurčitostem modelu není pro systém dostatečné, aby byl stabilní, ale spíše musí mít dostatečnou amplitudovou a fázovou bezpečnost.

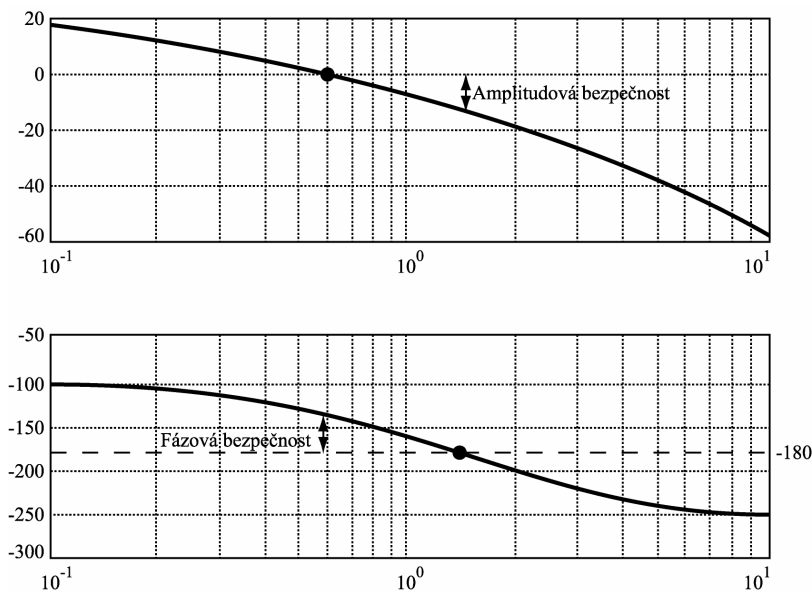
Stabilní systémy s malou amplitudovou a fázovou bezpečností pracují pouze na papíře; jsou-li doopravdy implementovány, jsou často nestabilní.

Kvantifikovat neurčitosti v klasickém řízení znamená předpokládat, že se vyskytnou buď změny zesílení nebo fáze.

Obvykle se systémy stanou nestabilními, jestliže buď zesílení překročí určitý limit nebo dojde k příliš velkému fázovému zpoždění (tj. fáze je záporná, což je důsledkem v modelu neuvážených pólů nebo časových zpoždění).

Jak jsme poznali, vliv těchto tolerancí neurčitostí zesílení nebo fáze řešíme dostatečnou amplitudovou a fázovou bezpečností.

frekvence řezu fáze: frekvence, při které je fáze rovna -180° .
frekvence řezu zesílení: frekvence, pro kterou je zesílení otevřené smyčky rovno 1.



Amplitudová a fázová frekvenční charakteristika s určením amplitudové a fázové bezpečnosti

NÁVRH DOBRÉ ŘÍDICÍ SMYČKY S JEDNÍM VSTUPEM A JEDNÍM VÝSTUPEM (SISO)

Úloha návrhu:

Je dáno zařízení s přenosovou funkcí $G_2(s)$ a máme nalézt korekční přenosovou funkci $G_1(s)$, která poskytne následující:

- stabilní systém s uzavřenou smyčkou,
- dobré sledování vstupní veličiny výstupní veličinou,
- dobré potlačení poruch
- necitlivost sledování vstupní veličiny na chyby modelování (robustnost chování),
- robustnost stability bez nutnosti modelovat dynamiku a
- potlačení šumu senzorů.

Bez dosažení stability uzavřené smyčky je diskuse o chování bezvýznamná. Je životně důležité si uvědomovat, že korekční člen $G_1(s)$ je vlastně navržen tak, aby stabilizoval skutečné zařízení, které je pouze přibližně popsáno přenosovou funkcí otevřené smyčky $G_2^*(s)$. Přenosová funkce skutečného zařízení je naneštěstí rozdílná s ohledem na nevyhnutelné chyby modelování, označené jako $\delta G_2(s)$. Skutečná soustava tak může být reprezentována pomocí přenosové funkce $G_2(s) = G_2^*(s) + \delta G_2(s)$. Znalost $\delta G_2(s)$ by měla mít vliv na návrh $G_1(s)$. Předpokládáme zde, že skutečný systém se zpětnou vazbou, reprezentovaný přenosovou funkcí uzavřené smyčky

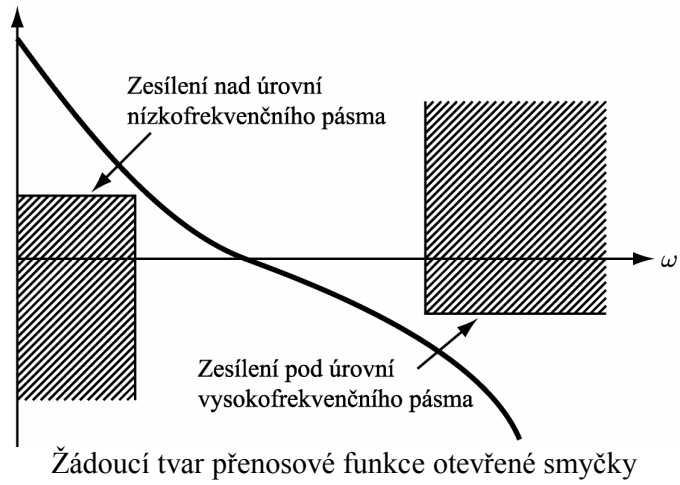
$$\frac{G_1(s)[G_2^*(s) + \delta G_2(s)]H(s)}{1 + G_1(s)[G_2^*(s) + \delta G_2(s)]H(s)},$$

je absolutně stabilní.

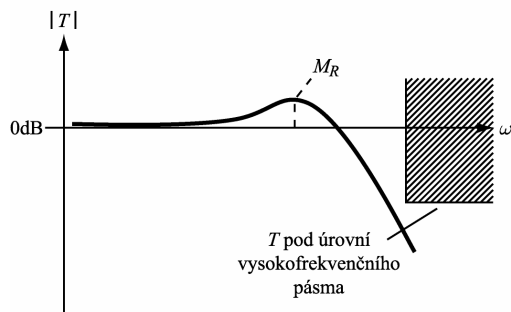
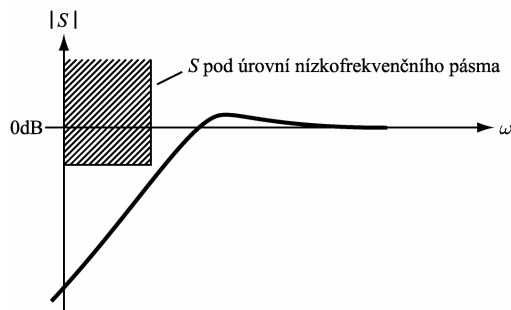
Definice:

$G_1(s)G_2(s)H(s)$	přenosová funkce otevřené smyčky
$\frac{G_1(s)G_2(s)H(s)}{1 + G_1(s)G_2(s)H(s)}$	přenosová funkce uzavřené smyčky $T(s)$
$\frac{1}{1 + G_1(s)G_2(s)H(s)}$	přenosová funkce odchylky $S(s)$
$T(s) + S(s) = 1$	vždy, bez ohledu na $G_1(s)$

Můžeme dokázat, že ke splnění všech těchto požadavků na chování musí křivka modulu přenosové funkce (amplitudová frekvenční charakteristika) sledovat následující tvar s hladkým přechodem od nízkofrekvenčního do vysokofrekvenčního pásma (např. pokles -20dB/dekádu v okolí frekvence řezu):



Požadované průběhy pro $T(s)$ a $S(s)$



SOUHRN

Absolutní stabilita

Systém je *absolutně stabilní*, je-li v rovnovážné poloze krátkodobě vybuzen řídicí veličinou a/nebo poruchou, a jsou-li tyto vstupy jsou odstraněny, systém se vrátí opět do rovnovážné polohy. Přetrvává-li akce natrvalo poté, kdy je vybuzení odstraněno, systém musí být posuzován jako *absolutně nestabilní*.

Poznámka: Chceme-li získat věrohodnou predikci stability, musíme do modelu systému zahrnout dostatečně přesný popis dynamiky. To znamená, že diferenciální rovnice systému s uzavřenou smyčkou musí být nejméně třetího řádu. Výjimky z tohoto pravidla platí pro systémy s dopravními zpožděními, kde se může vyskytnout nestabilita, i když dynamika (bez dopravních zpoždění) je nultého, prvního nebo druhého řádu.

Relativní stabilita

Stupně stability – je-li systém stabilní, jak blízko má k tomu, aby se stal nestabilním? Indikátory relativní stability jsou amplitudová bezpečnost a fázová bezpečnost.

Analytické studium stability představuje zkoumání stability řešení diferenciálních rovnic systému s uzavřenou smyčkou. Výsledky praktického použití v technice se omezují hlavně na lineární systémy s konstantními koeficienty, kde je dlouho známa exaktní a úplná teorie stability. Exaktní obecné výsledky pro lineární systémy s časově proměnnými koeficienty a pro nelineární systémy neexistují. Naštěstí existuje lineární, časově invariantní teorie, která postačuje pro mnoho zařízení.

KRITÉRIA ABSOLUTNÍ STABILITY

- Lineární systémy s konstantními koeficienty
- Routh-Schurovo kritérium stability
- Nyquistovo kritérium stability
- Interpretace stability pomocí geometrického místa kořenů

LINEÁRNÍ SYSTÉMY S KONSTANTNÍMI KOEFICIENTY

Zde je úplná a obecná teorie stability založena na poloze kořenů charakteristické rovnice přenosové funkce systému s uzavřenou smyčkou v komplexní rovině. Stabilní systémy mají všechny kořeny v levé polorovině.

Pro obecný systém se zpětnou vazbou bude rovnice systému s uzavřenou smyčkou vždy ve tvaru (za použití diferenciálního operátoru D):

$$(\text{polynom } s D) \cdot C = (\text{polynom } s D) \cdot V + (\text{polynom } s D) \cdot U$$

Podle teorie stability je nutné, aby po přivedení V a/nebo U a jeho následném poklesu na nulu se C vrátilo k nule.

Řešení C bude mít pro vždy dvě části: obecné řešení pro přechodový děj a partikulární pro ustálený stav. Vráť-li jak V , tak U po čase k nule, odezva musí obsahovat pouze obecné řešení pro přechodový děj.

Stabilní systém musí mít takové řešení přechodového děje, které se časem utlumí k nule. Připomeňme, že všechny charakteristiky řešení přechodového děje jsou důsledkem polohy kořenů charakteristické rovnice systému s uzavřenou smyčkou v komplexní rovině. Tyto kořeny jsou buď reálné nebo komplexně sdružené, a to buď jednoduché nebo násobné. Pro kořen s je odpovídajícím řešením přechodového děje člen tvaru Ke^{st} . Z toho vidíme, že je-li s reálné, musí být záporné, a jsou-li s komplexně sdružené, musí mít zápornou reálnou část. Proto musí všechny kořeny stabilních systémů ležet v levé polorovině komplexní roviny.

ROUTH- SCHUROVO KRITÉRIUM STABILITY

Existují dvě metody zjištění přítomnosti nestabilních kořenů bez současného hledání jejich numerických hodnot:

Routh-Schurovo kritérium stability a Nyquistovo kritérium stability

Routh-Schurovo kritérium stability

- Pracuje s charakteristickou rovnicí systému s uzavřenou smyčkou v algebraickém tvaru a vyžaduje, aby charakteristická rovnice byla polynomem diferenciálního operátoru D .
- Ve skutečnosti ověřujeme spíše stabilní chování uzavřené smyčky než celý systém, ale protože v prvcích vně smyčky se nestability málokdy vyskytují a jsou obvykle zřejmé, je tato procedura odůvodněná.
- Dává počet (nikoliv numerické hodnoty) kořenů, které nejsou v levé polorovině komplexní roviny a nerozlišuje reálné a komplexní kořeny.
- To je často užitečné v pokynech pro postup návrhu podporujícího kompromisní výběr fyzikálních parametrů systému.

NYQUISTOVO KRITÉRIUM STABILITY

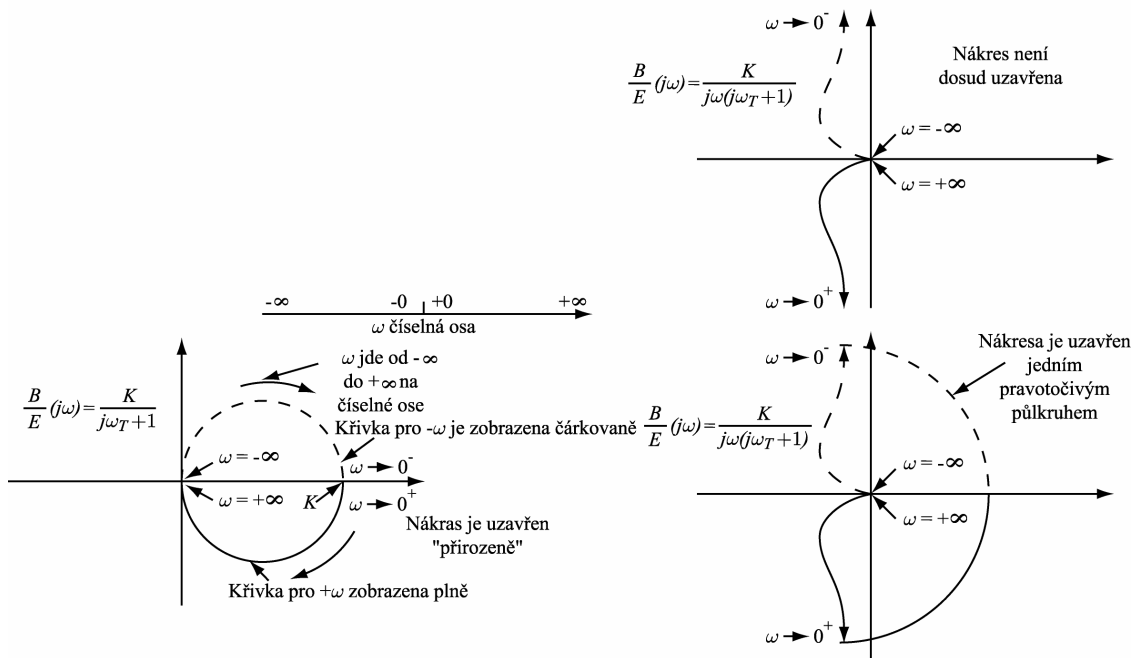
Výhody Nyquistova kritéria proti Routh-Schurovu kritériu:

- K určení počtu (ne numerických hodnot) nestabilních kořenů charakteristické rovnice systému s uzavřenou smyčkou používá přenosové funkce otevřené smyčky, tj. $(B/E)(j\omega)$.
- Jsou-li některé prvky modelovány experimentálně s využitím naměřené frekvenční charakteristiky, tato měření mohou být přímo použita v Nyquistovu kritériu.
- Protože jde o metodu založenou na frekvenční charakteristice, může Nyquistovo kritérium pracovat s dopravním zpožděním bez aproximace, protože frekvenční charakteristika dopravního zpoždění je přímo známa.
- Při odpovědi na otázku absolutní stability dává Nyquistovo kritérium navíc některé další užitečné výsledky, které se týkají relativní stability.

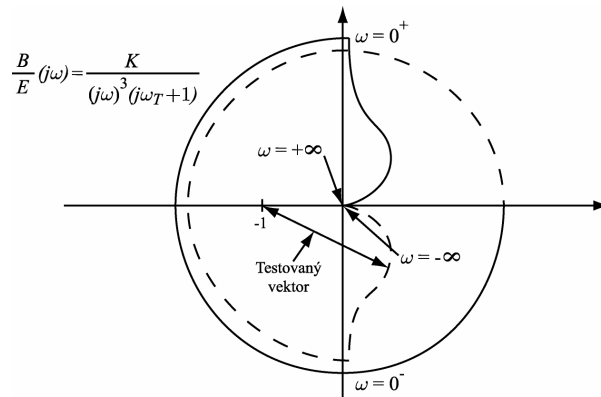
- Je-li pro práci s přenosovou funkcí $(B/E)(j\omega)$ užíváno diagramu, tedy grafické podoby, jsou patrnější vlivy jednotlivých součástí hardwaru (Routh-Shurovo kritérium má tendenci „zakódovat je“), což činí potřebné změny návrhu průhlednějšími.

KROKY V NYQUISTOVĚ KRITÉRIU STABILITY

1. Zkonstruuje charakteristiku $(B/E)(j\omega)$ v komplexní rovině pro $-\infty < \omega < \infty$.
2. Má-li $(B/E)(j\omega)$ ve jmenovateli násobitel $(j\omega)^k$, „opustí diagram papír“ pro $-\omega$ a $+\omega$, když $\omega \rightarrow 0$ a nedostaneme jedinou uzavřenou křivku. Pravidlo pro uzavření takového diagramu říká, že je nutné spojit „konec“ křivky v $\omega \rightarrow 0^-$ s „koncem“ křivky v $\omega \rightarrow 0^+$ ve směru hodinových ručiček půlkružnicí o „nekonečném poloměru“.



3. Určete počet pólů N_p funkce $G_1G_2H(s)$, které jsou v pravé polovině komplexní roviny. Téměř vždy bude nulový, protože tyto póly jsou kořeny charakteristické rovnice systému s otevřenou smyčkou a tyto systémy jsou málokdy nestabilní.
4. Nakreslete vektor, jehož konec je ohraničen bodem -1 a jehož začátek leží v počátku, kde $\omega = -\infty$. Nyní necht' konec tohoto vektoru sleduje uzavřenou křivku ve směru od $\omega = -\infty$ přes 0^- a přes 0^+ do $+\infty$ z návratem do počátečního bodu. N_{p-z} je počet následujících otočení tohoto vektoru okolo bodu -1 (+ pro počítání ve směru hodinových ručiček a - v opačném směru).
5. $N_p - N_{p-z} =$ počet kořenů charakteristické rovnice systému s uzavřenou smyčkou v pravé polovině komplexní roviny RHP. Tento počet bude vždy roven nule nebo to bude kladné celé číslo.



Příklad nestabilního systému

GEOMETRICKÉ MÍSTO KOŘENŮ

Metoda pro analýzu a návrh, založená na určení geometrického místa kořenů, je jednou z metod získání informací o chování uzavřené smyčky z přenosové funkce otevřené smyčky. Geometrickým místem kořenů je graf polohy pólů přenosové funkce uzavřené smyčky pro jakýkoliv jeden parametr měnící se od 0 do ∞ .

Nejprůhlednější metodou získání polohy kořene je jednoduchá změna hodnoty parametru a použití řešiče kořenů polynomu pro nalezení pólů. Ale i dříve vyvinuté metody pro analýzu řídicích obvodů stále poskytují dostatečný podklad pro návrh systémů s uzavřenou smyčkou. Charakteristická rovnice systému s uzavřenou smyčkou je:

$$1 + KG_1(s)G_2(s)H(s) = 0,$$

kde K je parametr, který se mění od 0 do ∞ .

Poloha kořene začíná v pólech přenosové funkce otevřené smyčky $KG_1(s)G_2(s)H(s)$ a končí v nulách přenosové funkce otevřené smyčky.

Z přepsání přenosové funkce uzavřené smyčky jako $KG_1(s)G_2(s)H(s) = -1$ plyne, že

$$|KG_1(s)G_2(s)H(s)| = 1 \text{ a } \angle G_1(s)G_2(s)H(s) = \pm(2k+1)\pi.$$

Pro bod s^0 v rovině s , má-li tento být bodem geometrického místa kořenů (kořenového hodografu), musí platit, že celkový úhel pólů a nul $G_1(s)G_2(s)H(s)$ pro s^0 musí být $\pm(2k+1)\pi$. Zesílení K , které odpovídá tomuto bodu, je řešením rovnice

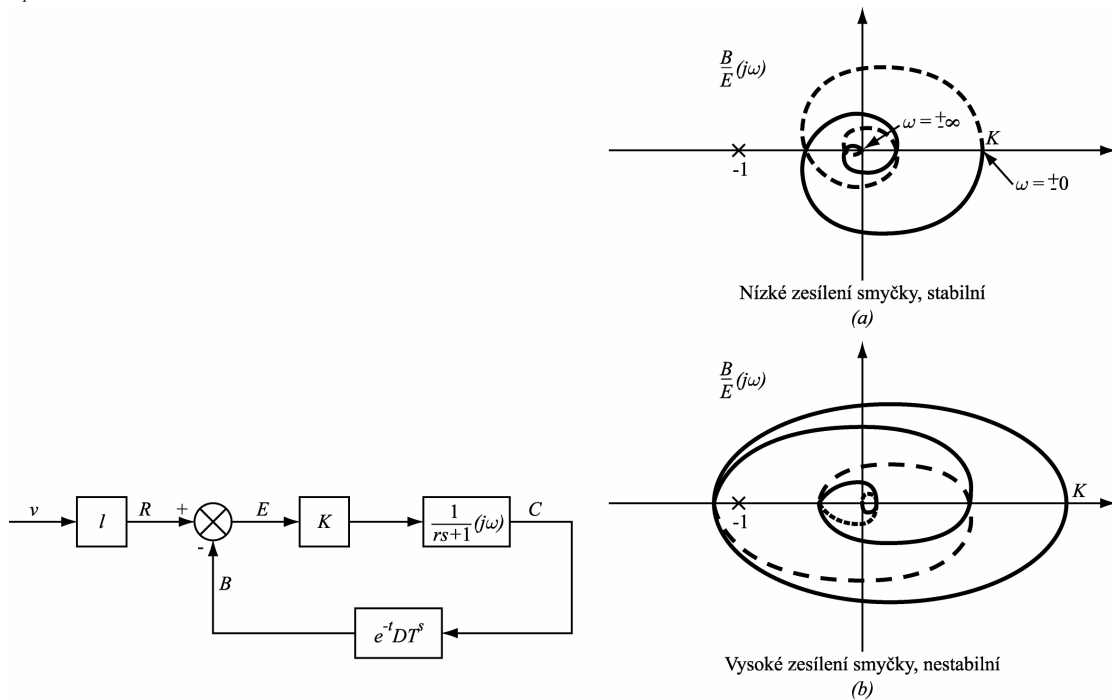
$$K = 1 / |G_1(s^0)G_2(s^0)H(s^0)|.$$

NYQUISTOVA ANALÝZA STABILITY SYSTÉMU S ČASOVÝM ZPOŽDĚNÍM (SETRVAČNÝ ČLÁNEK)

Systém s otevřenou smyčkou je stabilní, proto bude $N_p = 0$.

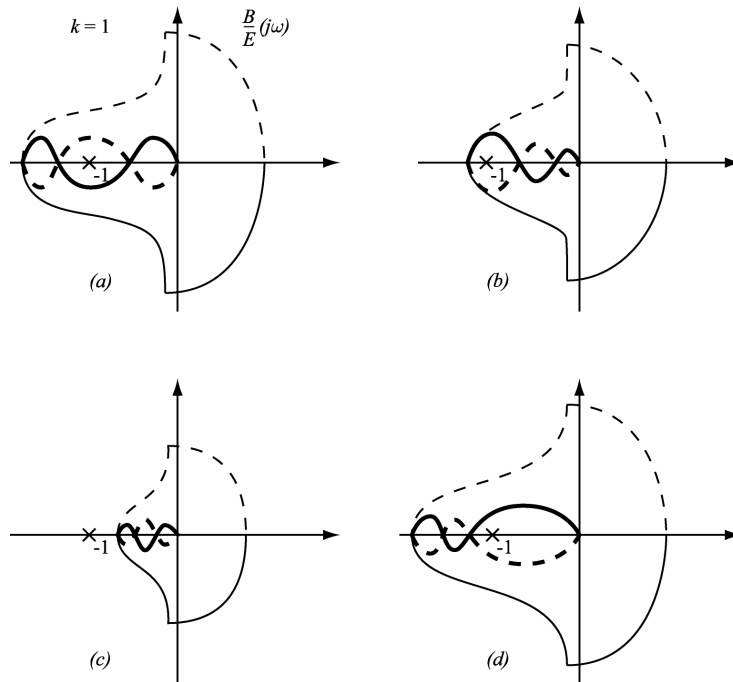
Při nízkém zesílení smyčky je $N_{p-z} = 0$ a systém s uzavřenou smyčkou je stabilní.

Při zvyšování zesílení K se zvětšuje spirála (způsobeno časovým zpožděním, které vždy zvyšuje fázové zpoždění) a testovací vektor nyní provede dvě celé otáčky, čímž bude $N_{p-z} = -2$, a uzavřená smyčka se stane nestabilní.



PODMÍNĚNÁ STABILITA

V některých případech, které odpovídají skutečným fyzikálním soustavám, může zvýšení zesílení nestabilní systém stabilizovat a snížení zesílení může stabilní systém destabilizovat. Tento jev se nazývá *podmíněná stabilita*. V systémech tohoto typu je stabilita zajištěna pouze pro určitý rozsah zesílení smyčky; zesílení nižší nebo vyšší mimo tento rozsah mají za následek nestabilitu.



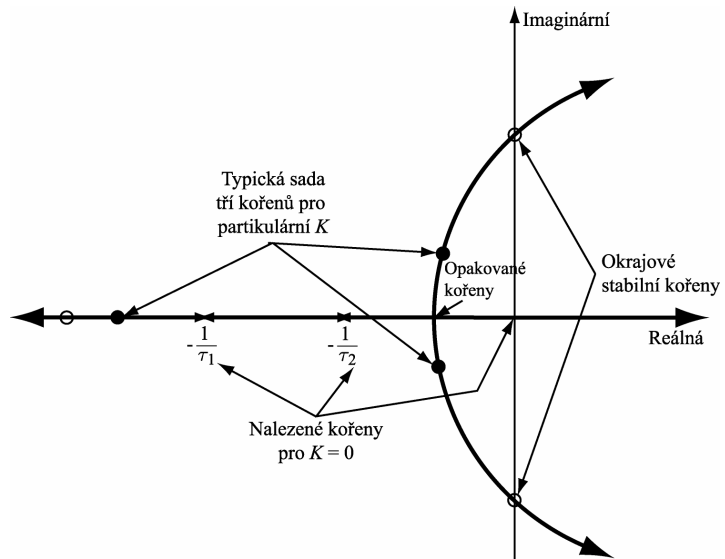
INTERPRETACE STABILITY GEOMETRICKÝM MÍSTEM KOŘENŮ

Jako příklad uvažujme systém s přenosovou funkcí otevřené smyčky

$$\frac{B}{E}(s) = \frac{K}{s(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}$$

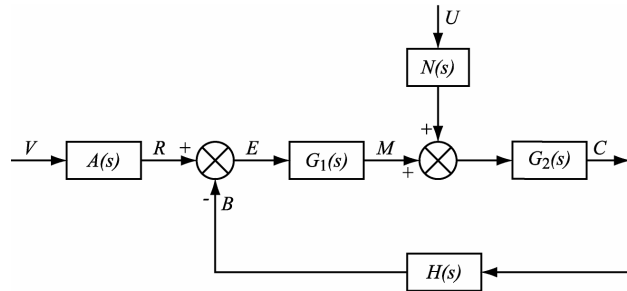
Charakteristická rovnice uzavřené smyčky je: $\tau_1 \tau_2 s^3 + (\tau_1 + \tau_2) s^2 + s + K = 0$.

Předpokládejme, že τ_1 a τ_2 byly stanoveny a chceme zjistit vliv měnícího se zesílení K na stabilitu systému. Pro každou hodnotu K má rovnice 3 kořeny, které musí být zakresleny do komplexní roviny. Pro $K = 0$ jsou tyto kořeny $-1/\tau_1$, $-1/\tau_2$, 0 . S tím, jak K vzrůstá, se budou kořeny pohybovat po spojitých křivkách, které se nazývají geometrickými místy kořenů (kořenovými hodografy).



ŘÍDICÍ ČLENY (REGULÁTORY)

Nyní se budeme zabývat chováním řídicího členu G_1 v blokovém schématu řídicího systému.



Řídicí členy (regulátory)

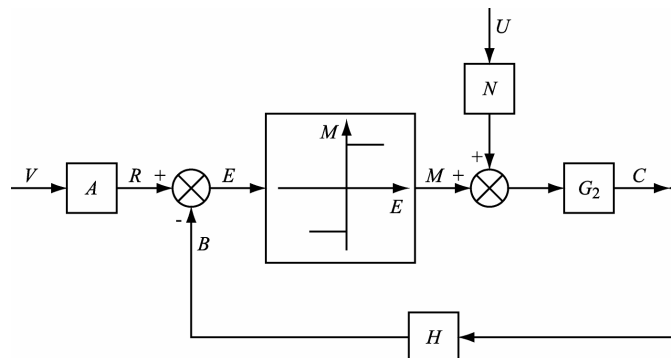
- Dvoupolohové
- Proporcionální
- Integrovní
- Derivační
- Kombinované skutečné regulátory

DVOUPOLOHOVÝ REGULÁTOR

Dobrý návrh obecně používá nejjednodušší (a tedy obvykle nejméně drahý a nejbezpečnější) hardware, který splňuje požadavky na chování systému. Měli bychom zkusit nejdříve nejjednodušší tvar a přikročit ke složitějším pouze tehdy, když se při analýze ukáže, že jednodušší hardware je nedostatečný.

Dvoupolohová řízení jsou obecně nejjednodušší možná z hlediska hardware. Analýza dvoupolohových řídicích systémů byla v minulosti díky nelinearitě obtížná nebo nemožná; ale dnes nám digitální simulace dovoluje dostat v podstatě přesné výsledky pro jakýkoliv tvar systému s danými numerickými hodnotami.

Uvažujme dvoupolohový řídicí člen bez pásma necitlivosti. Akční proměnná M může nabývat dvou možných hodnot v závislosti na tom, zda je aktivační signál E kladný nebo záporný. Řídicí člen poskytuje stejný korekční účinek bez ohledu na to, zda je E malé nebo velké.



Ačkoliv nelinearita systému vylučuje použití Routh-Schurova nebo Nyquistova kritéria stability, snadno nahlédneme, že je systém nestabilní a kmitá v mezním cyklu (trvalé, nesinusové relaxační kmity s konstantní amplitudou). Veličina M není nikdy nulová („ve stavu „vypnuto“), je vždy konstantní a má buď kladnou nebo zápornou polaritu. Proto se řízená proměnná C periodicky mění směrem k větší či menší hodnotě.

Z hlediska toku energie je zřejmé, že řídicí člen může dodávat energii a/nebo hmotu do procesu pouze ve dvou diskrétních hodnotách. Protože žádná z nich přesně neodpovídá potřebě procesu, řídicí člen se musí neustále pohybovat mezi dodávkou, která je příliš velká a dodávkou, která je příliš malá, systém je nestabilní a kmitá ustálenými kmity v tzv. mezním cyklu.

Z toho je patrné, že dvupolohová řízení velmi často vykazují kmity v mezním cyklu a návrhář tedy musí ohodnotit velikost amplitudy a frekvence mezního cyklu a rozhodnout, zda je takové chování přijatelné.

Např. většina domovních klimatizačních systémů používá dvupolohového řízení, protože vliv mezního cyklu je přijatelný. Parametry mezního cyklu je možno přizpůsobit tak, aby kolísání teploty bylo dostatečně malé a frekvence kmitů byla tak malá, aby nedošlo k předčasnému opotřebení hardware.

PROPORCIONÁLNÍ REGULÁTOR

Akční veličina M je přímo úměrná aktivačnímu signálu E .

Předpokládáme, že dynamika spojená se skutečným regulátorem je zanedbatelná vzhledem k ostatní dynamice systému.

Korekční účinek je proporcionální k chybě systému; větší chyby vyvolávají silnější odezvu než malé chyby.

Můžeme měnit spojitým způsobem energii a/nebo materiál vkládaný do řízeného procesu. Vztah k dvupolohovému regulátoru:

Výhoda:	nedochází k ustálenému kmitání v mezním cyklu.
Nevýhody	obecně je složitější, má vyšší cenu, má nižší spolehlivost hardware.

Při aplikaci proporcionálního regulátoru existují nenulové regulační odchylky v ustáleném stavu i pro nejméně náročné průběhy řídicí veličiny a/nebo poruchy. Proč je tomu tak?

Předpokládejme, že v počátečním rovnovážném bodě $x_c = x_v$ je regulační odchylka v ustáleném stavu nulová. Nyní požadujeme, aby x_c přešlo do nové hodnoty x_{vs} . To znamená získání jiné hodnoty akční veličiny M , aby bylo dosaženo rovnovážné polohy v novém x_c . Protože je akční vstup M proporcionální k aktivačnímu signálu E , nového M může být dosaženo pouze tehdy, když E je různé od nuly, což vyžaduje, aby bylo $x_c \neq x_v$, a tedy musí existovat odchylka v ustáleném stavu.

INTEGRAČNÍ REGULÁTOR

Jestliže proporcionální regulátor může pracovat s vysokým zesílením a systém zachovává relativně dobrou stabilitu, lze často vyhovět požadavkům na chování systému včetně požadavku na minimální regulační odchylku v ustáleném stavu.

Je ovšem těžké získat přijatelnou dynamiku systému s podstatnými dopravními zpožděními, které vylučují použití velkých zesílení, a proto regulační odchylka v ustáleném stavu může být nepřijatelná.

Když lidský operátor zpracovává informace o existenci regulačních odchylek v ustáleném stavu následkem změn žádané hodnoty a/nebo poruch, může je odstranit změnami žádané hodnoty nebo ovlivňováním akčního členu tak dlouho, dokud regulační odchylka nezmizí. Toto se nazývá manuální vynulování systému.

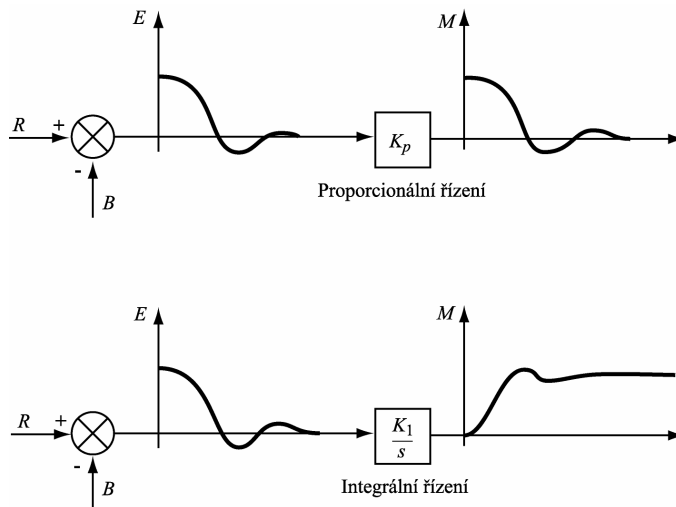
Integrační regulátor odstraňuje regulační odchylku v ustáleném stavu bez potřeby manuálního vynulování systému.

Integrační regulátor může být použit sám o sobě, nebo v kombinaci se ostatními regulátory. Proporcionální + integrační (PI) regulátor představuje nejčastěji používanou kombinaci.

Viděli jsme, proč při požití proporcionálního regulátoru existuje regulační odchylka v ustáleném stavu.

Potřebujeme proto regulátor, který poskytne jakýkoliv stabilní výstup (pochopitelně uvnitř rozsahu, pro který byl navržen), i když je jeho vstup (regulační odchylka) roven nule.

POROVNÁNÍ PROPORCIONÁLNÍHO A INTEGRAČNÍHO REGULÁTORU



Ačkoliv je integrační regulátor užitečný pro odstranění nebo snížení regulační odchylky v ustáleném stavu, má nežádoucí vedlejší vliv na snížení rychlosti odezvy a na zhoršení stability. Proč?

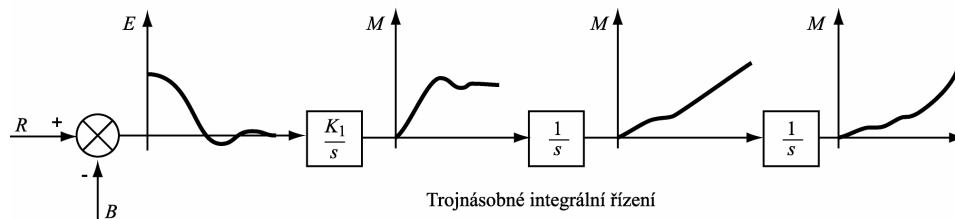
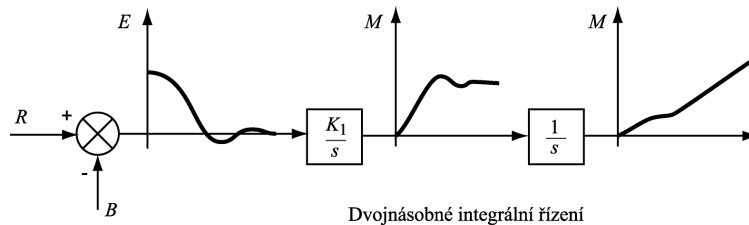
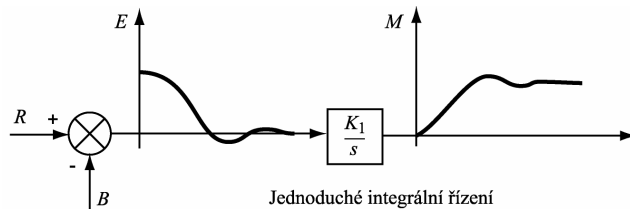
Snížení rychlosti je nejnadhěji viditelné v časové oblasti, kde skokový vstupní signál (náhlá změna) na vstupu integrátoru způsobuje rampový výstup, tedy mnohem pomalejší změnu na výstupu.

Pokles stability je nejvíce patrný ve frekvenční oblasti (viz Nyquistovo kritérium), kde integrátor snižuje při všech frekvencích fázovou bezpečnost přidáním dalších 90° fázového zpoždění a přitom otáčí křivku $(B/E)(j\omega)$ směrem do nestabilní oblasti blízko bodu -1 .

Někdy se integrační efekt přirozeně objeví nikoliv vlivem regulátoru, nýbrž vlivem jiných prvků systému (aktuátor, řízený proces, atd.). Tyto další integrační členy mohou účinně snižovat regulační odchylky v ustáleném stavu. Ačkoliv regulátory s jediným integrátorem jsou nejběžnější, jsou užitečné i dvojnásobné (a někdy i trojnásobné) integrátory pro obtížnější úlohy odstranění regulační odchylky v ustáleném stavu, i když vyžadují opatrné rozšíření mezi stability. Obvykle je počet integrátorů mezi E a C v přímé větvi nazýván *typem systému* (systém typu 1 má jeden integrátor, typu 2 dva integrátory atd.).

Navíc počet integrátorů a jejich umístění vzhledem k místu vstupu poruch určuje jejich efektivnost při odstraňování odchylky v ustáleném stavu.

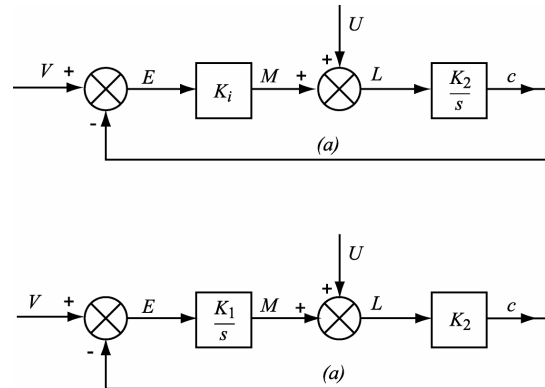
Z pohledu regulační odchylky v ustáleném stavu není snadné pro různé časové průběhy řídicí veličiny nebo poruchy určit druh akční veličiny M nutný k tomu, aby regulační odchylka v ustáleném stavu byla rovna nule.



VÝZNAM UMÍSTĚNÍ INTEGRÁTORU

Na obr. (a) zajišťuje integrátor nulovou regulační odchylku v ustáleném stavu pro skokový průběh řídicí veličiny V_s , ale nikoliv pro skokovou poruchu U_s . Přemístěním integrátoru podle obr. (b) buď/nebo vliv skoku vstupní veličiny V_s i poruchy U_s může být eliminován akční veličinou M bez toho, aby bylo E nenulové.

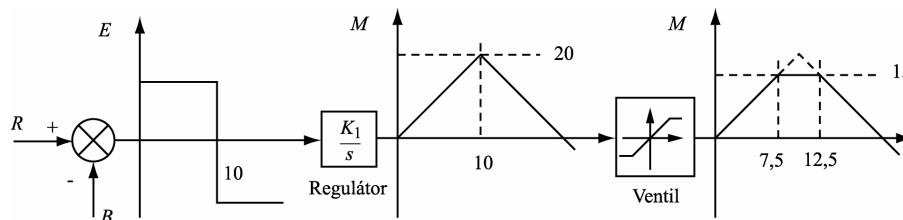
Můžeme tak usoudit, že integrátory musí být umístěny před body vstupu poruch, mají-li být efektivní při odstraňování regulačních odchylek v ustáleném stavu, které způsobují tyto poruchy. Umístění integrátorů ale nemá žádný význam pro regulační odchylku v ustáleném stavu, způsobenou řídicí veličinou.



INTEGRAČNÍ NASYCENÍ A JEHO KOREKCE

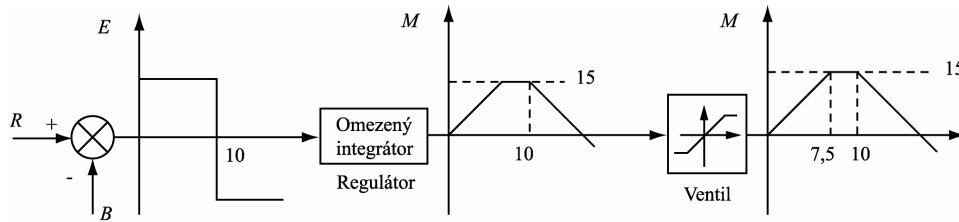
Funkce integračního regulátoru může být významně znehodnocena saturačními efekty.

Například trvalá odchylka způsobuje, že integrační řídicí člen mění svůj výstupní tlak po rampě až do 20 MPa přívodního tlaku. Membránový ventil je konstruovaný tak, aby byl zcela otevřen při 15 MPa (horní mez řídicího rozsahu, který je od 3 do 15 MPa). To znamená že tento ventil je nasycen při 15 MPa. Signál, naintegrovaný za $t = 7,5$ s je vlastně neupotřebitelný, protože požaduje nastavení, které ventil nemůže uskutečnit. Když odchylka v $t = 10$ s změni směr, membrána nemůže zareagovat na tuto změnu dříve, než naintegrovaný signál (který předtím dosáhl 20 MPa) dosáhne opět úrovně 15 MPa v $t = 12,5$ s. Tato zpožděná odezva se nazývá *integrační nasycení*. Poznamenejme, že toto zpoždění dále zhoršuje normálně zpožděné chování integračního regulátoru a může způsobit nadměrné překmitávání výstupní veličiny a problémy se stabilitou.



Integrační nasycení není samozřejmě problémem při každém použití integračního regulátoru. Jestliže je pravděpodobné, že nastanou tyto problémy, může být regulátor různými způsoby modifikován, aby došlo ke zlepšení. V podstatě se postupuje tak, že je integrátor vyřazen, jakmile jeho výstupní signál způsobuje v následujícím řídicím prvku saturaci. V tomto

příkladem je integrátor vyřazen, když výstupní tlak ventilu dosáhne 15 MPa, čímž se předejde jakémukoliv nasycení. Když odchylka v $t = 10$ s změnila směr, integrátor a ventil okamžitě reagují na zápornou odchylku, protože nedošlo k žádnému nasycení, které by bylo nejprve třeba odintegrovat.

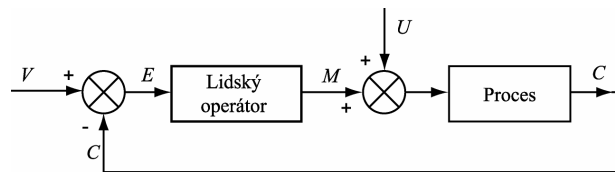


DERIVAČNÍ REGULÁTOR

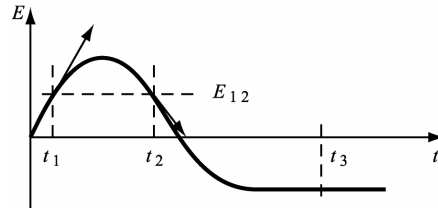
Dvupolohový nebo proporcionální nebo integrační regulátor může být použit v praktickém řídicím obvodu samostatně. Naproti tomu různé typy derivačních regulátorů musí být vždy použity v kombinaci s některými základními typy regulátorů. To je nutné proto, že derivační regulátor nemá žádný opravný vliv na libovolně velkou konstantní regulační odchylku, a proto dojde ke vzniku neřiditelné regulační odchylky v ustáleném stavu.

Jedním z nejvýznamnějších příspěvků derivačního regulátoru je rozšíření stability systému. Je-li absolutní nebo relativní stabilita problémem, je často řešením vhodný derivační regulátor. Stabilizace nebo tlumící efekt lze kvalitativně pochopit z následujícího:

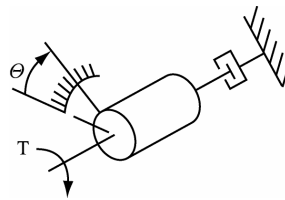
Integrační regulátor mohl být simulován lidskými operátory, kteří vyžadovali automatizaci jejich úlohy manuálního vynulování systému. Hardware derivačního regulátoru může být nejprve navržen jako napodobení lidské odezvy na změnu chybových signálů. Předpokládejme, že lidskému operátorovi je zobrazena regulační odchylka E a má za úkol měnit akční veličinu M tak, aby se E udržela blízká nule.



Vytvářeli by operátor stejnou hodnotu M v t_1 jako v t_2 ? Proporcionální regulátor pracuje přesně tak. Silnější opravný vliv se jeví vhodný v t_1 a menší v t_2 , protože v t_1 regulační odchylka E je $E_{1,2}$ a vzrůstá, zatímco v t_2 je také $E_{1,2}$, ale klesá. Lidské oči a mozek nevnímají pouze souřadnice křivky, ale i její trend nebo směrnici. Směrnice je zřejmě dE/dt , takže pro automatizaci této žádoucí lidské odezvy potřebujeme řídicí člen citlivý na derivaci regulační odchylky. Takové řízení ale nemůže být použito samostatně, protože nepůsobí proti regulačním odchylkám v ustáleném stavu jakékoliv velikosti v t_3 . Je proto zřejmé, že má smysl např. kombinace proporcionálního + derivačního regulátoru.



Vztah obecné koncepce derivačního regulátoru např. ke konkrétnímu vlivu viskózního tlumení v mechanickém systému můžeme vidět z obrázku, kde přiložený krouticí moment T vyvolává změnu úhlu natočení θ tělesa s momentem setrvačnosti J . Moment tlumení tlumiče se vzhledem k tělesu s momentem setrvačnosti J chová přesně jako derivační regulátor, protože vždy brání změně rychlosti $d\theta/dt$ momentem úměrným $d\theta/dt$. Tím dochází ke tlumení případných kmitů.



Derivace E , C a téměř všechny dostupné veličiny systému jsou vhodné pro zpracování v derivačním regulátoru. První derivace jsou nejběžnější a nejjednodušší k implementování. Jestliže derivovaný signál obsahuje šum, je tento derivováním zvýrazněn. Proto implementace derivačního regulátoru často vyžaduje použití přibližných (filtrovaných dolní propustí) derivačních signálů.

Derivační signály je vždy lépe získávat ze senzorů, které přímo poskytují požadovaný signál, než provádět derivování jinak dostupného signálu.

Kromě zlepšení stability může derivační řízení také přinést zlepšení rychlosti odezvy a zmenšení regulační odchylky v ustáleném stavu.

KOMBINOVANÉ SKUTEČNÉ REGULÁTORY

Uvedli jsme základní typy regulátorů: dvupolohové, proporcionální, integrační a derivační. Každý z nich má své výhody a nevýhody a tak nepřekvapí, že ve většině praktických aplikací lépe plní úkoly některé *kombinace základních typů regulátorů*.

Také jsme brali v úvahu nezákladnější nebo idealizované verze jednotlivých typů tak, aby jejich podstatné rysy mohly být vysvětleny co nejjasněji bez rozptylování vedlejšími otázkami. Praktická provedení některých regulátorů nejsou schopna úplně realizovat ideální chování a také mohou vyžadovat modifikované metody návrhu. Někdy může neideální regulátor naplnit požadavky s jednodušším hardwarem nebo softwarem. Z tohoto důvodu by měly být uvažovány *skutečné typy regulátorů*.

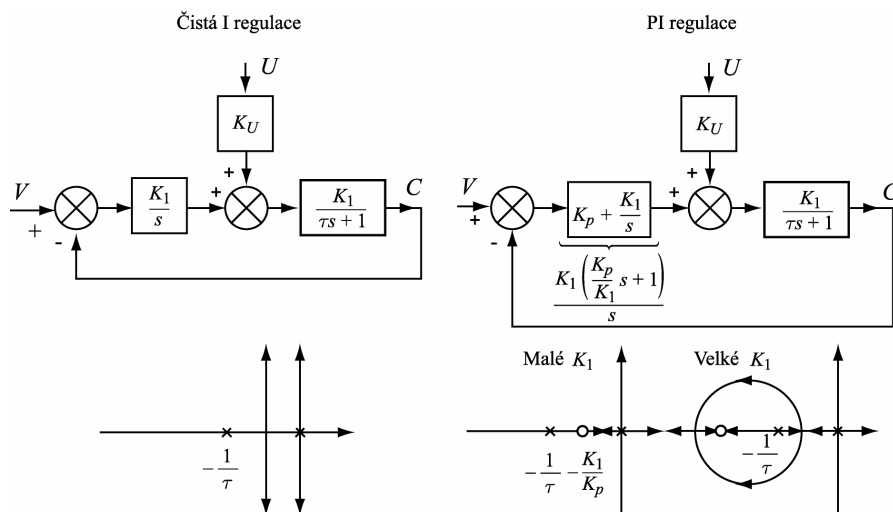
Budeme uvažovat následující kombinované skutečné regulátory:

- Proporcionální + Integrační (PI) regulátor
- Korekce fázovým zpožděním
- Proporcionální + Derivační (PD) regulátor
- Korekce fázovým předstihem
- Proporcionální + Integrační + Derivační (PID) regulátor
- Korekce zpožděním/předstihem

Proporcionální + integrační (PI) regulátor

PI regulátor zmenšuje regulační odchylku v ustáleném stavu spolu s rychlejší odezvou a zlepšením stability.

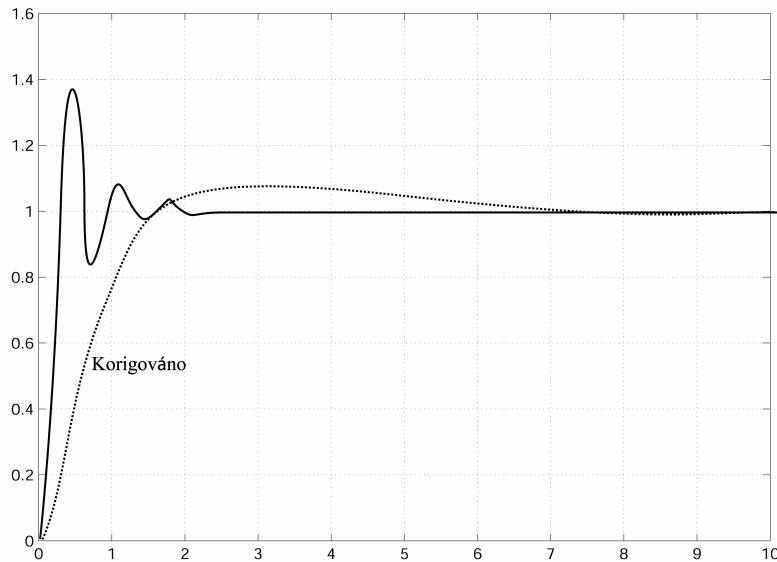
Poloha pólů na obr. pod odstavcem objasňuje stabilizační efekt PI regulátoru působením členu v čitateli $\left[\left(K_p/K_1\right)s+1\right]$. Posouzení frekvenčních charakteristik by potvrdilo toto zlepšení stability, protože čítec vytváří úhel, který má znaménko fázového předstihu.



Přenosovou funkci proporcionálního + integračního (PI) regulátoru lze napsat jako

$$K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{K_p s + K_i}{s} = K_p \frac{s + K_i/K_p}{s}.$$

Vidíme, že PI regulátor je speciálním případem korekčního členu se zpožděním, kde pól korekčního členu byl posunut do počátku; tj. PI regulátor člen v limitě aproximuje korekční člen se zpožděním.



Porovnání korekčního členu zpožděním a Proporcionálního + Integračního (PI) regulátoru

Nezapomeňme, že je integrační regulátor používán pouze tehdy, chceme-li zvýšit typ systému, tedy snížit regulační odchylku v ustáleném stavu. Nevýhodou integračního regulátoru je skutečnost, že pól v počátku má tendenci destabilizovat systém.

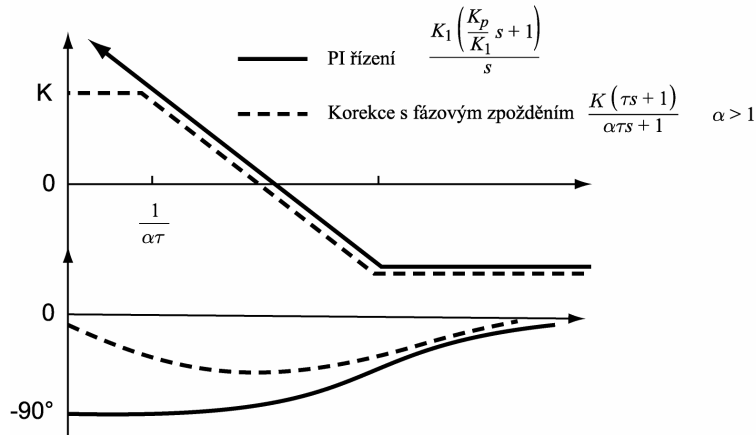
KOREKCE FÁZOVÝM ZPOŽDĚNÍM

Korekce fázovým zpožděním je skutečnou verzí PI řízení, realizovanou v mnoha praktických regulátorech. Nemůže dosáhnout nulové regulační odchylky v ustáleném stavu, která odpovídá ideálnímu integračnímu regulátoru, ale to není fatální problém, protože realistické požadavky musí vždy počítat s nějakou regulační odchylkou v ustáleném stavu.

Korekční člen s fázovým zpožděním má přenosovou funkci tvaru:

$$\frac{q_0}{q_i}(s) = \frac{K(\tau s + 1)}{\alpha \tau s + 1}, \quad \alpha > 1.$$

Frekvenční charakteristiky na obr. dole potvrzují, že tato přenosová funkce je aproximací PI regulátoru.



POROVNÁNÍ PROPORCIONÁLNĚ DERIVAČNÍHO REGULÁTORU (PD) A KOREKČNÍHO ČLENU PŘEDSTIHEM

Proporcionálně - derivační (PD) regulátor s přenosovou funkcí $K_p + K_d s$ se ve skutečnosti nikdy nepoužívá. Derivace výrazně snižuje poměr signál/šum a proto se jí vyhýbáme.

Nicméně PD řízení často vzniká použitím senzoru, který měří derivaci výstupní veličiny, např. tachodynamem, které měří rychlost. V tomto případě je derivační člen umístěn ve vnitřní zpětnovazební smyčce, která obepíná regulovanou soustavu.

Je-li PD regulátor zařazen v přímé větvi, tato obvykle obsahuje póly pro odfiltrování šumu s vysokými frekvencemi. Skutečný regulátor může být

$$K_p + \frac{K_d s}{T_d s + 1} = \frac{K_p T_d s + K_p + K_d s}{T_d s + 1} = K_p \frac{(T_d + K_d / K_p) s + 1}{T_d s + 1}$$

což je rovnice korekčního členu s předstihem.

Proto je PD řízení podobné korekci s předstihem, kdy v ideálním případě leží pól korekčního členu s předstihem v nekonečnu.

PROPORCIONÁLNÍ + DERIVAČNÍ (PD) REGULÁTOR

KOREKCE FÁZOVÝM PŘEDSTIHEM

Protože derivační regulátor není nikdy použit samostatně a máme už stručně diskutován PD regulátor, soustředíme se na jeho skutečnou verzi, jmenovitě *korekci fázovým předstihem* s přenosovou funkcí ve tvaru:

$$\frac{q_0}{q_i}(s) = \frac{K(\tau s + 1)}{\alpha \tau s + 1}, \quad \alpha < 1.$$

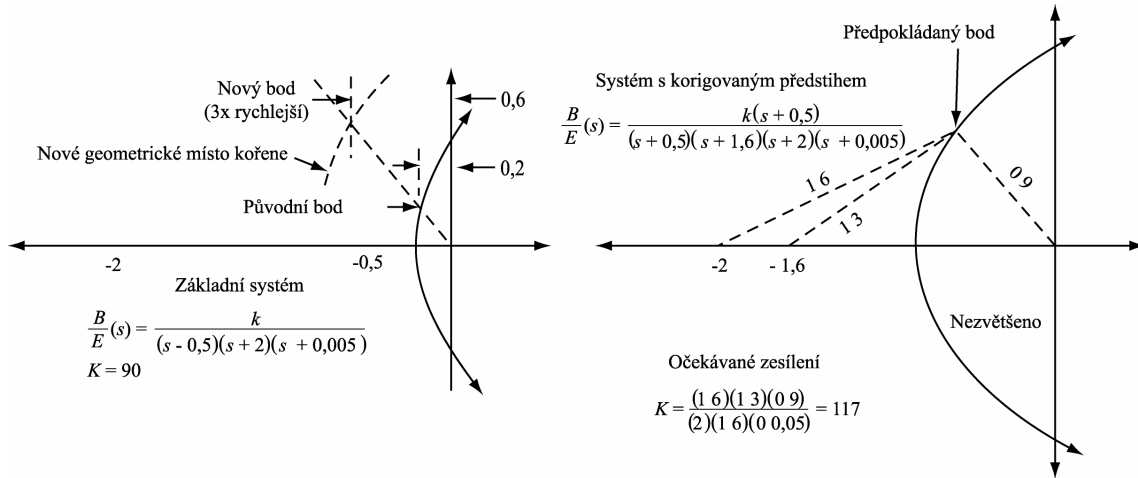
Má-li základní systém nastaven své zesílení K tak, aby byla splněna požadovaná relativní stabilita, a přitom zjistíme, že rychlost odezvy je příliš nízká, může být korekce fázovým předstihem velmi užitečná.

Také je-li systém podmíněně nestabilní (nastavené zesílení vede k nestabilitě), může korekce fázovým předstihem systém stabilizovat.

Obvykle korekce fázovým předstihem také poskytuje malé zvýšení zesílení, takže je redukována regulační odchylka v ustáleném stavu bez ohledu na to, zda to byl tento problém řešen či ne.

PŘÍKLAD GEOMETRICKÉHO MÍSTA KOŘENŮ PŘI KOREKCI FÁZOVÝM PŘEDSTIHEM

Zatímco princip korekce fázovým zpožděním je snad jasně patrný z frekvenčních charakteristik, efekt korekce fázovým předstihem je mnohem patrnější z geometrického místa kořene.



PROPORCIONÁLNÍ + INTEGRÁLNÍ + DERIVAČNÍ (PID) REGULÁTOR

Kombinace základních typů regulátorů může zlepšit všechna hlediska chování systému (stabilitu, rychlost, regulační odchylku v ustáleném stavu) a aplikace složeného univerzálního regulátoru je nejuplněnější metodou.

Podíváme-li se na analogové pneumatické a elektronické řídicí členy, jejich digitální verze založené na mikroprocesorech, nebo jejich samostatné řídicí smyčky implementované ve velkých univerzálních číslicových počítačích, znovu a znovu vidíme úspěšné aplikace P, PI, PD a PID řízení.

Základní výhodou PID regulátorů je jejich jednoduchost; „jsou srozumitelné“. Ideální tvar PID regulátoru členu je dán jako

$$\frac{q_0}{q_i}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s = K_p + \frac{1}{\tau_i s} + \tau_d s, \quad \tau_i \triangleq \frac{1}{K_i}, \quad \tau_d \triangleq K_d$$

Ačkoliv tento „součtový“ tvar rovnice zobrazuje každý z jednotlivých typů regulátoru nejjasněji, pro námi používané standardní metody geometrického místa kořenů a frekvenčních charakteristik potřebujeme následující tvar:

$$\frac{q_0}{q_i}(s) = \frac{K_i \left(\frac{K_d}{K_i} s^2 + \frac{K_p}{K_i} s + 1 \right)}{s},$$

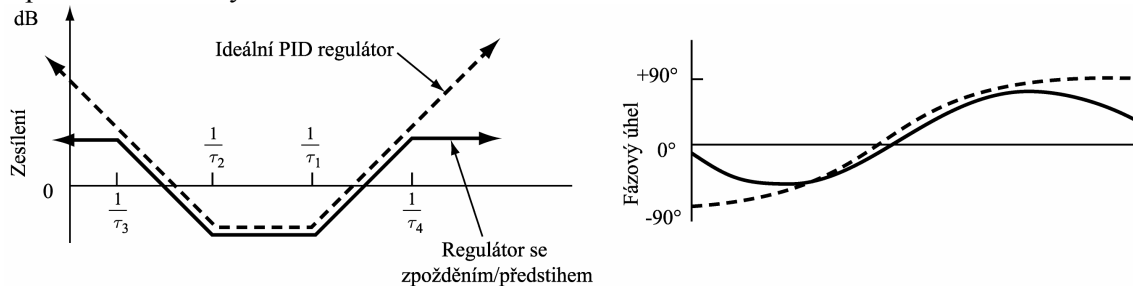
Z tohoto tvaru vidíme, že řídicí člen obsahuje dvě nuly (které mohou být reálné nebo komplexně sdružené) a pól v počátku. Protože mohou být všechny požadované hodnoty K_p , K_i a K_d (i nulové) realizovány, můžeme umístit nuly tam, kam si přejeme, abychom anulovali a/nebo neanulovali jednotlivé korekce.

KOREKCE ZPOŽDĚNÍM/PŘEDSTIHEM

Skutečná verze PID regulátoru, která je implementována v mnoho praktických řídicích obvodech, je nazývána *korekce zpožděním/předstihem*. Matematicky je to kaskáda regulátorů s fázovým zpožděním a předstihem, které již byly diskutovány.

$$\frac{q_0}{q_i}(s) = \left(\frac{\tau_i s + 1}{\alpha_i \tau_i s + 1} \right) \left(\frac{\tau_d s + 1}{\alpha_d \tau_d s + 1} \right), \quad \alpha_i > 1, \quad \alpha_d < 1$$

Vlivy na chování systému jsou rovněž superpozicí dvou jednotlivých vlivů. Tak regulátor se zpožděním/předstihem může zlepšit všechna hlediska chování (tak, jako to může PID): stabilitu, rychlost a regulační odchylku v ustáleném tvaru. Výběr parametrů se provádí v podstatě odděleným návrhem dvou korekčních členů.



Porovnání ideálního a skutečného PID regulátoru

METODY NÁVRHU SPOJITÝCH ŘÍDICÍCH SYSTÉMŮ

- Korekce
- Korekce fázovým předstihem
- Korekce fázovým zpožděním
- Proporcionální – Integrální – Derivační korekce

KOREKCE

Existují různá uspořádání, kterých může být užito pro korekci:

Sériová korekce: korekční člen je umístěn v kaskádě se zařízení.

Zpětnovazební korekce: korekční člen je umístěn uvnitř zpětnovazební větve.

V obou případech jsou póly přenosové funkce otevřené smyčky a póly uzavřené smyčky identické. Proto mají stejnou polohu pólů a stejnou amplitudovou a fázovou frekvenční charakteristiku (Bodeův diagram), takže vlastnosti z hlediska stability jsou podobné. Nuly uzavřené smyčky jsou ale různé, a proto jsou různé regulační odchylky v ustáleném stavu.

Protože zpětná vazba snižuje vliv změn parametrů členů v přímé větvi, má sériové uspořádání lepší vlastnosti z hlediska citlivosti a tradičně je nejpoužívanější.

Je také možné umístit *filtry vně smyčky*, aby filtrovaly cizorodé signály. Protože jsou tyto filtry umístěny vně smyčky, nemají na ně vliv prospěšné vlastnosti zpětné vazby. Proto se jejich použití doporučuje pouze tehdy, jsou-li přesně známy frekvence, které mají být utlumeny.

KOREKCE VYRUŠENÍM PÓLŮ A NUL

Vyrušení pólů a nul je korekční metodou, kdy dominantní póly (nuly) regulované soustavy jsou vyrušeny korekčním členem, který má nuly (póly) ve stejných polohách. Požadovaná zesílení pólů smyčky systému jsou potom přidána do jmenovatele korekčního členu.

I když tato metoda může být vhodná pro vyrušení pólů a nul systému v levé polorovině komplexní roviny, neměla by být nikdy použita k vyrušení pólů a nul regulované soustavy v pravé polorovině komplexní roviny.

Problémy, spojené s touto korekcí:

Nikdy přesně nevíme, kde ve skutečnosti jsou póly a nuly regulované soustavy.

Přestože vyrušené póly zmizí z přenosové funkce $(C/V)(s)$, mohou být stále přítomny v jiných přenosových funkcích, např. v $(C/U)(s)$. Pak získáme pouze dobré sledování řídicí veličiny, ale zůstane nedostatečné potlačení poruch.

METODY KOREKCE PŘEDSTIHEM A ZPOŽDĚNÍM

Nejjednodušším a nejběžnějším korekčním členem je filtr s jednou nulou a jedním pólem:

$$G_1(s) = K_c \left[\frac{(s+a)}{(s+b)} \right].$$

O korektor předstihem jde v případě, že je nula umístěna před pólem, tj. $0 < a < b$.

O korektor zpožděním jde v případě, že je pól umístěn před nulou, tj. $a > b > 0$.

Nejvyšší možná změna fáze, která může být dosažena jak pro předstih, tak pro zpoždění, je rovna $\omega = \sqrt{ab}$.

Jak návrhář zjistí, zda je třeba použít korektor s předstihem či se zpožděním?

Odpověď spočívá v zadaných požadavcích na systém řízení.

V proceduře návrhu, která následuje (tj. geometrické místo kořenů a frekvenční charakteristiky) předpokládáme, že regulovaná soustava může být postačujícím způsobem popsána dvojicí dominantních pólů. Skutečná odezva uzavřené smyčky se bude poněkud lišit od odezvy, která odpovídá tomuto předpokladu.

Vždy uzavřete smyčku a simulujte celý systém; podle potřeby udělejte další dílčí změnu.

KOREKCE PŘEDSTIHEM: NÁVRH POUŽITÍM GEOMETRICKÉHO MÍSTA KOŘENŮ

Návrh je založen na úpravě tvaru geometrického místa kořenů přidáním pólů a nul do soustavy tak, aby kořenový hodograf procházel požadovaným bodem v komplexní rovině.

Následující kroky jsou společné všem návrhovým procedurám geometrického místa kořenů.

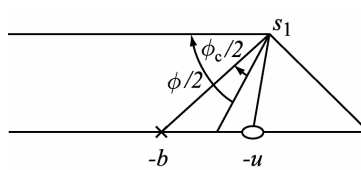
1. Urči požadovanou polohu komplexního pólu s_1 na základě zadaných požadavků, tj. požadované hodnoty ζ a ω_n .
2. Umísti nulu korekčního členu.
3. Urči polohu pólu korekčního členu tak, aby bod s_1 s -roviny splňoval podmínku, že úhel $G_1G_2(s)$ musí být roven 180° .
4. Vyhovuje zesílení systému v s_1 požadavkům na regulační odchylku v ustáleném stavu? Jestliže ne, změň polohu s_1 a opakuj návrh.
5. Uzavři smyčku a urči, jestli je vyhověno zadaným požadavkům.

Jak se určí umístění nuly korekčního členu?

Geometrická procedura, která určuje jak polohu pólů, tak polohu nul korekčního členu s předstihem je následující:

Po výběru požadované polohy s_1 v s -rovině, která je určena zadanými požadavky na chování systému, najdi $\phi_c = 180^\circ - \angle G_2(s_1)$, tj. úhel předstihu, který musí vytvářet korekčního člen. Je-li ϕ_c záporné, korekční člen s předstihem nelze navrhnout; musí být navržen korekční člen se zpožděním. Korekční člen může ve skutečnosti vytvářet úhel pouze asi 50° až 60° . Je-li požadována větší fáze, musí být použito více než jednoho korekčního členu.

Nakresli přímkou z počátku do s_1 a horizontální přímkou z s_1 . Najdi úhel ϕ tvořený těmito dvěma přímkami. Rozděl přímkou tento úhel na poloviny. Přímkou k požadovaným polohám nulu a pólů jsou konstruovány tak, že každá přímkou se odklání od osy úhlu ϕ úhlem $\phi_c/2$. Takto se minimalizuje vzdálenost mezi polohami nul a pólů. Udržíme-li tento poměr blízký k jedné, minimalizujeme požadované zesílení K_c korekčního členu.



KOREKCE PŘEDSTIHEM - PŘÍKLAD NÁVRHU POUŽITÍM GEOMETRICKÉHO MÍSTA KOŘENŮ

Přenosová funkce je dána jako

$$G_2(s) = 400 / [s(s^2 + 30s + 200)].$$

Jsou stanoveny požadavky, aby $\zeta = 0,5$ a $\omega_n = 13,5$ rad/s.

Tyto požadavky vedou na požadovanou polohu pólu v s -rovině $s_1 = -6,75 \pm j11,69$.

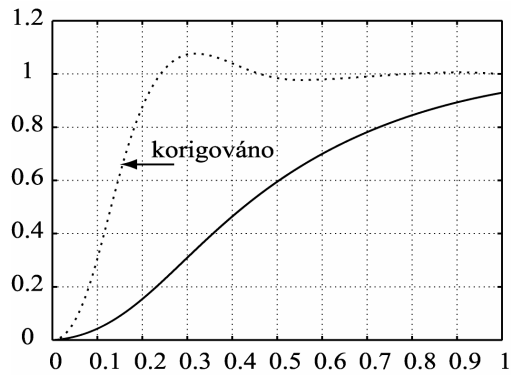
Výsledky: $\phi = 120^\circ$, $\phi_c = 55,8^\circ$, $a = 7,16$, $b = 25,41$, $K_c = 13,62$. Výsledný návrh korekčního členu je:

$$G_1(s) = 12,62 [(s + 7,16)/(s + 25,41)].$$

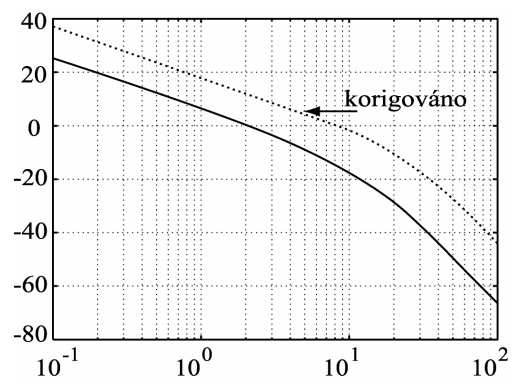
Následující přechodová charakteristika a frekvenční charakteristiky ukazují, že

$$M_p = 8\%, t_s = 0,8s, \text{ amplitudová bezpečnost} = 15dB, \text{ fázová bezpečnost} = 60^\circ.$$

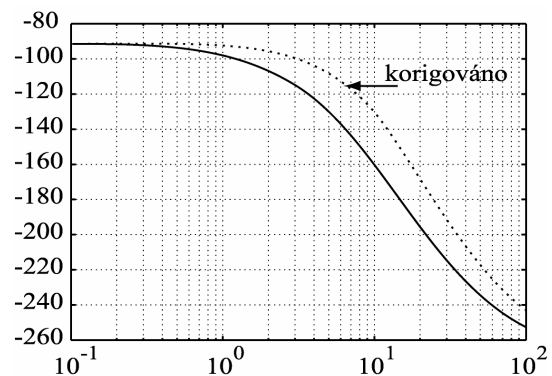
Frekvence řezu zesílení = 8rad/s, velikost regulační odchylky v ustáleném stavu = 7,68.



Korekce s předstihem - příklad návrhu geometrickým místem kořenů: odezva na skok řídicí veličiny



Korekce předstihem – příklad návrhu geometrickým místem kořenů: amplitudová frekvenční charakteristika



Korekce předstihem – příklad návrhu geometrickým místem kořenů: fázová frekvenční charakteristika

KOREKCE PŘEDSTIHEM - PŘÍKLAD NÁVRHU POUŽITÍM FREKVENČNÍCH CHARAKTERISTIK

Přenosová funkce je dána jako

$$G_2(s) = 400 / [s \cdot (s^2 + 30 \cdot s + 200)]$$

Stanovené požadavky: velikost regulační odchylky v ustáleném tvaru $= 10$ a *fázová bezpečnost* $= 45^\circ$.

Pro velikost regulační odchylky v ustáleném stavu je nutné, aby $K_c = 5$.

Následující frekvenční charakteristiky pro $K_c G(j\omega)$ ukazují, že *fázová bezpečnost* $= 32^\circ$.

Protože chceme, aby *fázová bezpečnost* $= 45^\circ$, potřebujeme aby korekční člen vytvořil minimálně předstih $\phi = 13^\circ$. K této hodnotě přičteme pro zvýšení bezpečnosti 5° .

Vypočítáme $\alpha = 1,89$ a $-10 \log \alpha = -2,77 \text{dB}$.

Toto zesílení má systém při korigovaném $\omega_{gc} = 8 \text{rad/s}$.

Vypočítáme $T = 0,08$.

Korekční člen má tedy přenosovou funkci $G_1(s) = 5 \left[\frac{(0,15s + 1)}{(0,08s + 1)} \right]$.

Korigovaná *fázová bezpečnost* je 41° . Odezva na skok ukazuje, že $M_p = 28\%$ a $t_s = 1,4 \text{s}$.

KOREKCE PŘEDSTIHEM: NÁVRH POUŽITÍM FREKVENČNÍCH CHARAKTERISTIK

Základní myšlenkou při návrhu z frekvenčních charakteristik je tvarovat přenosovou funkci otevřené smyčky tak, aby měla:

- požadované zesílení v oblasti nízkých frekvencí
 - (vlastnost nutná pro potlačení regulační odchylky v ustáleném stavu nebo vlivu poruch)
- Požadovanou frekvenci řezu zesílení (ω_{pc})
 - (vlastnost nutná pro dosažení rychlé odezvy)
- Odpovídající meze stability

Obvykle se korekční člen pro návrh z frekvenčních charakteristik parametrizuje takto:

$$G_1(s) = K_c \left[\frac{(\alpha T s + 1)}{(T s + 1)} \right].$$

V této návrhové metodě nejdříve zvolíme zesílení K_c tak, aby byly splněny požadavky na velikost regulační odchylky v ustáleném stavu. Potom uspokojíme požadavky na *fázovou bezpečnost* a pokusíme se dosáhnout požadované frekvence řezu ω_{pc} .

Frekvence, při které nastane největší *fázový předstih* je rovna $\omega_{\max} = 1/T\sqrt{\alpha}$.

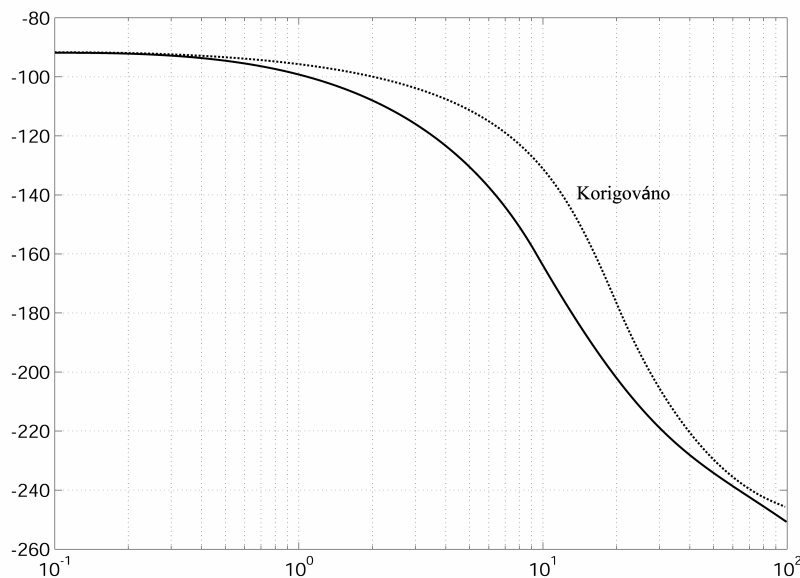
Největší *fázový předstih*, kterého lze dosáhnout, je $= \tan^{-1} \alpha \cdot \tan^{-1} 1/\sqrt{\alpha}$.

Pro vlastní návrh budeme uvažovat, že $\omega_{pc} = \omega_{\max}$. Zvýšení amplitudy, v dB, vlivem $G_1(s)$ při $\omega = \omega_{\max} = \omega_{pc}$ je rovno

$$M = |G_1(j\omega_{\max})|_{\text{dB}} = |G_1(j\omega_{pc})|_{\text{dB}} = 10 \log \alpha .$$

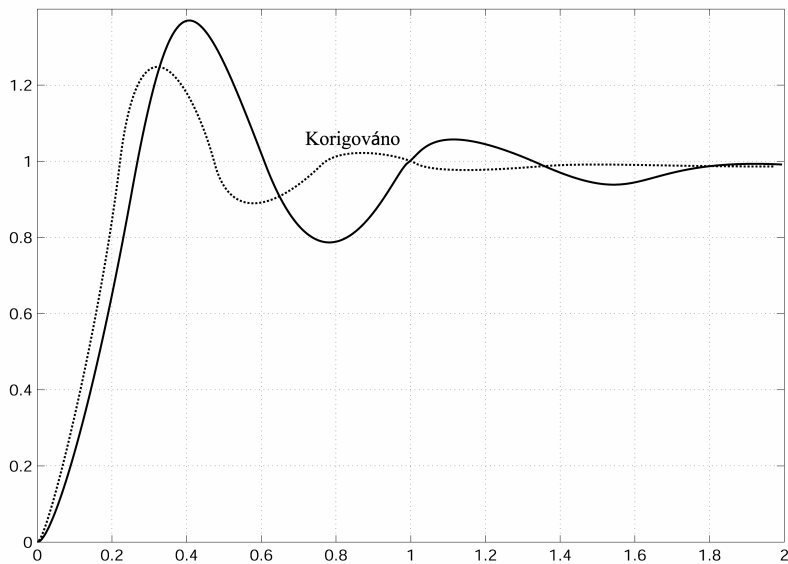
Následující kroky popisují postup při použití této návrhové metody:

- Vyber K_c pro dosažení požadované velikosti regulační odchylky v ustáleném stavu.
- Nakresli frekvenční charakteristiky pro $K_c G_2(j\omega)$ a urči fázovou bezpečnost pro $K_c G_2(j\omega)$.
- Urči požadovaný fázový předstih korekčního členu: to je počáteční ϕ .
- Přidej několik stupňů k právě určené fázi pro nalezení pracovního ϕ . Smysl přidání několika stupňů, např. 5° , k fázovému předstihu, který je potřebný k dosažení požadované fázové bezpečnosti spočívá v tom, že přidání nuly korekčního členu způsobí zvýšení ω_{pc} . Zvýšení ω_{pc} má za následek snížení fázové bezpečnosti na hodnotu menší, než bylo vypočítáno.
- Vypočítej α z $\alpha = (1 + \sin \phi) / (1 - \sin \phi)$.
- Najdi frekvenci, ve které je zesílení $K_c G_2(j\omega) = -10 \log \alpha$. Tato frekvence bude korigovaná ω_{pc} .
- Vypočítej T z $T = 1 / \sqrt{\alpha} \omega_{pc}$.
- Nakresli frekvenční charakteristiky $G_1(j\omega)G_2(j\omega)$ k ověření návrhu.
- Uzavři smyčku a urči odpovídající odezvy uzavřené smyčky.

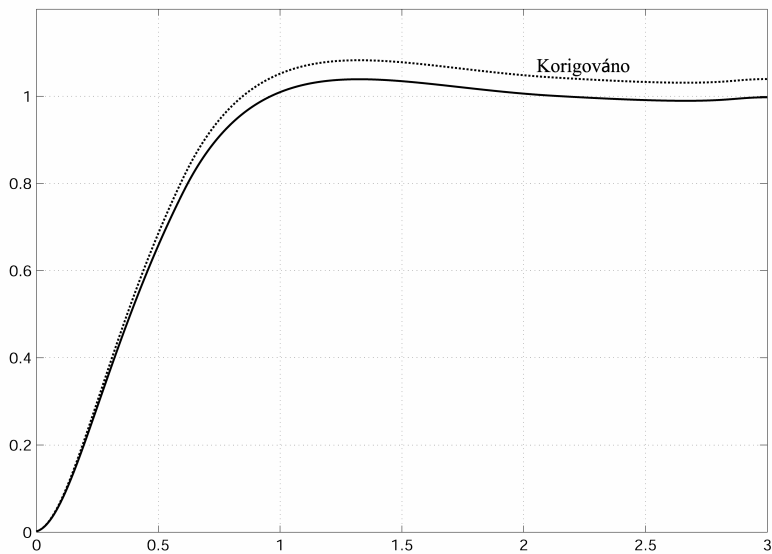


Korekce předstihem – příklad návrhu z frekvenčních charakteristik: frekvenční fázová charakteristika

(Pozn: Nekorigovaná přenosová funkce byla vynásobena K_c)



Korekce předstihem – příklad návrhu z frekvenčních charakteristik: přechodová charakteristika
(Pozn: Nekorigovaná přenosová funkce byla vynásobena K_c)



Korekce zpožděním – příklad návrhu metodou geometrického místa kořenů: přechodová charakteristika

KOREKCE ZPOŽDĚNÍM: NÁVRH POUŽITÍM GEOMETRICKÉHO MÍSTA KOŘENŮ

Korekce se zpožděním s přenosovou funkcí $G_1(s) = K_c \left[\frac{(s+a)}{(s+b)} \right]$ a $a > b$ má několik významných vlastností:

Protože korekce se zpožděním přidává do systému fázové zpoždění, má sklon destabilizovat systém a nikdy se nepoužívá, je-li samotné zařízení nestabilní, nebo má malé meze relativní stability.

Na druhé straně korekce se zpožděním může být někdy užito ke zvýšení relativní stability snížením zesílení systému.

Korekce se zpožděním se v první řadě používá ke snížení regulační odchylky v ustáleném stavu.

Korekce se zpožděním snižuje frekvenci řezu amplitudové charakteristiky ω_{pc} . To vede na systém s pomalejšími odezvami na skok. Na druhé straně často chceme omezit šířku pásma uzavřené smyčky, aby její chování nebylo ovlivňováno náhodnými signály.

Návrhová procedura geometrického místa kořenů se nejčastěji užívá u systémů, které již splňují požadavky stability a dynamiky chování, ale nemají požadovanou regulační odchylku v ustáleném stavu.

Při návrhu metodou geometrického místa kořenů se používají následující kroky:

- Urči požadovanou polohu s_1 v s -rovině, která odpovídá zadaným požadavkům.
- Nakresli polohu kořenů regulované soustavy $G_2(s)$.
- Urči hodnotu K_c , pro které kořenový hodograf prochází bodem s_1 do nebo v blízkosti jeho požadovaného umístění v s -rovině.
- Je-li K_c příliš malé, aby byly splněny požadavky na velikost regulační odchylky v ustáleném tvaru, proved' následující krok.
- Zvol poměr a/b , který zajišťuje požadovanou regulační odchylku v ustáleném stavu.
- Pro tento poměr umístí kombinaci pólů a nul tak, aby bylo dosaženo požadované polohy kořene. Je to složité! Zvol blízká a a b (mezi 0 a 1) a navíc zachovej požadovaný poměr. Je-li například $b = 0,01$ a $a = 0,1$, mají poměr 10, ale jejich celkový příspěvek k přechodové charakteristice může být zanedbatelný, protože se navzájem téměř vyruší. Nejdůležitější negativní vliv na přechodovou charakteristiku je ten, že malá nula korekčního členu přitáhne k sobě jeden z pólů; proto bude mít systém pól uzavřené smyčky blízko počátku. Tento pól bude určovat dobu ustálení systému. Čím blíže je pól k počátku, tím je delší doba ustálení.
- Zkontroluj odezvu uzavřené smyčky.

KOREKCE ZPOŽDĚNÍM – PŘÍKLAD NÁVRHU METODOU GEOMETRICKÉHO MÍSTA KOŘENŮ

Je dána přenosová funkce

$$G_2(s) = 10 / [s(s+5)]$$

Požadavky jsou $\zeta = 0,707$, regulační odchylka v ustáleném stavu pro jednotkovou lineárně rostoucí funkci $< 5\%$.

Bod kořenového hodografu, který splňuje požadavky na poměrné tlumení, je $s_1 = -2,5 + j2,5$.

Hodnota K_c , která umísťuje polohu kořene do tohoto bodu, je 1,25. Pro tuto hodnotu je velikost regulační odchylky v ustáleném tvaru 2,5, což představuje 40%.

Ke snížení regulační odchylky v ustáleném tvaru použijeme korekční člen se zpožděním s poměrem $a/b = 8$. Nastavíme nulu korekčního členu (v podstatě libovolně) do $a = 0,1$ a vypočteme $b = 0,0125$. Přenosová funkce korekčního členu se změní na:

$$G_2(s) = 1,25 [(s+0,1)/(s+0,0125)]$$

Póly uzavřené smyčky jsou v $\{-0,1037, -2,45 \pm j2,45\}$ a její nula v $\{-0,1\}$. Nula uzavřené smyčky téměř vyruší reálný pól uzavřené smyčky; proto jsou dominantními komplexní póly a splňují požadavky na ζ . Skutečná uzavřená smyčka ale bude mít delší dobu ustálení t_s . V porovnání s nekorigovanou přechodovou charakteristikou (nakreslenou včetně zesílení $K_c = 1,25$) má korigovaná přechodová charakteristika poněkud větší M_p a delší t_s , ale splňuje požadavky na regulační odchylku v ustáleném stavu.

KOREKCE ZPOŽDĚNÍM – NÁVRH METODOU FREKVENČNÍCH CHARAKTERISTIK

Korekční člen se zpožděním snižuje zesílení systému a přidává fázové zpoždění. Korekce se zpožděním se obvykle používá tehdy, když chceme snížit zisk regulované soustavy. K tomu dojde jednak zvýšením fázové bezpečnosti, jednak zúžením šířky pásma uzavřené smyčky.

Pro návrh metodou frekvenčních charakteristik je nejvhodnějším tvarem korekčního členu se zpožděním

$$G_1(s) = K_c [(\alpha Ts + 1)/(Ts + 1)], \quad \alpha < 1.$$

Stejně jako při korekci s předstihem nejprve vybereme K_c tak, aby byly splněny požadavky na regulační odchylku v ustáleném tvaru. Poté jsou nalezeny parametry α a T tak, aby bylo splněna požadovaná fázová bezpečnost.

Jak ovlivňují tyto parametry, α a T zisk a fázi korekčního členu?

Maximální snížení zesílení $GR[dB] = 20 \log \alpha$.

Minimální změna fáze korekčního členu se zpožděním nastane při $\omega = 10/\alpha T$.

Metodologie návrhu z frekvenčních charakteristik je naznačena v následujících krocích:

- Urči K_c tak, aby byly splněny požadavky na velikost regulační odchylky v ustáleném stavu.
- Nakresli frekvenční charakteristiky pro $K_c G_2(j\omega)$.
- Je-li fázová bezpečnost nedostatečná, najdi frekvenci při které je požadavek splněn a přidej pro jistotu 5%. Tato bude korigovaná ω_{gc} .
- Urči zesílení $K_c G_2(j\omega)$ v $\omega = \omega_{gc}$. Toto je hodnota GR , o kterou je třeba snížit zesílení korekčním členem, tj.
- $GR = -\left|K_c G_2(j\omega_{gc})\right|_{dB} \rightarrow \alpha = 10^{GR/20}$
- Pro minimalizaci fázového předstihu korekčního členu nechť je
- $T = 10/(\alpha - \omega_{gc})$.
- Nakresli frekvenční charakteristiky pro $K_c G_1 G_2(j\omega)$ a ověř návrh.
- Simuluj systém s uzavřenou smyčkou.

Korekce zpožděním – příklad návrhu metodou frekvenčních charakteristik

Je dána přenosová funkce

$$G_2(s) = 10/[s(s+5)]$$

Požadavky jsou $\zeta = 0,707$, regulační odchylka v ustáleném stavu pro jednotkovou lineárně rostoucí funkci $< 5\%$ a $\omega_n = 1,5 \text{ rad/s}$.

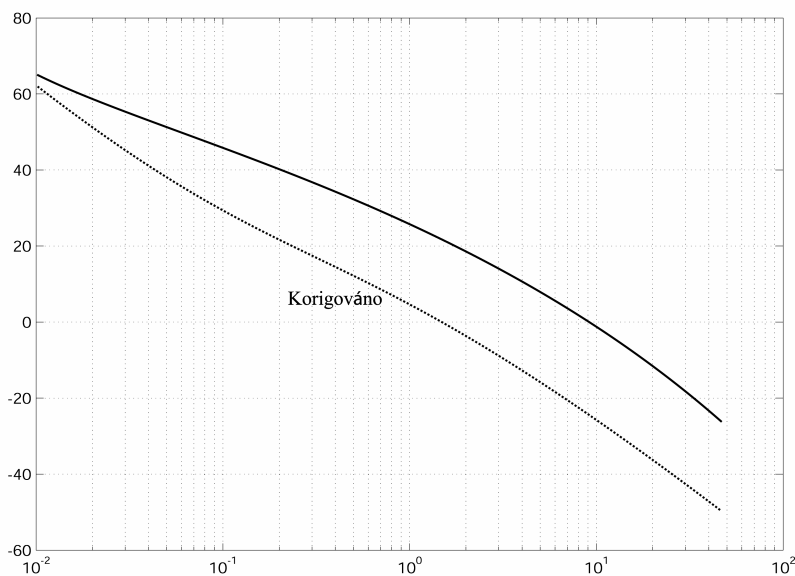
Začneme tím, že položíme $K_c = 10$, aby byl splněn požadavek na velikost regulační odchylky v ustáleném stavu. Potom pro $K_c G_2(j\omega)$ nakreslíme frekvenční charakteristiky. Poměrné tlumení $\zeta = 0,707$ uzavřené smyčky vyžaduje velikost fázové bezpečnosti rovnou 70° , kde jsme užili přibližného vztahu, že *fázová bezpečnost* = $100\zeta_{uzavřené\ smyčky}$. Přidáme pro jistotu 5° a z frekvenčních charakteristik určíme frekvenci, pro kterou jsou splněny požadavky na fázovou bezpečnost. To dává korigovanou $\omega_{gc} = 1,34 \text{ rad/s}$. Protože je zesílení $K_c G_2(j\omega_{gc}) = 23 \text{ dB}$, nalezneme $\alpha = 0,069$ a $T = 106,7$.

Korekční člen se zpožděním má proto přenosovou funkci

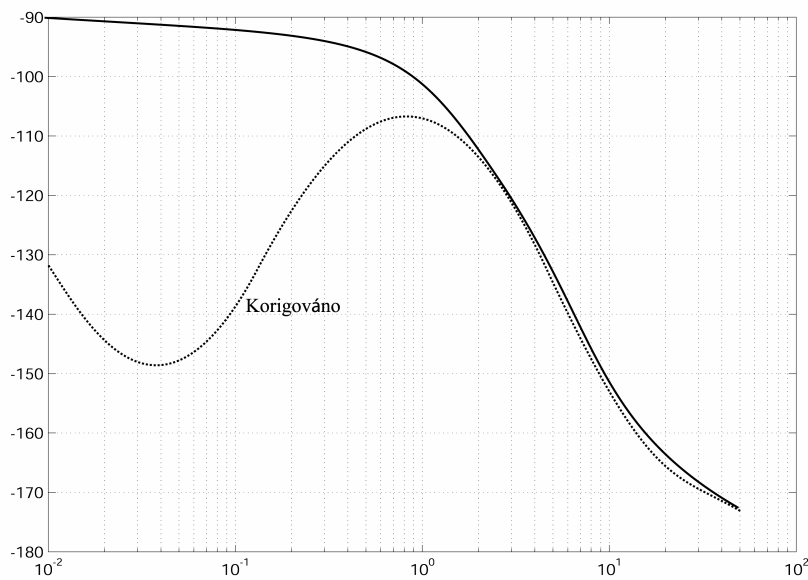
$$G_1(s) = 10[(7,46s+1)/(106,7s+1)]$$

Póly uzavřené smyčky jsou v $\{-0,148, -2,43 \pm j0,64\}$ a její nula v $\{-0,134\}$. Vidíme, že překmit se snížil ze 43% na 7%. Frekvence řezu je rovna 1,35rad/s a fázová bezpečnost je 70° .

Poznamenejme, že příspěvek korekčního členu k fázovému zpoždění nastává při nízkých frekvencích a neovlivňuje nepříznivě fázovou bezpečnost.



Korekce zpožděním – příklad návrhu metodou frekvenčních charakteristik: amplitudová frekvenční charakteristika



Korekce se zpožděním – příklad návrhu metodou frekvenčních charakteristik: fázová frekvenční charakteristika

PROPORCIONÁLNÍ – INTEGRÁLNÍ – DERIVAČNÍ (PID) KOREKCE

PID regulátor je nejrozšířenějším regulátorem členem a má přenosovou funkci v následujícím tvaru

$$K_p + K_d s + \frac{K_i}{s}.$$

Protože během návrhu musí být nastaveny tři parametry jednotlivých členů PID regulátoru, nemůže být přímo použito ani metody frekvenčních charakteristik, ani metody geometrického místa kořenů.

Ziegler a Nichols vyvinuli metodu pro nastavení regulátoru PID:

- Nejprve nastav $K_d = K_i = 0$.
- Zvyšuj zesílení proporcionálního členu K_p , tak dlouho, dokud systém nezačne kmitat. Označme toto proporcionální zesílení jako K_m a frekvenci kmitů jako ω_m . K určení těchto dvou parametrů může být užito metody frekvenčních charakteristik nebo metody geometrického místa kořenů.
- Zesílení jednotlivých členů jsou potom dány jako $K_p = 0,6K_m$, $K_d = \frac{K_p \pi}{4\omega_m}$, $K_i = \frac{K_p \omega_m}{\pi}$.

Poznamenejme, že tato metoda není použitelná pro jakékoliv požadavky.

K určení parametrů PID regulátoru lze použít analytické metody, která zaručí splnění zadaných požadavků na regulační odchylku v ustáleném stavu a požadavků na chování systému.

Je-li $G_2(s)$ regulovaná soustava n -tého řádu, potom korigovaný systém s přenosovou funkcí

$$\left(K_p + K_d s + \frac{K_i}{s} \right) G_2(s)$$

bude řádu $(n+1)$.

Koeficient nepřesnosti, definovaný jako převrácená hodnota regulační odchylky v ustáleném stavu a je dán jako

$$K_{n+1} = s^n K_i G_2(s) \Big|_{s=0} = 1/E_{ss}.$$

Pro zadaný požadavek na velikost regulační odchylky v ustáleném stavu nalezneme z tohoto vztahu K_i . Z požadavků na přechodovou charakteristiku, např. M_p a t_s , odhadneme požadované poměrné tlumení a vlastní frekvenci uzavřené smyčky, tj.

$$\zeta_{uzavřené\ smyčky} = \sin(\text{fázová bezpečnost} / 2) \text{ a } \omega_{gc} = \omega_n \text{ uzavřené smyčky}.$$

Korigovaný systém by měl mít při frekvenci $\omega = \omega_{gc}$ zesílení rovno 1 a fázi rovnou $\phi(\omega_{gc}) = -180^\circ + \text{fázová bezpečnost}$.

S touto informací a uvážením, že K_i je již známo, můžeme psát

$$\left(K_p + j\omega_{gc}K_d + \frac{K_i}{j\omega_{gc}} \right) G_2(j\omega_{gc}) = 1e^{j\phi(\omega_{gc})} \rightarrow K_p + j\omega_{gc}K_d = \frac{1e^{j\phi(\omega_{gc})}}{G_2(j\omega_{gc})} + j\frac{K_i}{\omega_{gc}} = R + jX.$$

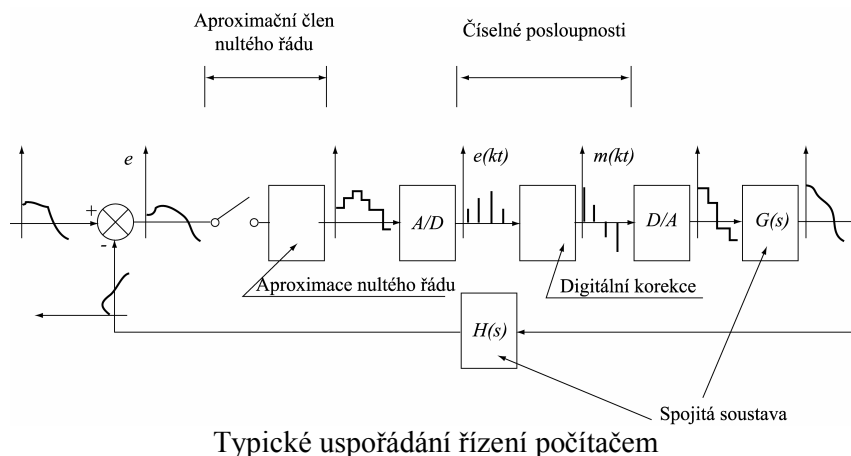
Potom můžeme psát, že

$$K_p = R \text{ a } K_d = X/\omega_{gc}.$$

DIGITÁLNÍ ŘÍDICÍ SYSTÉMY

Nyní diskutujeme návrh řídicího systému, který má být implementován použitím počítače nebo mikroprocesoru. Metody návrhu, které diskutujeme, jsou použitelné pro jakýkoliv typ počítače. Je-li použito mikroprocesoru, nabývá na významu vliv malé délky slova a nízké vzorkovací frekvence.

Převodníky A/D a D/A mohou být v uzavřené smyčce umístěny na mnoha místech a mohou pracovat různými způsoby. K získání základních představ použijeme uspořádání, které je znázorněno níže.



DIFERENČNÍ ROVNICE A Z-TRANSFORMACE

Většinou se teorie řízení zabývá spjitými systémy, charakterizovanými analogovými signály a většina z nich používá jako základního matematického modelu *diferenciální rovnice*. Pro číslicové řízení (počítačem) je však vhodné pracovat s diskretními systémy, pro které poskytují vhodný matematický základ *diferenční rovnice*.

Popišme činnost počítače *lineární, časově-invariantní diferenční rovnici*:

$$m(kT) = b_0 e(kT) + b_1 e[(k-1)T] + \dots + b_n e[(k-n)T] \\ - a_1 m[(k-1)T] - a_2 m[(k-2)T] + \dots + a_n m[(k-n)T]$$

Zde m je vstupní a e je výstupní posloupnost hodnot počítače, přičemž $m(kT)$ a $e(kT)$ jsou hodnoty pro k -tý vzorkovací interval, tj. v čase kT , kde T je vzorkovací perioda. Koeficienty a_n a b_n jsou pevně stanovené konstanty, jejichž velikost (a případně existence) určují relaci mezi vstupem a výstupem počítače.

Předpokládejme, že si přejeme počítačem implementovat digitální verzi PID řízení. Analogový řídicí člen by měl přenosovou funkci:

$$\frac{M}{E}(s) = K_d s + K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{1}{s} (K_d s^2 + K_p s + K_i) \qquad \frac{dm}{dt} = K_d \frac{d^2 e}{dt^2} + K_p \frac{de}{dt} + K_i e.$$

Abychom získali ekvivalentní diferenční rovnici, nahradíme derivace konečnými diferencemi:

$$\frac{de}{dt}(kT) = \frac{e(kT) - e[(k-1)T]}{T}$$

$$\frac{d^2e}{dt^2}(kT) = \frac{\frac{de}{dt}(kT) - \frac{de}{dt}[(k-1)T]}{T}$$

$$= \frac{e(kT) - 2e[(k-1)T] + e[(k-2)T]}{T^2}$$

Diferenční rovnice, která reprezentuje PID regulátor má nyní tvar

$$m(kT) = m[(k-1)T] + \left(\frac{K_d}{T} + K_p + K_i T\right)e(kT)$$

$$- \left(\frac{2K_d}{T} + K_p\right)e[(k-1)T] + \frac{K_d}{T}e[(k-2)T]$$

Jako příklad vezměme následující numerické hodnoty:

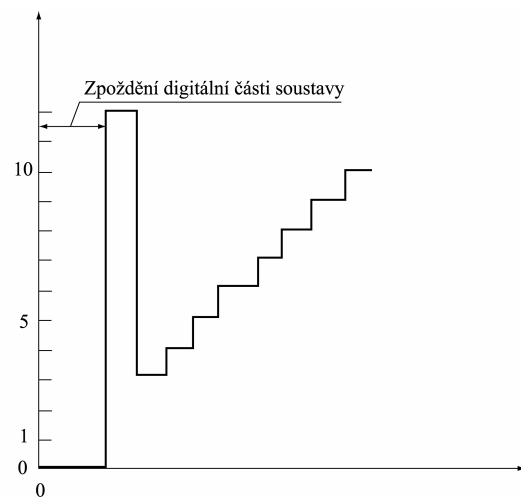
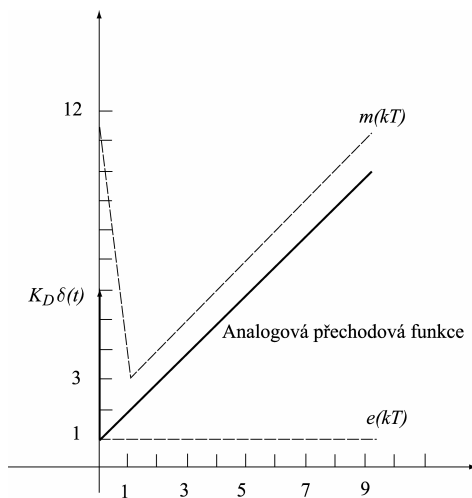
$$K_i = K_p = T = 1, K_d = 10, m(kT) = e(kT) = 0 \text{ pro } k < 0, e(kT) = 1 \text{ pro } k \geq 0.$$

Výsledná diferenční rovnice je:

$$m(kT) = m[(k-1)T] + 12e(kT) - 21e[(k-1)T] + 10e[(k-2)T].$$

Postupným dosazováním za $k = 0, 1, 2, \dots$ do této rovnice se generuje posloupnost čísel $m(kT)$.

Na obrázcích je uvedeno porovnání analogové a digitální verze PID regulátoru a také analogového signálu z D/A převodníku, který by byl vstupním signálem analogového zařízení. Zobrazené zpoždění zahrnuje vlivy vzorkování, převodníků a digitálního regulátoru, které jsou součástí skutečného systému.



Diskrétní přechodová funkce jasně ukazuje podstatné charakteristiky digitálního PID regulátoru:

- Velkou počáteční „derivační“ odezvu, která vymizí.
- Trvalou „proporcionální“ odezvu.
- Rostoucí „integrační“ odezvu.

Nyní uveďme pojetí *Z-transformace* tak, jak se aplikuje na číselné posloupnosti. Tato transformace převádí číselnou posloupnost $f(kT)$ na funkci komplexní proměnné $z = a + jb$. Jednostranná *Z-transformace* (číselná posloupnost je definována pouze pro kladná k) je definována jako

$$Z[f(kT)] \triangleq F(z) \triangleq \sum_{k=0}^{\infty} f(kT)z^{-k}.$$

$F(z)$ je nekonečná řada s kvocientem z^{-1} a je-li $F(z)$ konvergentní (což platí pro většinu aplikací), může být převedena do uzavřeného tvaru

$$F(z) = \frac{b_0z^n + b_1z^{n-1} + \dots + b_n}{z^n + a_1z^{n-1} + \dots + a_n}.$$

Po rozkladu polynomů na kořenové činitele můžeme psát:

$$F(z) = b_0 \frac{(z - z_1)(z - z_2) \dots (z - z_n)}{(z - p_1)(z - p_2) \dots (z - p_n)},$$

kde čísla z_i se nazývají *nuly* $F(z)$ a p_i se nazývají *póly* $F(z)$. Když z nabude hodnotu nuly, $F(z) = 0$ a když z nabude hodnoty pólu, $F(z) = \infty$. Všimněme si podobnosti s Laplaceovou transformací, která se také projevuje jako podíl polynomů proměnné s a má rovněž póly a nuly.

Použijme nyní definici *Z-transformace* k určení digitální přenosové funkce číslicového počítače, která je určena následující rovnicí:

$$m(kT) = b_0e(kT) + b_1e[(k-1)T] + \dots + b_n e[(k-n)T] \\ - a_1m[(k-1)T] - a_2m[(k-2)T] + \dots + a_nm[(k-n)T]$$

Při *Z-transformaci* obou stran této rovnice nám věta o linearitě dovoluje transformovat každý člen odděleně a vytknout multiplikační konstanty vně transformace. Členy $m(kT)$ a $b_0e(kT)$ se transformují přímo, takže po transformaci máme $M(z)$ a $b_0E(z)$. Transformace členu $e[(k-n)T]$ se rovná z^{-n} násobku *Z-transformace* $e(kT)$. Potom

$$M(z) = b_0E(z) + b_1z^{-1}E(z) + \dots + b_nz^{-n}E(z) - a_1z^{-1}M(z) - \dots - a_nz^{-n}M(z)$$

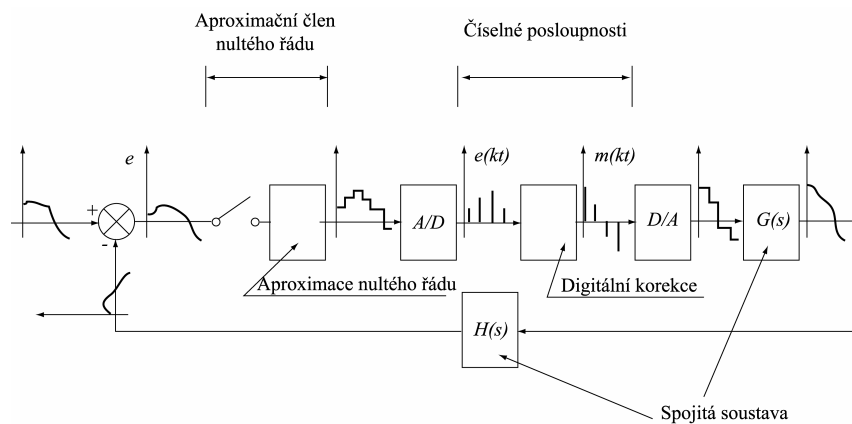
$$M(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_n z^{-n}}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_n z^{-n}} E(z)$$

Tento vztah přepíšeme do tvaru vztaženému k přenosové funkci, tedy $M(z) = D(z)E(z)$, kde

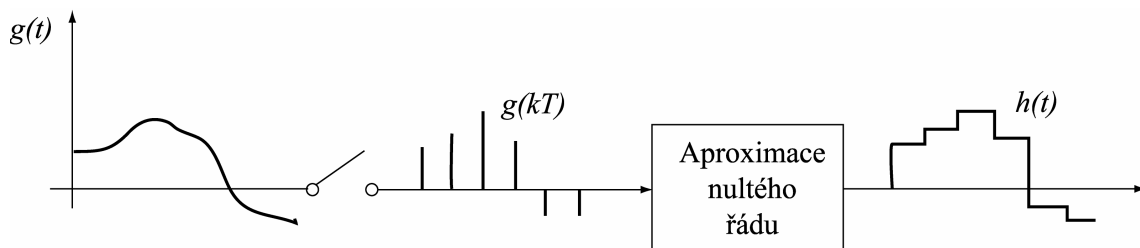
$$D(z) \triangleq \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_n z^{-n}}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_n z^{-n}}$$

se nazývá *Z-přenosová funkce*.

Jak se použije Z-transformace pro analýzu zbývajících částí zobrazeného digitálního systému?



Mějme v tomto systému aproximační člen (tvarovač) nultého řádu, jak je zobrazeno níže.



Předpokládáme, že vzorkovací spínač snímá okamžitou hodnotu $g(t)$ každých T sekund a tato konstantní hodnota se uchovává v paměti až do dalšího vzorkovacího okamžiku, ve kterém je hodnota aktualizována. Tento způsob se nazývá *aproximace nultého řádu*.

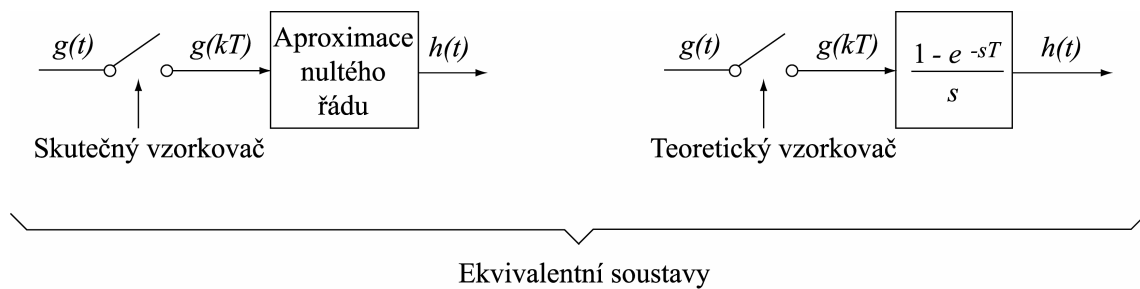
Aproximace nultého řádu je matematicky popsána (použitím zpožděné skokové funkce)

$$h(t) = \sum_{k=0}^{\infty} g(kT) [u(t-kT) - u(t-kT-T)]$$

$$L[h(t)] = H(s) = \sum_{k=0}^{\infty} g(kT) \left[\frac{e^{-skT} - e^{-s(k+1)T}}{s} \right]$$

$$H(s) = \frac{(1 - e^{-sT})}{s} \sum_{k=0}^{\infty} g(kT) e^{-skT}$$

Tento vztah umožňuje určit přenosovou funkci, protože máme tvar (funkce výstupu) = (funkce systému) · (funkce vstupu).



$$H(s) = G_n(s) \cdot G^*(s),$$

$$H(s) = \frac{1 - e^{-sT}}{s} \cdot \sum_{k=0}^{\infty} g(kT) \cdot e^{-skT},$$

$$G_n(s) \triangleq \frac{1 - e^{-sT}}{s},$$

$$G^*(s) \triangleq \sum_{k=0}^{\infty} g(kT) \cdot e^{-skT}.$$

Pokud známe $G^*(s)$, měli bychom být schopni nalézt jí odpovídající $g^*(t)$:

$$g^*(t) = \sum_{k=0}^{\infty} g(kT) \cdot \delta(t - kT),$$

což můžeme ověřit její Laplaceovou transformací. Funkci $g^*(t)$ tvoří sled impulsů s plochou rovnou $g(kT)$ v okamžicích vzorkování $t = kT$. Ačkoliv tyto impulsy fyzicky nikde v systému neexistují, můžeme si systém takto představovat a analyzovat jej tímto způsobem, protože celkový vliv na soustavu je identický. Toto nám umožňuje analyzovat analogové části systému studiem jejich odezvy na sledy impulsů.

Nechť je analogový systém s přenosovou funkcí $W(s)$ vystaven vlivu sledu impulsů:

$$r^*(t) = \sum_{k=0}^{\infty} r(kT) \cdot \delta(t - kT).$$

Je-li $w(t)$ impulsní odezva systému, superpozicí dostaneme pro výstup systému

$$c(t) = \sum_{k=0}^{\infty} r(kT) \cdot w(t - kT).$$

Pro použití *Z-transformace* se musíme zabývat číselnými posloupnostmi a nikoliv spojitými funkcemi. Proto uvažujeme $c(t)$ jako posloupnost vzorků s periodou T a vyšetřujeme hodnoty $c(t)$ v libovolném okamžiku nT :

$$c(nT) = \sum_{k=0}^{\infty} r(kT) \cdot w(nT - kT).$$

Nyní můžeme přejít k *Z-transformaci* obou stran této rovnice, jejímž výsledkem je:

$$C(z) = R(z)W(z),$$

kde $R(z)$ je *Z-transformace* posloupnosti $r(kT)$ a $W(z)$ je *Z-transformace* posloupnosti $w(kT)$.

Abychom získali $W(z)$, je-li dáno $W(s)$, není možno dosadit z za s ! Určíme $w(t)$ v okamžicích vzorkování a potom použijeme definice *Z-transformace* pro získání $W(z)$.

Vezměme jako příklad $W(s) = a/[s(s+a)]$; $w(t) = (1 - e^{-at})u(t)$.

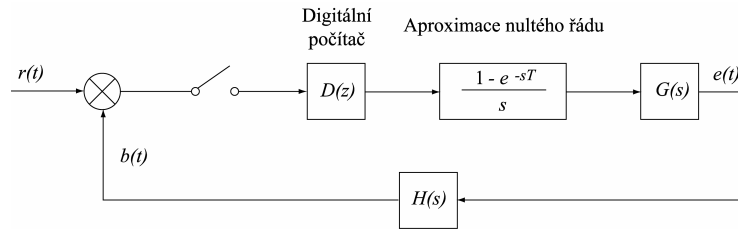
Tomu odpovídá $w(kT) = 1 - e^{-akT}$ pro $k \geq 0$ a 0 pro $k < 0$.

Z-transformace této číselné posloupnosti bude:

$$\begin{aligned} W(z) &= \sum_{k=0}^{\infty} (1 - e^{-akT}) z^{-k} = \sum_{k=0}^{\infty} z^{-k} - \sum_{k=0}^{\infty} e^{-akT} z^{-k} \\ \frac{z}{z-1} &= 1 + z^{-1} + z^{-2} + z^{-3} + \dots \\ \frac{z}{z - e^{-aT}} &= 1 + e^{-aT} z^{-1} + e^{-2aT} z^{-2} + e^{-3aT} z^{-3} + \dots \\ W(z) &= \frac{z}{z-1} + \frac{z}{z - e^{-aT}} = \frac{z^{-1}(1 - e^{-aT})}{(1 - z^{-1})(1 - e^{-aT} z^{-1})} \end{aligned}$$

Existují tabulky, tzv. operátorové slovníky, které umožňují lehce přejít od $W(s)$ k $W(z)$ a naopak.

Nyní jsme již tak daleko, že můžeme analyzovat celé systémy, např. takový, který je zobrazen níže, kde jsou všechna zpoždění číslicové části systému zahrnuta do dopravního zpoždění v $G(s)$.



Přenosová funkce uzavřené smyčky je dána jako

$$\frac{C(z)}{R(z)} = \frac{D(z)Z\left[\frac{1-e^{-sT}}{s}G(s)\right]}{1 + D(z)Z\left[\frac{1-e^{-sT}}{s}G(s)H(s)\right]}$$

Určení Z -transformace členů v hranatých závorkách umožňuje následující vztah:

$$\left(\frac{1-e^{-sT}}{s}\right)F(s) \rightarrow (1-z^{-1})Z\left[\frac{F(s)}{s}\right]$$

PŘÍSTUPY K NÁVRHU ALGORITMŮ DIGITÁLNÍHO ŘÍZENÍ

Existují dva různé přístupy k návrhu algoritmů digitálního řízení.

Spojité návrh a digitalizace:

Provádí se spojitý návrh a potom se digitalizuje výsledná korekce.

Přímý digitální návrh:

Digitalizuje se regulovaná soustava a potom se provádí návrh použitím metod diskrétní analýzy.

Skutečně používaný návrhový proces je často kombinací obou metod!

První iterace k digitálnímu návrhu může být získána použitím diskretizace spojitého návrhu. Potom se výsledek získá použitím přímé digitální analýzy a návrhu.

Návrh je vždy prováděn simulací digitálně řízeného systému, včetně všech vzorkování a výpočetních zpoždění, k ověření chování systému, které vyplynulo z lineární analýzy.

SPOJITÝ NÁVRH A DIGITALIZACE

Návrh algoritmu digitálního řízení se skládá z provedení spojitého návrhu a následně z digitalizace výsledné korekce.

Digitalizace

Úloha je:

Je dána spojitá korekce $D(s)$ a úkolem je nalezení nejlepší digitální implementaci této korekce. Digitální implementace vyžaduje výstup vzorkovaný jistou vzorkovací frekvencí a jistým způsobem zpracované vzorky výstupu počítače. Tato operace je téměř vždy aproximací nultého řádu a v podstatě zajišťuje spojitý vstupní signál pro regulovanou soustavu.

Je důležité poznamenat, že neexistuje exaktní řešení této úlohy, protože $D(s)$ reaguje na celou časovou historii svých vstupů, zatímco $D(z)$ má přístup pouze ke vzorkům vstupu. Jinak řečeno, různé aproximace digitalizace (např. Justinova metoda, metoda ztotožněných pólů a nul), jsou založeny na různých předpokladech průběhu vstupní veličiny mezi okamžiky vzorkování.

Věta o konečné hodnotě pro spojitý systém je:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} x(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sX(s).$$

Této se často používá pro nalezení regulační odchylky systému v ustáleném stavu nebo zesílení částí řídicího systému v ustáleném stavu.

Věta o konečné hodnotě pro diskrétní systém je:

$$\lim_{n \rightarrow \infty} x(n) = \lim_{z \rightarrow 1} (1 - z^{-1}) X(z).$$

Protože zesílení systému by se nemělo měnit, ať již je reprezentováno spojitě nebo diskrétně, je tato věta vynikající pomocí při hledání diskrétního regulátoru, který se nejlépe shoduje se spojitým regulátorem. Je také dobrou kontrolou výpočtů, spojených s určením diskrétního modelu systému.

Jako příklad předpokládejme, že si přejeme řídit systém $G(s) = 1/[s(s+1)]$ s použitím senzoru $H(s) = 1$ a PID regulátoru s $K_d = 1,8$, $K_p = 2,6$ a $K_i = 2$. Přitom PID regulátor má být realizován číslicovým počítačem s použitím $T = 0,1s$. Diferenční rovnice PID regulátoru a Z-přenosová funkce jsou:

$$m(kT) = m[(k-1)T] + \left(\frac{K_d}{T} + K_p + K_i \cdot T \right) \cdot e(kT) - \left(\frac{2K_d}{T} + K_p \right) \cdot e[(k-1)T] + \frac{K_d}{T} \cdot e[(k-2)T]$$

$$D(z) = \frac{20,8 - 38,6z^{-1} + 18,0z^{-2}}{1 - z^{-1}}$$

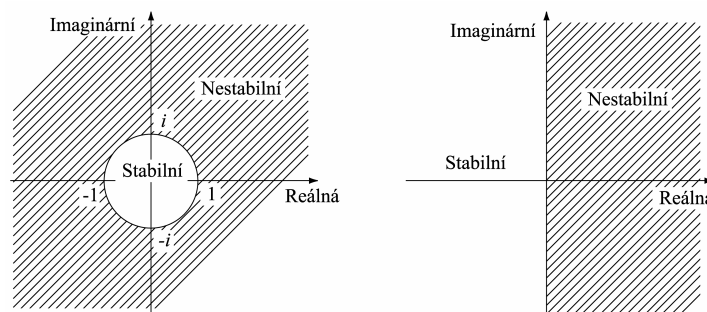
Přenosová funkce uzavřené smyčky je:

$$\frac{C(z)}{R(z)} = \frac{\frac{20,8z^2 - 38,6z^1 + 18,0}{z^2 - z^1} \left[\frac{0,005(z+0,9)}{(z-1)(z-0,905)} \right]}{1 + \frac{20,8z^2 - 38,6z^1 + 18,0}{z^2 - z^1} \left[\frac{0,005(z+0,9)}{(z-1)(z-0,905)} \right]}$$

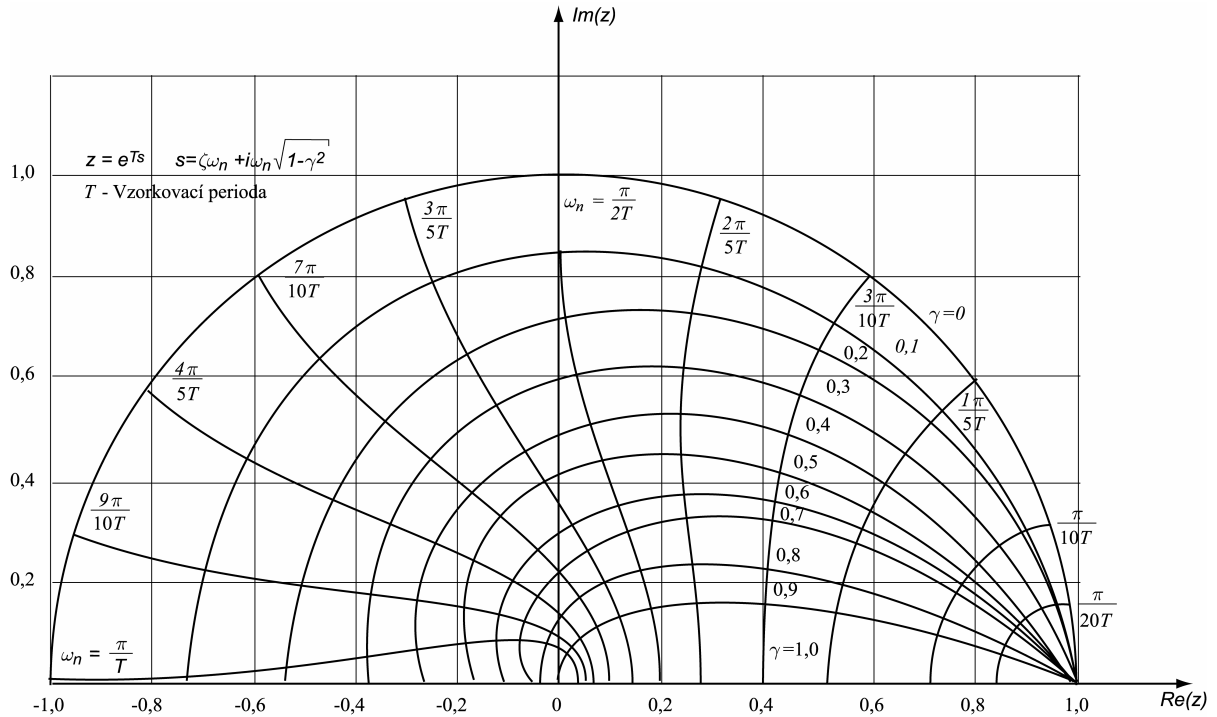
$$\frac{C(z)}{R(z)} = \frac{0,104z^3 - 0,0995z^2 - 0,084z + 0,081}{z^4 - 2,801z^3 + 2,71z^2 - 0,989z + 0,081}$$

Pro absolutní stabilitu systému s uzavřenou smyčkou musí mít jeho charakteristická rovnice $z^4 - 2,801z^3 + 2,71z^2 - 0,989z + 0,081 = 0$

všechny kořeny uvnitř kružnice $|z| = 1,0$. Toto je obdobné požadavku pro spojitý systém, kde všechny kořeny charakteristické rovnice musí ležet v levé polorovině s -roviny.



Porovnání spojitého a impulsního kritéria stability



Zobrazení křivek vlastní frekvence a tlumení v Z-rovině (dolní polovina je zrcadlovým obrazem zobrazené poloviny)

Zobrazíme-li křivky konstantního tlumení a vlastní frekvence místo s -roviny v horní polovině z -roviny, můžeme vidět několik významných vlastností.

Mezi stability je jednotková kružnice $|z| = 1$.

Nejbližší okolí $z = +1$ je v podstatě identické s nejbližším okolím $s = 0$.

Polohy bodů v z -rovině dávají informace o odezvě vzhledem ke vzorkovací frekvenci a nikoliv vzhledem k času, jako je tomu v s -rovině.

Záporná reálná z -osa vždy představuje frekvenci $\omega_s / 2$, kde

$$\omega_s = 2\pi/T = \text{vzorkovací frekvence}.$$

Vertikální čáry v levé polovině s -roviny (konstantní reálná část nebo časová konstanta) se zobrazují do kružnic uvnitř jednotkové kružnice z -roviny.

Horizontální čáry v levé polovině s -roviny (konstantní imaginární část nebo frekvence) se zobrazují do radiálních čar v z -rovině.

V z -rovině neexistuje žádný bod, které by představoval frekvence vyšší než $\omega_s/2$. Fyzikálně je tomu tak proto, že se musí vzorkovat nejméně dvakrát rychleji, než je frekvence signálu, která má být reprezentována digitálně. Matematicky je tomu tak kvůli povaze harmonických funkcí v rovnici $z = e^{sT} = e^{j\omega T} = \cos \omega T + j \sin \omega T$.

APLIKAČNÍ OMEZENÍ POUŽITELNOSTI SPOJITÉHO NÁVRHU A DIGITÁLNÍHO PŘÍSTUPU

Při vzorkovacích frekvencích řádově 20-ti násobku šířky pásma tato metoda návrhu dává přijatelné výsledky a spolehlivě může být použita pro vzorkovací frekvence 30-ti násobku šířky pásma nebo vyšší.

K chybám dochází v podstatě proto, že metoda ignoruje zpožďovací vliv tvarovače nultého řádu. Přibližně pro vysvětlení můžeme předpokládat, že přenosová funkce tvarovače nultého řádu je

$$G_{ZOH}(s) = \frac{2/T}{s + (2/T)}.$$

To je založeno na myšlence, že tvarovač v průměru zpožďuje signál o $T/2$ a výše uvedená přenosová funkce je zpožděním prvního řádu s časovou konstantou $T/2$ a zesílením 1. Měli bychom proto upravit původní návrh korekce vložení tohoto $G_{ZOH}(s)$ do původního modelu soustavy a nalézt novou korekci, která povede na vyhovující odezvu.

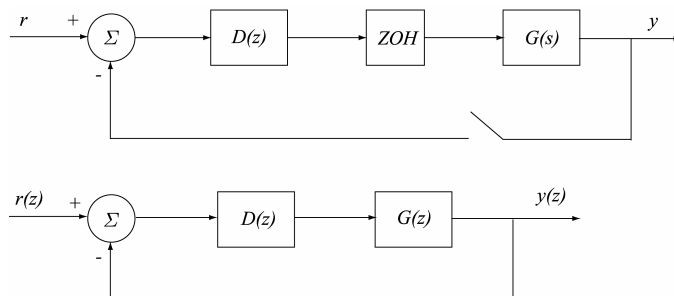
Jednou z výhod tohoto návrhu je, že vzorkovací frekvence nemusí být zvolena dříve, než je proveden úplný návrh uzavřené smyčky.

PŘÍMÝ DIGITÁLNÍ NÁVRH

Zde je prvním krokem návrhu řízení nebo analýzy systému s diskretními prvky nalezení diskretní přenosové funkce analogové části. Diskretní přenosová funkce zařízení je přesným diskretním ekvivalentem analogové části, protože aproximace nultého řádu přesně popisuje, co se děje mezi jednotlivými vzorky, a výstup zařízení závisí pouze na vstupu v okamžicích vzorkování.

Dále je uveden smíšený (spojitý a diskretní) systém řízení a jeho čistě diskretní ekvivalent, kde jsme již diskutovali fakt, že

$G(z) = (1 - z^{-1})Z[G(s)/s]$, kde $Z[G(s)]$ je Z -transformace časové posloupnosti, jejíž Laplaceova transformace je $G(s)$.



4. SNÍMAČE PRO ŘÍZENÍ

MĚŘICÍ SOUSTAVA

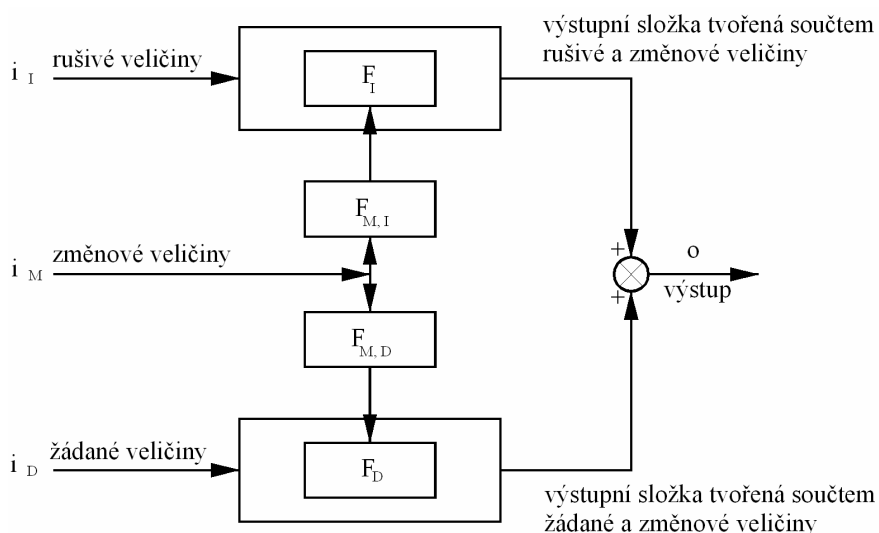
Uspořádání vstupů a výstupů měřidel a měřících soustav

Vstupní veličiny lze rozdělit do tří základních skupin:

Žádané veličiny – veličiny, pro jejichž měření je přístroj určen.

Rušivé veličiny – veličiny, na něž je měřidlo „nezáměrně“ citlivé. Vztah vstup-výstup je dán vztahem mezi F_D a F_I , to znamená, že lze získat výstupní hodnotu ze vstupní pouze použitím matematických operací. To představuje odlišné pojetí v závislosti na konkrétní charakteristice vstup-výstup, která má být popsána např.: konstantou, funkcí, diferenciální rovnicí, distribuční funkcí.

Změnové veličiny – veličiny, které způsobují změny ve vztahu vstup-výstup žádaných a rušivých veličin, tj.: způsobují změnu v F_D a/nebo F_I . $F_{M,I}$ a $F_{M,D}$ představuje určitý způsob, kterým i_M ovlivňuje F_I a F_D , a naopak.



Metody korekce rušení a změn vstupů

U reálních snímačů lze rušení a nežádoucí změny vstupů pouze zmírnit nebo omezit, nelze je úplně odstranit. Následuje několik metod pro omezení rušivých vlivů vstupů:

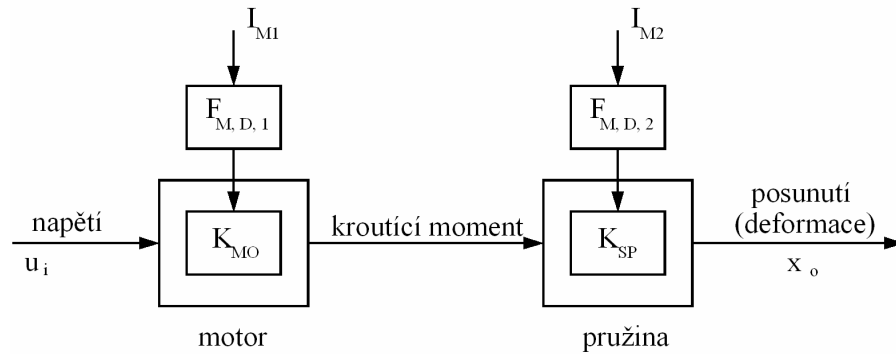
Metoda vnitřní necitlivosti

Filozofií této metoda je myšlenka, aby základní části měřidla byly vnitřně citlivé pouze na žádanou veličinu. Tento přístup požaduje, aby F_I a/nebo $F_{M,D}$ byly udělány co nejbližší k nule. Tedy, ačkoliv mohou existovat i_I a/nebo i_M , nesmí být jimi ovlivněn výstup.

Metoda zpětné vazby s velkým zesílením

Předpokládáme, že chceme měřit napětí u_i napájení motoru, jehož kroučící moment působí na pružinu a způsobuje deformaci x_0 , která je odečitatelná na kalibrované stupnici. Pro tento vhodně navržený systém otevřené smyčky platí:

$$x_0 = (K_{M0} K_{SP}) u_i$$



Jestliže existují změnové veličiny i_{M1} a i_{M2} , pak mohou způsobit změny v K_{M0} a K_{SP} , které vedou k chybám ve vztahu mezi u_i a x_0 . Tyto chyby jsou přímo úměrné změnám v K_{M0} a K_{SP} .

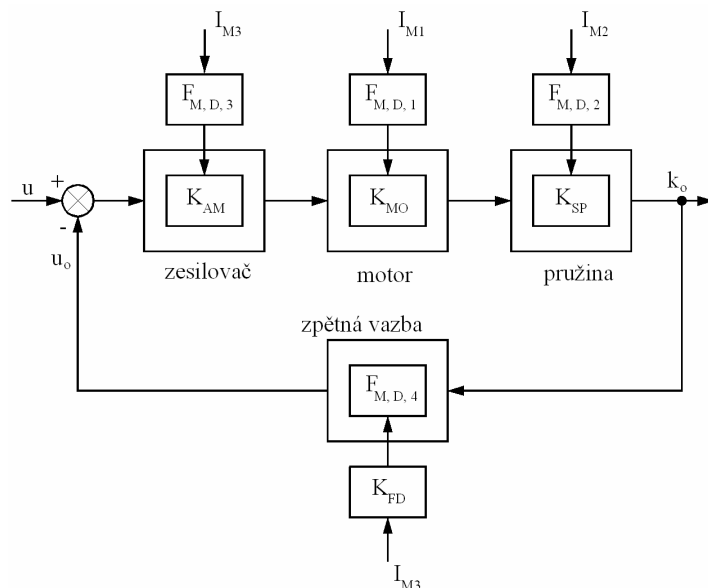
Předpokládáme systém s uzavřenou smyčkou. Zde je x_0 měřeno zařízením ve zpětné vazbě, které produkuje napětí u_0 přímo úměrné x_0 . Toto napětí je odečteno od vstupního napětí a jejich změna je přivedena do zesilovače, který řídí motor a tím vzniká x_0 pružiny.

$$x_0 = \frac{K_{AM} K_{M0} K_{SP}}{1 - K_{AM} K_{M0} K_{SP} K_{FB}} u_i$$

Předpokládejme velmi velké K_{AM} (systém s „velkým zesílením“) tak, že $K_{AM} K_{M0} K_{SP} K_{FB} \gg 1$.

Pak $x_0 \approx \frac{1}{K_{FB}} u_i$.

Nyní vliv změn v K_{AM} , K_{SP} a K_{M0} (výsledků měnicích se vstupů i_{M1} , i_{M2} a i_{M3}) ve vztahu mezi u_i a výstupem x_0 můžeme zanedbat. Nyní potřebujeme, aby K_{FB} zůstal konstantní (nebyl ovlivňován vstupem i_{M4}) z důvodu udržení konstantní kalibrace mezi vstupem a výstupem.



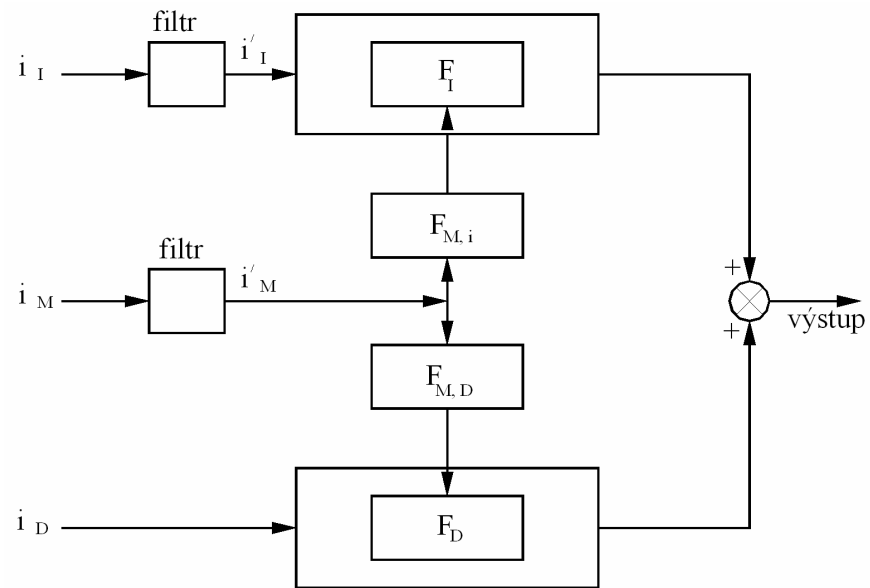
Soustava se zpětnou vazbou – uzavřená smyčka

Metoda počítané výstupní korekce

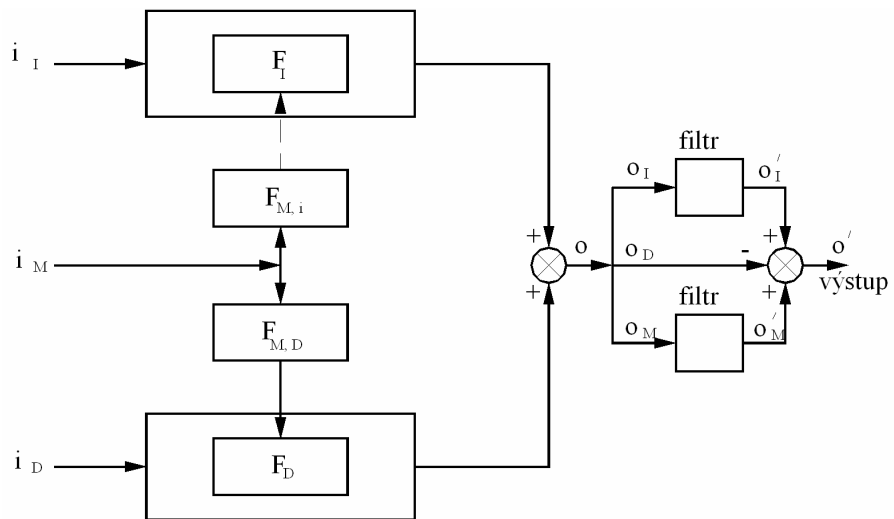
Tato metoda vyžaduje nejprve provedení měření nebo odhad velikosti rušení a/nebo měnicích se vstupů a dále znalost toho, jak kvantitativně ovlivňují výstup. Pak je možné počítat korekce, které jsou přičítány nebo odčítány k měřené veličině tak, aby byl potlačen vliv rušení. Protože mnoho současných měřících systémů a soustav je osazeno mikrokontroléry, tyto umožňují provádění korekcí výstupu.

Metoda filtrace signálu

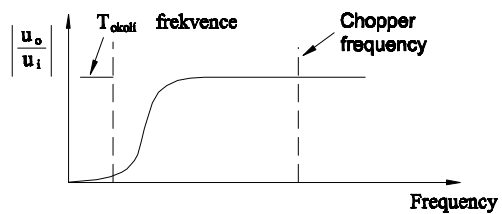
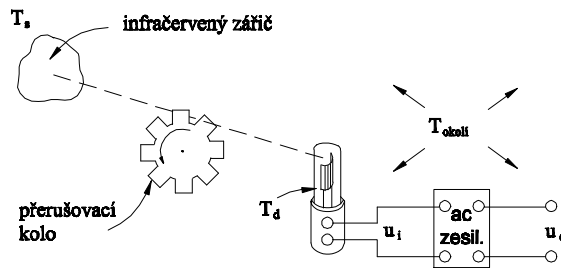
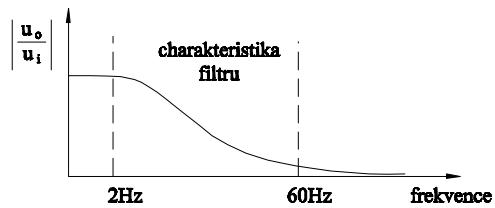
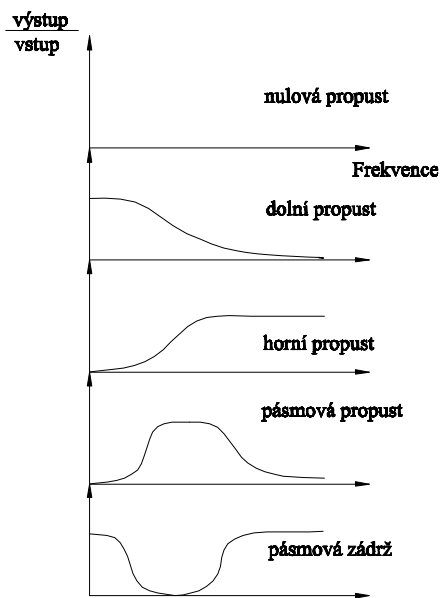
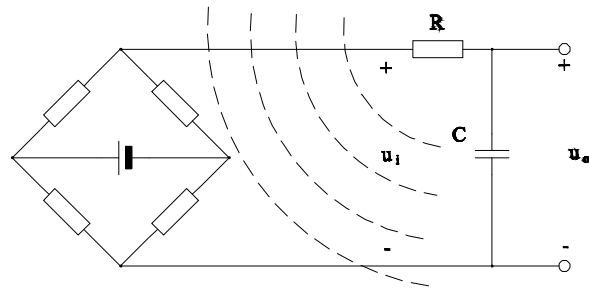
Tato metoda jsou založeny na možnosti vložení určitých prvků („filtrů“) do měřící soustavy. Funkcí filtrů je potlačení rušivých signálu ve výstupním signálu. Filtry lze použít na libovolný signál, a podle umístění v měřící soustavě jsou označovány jako vstupní, výstupní nebo vložené.



Vstupní filtry



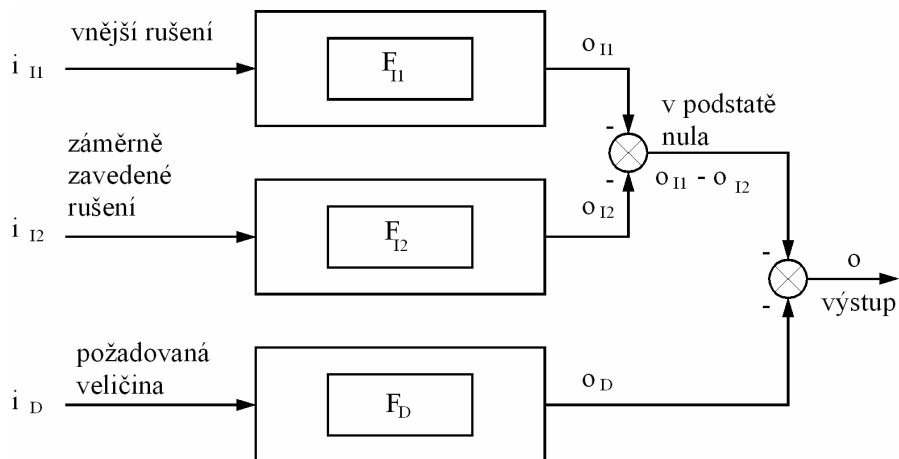
Výstupní filtry



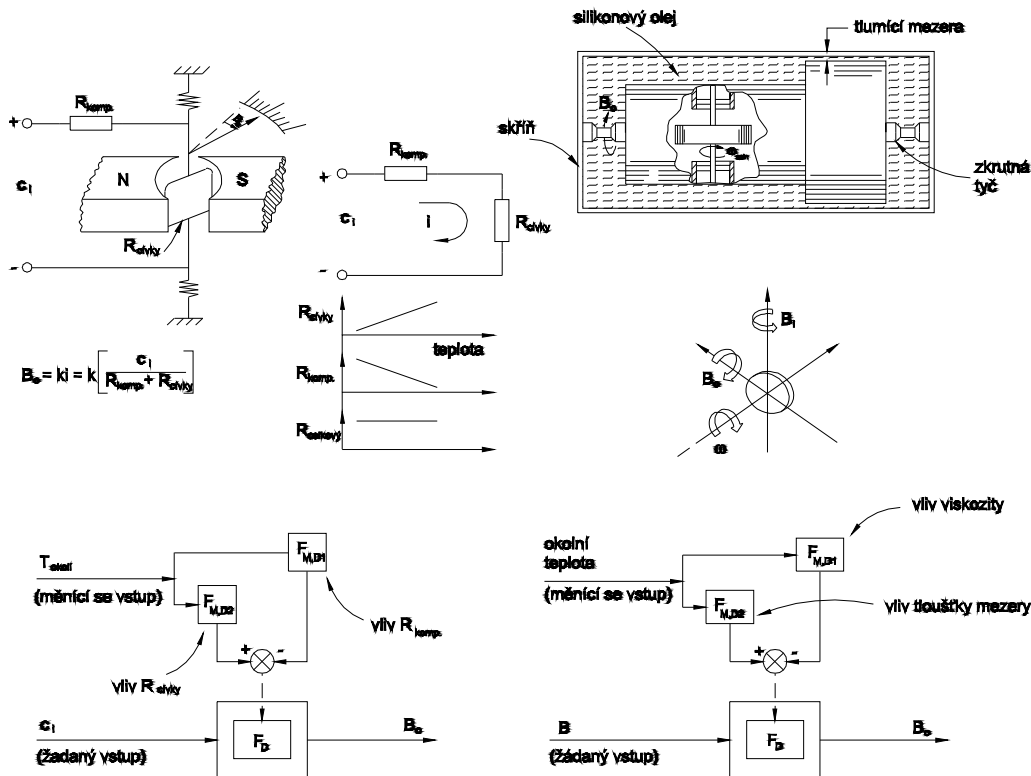
Příklady použití filtrů

Metoda diferenčního snímače

Tato metoda spočívá v záměrném zavedení do přístroje navzájem se rušících a/nebo se zmenšujících vstupů tak, aby směřovaly ke potlačení rušivých vlivů. Následující obrázek ukazuje použití metody s navzájem se rušícími vstupy.



Použití zmenšujících se vstupů je podobné. Záměrně zavedení vstupů je navrženo tak, že signály o_{I1} a o_{I2} jsou v zásadě stejné, ale opačného smyslu; tudíž přínos dvojice o_{I1}, o_{I2} je v podstatě nula. Tato metoda může být přirozeně považována za metodu počítané výstupní korekce. Avšak „výpočtu“ a použití korekce je dosaženo samočinně, díky struktuře systému a nikoliv početní operací.



Příklady použití metody opačných vstupů

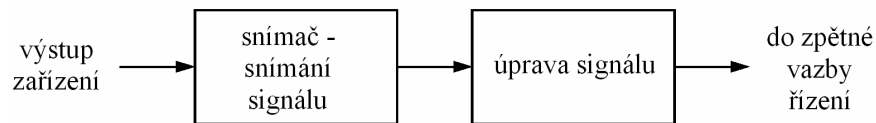
PARAMETRY SENZORŮ

- Úvod
- Model přenosové funkce senzoru
- Specifikace parametrů snímačů
- Impedanční charakteristiky
- Klasifikace měřicích přístrojů

Úvod

Typická měřicí soustava se skládá z:

- čidla
- úpravy signálu (filtrace, zesílení, ..)
- převodního zařízení (A/D, D/A, modulace, demodulace)



Čidla

Jsou to převážně analogová zařízení, která generují analogový signál. Digitální (číslicové) snímače se jsou například enkodéry (IRC) a některé další, které produkují informaci přímo v digitální podobě.

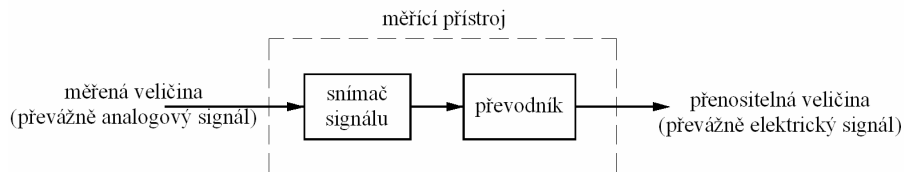
Při použití analogového čidla je nutné použít A/D převodník pro převod analogového signálu do digitální podoby. A/D převod trvá určitý čas, proto je nutné analogový signál tzv. vzorkovat v diskretních časových okamžicích, pro každý převod jeden. Vzorkování je nutné také z toho důvodu, aby rychle se měnící signál neovlivňoval výsledky převodu.

Pro návrh řídicího systém je potřeba znát statické i dynamické parametry senzorické soustavy.

Spojování jednotlivých prvků senzorické soustavy mezi sebou navzájem je potřeba provádět s ohledem na jejich impedance, zvláště pak s ohledem na celkové charakteristiky a přesnost soustavy.

Měření je možno rozdělit do dvou fází:

- měřená veličina je sejmuta čidlem,
- sejmutá veličina je převedena (přenesena) na použitelnější tvar pro zpracování, přenos, úpravu, řízení akční veličiny.



Měřená veličina je převážně analogový signál a výstupem čidla je převážně elektrický signál (diskretní v digitálních snímačích). Tudíž vstupní veličina snímače je rozdílná od měřené protože:

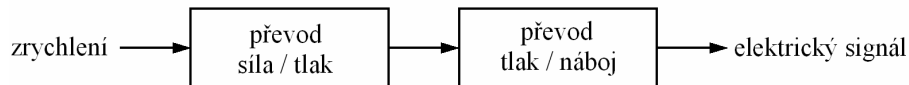
- fyzikální veličiny jsou rozdílné
- existují chyby a rozlišení čidla

- existují zatěžovací vlivy

Například se podíváme na činnost piezoelektrického snímače zrychlení (akcelerometru).

V tomto případě je akcelerometr senzor. Prvním převodem je převod setrvačné síly hmotného tělesa na mechanický tlak (napětí), působící na piezoelektrický krystal. Toto je funkce čidla (fáze snímání).

Mechanické napětí vytváří v krystalu elektrický náboj, který se projeví jako elektrický signál (napětí) na výstupu akcelerometru. Přeměna mechanického napětí na elektrické napětí může být označena jako fáze převodu.



Fáze snímání a převodu jsou funkční fáze, ne vždy jednoduché nebo vhodné pro určení fyzikálních složek spojených s ním.

Obecně jsou výrazy čidlo a snímač používány jako zaměnitelné pro označení měřicího přístroje.

Podle energetických charakteristik převodů dělíme snímače na pasivní a aktivní. Převážně se jedná o elektrickou energii.

Pasivní snímač

Je snímač, který potřebuje pro svou činnost externí zdroj energie. Jsou to např. snímače odporu, indukčnosti, kapacity, u kterých je nutné měřenou veličinu dále transformovat na jinou veličinu, která je měřitelná (např.: napětí, proud).

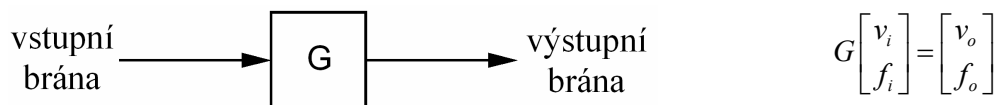
Aktivní snímač

Je snímač, který se působením měřené veličiny chová jako zdroj energie, která je měřitelná. Jsou to např. piezoelektrické, fotovoltaické a termoelektrické snímače

Model přenosové funkce snímače

Většina snímačů jsou dvojbrany, do kterých v ustáleném stavu přichází energie do vstupní brány a tato se transformuje na výstupní bránu.

Každá brána má dvě veličiny, a to jednu průtokovou (např.: sílu nebo proud), a jednu spádovou (např.: rychlost nebo napětí). Na obrázku je model pasivního dvojbranu:



kde:

G je čtvercová hybridní matice

v_i, f_i jsou spádová a průtoková proměnná na vstupní bráně

v_o, f_o jsou spádová a průtoková proměnná na výstupní bráně

Tato reprezentace předpokládá lineární model snímače. Takový snímač je též označován jako „ideální snímač“.

Impedance je definována jako poměr spádové veličiny (úsilí) k průtokové veličině (proudění). To vyjadřuje jakým úsilím je potřeba nutit systém k tomu, aby měl jednotkový tok. Jak uvidíme, je tento koncept velmi důležitý.

Tato definice impedance vede k jednoduchosti při vytváření sériových a paralelních kombinací z elektrických, teplotních a kapalinových prvků, protože výsledek poměru úsilí/tok je poměrem spádová proměnná/průtoková proměnná pro všechny tyto typy prvků, např.: *elektrická impedance = napětí / proud*.

Avšak, výsledkem poměru úsilí/tok pro mechanické prvky je poměr *síla / rychlost*, který je poměrem *průtokové / spádové proměnné*. Proto musíme pro mechanické prvky používat převrácenou hodnotu impedance – admittance.

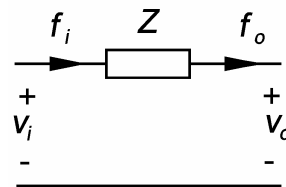
V tabulce níže jsou uvedeny impedance a admittance pro tři ideální elektrické prvky:

prvek	impedance Z	admittance Y
odpor R	R	$\frac{1}{R}$
indukčnost L	sL	$\frac{1}{sL}$
kapacita C	$\frac{1}{sC}$	sC

Zobecněný sériový prvek Z

(elektrická impedance nebo mechanická hybnost)

$$\begin{bmatrix} v_i \\ f_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & Z \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_o \\ f_o \end{bmatrix} \text{ nebo } \begin{bmatrix} 1 & -Z \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_i \\ f_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_o \\ f_o \end{bmatrix}$$

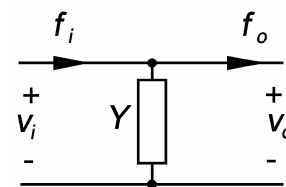


Impedance sériově spojených prvků je součtem impedancí jednotlivých prvků.

Zobecněný paralelní prvek Y

(elektrická admittance)

$$\begin{bmatrix} v_i \\ f_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_o \\ f_o \end{bmatrix} \text{ nebo } \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -Y & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_i \\ f_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_o \\ f_o \end{bmatrix}$$



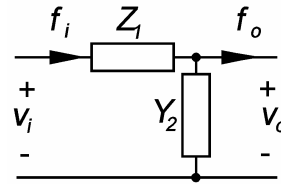
Admittance paralelně spojených prvků je součtem admittancí jednotlivých prvků.

Model snímače a jeho přenosová funkce

$$\begin{bmatrix} v_i \\ f_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + Z_1 Y_2 & Z_1 \\ Y_2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_o \\ f_o \end{bmatrix}$$

nebo

$$\begin{bmatrix} 1 & -Z_1 \\ -Y_2 & 1 + Z_1 Y_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_i \\ f_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_o \\ f_o \end{bmatrix}$$

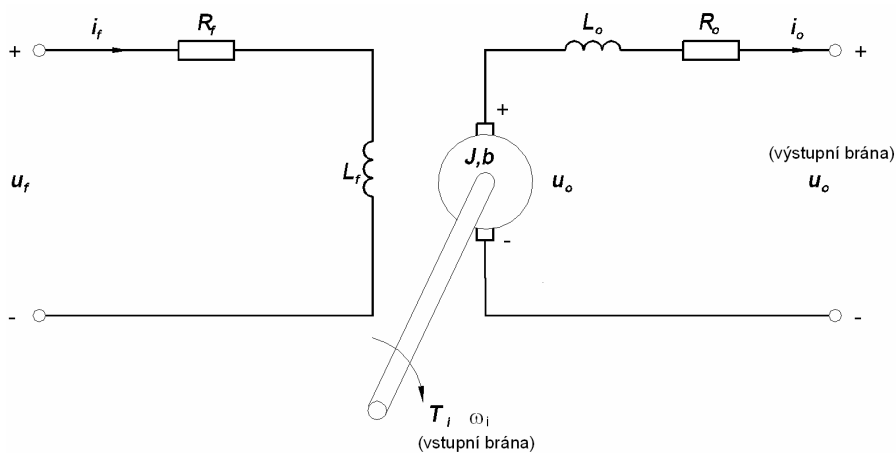


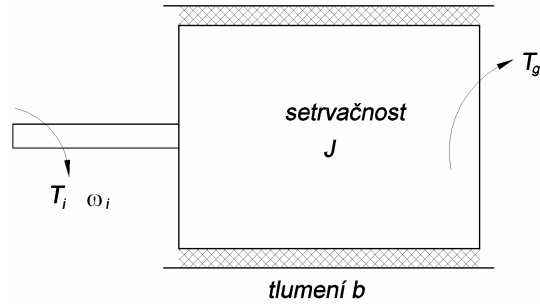
Definice některých mechanických přenosových funkcí

Přenosová funkce	Definice (ve frekvenční oblasti)
Povrchové napětí	síla/posun
Impedance	síla/rychlost
Hybnost	rychlost/síla
Setrvačnost (hmotnost, moment setrvačnosti)	síla/zrychlení
Zrychlitelnost	zrychlení/síla
Přenos síly	velikost (výstupní síla/vstupní síla)
Přenos rychlosti	velikost (výstupní rychlost/vstupní rychlost)

Měření rychlosti – Tachodynamo

Tachodynamo používá k měření rychlosti principu stejnosměrného generátoru. Schéma stejnosměrného tachogenerátoru je na následujícím obrázku.





Statorové vynutí je napájeno stejnosměrným napětím u_f . Spádovou proměnnou na vstupní bráně je měřená úhlová rychlost ω_i . Odpovídající kroutící moment T_i je průtoková proměnná na vstupní bráně. Výstupní napětí u_o obvodu kotvy generátoru je spádová proměnná na výstupní bráně. Odpovídající proud i_o je průtoková proměnná na výstupní bráně.

$$\begin{bmatrix} v_o \\ i_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K + \frac{(R_o + sL_o)(b + sJ)}{K} & \frac{-(R_o + sL_o)}{K} \\ \frac{-(b + sJ)}{K} & \frac{1}{K} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_i \\ T_i \end{bmatrix}$$

Předpokládáme konstantní proud statorem i_f . Rovnice obvodu kotvy jsou:

$$u_g = K\omega_i \text{ a } T_g = Ki_o$$

Konstanta K je stejná v obou rovnicích, což platí vždy, jsou-li použity stejné jednotky k měření mechanického i elektrického výkonu a mechanismus neobsahuje žádné významné vnitřní ztráty.

Snímače jsou přesněji modelovány jako dvojbrany s dvěma proměnnými na každé bráně, ale někdy je vhodnější použít pouze po jedné proměnné na bránu. Například u tachogenerátoru: vstupní úhlová rychlost a výstupní napětí.

Toto předpokládá nějakou formu zjednodušení v reálném modelu. Jestliže-li snímač není schopen dodržet tento zjednodušující předpoklad v celém rozsahu, výsledkem bude chyba měření. V praxi se u snímačů předepisuje takový pracovní rozsah, aby se minimalizoval vliv vnějších podmínek. Zbytková chyba se upravuje použitím korekčních křivek. Tento přístup je obvyklejší, než použití dvou proměnných na bránu, který přináší třikrát tolik přenosových funkcí do modelu.

Dále je pro praktické použití vhodné mít snímač pouze se statickou převodní charakteristikou (závislost vstup-výstup). To znamená, že výstup okamžitě nabývá měřené hodnoty, tedy přenosová funkce přímo zesiluje vstupní veličinu. To nastane tehdy, když má snímač malou časovou konstantu. Pro tachodynamo je elektrická časová konstanta $\tau_e = \frac{L_a}{R_a}$ a mechanická

$$\tau_m = \frac{J}{b}, \text{ obvykle je } \tau_e \approx 0,1\tau_m.$$

Na příkladu tachodynamu si můžeme všimnout, že zvýšení zesílení K má dvě výhody:

- snížení počtu spojení
- snížení dynamických vlivů

Specifikace parametrů snímačů

Přesné měřicí zařízení může být definováno jako takové, které má následující vlastnosti:

1. výstup okamžitě dosahuje měřené hodnoty (rychlá odezva)
2. výstup snímače je dostatečně velký (vysoké zesílení nebo malá impedance)
3. výstup setrvává na měřené hodnotě, bez posunů (driftu) nebo bez ovlivnění okolím a dalšími jinými nežádoucími rušeními a šumem do doby, než se změní měřená hodnota (stabilita)
4. úroveň výstupního signálu snímače je přímo úměrná úrovni měřeného signálu (statická linearita)
5. připojení měřicího zařízení nezkresluje měřenou veličinu (zatěžovací vlivy se neprojevují a impedance jsou shodné)
6. snímač má malou spotřebu energie (vysoká vstupní impedance)

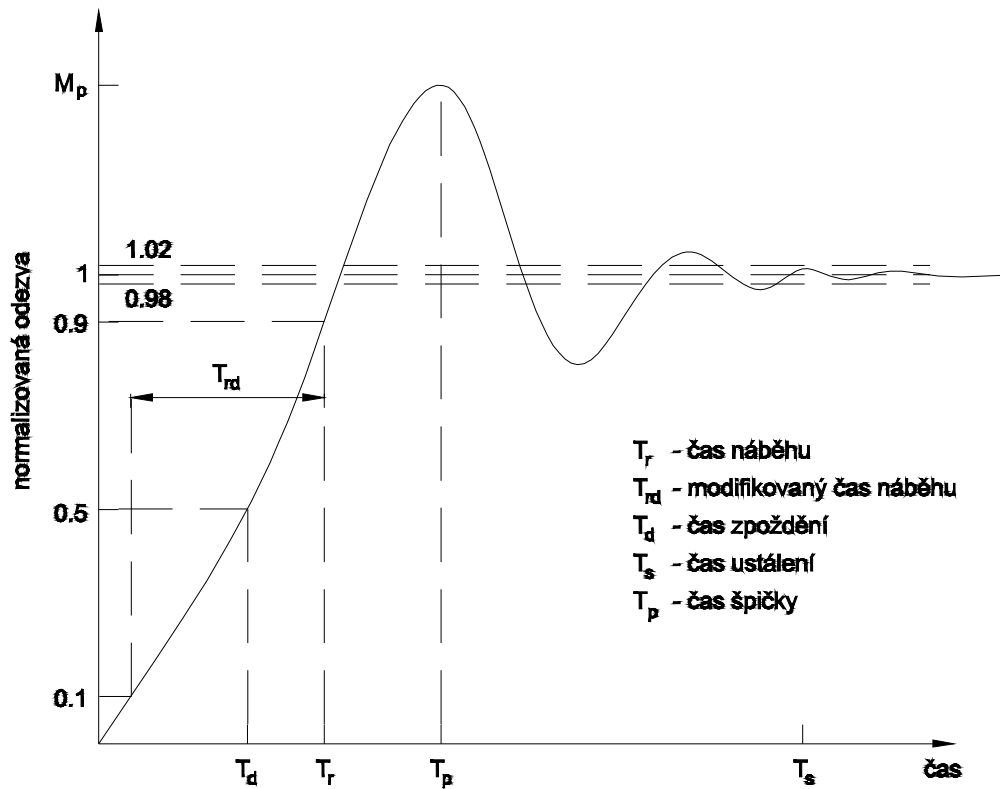
Všechny tyto vlastnosti jsou založeny na dynamických charakteristikách a mohou být vysvětleny termíny dynamického chování měřicího zařízení.

Body 1, 2, 3 a 4 jsou stanoveny podmínkami odezvy zařízení buď v časové oblasti nebo ve frekvenčních charakteristikách.

Body 2, 5 a 6 jsou stanoveny impedančními charakteristikami zařízení.

Stanovení v časové oblasti

Zobrazena je skoková odezva (přechodová charakteristika) zařízení normalizovaná s ohledem na ustálený stav.



Čas náběhu, T_r - čas potřebný na dosažení 90% ustálené hodnoty

Modifikovaný čas náběhu, T_{rd} - čas uvažovaný od 10% do 90% ustálené hodnoty

Čas zpoždění, T_d - čas potřebný na dosažení 50% ustálené hodnoty pro první okamžik

Čas špičky, T_p - čas dosažení první špičky

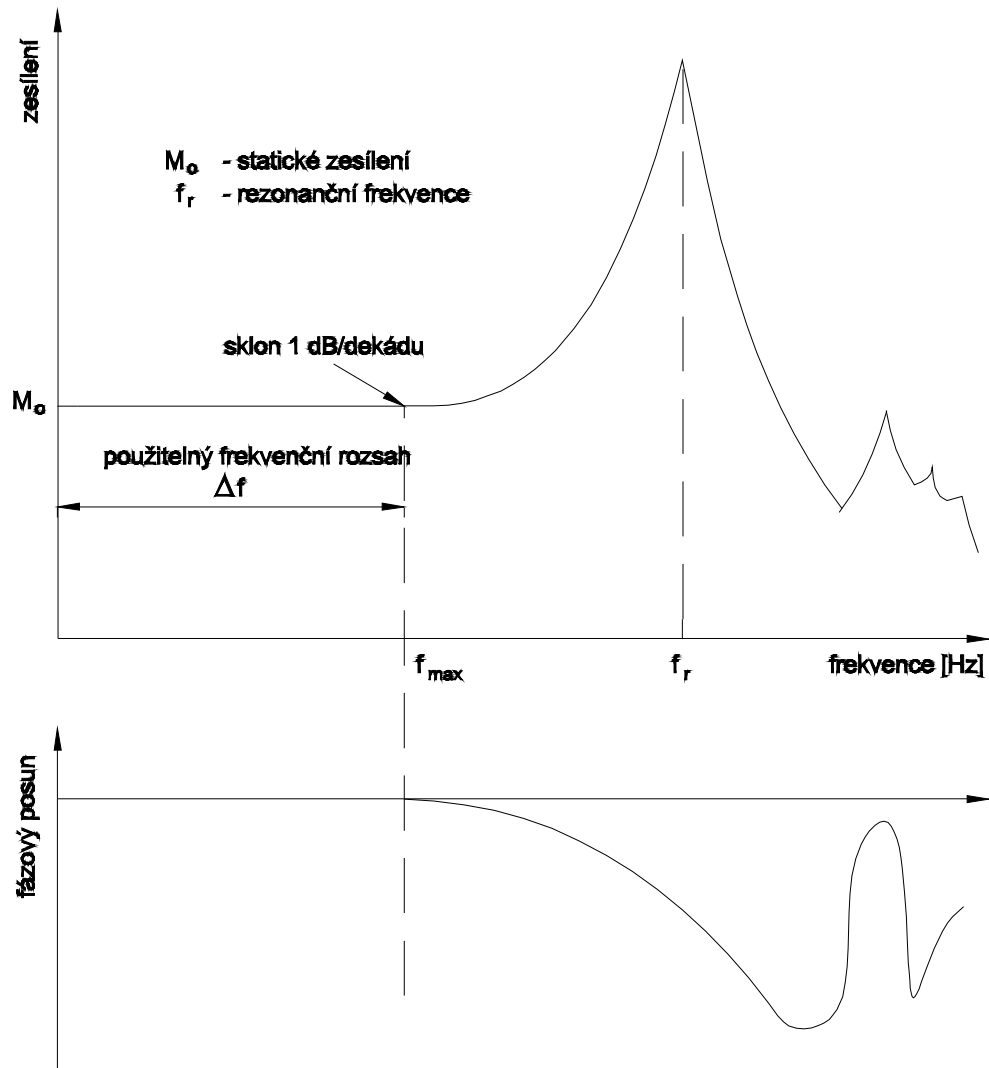
Čas ustálení, T_s - čas který potřebuje zařízení na ustálení se jistou procentní odchylkou od ustáleného stavu (např.: $\pm 1\%$).

Procentní překmit: $100(M_p - 1)\%$, kde M_p je špičková hodnota

Chyba ustáleného stavu: odchylka skutečně ustáleného stavu od požadované hodnoty

Stanovení ve frekvenčních charakteristikách

Zobrazena jsou reprezentativní frekvenční charakteristiky zařízení.



Použitelný frekvenční rozsah: odpovídá rovné oblasti na křivce zesílení a nulové fázi v oblasti fázového úhlu.

f_{max} - maximální frekvence použitelného frekvenčním rozsahu; je několika násobně menší, než f_r - dominantní rezonanční frekvence.

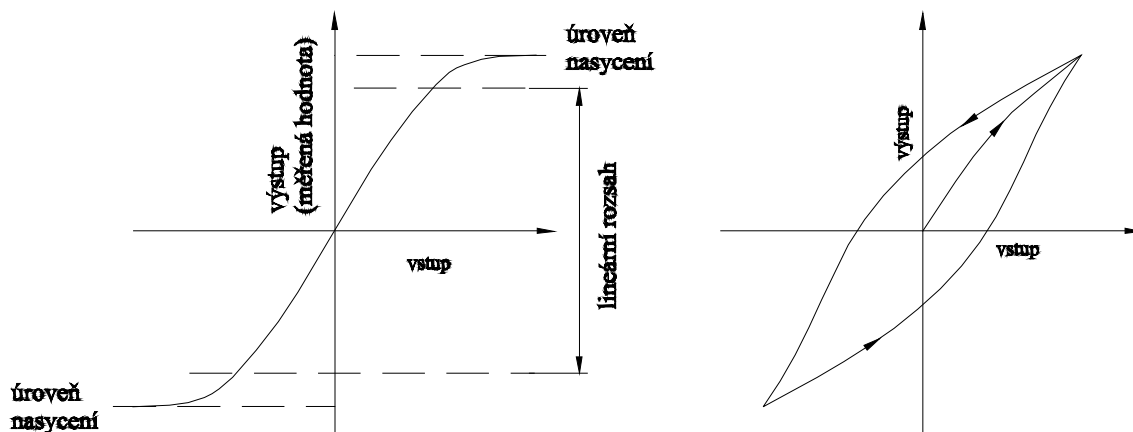
Šířka pásma zařízení: obecná definice - f_{max} , nebo f_r nebo frekvence při níž klesne velikost zesílení na 70.7% úrovně při nulové frekvenci nebo statickém ustáleném stavu.

Statické zesílení: hodnota zesílení přenosové funkce zařízení v použitelném frekvenčním rozsahu (nebo na nízkých frekvencích).

Linearita, nasycení (saturation), hystereze

Jestliže-li je vztah vstup/výstup popsán nelineární algebraickou rovnicí, pak se jedná o statickou nelinearitu. Jestliže-li je to nelineární diferenciální rovnice, pak se jedná o dynamickou nelinearitu.

Všechna fyzická zařízení jsou do určité míry nelineární.



U nelineárních zařízení se může vyskytovat nasycení (saturace), způsobená například saturací magnetického obvodu, tvárností mechanických dílců nebo nelineární deformací pružin.

U nelineárních zařízení se může objevovat hystereze, které se projevuje rozdílností křivek vstup/výstup v závislosti na směru pohybu po křivce. Toto je obecná jev v prvcích jako jsou převodovky, v prvcích s nelineárním tlumením a zařízeních s feromagnetickými materiály.

Impedanční charakteristiky

Při spojování prvků je nezbytné správně upravovat impedance všech spojení ve smyslu jejich výkonových úrovní (impedanční přizpůsobení).

Nepříznivý jevem nesprávného impedančního přizpůsobení je zatěžovací efekt.

V měřicí soustavě mohou být zatěžovací chyby výsledkem připojení měřících zařízení s nízkou vstupní impedancí na zdroj signálu.

Impedance může být vyjádřena buď v elektrickém nebo mechanickém smyslu, v závislosti na měřeném signálu, např.: u snímače zrychlení se může změnit měřené zrychlení, u voltmetru se může změnit měřené napětí a u termočlásku se může změnit měřená teplota.

Digitální zařízení může také způsobovat zatěžovací efekty, např.: AD převodník může zatížit výstup zesilovače a tím ovlivnit měření.

Jiný nepříznivý jev nesprávně přizpůsobených impedancí je neodpovídající výstupní úroveň signálu. Například mnoho typů snímačů má velkou výstupní impedanci, takže dávají slabý výstupní signál a je nutné zvýšení jeho úrovně.

K tomuto účelu se používají impedančně přizpůsobovací zesilovače, které mají vysokoimpedanční vstupy a nízkoimpedanční výstupy. Zařízení s vysokoimpedančním vstupem má také nižší spotřebu energie pro daný vstup. Skutečnost, že zařízení s nízkoimpedančními vstupy odebírá více energie z měřené soustavy, může být důvod pro zatěžovací chyby.

Předpokládejme elektrické zařízení jako standardní dvojbran:

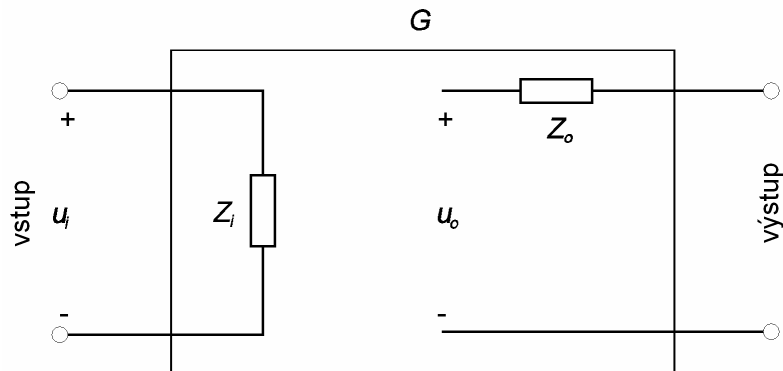
Výstupní impedance Z_o : poměr napětí naprázdno z výstupní brány ku zkratovému proudu výstupní bránou.

Napětí naprázdno na výstupní bráně: napětí na výstupní bráně bez připojené zátěže (impedance); měřeno voltmetrem s velmi vysokou impedancí.

Zkratový proud výstupní branou: měřeno připojením ampérmetru s velmi nízkou impedancí na výstupní bránu; měřeno při připojení konstantního jmenovitého napětí na vstupní bránu.

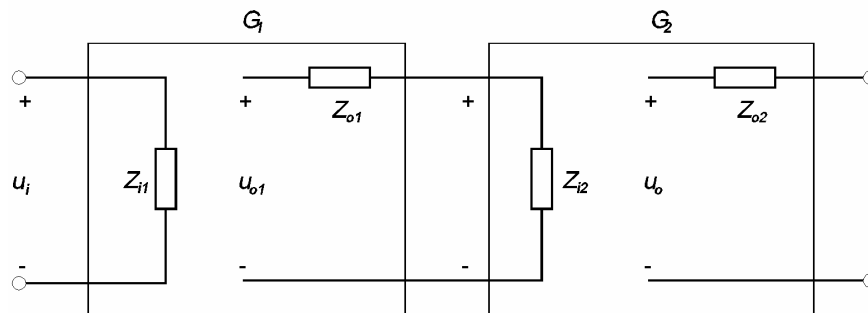
Vstupní impedance Z_i : poměr jmenovitého vstupního napětí ku odpovídajícímu proudu na vstupních svorkách při rozpojených svorkách výstupní brány.

Zobecněním těchto definic je možné vyjádřit napětí a rychlosti jako spádových veličin a proudu a síly jako průtokových veličin. Pak mechanická hybnost může být použita na místo elektrické impedance.



Přenosová funkce tohoto zařízení bez zátěže je $u_o = G u_i$

Předpokládejme kaskádu dvou zařízení:



$$u_{o1} = G_1 u_i, \quad u_{i2} = \left[\frac{Z_{i2}}{(Z_{o1} + Z_{i2})} \right] u_{o1}, \quad u_o = G_2 u_{i2}$$

tyto vztahy lze sloučit na

$$u_o = \left(\frac{Z_{i2}}{Z_{o1} + Z_{i2}} \right) G_2 G_1 u_i = \left(\frac{1}{Z_{o1}/Z_{i2} + 1} \right) G_1 G_2 u_i$$

pak ideální očekávaný stav je $u_o = G_1 G_2 u_i$

Kaskáda má „zkreslenou“ frekvenční odezvu dvou zařízení.

jestliže-li je $\frac{Z_{o1}}{Z_{i2}} \ll 1$, rozdíl je minimální.

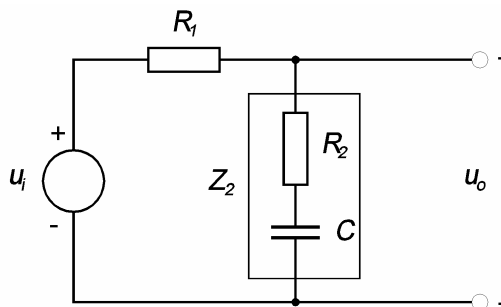
Pravidlo:

Jestliže frekvenční charakteristiky (tj.: dynamické charakteristiky) jsou pro kaskádní zapojení významné, kaskáda může by měla být navržena tak, že první zařízení má výstupní impedanci mnohem menší než je vstupní impedance druhého zařízení.

Například uvažujme obvod s fázovým zpožděním, použitý jako korekční prvek řídicí soustavy na následujícím obrázku. Jestliže jsou dva takové obvody zapojeny kaskádně, jaká je jejich výsledná přenosová funkce? Uvažujme nejdříve jeden obvod.

$$Z_2 = R_2 + \frac{1}{sC}$$

$$\frac{u_o}{u_i} = \frac{Z_2}{R_1 + Z_2}$$



Vstupní impedance Z_i

$$\text{vstupní proud } i = \frac{u_i}{R_1 + Z_2}$$

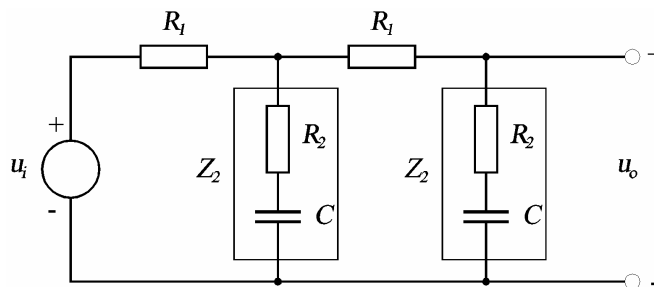
$$Z_i = \frac{u_i}{i} = R_1 + Z_2$$

výstupní impedance Z_o

$$\text{proud na krátko: } i_{sc} = \frac{u_i}{R_1}$$

$$Z_o = \frac{u_o}{i_{sc}} = \frac{Z_2 / (R_1 + Z_2) u_i}{u_i / R_1} = \frac{R_1 Z_2}{R_1 + Z_2}$$

Nyní předpokládejme kaskádu dvou obvodů s fázovým zpožděním:



Výsledná přenosová funkce tohoto obvodu může být napsána jako:

$$G = \left[\frac{Z_2}{R_1 + Z_2} \right]^2 \frac{1}{1 + R_1 Z_2 / (R_1 + Z_2)^2}$$

Vidíme, že „ideální“ přenosová funkce

$$G = \left[\frac{Z_2}{R_1 + Z_2} \right]^2,$$

kteřá je platná pouze tehdy, když poměr výstupní impedance/vstupní impedance je $\ll 1$.

Impedančně přizpůsobovací zesilovače

Je jasné, že obvody pro úpravu signálů budou mít znatelně větší vstupní impedanci v porovnání s výstupní impedancí jednotky čidlo-převodník ve snaze snížit zátěžovou chybu.

Tento problém je docela vážný v měřicích zařízeních, které mají velmi vysokou výstupní impedanci, např.: piezoelektrické snímače. V takovýchto případech:

- vstupní impedance jednotky pro úpravu signálů může být nepřiměřeně malá pro snížení zátěžového efektu
- úroveň výstupního signálu těchto vysokoimpedančních snímačů je příliš nízká pro přenos signálu, jeho zpracování a řízení.

Řešení:

Zařadíme několik stupňů zesilovacích obvodů mezi výstup snímače a vstupem jednotky sběru dat.

první stupeň: impedančně přizpůsobovací zesilovač, který má velmi vysokou vstupní impedanci, velmi nízkou výstupní impedanci a téměř jednotkové zesílení.

poslední stupeň: stabilní zesilovač s vysokým stupněm zesílení zvyšující úroveň signálu.

Impedančně přizpůsobovací zesilovače jsou operační zesilovače se zpětnou vazbou.

Měření spádových a průtokových veličin

Příklady *spádových veličin*: napětí, rychlost, tlak, teplota

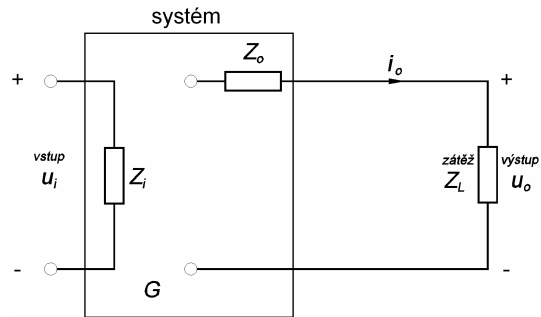
Příklady *průtokových veličin*: proud, síla, průtočné množství, tepelný tok

Na následujícím obrázku je uvedeno zařízení se vstupní impedancí Z_i a výstupní impedancí Z_o .

K zařízení je připojena zátěž o impedanci Z_L . Chceme měřit u_o nepřímo a i_o přímo

$$u_o = Gu_i \frac{Z_L}{Z_o + Z_L} = \frac{G}{\frac{Z_o}{Z_L} + 1} u_i$$

$$i_o = \frac{G}{Z_o + Z_L}$$



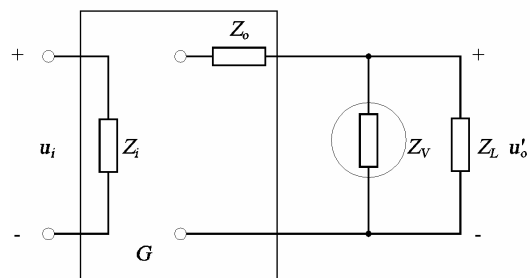
kde G je přenosová funkce systému.

Připojení měřiče s impedancí Z_v paralelně k zátěži pro měření u_o .

Impedance jsou paralelně

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{Z_v} + \frac{1}{Z_L}$$

$$u'_o = Gu_i \frac{Z}{Z_o + Z} = \frac{G}{\frac{Z_o}{Z} + 1} u_i = \frac{Gu_i}{\frac{Z_o}{Z_v} + \frac{Z_o}{Z_L} + 1}$$



porovnáním u_o a u'_o zjišťujeme, že pro vysoce přesné měření potřebujeme aby se $u'_o \approx u_o$.

Potom musí být buď $\frac{Z_o}{Z_v} \ll 1$ nebo $\frac{Z_o}{Z_v} \ll \frac{Z_o}{Z_L}$, neboli $Z_v \gg Z_o$ nebo $Z_v \gg Z_L$.

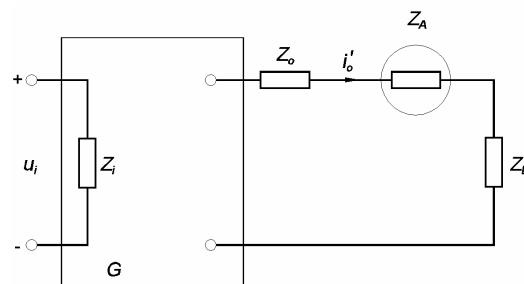
Obecně:

měřicí zařízení pro spádovou veličinu musí mít vysokou impedanci.

Připojení měřiče s impedancí Z_A do série se zátěží pro měření i_o .

Z důvodu vlivu zátěžného efektu měřiče se průtoková veličina i_o mění na i'_o :

$$i'_o = \frac{Gu_i}{Z_o + Z_L + Z_A}$$



porovnáním i_o a i'_o zjišťujeme, že pro vysoce přesné měření potřebujeme aby se $i'_o \approx i_o$, a proto musí být $Z_o \gg Z_A$ nebo $Z_L \gg Z_A$.

Obecně:

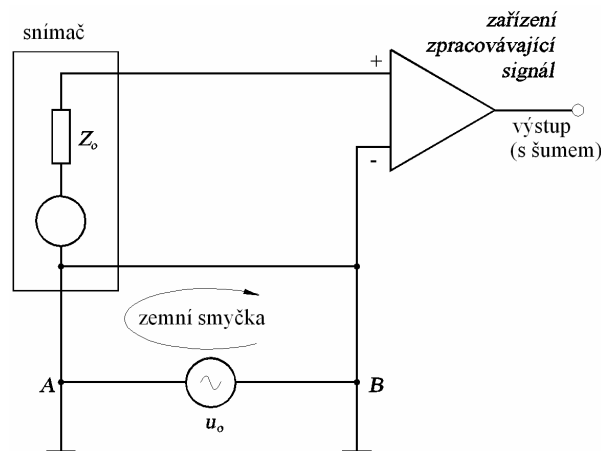
měřicí zařízení pro měření průtokové veličiny má mít co nejnižší impedanci.

Šum zemní smyčky

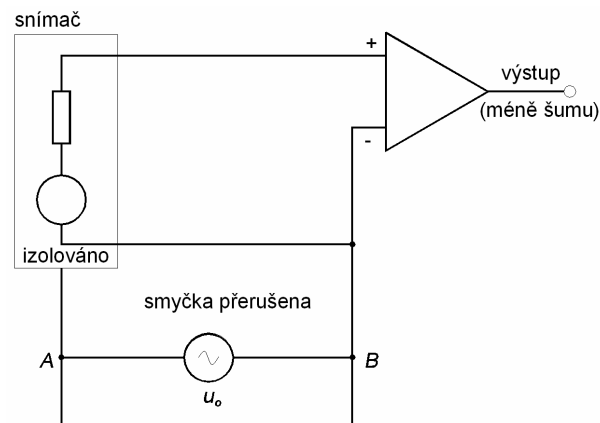
Elektrický šum může způsobovat nadměrnou chybu v zařízení, které pracuje s nízkourovňovým signálem (např.: se snímači zrychlení nebo s tenzometry). Jednou z příčin elektrického šumu jsou zemní smyčky.

Jestliže-li jsou dvě propojená zařízení zemněna každé zvlášť na oddělených místech, může se mezi nimi vytvořit tzv. zemní smyčka, protože tato dvě zemnicí místa mohou mít rozdílný potenciál. Příčina je v tom, že zem není obecně místo se stejným potenciálem a má nenulovou (a konečnou) impedanci.

Na následujícím obrázku je uveden snímač, připojený dvěma vodiči k zesilovači. Protože je zesilovač i snímač zemněn na jiném místě, vznikl mezi body A a B rozdíl potenciálů, který se vyrovnává přes zemní smyčku.



Řešením problému je zrušení zemní smyčky izolováním jednoho z obou zařízení.



Klasifikace měřících přístrojů

Technickými parametry měřících přístrojů, které poskytují jejich výrobci, jsou převážně statické charakteristiky. Technické parametry jsou dostupné jako konstantní hodnoty, tabulky, grafy, kalibrační křivky, empirické vztahy atd. Dynamické parametry, jako jsou např. přenosové funkce, bývají poskytovány u přesnějších měřících přístrojů, ale většinou nebývají parametry dynamického chování přístroje dostupné. Získávání technických parametrů záleží velmi často na vztahu uživatel přístroje – výrobce. Dále je velmi důležité znát, za jakých okolních podmínek (teplota, tlak, vlhkost, atd.), podmínek napájení přístroje a dalších (dále jen vnější vlivy), byly uvedené technické parametry získány a v jakém rozsahu změn těchto podmínek platí. Obecně platí, že čím přesnější přístroj, tím přesněji je nutné znát hodnoty vnějších vlivů.

Následuje popis některých důležitých technických parametrů přístrojů:

Citlivost

Citlivost snímače je měřena jako velikost (špičková hodnota, efektivní hodnota, medián, atd.) výstupního signálu odpovídajícího jednotkovému vstupu měřené veličiny. Citlivost může být jednoduše vyjádřena jako poměr přírůstku výstupu ku přírůstku vstupu, nebo analyticky jako parciální derivace. V případě vektorových nebo tenzorových signálů (např. posunutí, rychlost, zrychlení, napětí, síla), musí být uveden i směr veličiny, pro který uvedená citlivost platí. Křížová citlivost je citlivost v podélných směrech, které jsou ortogonální se směrem citlivosti, a tato je vyjádřena v procentech přímé citlivosti. U měřících přístrojů je žádoucí maximální citlivost a minimální křížová citlivost.

Dynamický rozsah

Dynamický rozsah měřícího přístroje je určen povolenou dolní a horní mezí vstupu nebo výstupu tak, aby byla zaručena požadovaná přesnost měření. Tento rozsah je obvykle vyjádřen jako poměr v decibelech (dB).

Rozlišovací schopnost (rozlišení)

Rozlišení je dáno nejmenší změnou signálu, kterou lze detekovat a přesně určit snímačem, zobrazovací jednotkou nebo jiným vhodným zařízením. Rozlišení bývá nejčastěji vyjádřeno v procentech maximálního rozsahu přístroje (např. 0,1 %).

Rozlišení nesmí být zaměňováno s přesností přístroje, která bývá několika násobně horší.

Linearita

Linearita je určena kalibrační křivkou měřícího přístroje. Závislost amplitudy výstupu (špičková nebo efektivní hodnota) na amplitudě vstupu za statických podmínek uvnitř dynamického rozsahu zařízení je známa jako statická kalibrační křivka. Je blízká přímce s nějakým stupněm nelinearity.

Drift (posouvání nebo ujždění hodnoty)

Drift nuly je definován jako drift od nulové hodnoty odečítané na přístroji při udržování měřené veličiny v ustáleném stavu po dlouhou dobu. Drift plného rozsahu je definován podobně s ohledem k odečítání plného rozsahu měřené veličiny (měřená veličina je udržována na hodnotě plného rozsahu). Obvyklé příčiny driftu jsou nestabilita přístroje, změny okolí, změny napájení přístroje a změny v přístroji.

Použitelný frekvenční rozsah

Použitelný frekvenční rozsah odpovídá vodorovné části amplitudové frekvenční charakteristiky a nulové fázi fázové frekvenční charakteristiky přístroje. Maximální frekvence v tomto rozsahu bývá obvykle menší, než je polovina první vlastní frekvence přístroje.

Šířka pásma

Šířka pásma přístroje vyjadřuje maximální rychlost nebo frekvenci, se kterou je přístroj schopen pracovat. Šířka pásma je určena dominantní vlastní frekvencí nebo dominantní rezonanční frekvencí snímače. Šířka pásma přístroje má být několikanásobně větší, než je významné maximální frekvence v měřeném signálu.

Přesnost měření

Přesnost měření vyjadřuje rozdíl měřené hodnoty od skutečné. Přesnost měřicího přístroje je vztažena k nejhorší přesnosti, dosažitelné na dynamickém rozsahu přístroje při působení určitých vnějších vlivů.

Chyba

Chyba měřené hodnoty je definována jako rozdíl měřené hodnoty a skutečné hodnoty. Příčiny chyb měření jsou nestabilita přístroje, vnější šum, nedokonalá kalibrace, nepřesnost informací, změny parametrů, neznámé nelinearity, a nesprávné nebo nevhodné použití měřicího přístroje. Chyby lze dělit na deterministické (nebo systematické) a na náhodné (nebo stochastické).

Deterministické chyby jsou ty, které jsou způsobeny přesně stanovenými činiteli, zahrnujícími nelinearity a chyby stupnice. Obvykle mohou být sníženy správnou kalibrací a správným užíváním návodu k používání přístroje.

Náhodné chyby jsou způsobeny neurčitými nebo neurčitelnými vlivy, vstupujícími do odezvy přístroje. Tyto vlivy zahrnují šum zařízení, šum vedení a vlivy neznámých náhodných změn pracovního prostředí přístroje. Chyba přístroje může být reprezentována náhodnou proměnnou, která má střední hodnotu μ_e a směrodatnou odchylku σ_e . Jestliže-li je směrodatná odchylka nulová, proměnná je deterministická. V tomto případě říkáme, že chyba měření je chyba je deterministická nebo opakovatelná. Jinak říkáme, že chyba je náhodná.

Opakovatelnost

Opakovatelnost není synonymum pro přesnost. Opakovatelnost přístroje je určena směrodatnou odchylkou chyby odezvy přístroje. Odečítání přístroje může mít velkou střední hodnotu chyby (např. velký offset), ale když je směrodatná odchylka malá, opakovatelnost přístroje je vysoká.

5. ELEKTRONIKA

ANALOGOVÉ ELEKTRONICKÉ OBVODY

- Operační zesilavače (OZ)

DIGITÁLNÍ PROCESORY

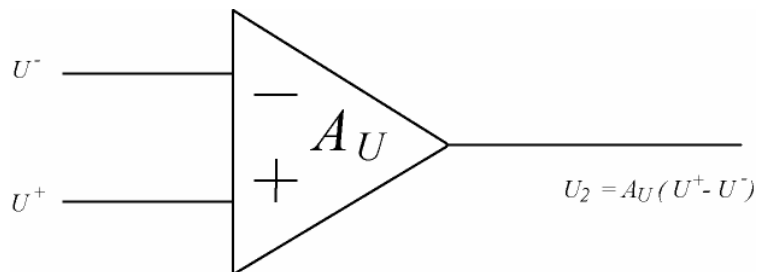
- Mikroprocesory
- Digitální signálové procesory (DSP)

OPERAČNÍ ZESILAVAČE (OZ)

- Ideální operační zesilavače
- Základní konfigurace
- Užití analogových obvodů pro analogové řízení

OPERAČNÍ ZESILAVAČ (OZ)

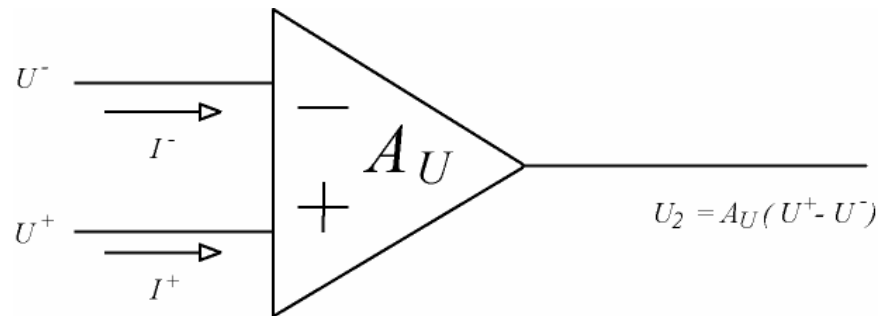
SCHÉMATICKÁ ZNAČKA



Dvě jednoduchá pravidla vám pomohou zjistit chování OZ ve skoro všech obvodech.

Pravidlo 1: Napěťové zesílení je tak velké (∞), že rozdíl napětí mezi vstupy je nulové.

Pravidlo 2: Vstupní impedance je tak velká (∞), že do vstupů neteče proud.



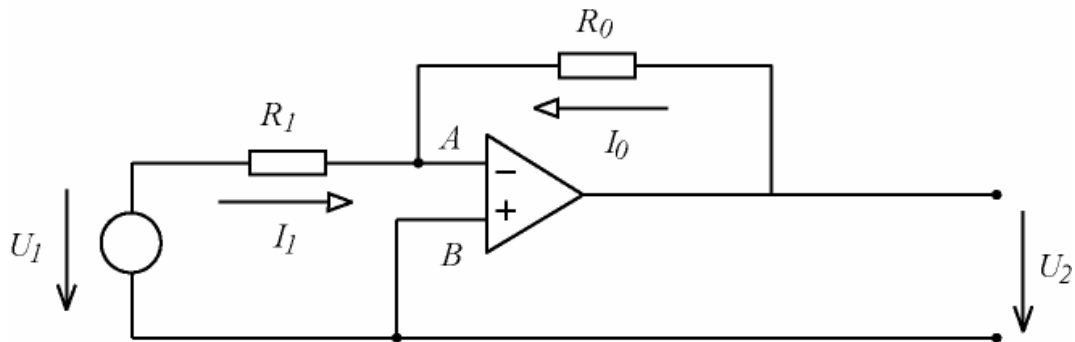
A_U je tak velké, že $U^+ = U^-$

Jestliže U_2 je konečné při $A_U \rightarrow \infty$, musí být rozdíl mezi U^+ a U^- nekonečně malý

Vstupní impedance je tak velká, že $I^+ = I^- = 0$

Jestliže vstupní impedance OZ $Z_1 \rightarrow \infty$, musí napětí U^+ a U^- vyvolávat nulový proud

Ukážeme nyní, jak těchto vlastností může být využito v základním zapojení invertujícího zesilovače



Užitím pravidla 1: $U_A = U_B = 0$

Užitím pravidla 2: $I_1 = -I_0$

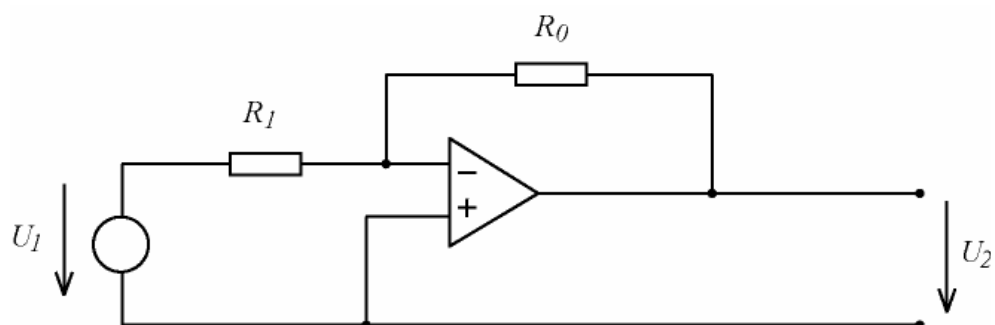
Proto

$$I_1 = -I_0 = -\left(\frac{U_2 - U_B}{R_0}\right),$$

nebo jinak

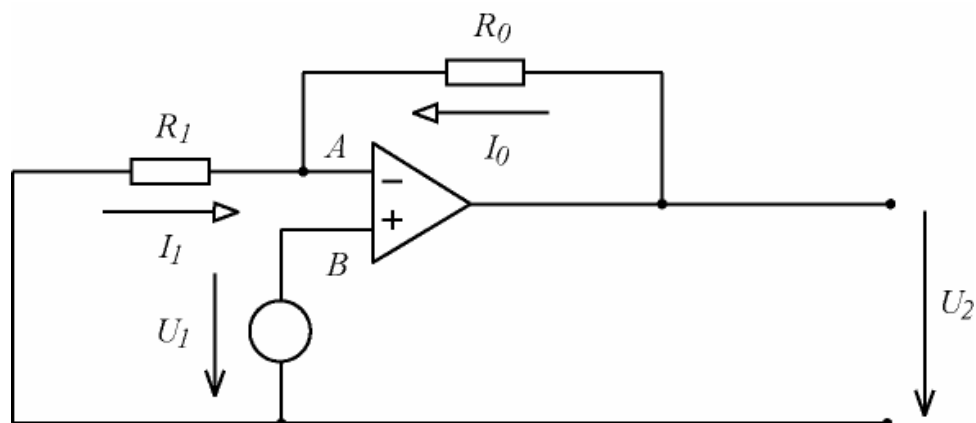
$$\frac{U_2}{U_1} = -\frac{R_0}{R_1}.$$

ZÁKLADNÍ ZAPOJENÍ INVERTUJÍCÍHO ZESILOVAČE



$$U_2 = -\frac{R_0}{R_1} \cdot U_1$$

UKÁŽEME NYNÍ, JAK TĚCHTO VLASTNOSTÍ MŮŽE BÝT VYUŽITO V ZÁKLADNÍM ZAPOJENÍ NEINVERTUJÍCÍHO ZESILOVAČE



$$I_1 = \left(\frac{0 - U_1}{R_1} \right) = -I_0 = -\left(\frac{U_2 - U_1}{R_0} \right)$$

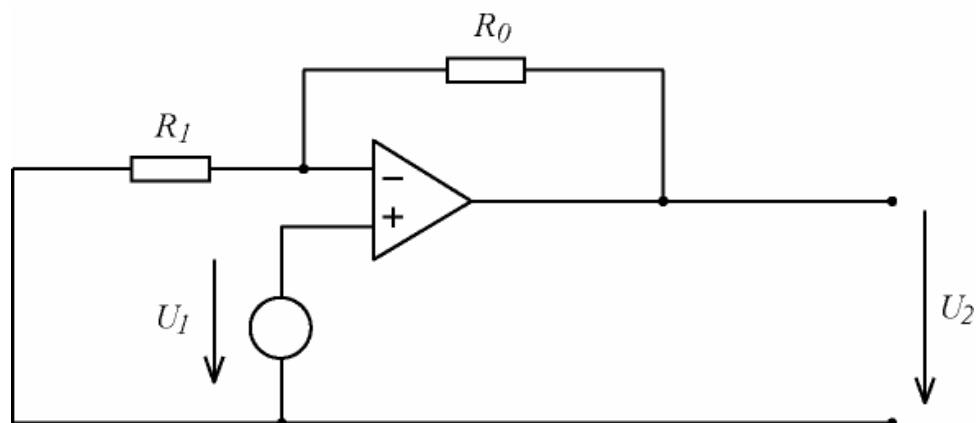
$$-\frac{U_1}{R_1} - \frac{U_1}{R_0} = -\frac{U_2}{R_0}$$

$$U_1 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_0} \right) = \frac{U_2}{R_0}$$

nebo jinak

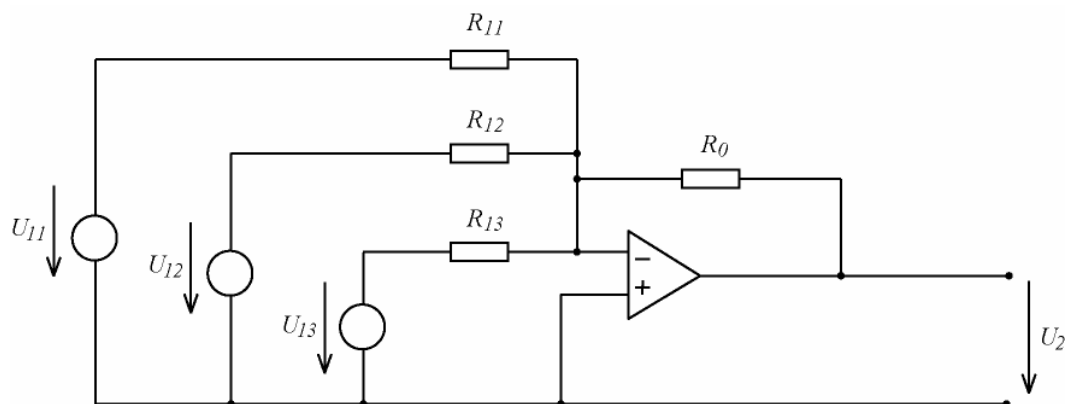
$$\frac{U_2}{U_1} = 1 + \frac{R_0}{R_1}$$

ZÁKLADNÍ ZAPOJENÍ NEINVERTUJÍCÍHO ZESILOVAČE



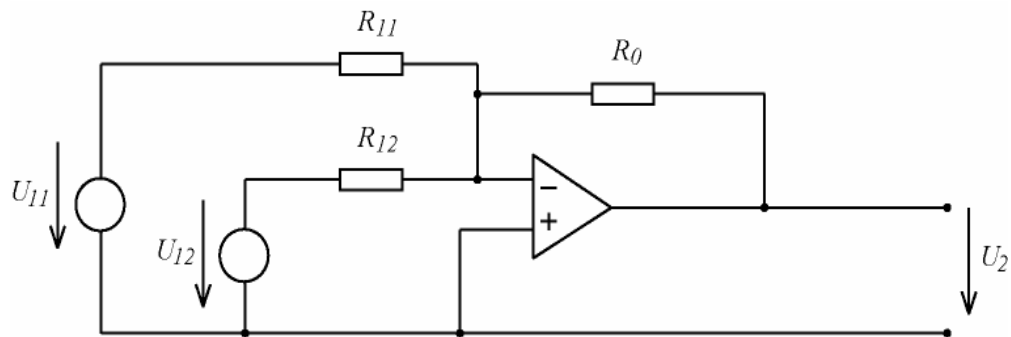
$$U_2 = \left(1 + \frac{R_0}{R_1}\right) \cdot U_1$$

SUMAČNÍ ZESILOVAČ (SUMÁTOR)



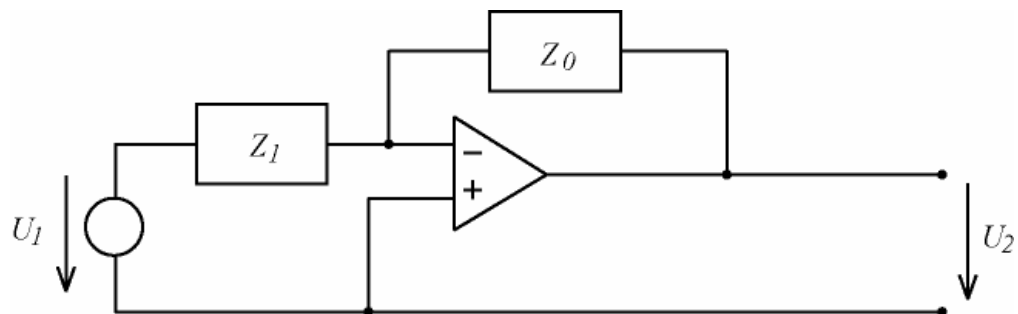
$$U_2 = R_0 \cdot \left(\frac{U_{11}}{R_{11}} + \frac{U_{12}}{R_{12}} + \frac{U_{13}}{R_{13}} \right) \cdot U_1$$

ROZDÍLOVÝ (DIFERENČNÍ) ZESILOVAČ



$$U_2 = \frac{R_0}{R_1} \cdot (U_{12} - U_{11})$$

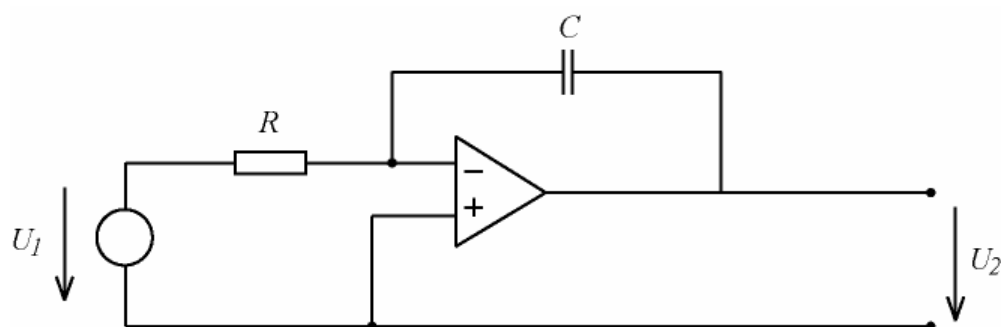
INVERTUJÍCÍ ZESILOVAČ S OBECNOU VSTUPNÍ A VÝSTUPNÍ IMPEDANCÍ



$$U_2 = -\frac{Z_0}{Z_1} \cdot U_1$$

APLIKACE PRO ŘÍZENÍ

INTEGRAČNÍ ZESILOVAČ (INTEGRÁTOR)



$$U_2 = -\frac{Z_0}{Z_1} \cdot U_1 = -\frac{1/j\omega C}{R} \cdot U_1 = -\frac{1}{j\omega RC} \cdot U_1$$

Nahradíme operátor $j\omega$ operátorem s (Laplaceův operátor) a dostaneme

$$U_2(s) = -\frac{1}{s \cdot R \cdot C} \cdot U_1(s)$$

a po zpětné transformaci do časové oblasti

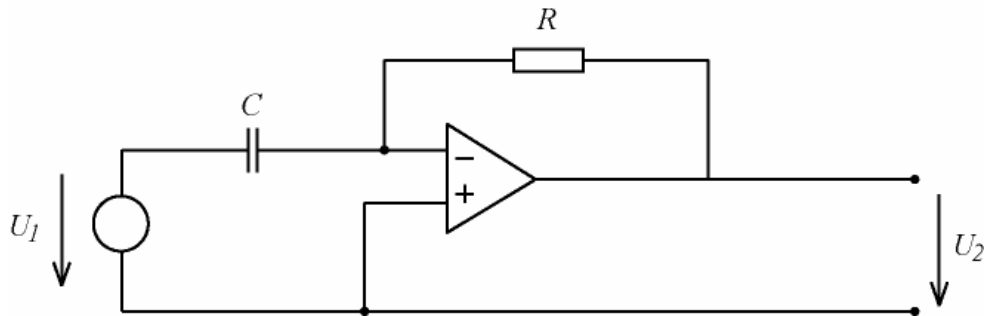
$$u_2(t) = -\frac{1}{R \cdot C} \cdot \int u_1(t) \cdot dt$$

Výstupní signál integračního zesilovače je integrálem vstupního signálu.

Rychlost integrace je určena časovou konstantou integrátoru $\tau_I = R \cdot C$.

Činitel $K_I = 1/\tau_I$ se nazývá zesílení integrátoru

DERIVAČNÍ ZESILOVAČ



$$U_2 = -\frac{Z_0}{Z_1} \cdot U_1 = -\frac{R}{1/j\omega \cdot C} \cdot U_1 = -j\omega \cdot R \cdot C \cdot U_1$$

Nahradíme operátor $j\omega$ operátorem s (Laplaceův operátor) a dostaneme

$$U_2(s) = -s \cdot R \cdot C \cdot U_1(s)$$

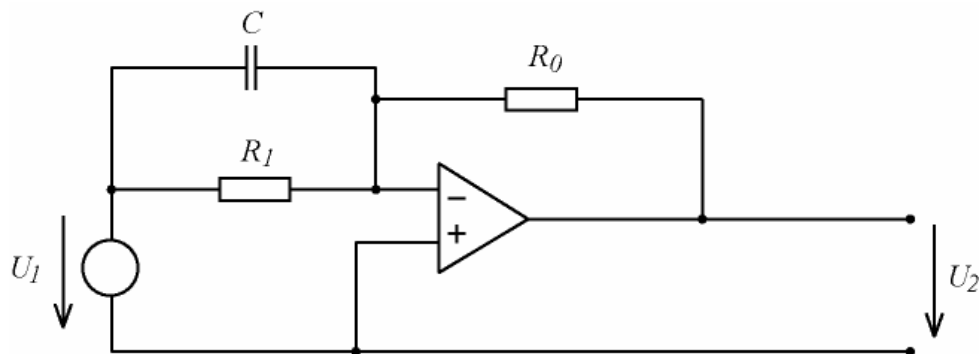
a po zpětné transformaci do časové oblasti

$$u_2(t) = -R \cdot C \cdot \frac{du_1(t)}{dt}$$

Výstupní signál derivačního zesilovače je derivací vstupního signálu, reaguje tedy na změnu rychlosti vstupního signálu. Jeho vlastnosti je možno vysvětlit nejlépe pro vstupní signál jednotkové rychlosti (rampu).

Hodnota výstupního signálu pro danou změnu rychlosti vstupního signálu je určena časovou konstantou derivačního zesilovače $\tau_D = R \cdot C = K_D$. Časová konstanta ideálního derivačního zesilovače τ_D je rovna jeho zesílení K_D .

ŘÍDICÍ OBVOD S OZ



Napěťový přenos obvodu je

$$A_U(s) = \frac{U_2(s)}{U_1(s)} = \frac{R_0}{R_1} (R_1 \cdot C \cdot s + 1)$$

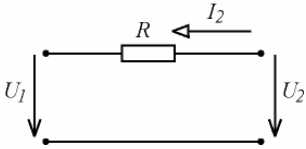
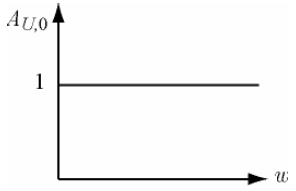
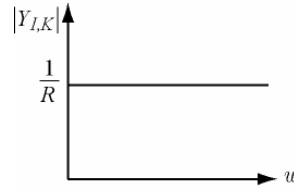
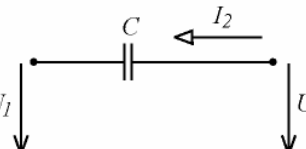
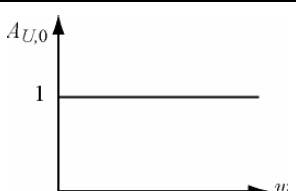
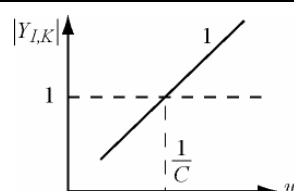
To znamená, že tento obvod vytváří zesílení

$$-\frac{R_0}{R_1}$$

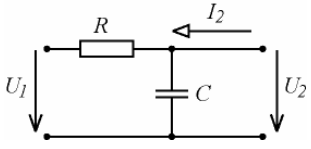
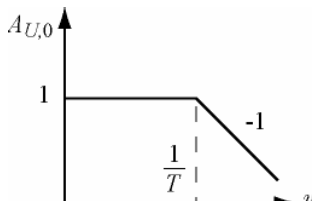
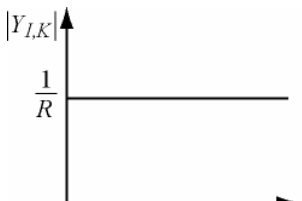
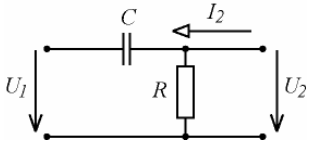
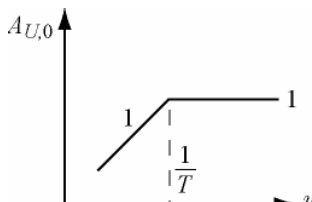
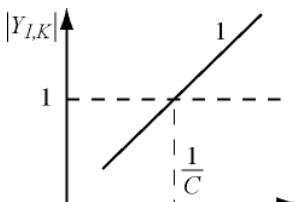
a má nulový bod (nulu) přenosu při

$$s = \frac{1}{R_1 \cdot C} [\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}].$$

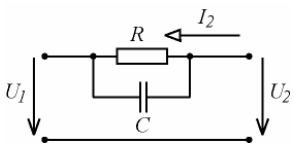
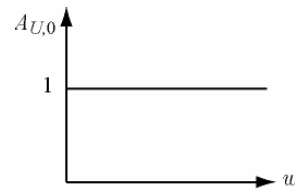
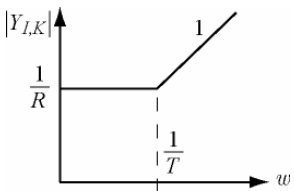
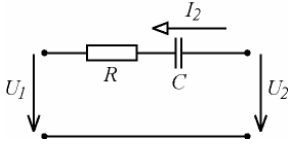
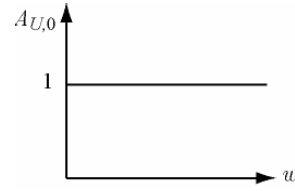
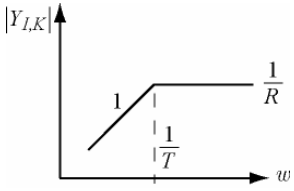
UŽITÍ OBVODŮ PRO ANALOGOVÉ ŘÍZENÍ

Jednoprvkové obvody		
Obvod	Zesílení obvodu naprázdno $A_{U,0}(s) = U_2(s)/U_1(s)$	Přenosová admittance nakrátko $Y_{I,K}(s) = I_2(s)/U_1(s)$
	1	$-\frac{1}{R}$
		
	1	$-s \cdot C$
		

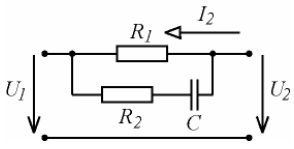
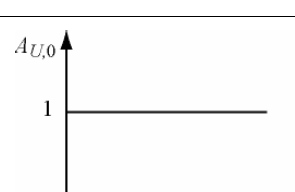
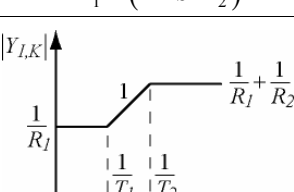
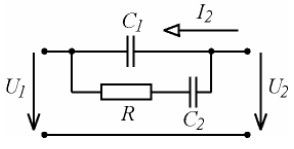
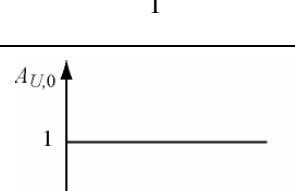
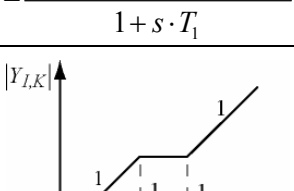
UŽITÍ OBVODŮ PRO ANALOGOVÉ ŘÍZENÍ

Dvojprvkové obvody		
Obvod	Zesílení obvodu naprázdno $A_{U,0}(s) = U_2(s)/U_1(s)$	Přenosová admittance nakrátko $Y_{I,K}(s) = I_2(s)/U_1(s)$
 <p>$T = R \cdot C$</p>	$\frac{1}{1 + s \cdot T}$	$-\frac{1}{R}$
		
 <p>$T = R \cdot C$</p>	$\frac{s \cdot T}{1 + s \cdot T}$	$-s \cdot C$
		

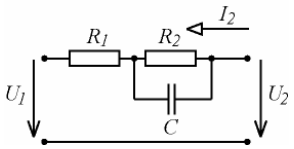
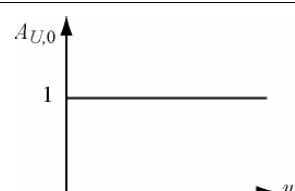
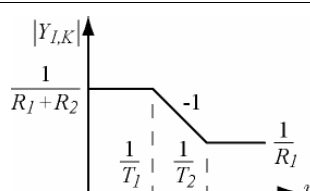
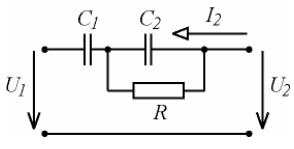
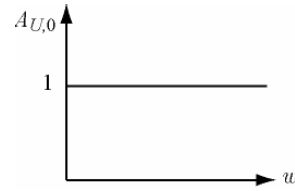
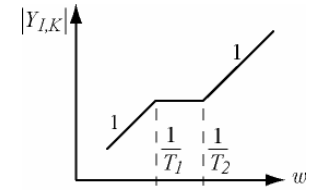
UŽITÍ OBVODŮ PRO ANALOGOVÉ ŘÍZENÍ

Dvojprvkové obvody		
Obvod	Zesílení obvodu naprázdno $A_{U,0}(s) = U_2(s)/U_1(s)$	Přenosová admittance nakrátko $Y_{I,K}(s) = I_2(s)/U_1(s)$
 <p>$T = R \cdot C$</p>	<p>1</p> 	$\frac{1 + s \cdot T}{R}$ 
 <p>$T = R \cdot C$</p>	<p>1</p> 	$\frac{s \cdot C}{1 + s \cdot T}$ 

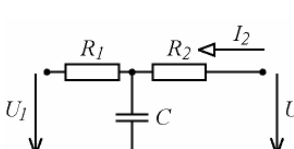
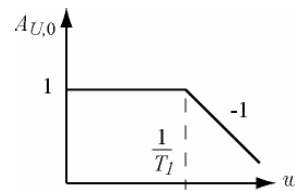
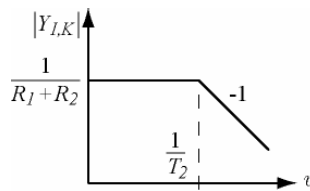
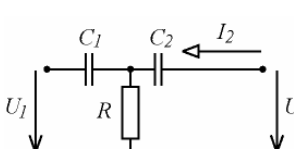
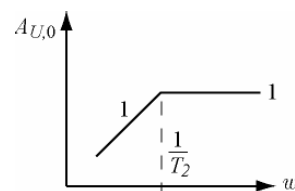
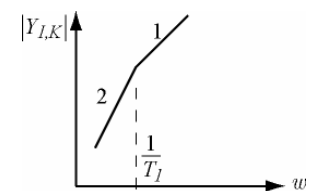
UŽITÍ OBVODŮ PRO ANALOGOVÉ ŘÍZENÍ

Trojprvkové obvody		
Obvod	Zesílení obvodu naprázdno $A_{U,0}(s) = U_2(s)/U_1(s)$	Přenosová admittance nakrátko $Y_{I,K}(s) = I_2(s)/U_1(s)$
 <p>$T_1 = (R_1 + R_2) \cdot C$ $T_2 = R_2 \cdot C$</p>	<p>1</p> 	$\frac{1 + s \cdot T_1}{R_1 + (1 + s \cdot T_2)}$ 
 <p>$T_1 = R \cdot C_2$ $T_2 = \frac{R \cdot C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$</p>	<p>1</p> 	$\frac{s \cdot (C_1 + C_2) \cdot (1 + s \cdot T_2)}{1 + s \cdot T_1}$ 

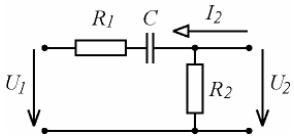
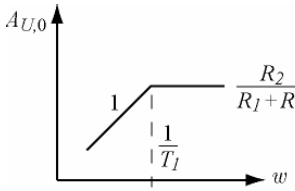
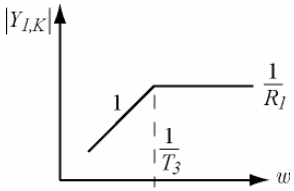
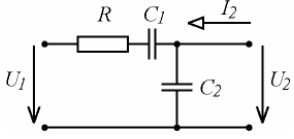
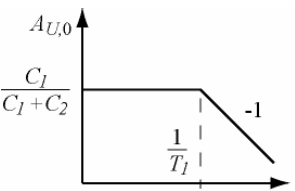
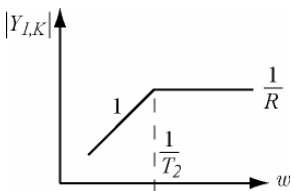
UŽITÍ OBVODŮ PRO ANALOGOVÉ ŘÍZENÍ

Trojprvkové obvody		
Obvod	Zesílení obvodu naprázdno $A_{U,0}(s) = U_2(s)/U_1(s)$	Přenosová admittance nakrátko $Y_{I,K}(s) = I_2(s)/U_1(s)$
 <p> $T_1 = \frac{R_1 \cdot R_2 \cdot C}{R_1 + R_2}$ $T_2 = R_2 \cdot C$ </p>	<p>1</p> 	<p>$-\frac{1 + s \cdot T_2}{(R_1 + R_2) \cdot (1 + s \cdot T_1)}$</p> 
 <p> $T_1 = R \cdot (C_1 + C_2)$ $T_2 = R \cdot C_2$ </p>	<p>1</p> 	<p>$-\frac{s \cdot C_1 \cdot (1 + s \cdot T_2)}{1 + s \cdot T_1}$</p> 

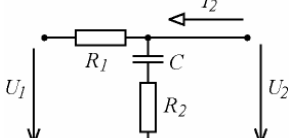
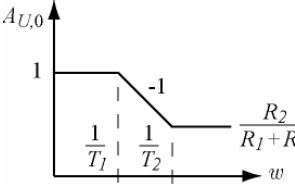
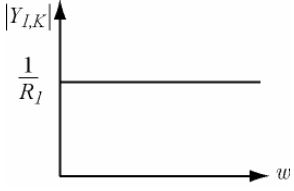
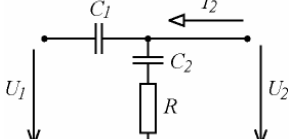
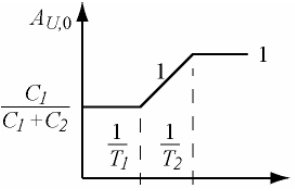
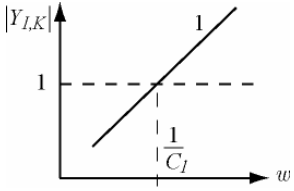
UŽITÍ OBVODŮ PRO ANALOGOVÉ ŘÍZENÍ

Trojprvkové obvody		
Obvod	Zesílení obvodu naprázdno $A_{U,0}(s) = U_2(s)/U_1(s)$	Přenosová admittance nakrátko $Y_{I,K}(s) = I_2(s)/U_1(s)$
 <p> $T_1 = R_1 \cdot C$ $T_2 = \frac{R_1 \cdot R_2 \cdot C}{R_1 + R_2}$ </p>	<p>$\frac{1}{1 + s \cdot T_1}$</p> 	<p>$-\frac{1}{(R_1 + R_2) \cdot (1 + s \cdot T_2)}$</p> 
 <p> $T_1 = R \cdot (C_1 + C_2)$ $T_2 = R \cdot C_1$ </p>	<p>$\frac{s \cdot T_2}{1 + s \cdot T_2}$</p> 	<p>$-\frac{s^2 \cdot R \cdot C_1 \cdot C_2}{1 + s \cdot T_1}$</p> 

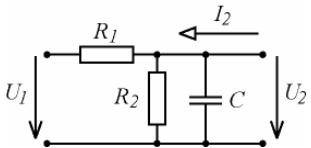
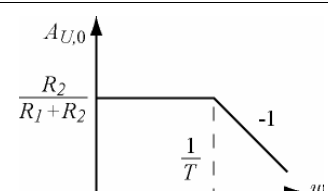
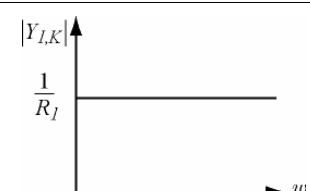
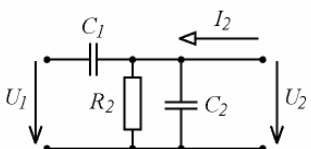
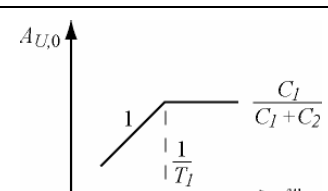
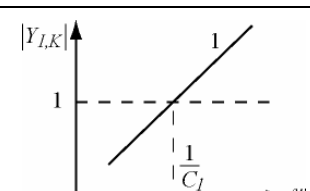
UŽITÍ OBVODŮ PRO ANALOGOVÉ ŘÍZENÍ

Trojprvkové obvody		
Obvod	Zesílení obvodu naprázdno $A_{U,0}(s) = U_2(s)/U_1(s)$	Přenosová admittance nakrátko $Y_{I,K}(s) = I_2(s)/U_1(s)$
 <p> $T_1 = (R_1 + R_2) \cdot C$ $T_2 = R_2 \cdot C$ $T_3 = R_1 \cdot C$ </p>	$\frac{s \cdot T_2}{1 + s \cdot T_1}$ 	$-\frac{s \cdot C}{1 + s \cdot T_3}$ 
 <p> $T_1 = \frac{R \cdot C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$ $T_2 = R \cdot C_1$ </p>	$\frac{C_1 / (C_1 + C_2)}{1 + s \cdot T_1}$ 	$-\frac{s \cdot C_1}{1 + s \cdot T_2}$ 

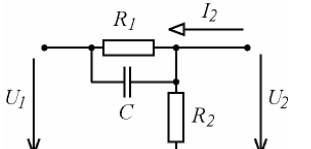
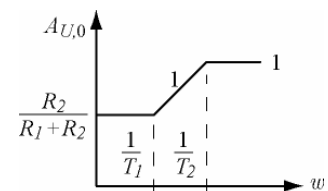
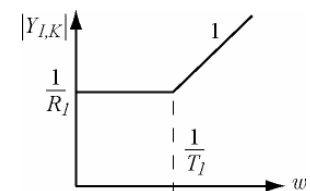
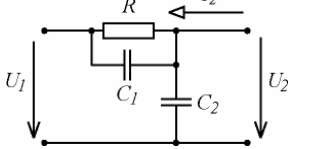
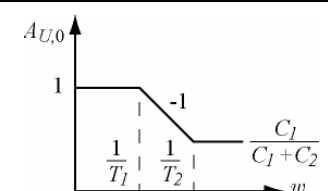
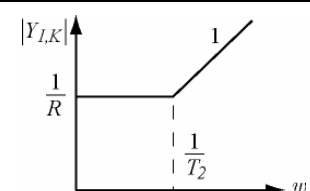
UŽITÍ OBVODŮ PRO ANALOGOVÉ ŘÍZENÍ

Trojprvkové obvody		
Obvod	Zesílení obvodu naprázdno $A_{U,0}(s) = U_2(s)/U_1(s)$	Přenosová admittance nakrátko $Y_{I,K}(s) = I_2(s)/U_1(s)$
 <p> $T_1 = (R_1 + R_2) \cdot C$ $T_2 = R_2 \cdot C$ </p>	$\frac{1 + s \cdot T_2}{1 + s \cdot T_1}$ 	$-\frac{1}{R_1}$ 
 <p> $T_1 = R \cdot C_2$ $T_2 = \frac{R \cdot C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$ </p>	$\frac{C_1 \cdot (1 + s \cdot T_1)}{(C_1 + C_2) \cdot (1 + s \cdot T_2)}$ 	$-s \cdot C$ 

UŽITÍ OBVODŮ PRO ANALOGOVÉ ŘÍZENÍ

Trojprvkové obvody		
Obvod	Zesílení obvodu naprázdno $A_{U,0}(s) = U_2(s)/U_1(s)$	Přenosová admittance nakrátko $Y_{I,K}(s) = I_2(s)/U_1(s)$
 <p> $T = \frac{R_1 \cdot R_2 \cdot C}{R_1 + R_2}$ </p>	$\frac{T}{R_1 \cdot C \cdot (1 + s \cdot T)}$ 	$-\frac{1}{R_1}$ 
 <p> $T_1 = R \cdot (C_1 + C_2)$ $T_2 = R \cdot C_1$ </p>	$\frac{s \cdot T_2}{1 + s \cdot T_1}$ 	$-s \cdot C_1$ 

UŽITÍ OBVODŮ PRO ANALOGOVÉ ŘÍZENÍ

Trojprvkové obvody		
Obvod	Zesílení obvodu naprázdno $A_{U,0}(s) = U_2(s)/U_1(s)$	Přenosová admittance nakrátko $Y_{I,K}(s) = I_2(s)/U_1(s)$
 <p> $T_1 = R_1 \cdot C$ $T_2 = \frac{R_1 \cdot R_2 \cdot C_2}{R_1 + R_2}$ </p>	$\frac{R_2 (1 + s \cdot T_1)}{(R_1 + R_2) \cdot (1 + s \cdot T_2)}$ 	$-\frac{1 + s \cdot T_1}{R_1}$ 
 <p> $T_1 = R \cdot (C_1 + C_2)$ $T_2 = R \cdot C_1$ </p>	$\frac{1 + s \cdot T_2}{1 + s \cdot T_1}$ 	$-\frac{1 + s \cdot T_2}{R}$ 

ČÍSLICOVÉ ZPRACOVÁNÍ INFORMACÍ

PROČ POUŽÍVAT ČÍSLICOVÉ ZPRACOVÁNÍ INFORMACÍ

- Velmi složité funkce mohou být slučovány použitím číslicových technik.
- Některé funkce je obtížné nebo nemožné realizovat použitím analogových bloků.
- Číslicové systémy jsou méně citlivé na šum, stárnutí jednotlivých členů a okolí (proměnnost parametrů) než analogové systémy. Číslicová elektronika má také tendenci k vyšší ucelenosti a spolehlivosti.
- Číslicové systémy jsou podstatně jednodušeji modifikovatelné (programovatelné) a poskytují možnost současného provádění několika odlišných funkcí jednou procesorovou jednotkou.

ČÁSTI ČÍSLICOVÉHO PROCESORU

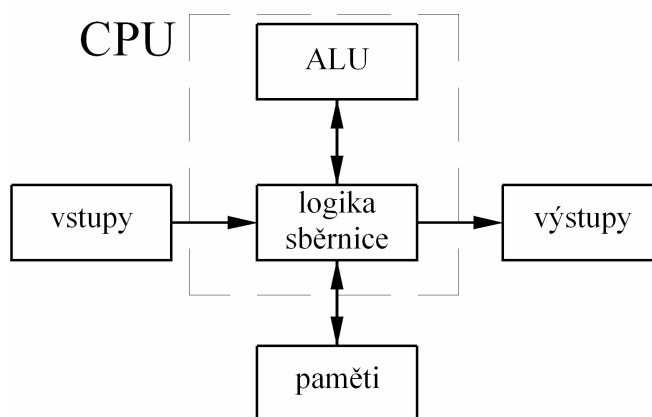


Schéma struktury mikroprocesorového systému

Mikroprocesor bývá obvykle označován jako centrální procesorová jednotka CPU (Central Processing Unit). Na schématu jsou kromě CPU zobrazeny vnější prvky (periferie), které tvoří spolu s CPU mikroprocesorový systém. Pro průmyslové realizace mechatronických systémů se používají mikroprocesorové systémy s velkým množstvím periférií (mimo paměťových subsystémů), např.: analogově-digitální (A/D) převodníky, digitálně analogové (D/A) převodníky, komunikační linky, časovače, generátory modulací a další. Tyto periferie bývají integrovány do jednom obvodu, který se nazývá microcontroler (MCU – MicroControler Unit), v české literatuře označován jako mikrořadič.

ROZDĚLENÍ CPU PODLE PAMĚŤOVÉ ARCHITEKTURY

Rozlišujeme dva základní způsoby připojení paměťových subsystémů k CPU (architektury) – von Neumannovu a Harvardskou.

Von Neumannova architektura sdílí oblast pro data (např. pro proměnné) a oblast pro vlastní program CPU v jedné paměťové oblasti (mají společnou adresovou sběrnici a všechny její ovládací signály).

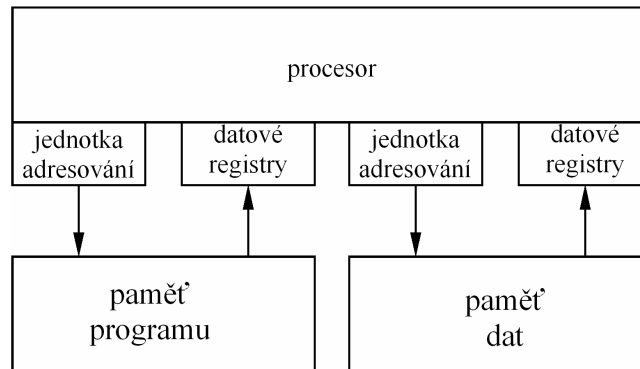


Schéma Harvardské architektury

Harvardská architektura odděluje datovou a programovou oblast do dvou nezávislých bloků (datová i programová paměť používá vlastní sběrnici nebo ovládací signály).

ULOŽENÍ DAT V BINÁRNÍ FORMĚ

Binární podoba znamená, že každý bit může nabývat pouze dvou hodnot – nuly nebo jedničky.

Pro reprezentaci znaménka čísla (kladné nebo záporné číslo) se většinou vyhrazuje tzv. nejvyšší bit. Nabývá-li tento hodnoty 0, je číslo kladné, nabývá-li hodnoty 1 je číslo záporné. Podle přítomnosti znaménka rozlišujeme čísla se znaménkem a čísla bez znaménka, u kterých se nepředpokládá výsky záporné hodnoty. Operace s bezznaménkovými čísly bývají u některých CPU rychlejší nebo jsou stejně rychlé. Dále bývá zvykem označovat nejvyšší bit binárního čísla (slova) jako nejvýznamnější (MSB – Most Significant Bit) a nultý bit jako nejméně významný (LSB – Least Significant Bit).

Data v jednotlivých aplikacích nejčastěji vyjadřují reprezentace numerických hodnot, logických proměnných, řídicích kódů a textů.

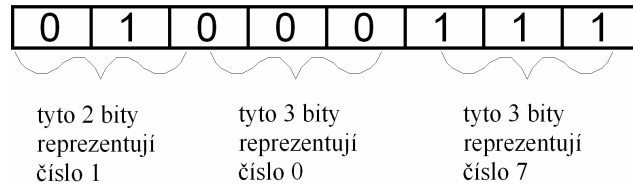
ČTENÍ BINÁRNÍCH DAT

Při realizaci programů bývá nezdídka potřeba rozumět způsobu uložení dat a dekodování jejich hodnot. Data jsou představována číselnými hodnotami. Obvykle se používá vyjádření číselné hodnoty (dále již jen čísla) ve dvojkové, šestnáctkové a desítkové soustavě. Ve výjimečných případech se lze setkat i s osmičkovým vyjádřením čísel.

Na obrázku je zobrazeno 8-bitové číslo jehož hodnota je ve dvojkové soustavě 01000111, v desítkové soustavě je 71 a v šestnáctkové je 47. Převod do desítkové soustavy probíhá následně: $(0 \cdot 2^7) + (1 \cdot 2^6) + (0 \cdot 2^5) + (0 \cdot 2^4) + (0 \cdot 2^3) + (1 \cdot 2^2) + (1 \cdot 2^1) + (1 \cdot 2^0) = 71$

V textu bývají binární čísla označována příponou „B“ (Binary) a šestnáctková příponou „H“ (Hexadecimal).

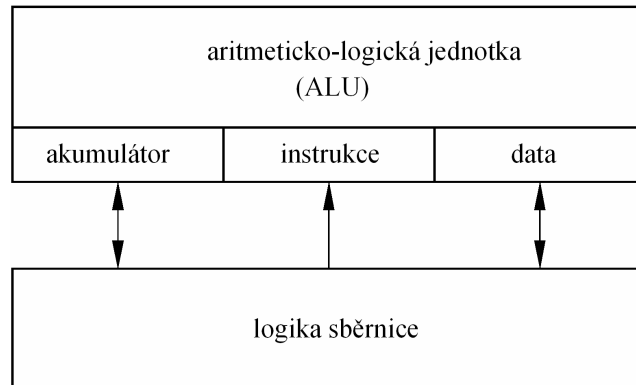
To samé číslo může také představovat logické hodnoty na vstupech CPU, které reprezentují např. stavy několika spínačů.



8-bitový vstup CPU rozdělený na tři řídicí kódy

Pro obsluhu různých vnějších prvků připojených na vstupech CPU bývá potřeba různě slučovat jednotlivé bity do řídicích kódů, které umožňují tyto prvky ovládat a řídit, zjišťovat jejich stav a nebo ho upravovat.

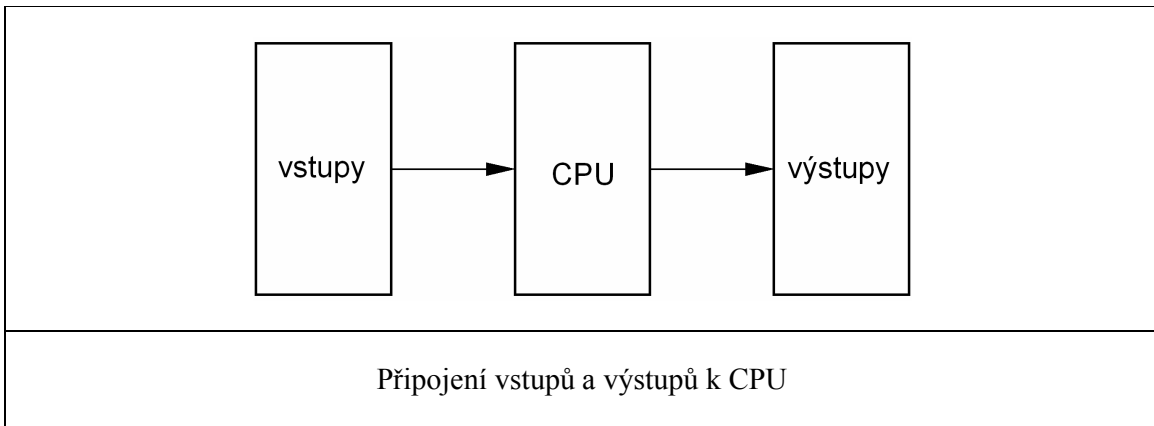
STRUKTURA CPU



Struktura CPU

Základní částí CPU je aritmeticko-logická jednotka (ALU), která provádí matematické a logické operace, a dalšími částmi jsou paměťové sběrnice, sady registrů, které slouží ALU pro ukládání operandů jednotlivých operací a řídicí logiky CPU.

Mikrořadiče (MCU) se od procesorů používaných v osobních počítačích liší, mimo množství integrovaných periférií a paměti, také množstvím vstupů a výstupů používaných pro ovládání připojených periférií.



Pro řídicí aplikace a zpracování velkých objemů dat se používají také tzv. signálové procesory, (DSP), které poskytují vysoký výpočetní výkon a většinou i současně (paralelní) zpracování několika operací v jednom časovém okamžiku. Jejich původní určení bylo pro zpracování a filtraci signálů, proto se nazývají signálové.

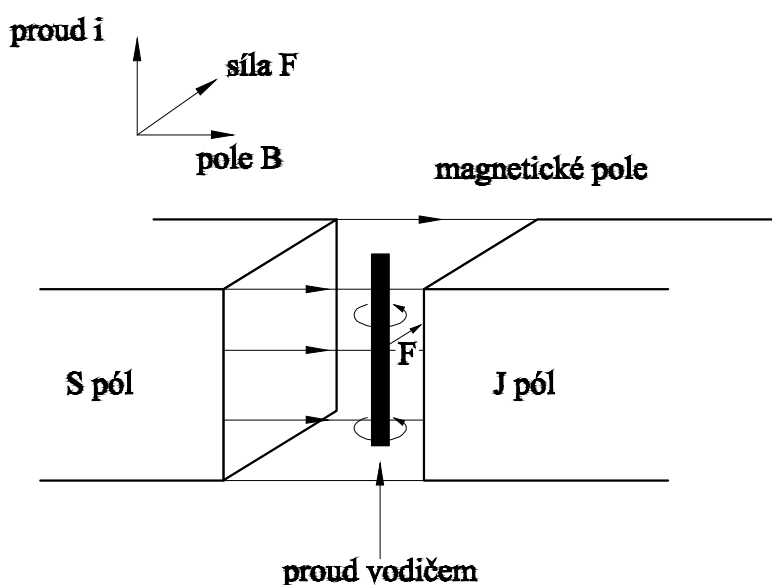
6. ANALOGOVÉ, ČÍSLICOVÉ A HYBRIDNÍ MECHATRONICKÉ SOUSTAVY

ŘÍZENÍ STEJNOSMĚRNÝCH MOTORŮ

Spojité pohony elektrických ovládacích prvků mohou být rozděleny na stejnosměrné motory a střídavé motory. Oba typy motorů jsou velmi používané v moderních mechatronických soustavách a k dispozici je množství různých způsobů, jak tyto motory řídit.

Stejnospměrné motory převádí elektrickou energii stejnosměrného proudu na mechanickou energii rotačního pohybu. Stejnospměrný motor vyniká vysokým kroutícím momentem, jednoduchým způsobem řízení rychlosti otáčení a širokým rozsahem pracovních podmínek.

Princip činnosti stejnosměrného motoru je následujícím obrázkem. Uvažujme vodič o délce l umístěný do magnetického pole s konstantní indukcí B kolmo ke směru siločar. Vodičem prochází stejnosměrný proud i , který vytváří magnetický tok okolo vodiče.



Princip činnosti stejnosměrného motoru

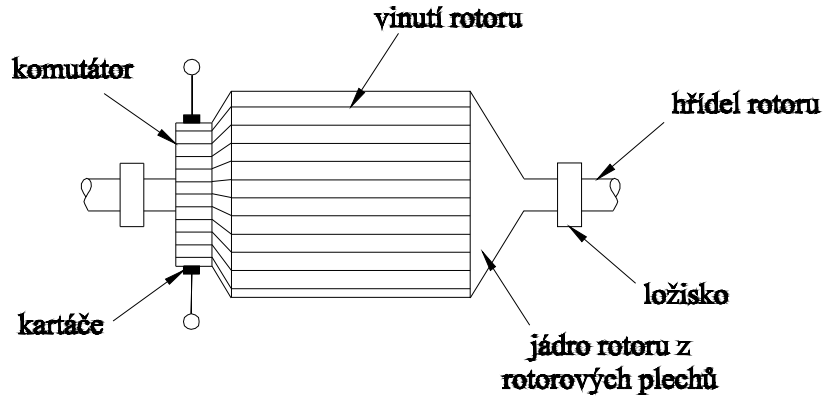
Na vodič působí síla $F = B \cdot l \cdot i$

Může-li se vodič volně pohybovat, pak síla vyvolá jeho pohyb rychlostí v ve směru působící síly. Výsledkem tohoto pohybu v magnetickém poli B je napětí u_b indukované ve vodiči.

Indukované napětí označujeme jako elektromotorické napětí a platí pro ně $u_b = B \cdot l \cdot v$.

Podle Lentzova pravidla platí, že magnetický tok vyvolaný proudem způsobeným elektromotorickým napětím bude působit proti toku vyvolanému původním protékajícím proudem, a jeho snahou je zastavit motor. (Jinými slovy elektromotorické napětí má obrácený smysl než napětí, vyvolané procházejícím proudem.

V průmyslových stejnosměrných motorech je magnetický tok obvykle vytvářen vinutím (elektromagnet). Motory používané v přístrojích nebo ve spotřebních výrobcích využívají magnetický tok permanentních magnetů.



Rotor stejnosměrného motoru

Kluzné plochy komutátoru a kartáčů mají několik nevýhod:

- opotřebovávání se
- tření způsobuje mechanické zatížení a oteplování
- odskok kontaktů
- značný hluk
- elektrické jiskření
- pulsace napětí v místech přepínání

ELEKTRONICKY KOMUTOVANÉ MOTORY

U stejnosměrných motorů bez komutátoru je mechanická komutace nahrazena komutací elektronickou. Tyto motory jsou označovány jako elektronicky komutované.

Elektronicky komutované motory mají rotor pevně polarizován (relativně vůči rotoru) a polarita statoru je elektronicky spínána tak, aby byl udržen správný směr otáčení motoru. Schéma tohoto motoru s obvodem pro elektronickou komutaci je na následujícím obrázku.

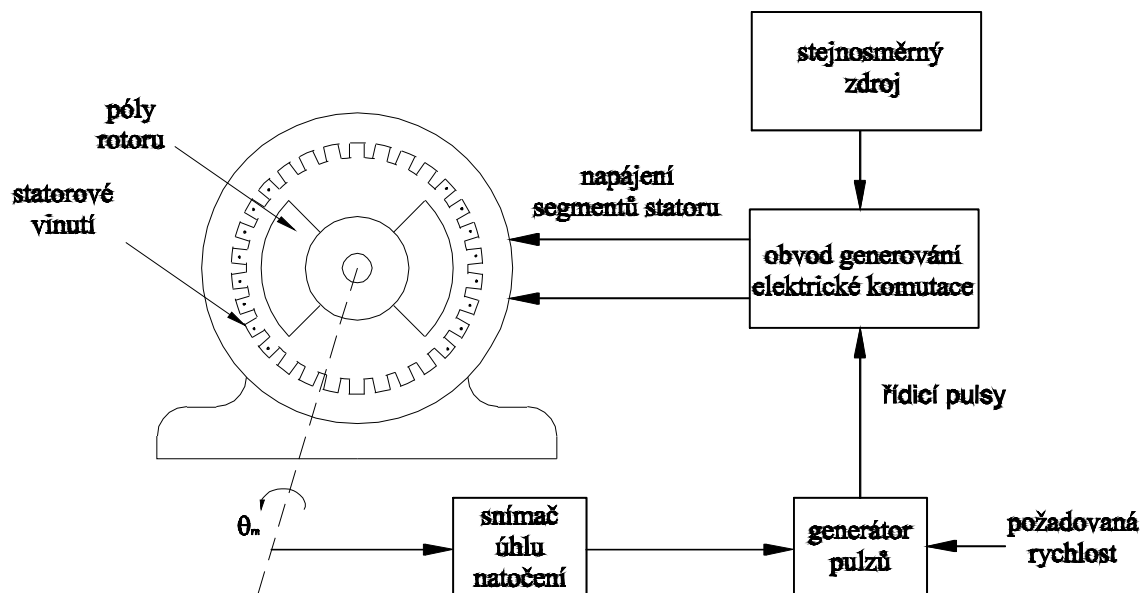
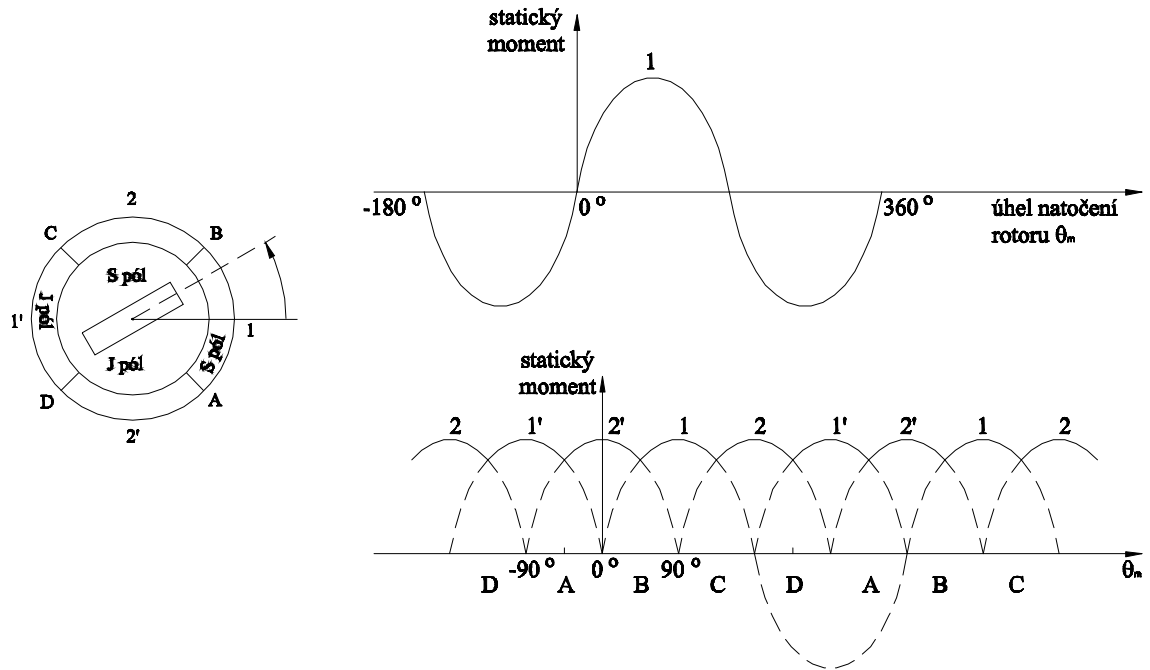


Schéma zapojení elektronicky komutovaného motoru

Výhodou těchto motorů je, že k udržování konstantních otáček stačí řízení v otevřené smyčce, protože každý elektrický impuls otočí rotorem o stejný úhel, a proto otáčky rotoru odpovídají frekvenci generovaných impulsů a počtu jeho pólů.

Při otáčení je nezbytné kvůli správnému přepínání znát (v krátkých úsecích) aktuální polohu rotoru. Přepínáním statorových cívek ve vhodných okamžicích je možné maximalizovat kroučící moment motoru.



Komutace motoru

Póly 1a 1' jsou opačně polarizovány – je-li jeden polarizován jako jih, druhý je polarizován jako sever.

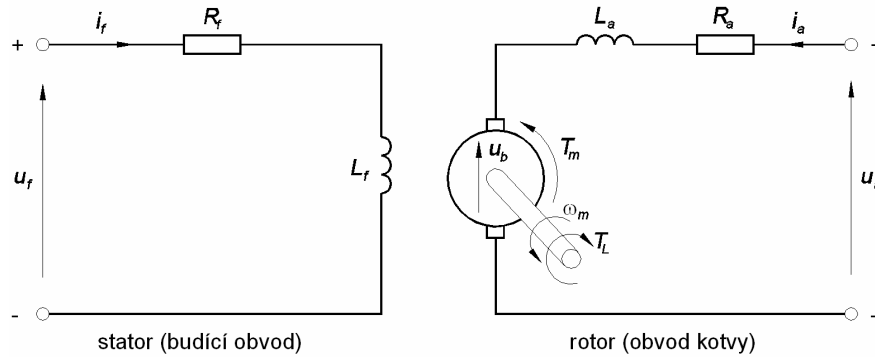
MODELOVÁNÍ STEJNOSMĚRNÝCH MOTORŮ

Magnetický tok je úměrný budicímu proudu:

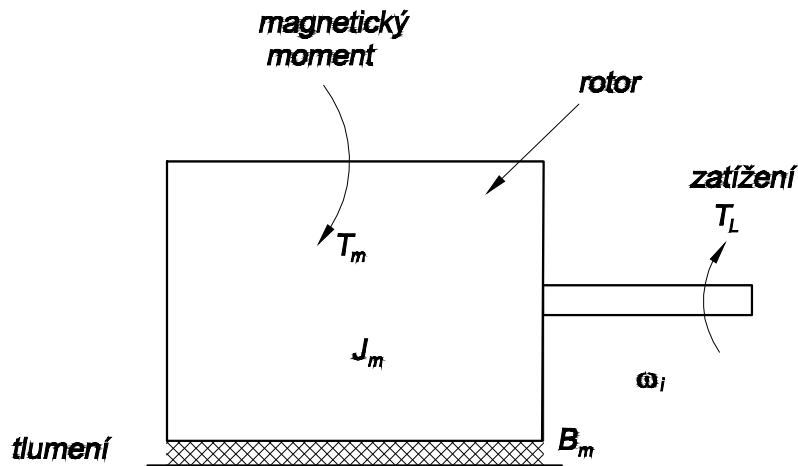
$$T_m = K_T i_f i_a$$

a

$$u_b = K_\omega i_f \omega_m$$



Model stejnosměrného motoru



V případě bezztrátové činnosti motoru (ideální přeměna elektrické energie ve statoru na mechanickou v rotoru) by platilo $T_m \omega_m = u_b i_a$ a tedy $K_T = K_\omega$ za předpokladu použití stejných jednotek.

Pro obvod statoru platí rovnice

$$u_f = R_f i_f + L_f \frac{d i_f}{d t}.$$

Pro obvod kotvy platí rovnice

$$u_a = R_a i_a + L_a \frac{d i_a}{d t} + u_b.$$

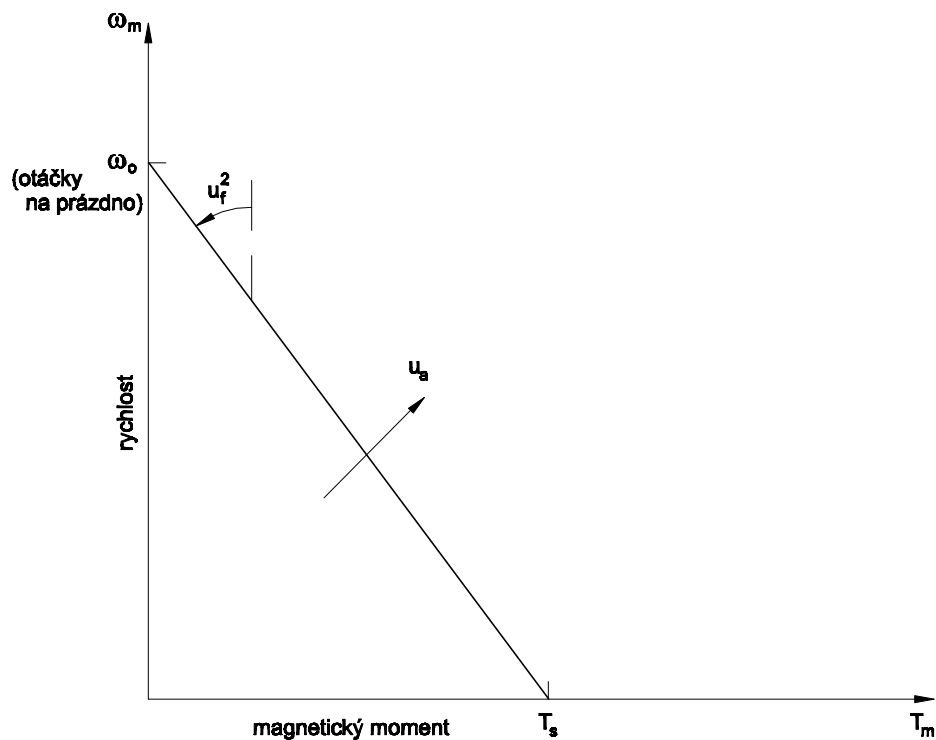
Rovnice mechanické rovnováhy na hřídeli motoru má tvar

$$J_m \frac{d \omega_m}{d t} = T_m - T_L - B_m \omega_m.$$

Při derivování dynamických rovnic stejnosměrného motoru lze zanedbat nebo přibližně odhadnout následující vlivy:

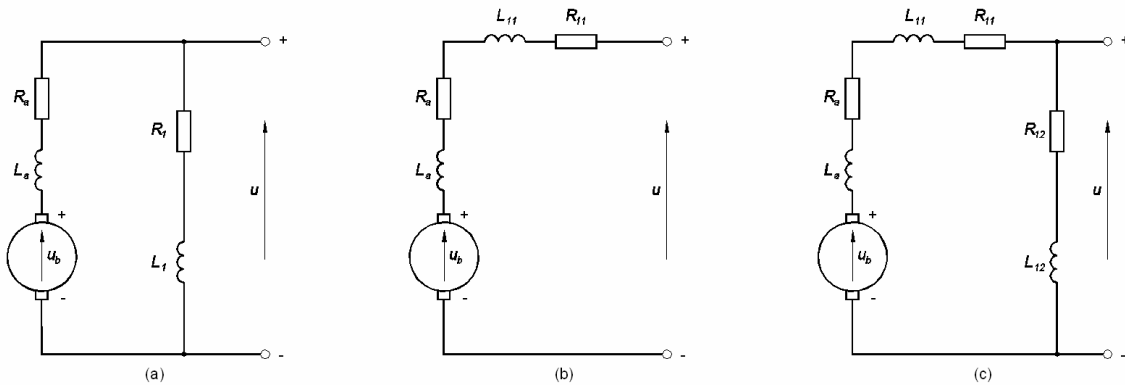
- Coulombovské tření a s ním spojený vliv pásma necitlivosti.
- Magnetickou hysterezi (zejména jádru statoru).
- Magnetickou saturaci (nasycení magnetického obvodu).
- Vliv vířivých proudů.
- Nelinearity v základních rovnicích pro indukčnosti
- Odporů kluzného kontaktu, konečnou šířku kontaktu kartáčů a další druhy šumu a nelinearity komutátoru.
- Vliv magnetického toku kotvy na magnetický tok statoru (budící tok)
- charakter rozložení indukčnosti a odporu ve vinutích
- Výstřednost a nesymetrii rotoru a statoru

V případě cizího buzení (kotva a stator jsou napájeny z nezávislých zdrojů), je rychlostní charakteristika přímka.



Rychlostní charakteristika motoru

Jestliže napájecí napětí kotvy u_a roste, přímka se pohybuje paralelně doprava. Jestliže napájecí napětí buzení u_f roste, přímka se sklání doleva

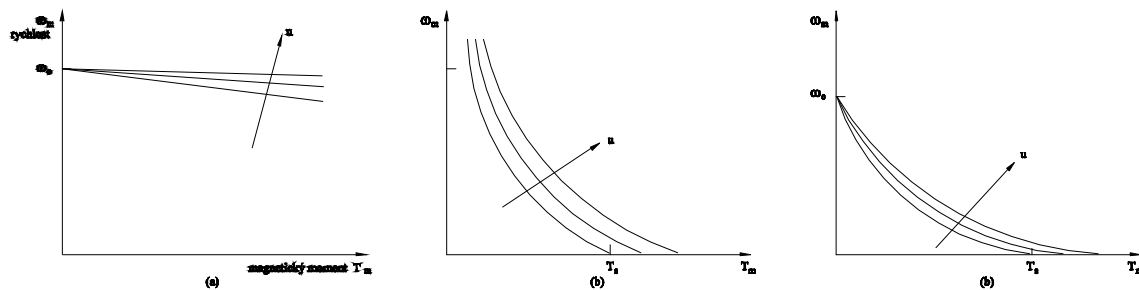


Stejnoseměrný motor s vinutou kotvou lze zapojit třemi způsoby:
 a) derivační zapojení, b) sériové zapojení, c) smíšené (kompoundní) zapojení.

Přehled vlivu zapojení vinutí motoru na charakteristiky v ustáleném stavu

zapojení vinutí	rychlostní charakteristiky	rozběhový moment
derivační	dobré	průměrný
sériové	špatné	vysoký
smíšené	průměrné	průměrný

Rychlostní charakteristiky pro jednotlivá zapojení



Rychlostní charakteristiky

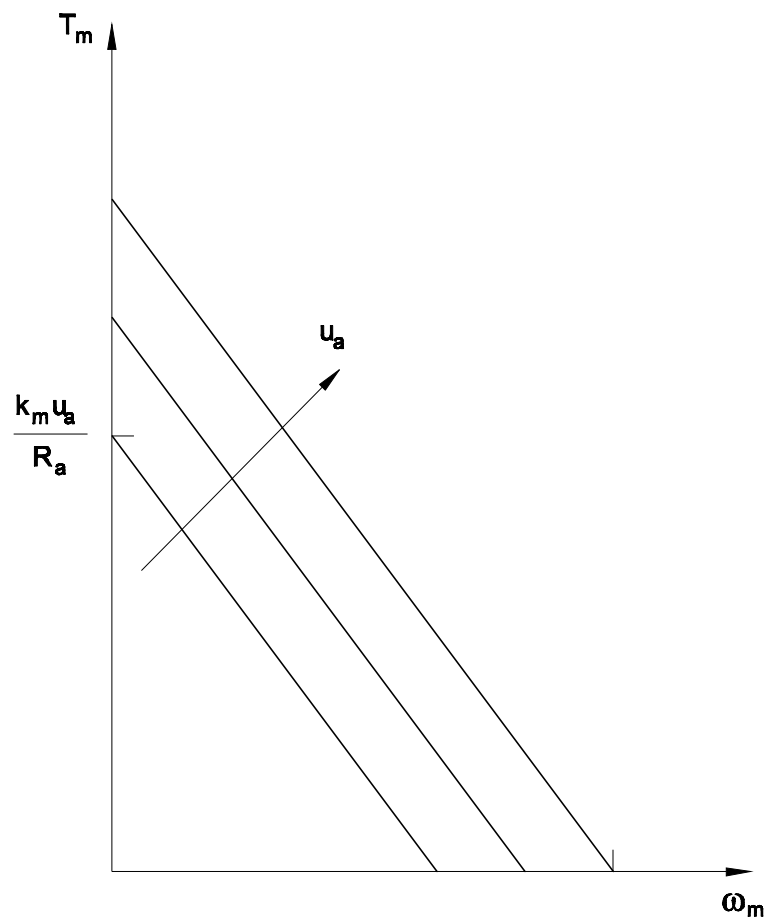
Příklad

Uvažujme polohový servomechanismus používající stejnosměrný motor s permanentními magnety.

Pro jakýkoliv stejnosměrný motor je kroutící moment T_m úměrný vstupnímu proudu i , intenzitě magnetického pole B a délce vodiče v poli l . U tohoto motoru platí, že indukce magnetického pole i délka vodiče jsou konstantní. Tedy kroutící moment je úměrný proudu s konstantou rovnou násobku B a l .

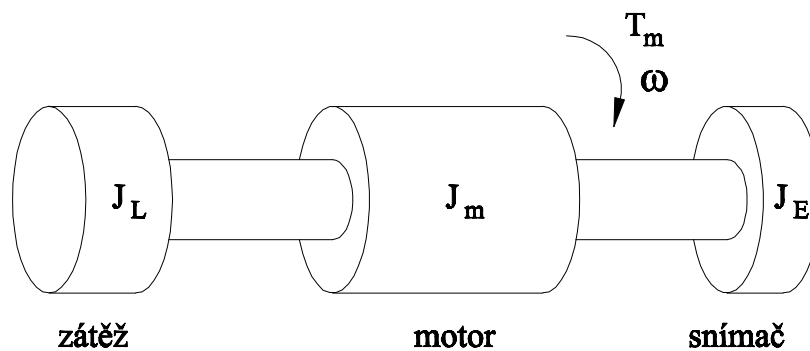
$$T_m = B \cdot l \cdot i = K_T i$$

Zjednodušující předpoklady: jsou zanedbány malé vlivy jako je komutace, změny magnetického pole a další.



Rychlostní charakteristiky motoru s permanentními magnety a řízeným napájecím napětím kotvy

Mechanická část



Rotor, zátěž (předpokládáme pouze setrvačnost) a snímač polohy

Zjednodušení: dokonale tuhá hřídel

Celkový moment setrvačnosti soustavy je součtem momentů setrvačnosti dílčích částí, tedy

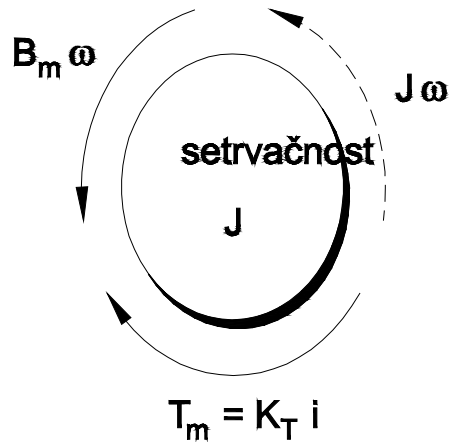
$$J = J_M + J_L + J_E$$

Nechť:

ω - je úhlová rychlost otáčení hřídele

B_m - je viskózní tlumení motoru

Zjednodušení: viskózní tření místo suchého



Uvolnění rotoru

Diferenciální rovnice elektromechanické přeměny a momentové rovnováhy na hřídeli je

$$T_m = K_T i = J \dot{\omega} + B_m \omega$$

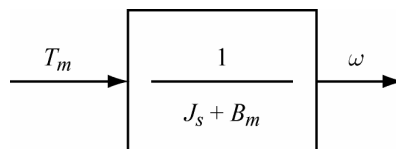
Použitím Laplaceovy transformace

$$T_m(s) = K_T i(s) = Js \cdot \dot{\omega}(s) + B_m \omega(s) = (Js + B_m) \omega(s),$$

proto

$$\frac{\omega(s)}{T_m(s)} = \frac{1}{Js + B_m}.$$

je přenosová funkce mechanické části motoru.



Blokové schéma mechanické části motoru

Elektrický obvod

Napětí přivedené na motor vyvolává proud vinutím kotvy. Tento proud teče sériovým odporem R a indukčností L . Přivedené napětí je opačné elektromotorickému napětí, které se

indukuje při otáčení rotoru. Stanovme, že toto napětí je úměrné úhlové rychlosti ω , intenzitě magnetického pole B a délce vodiče v magnetickém poli l .

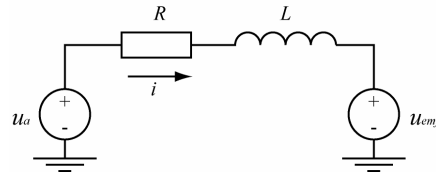


Schéma elektrického obvodu kotvy motoru

$$u_a = L \cdot \dot{i} + R \cdot i + B \cdot l \cdot \dot{\varphi} = L \cdot \dot{i} + R \cdot i + u_{emf}$$

Zjednodušení: soustředěné prvky namísto rozložených

Diferenciální rovnice kotvy je

$$u_a = L \cdot \dot{i} + R \cdot i + u_{emf}.$$

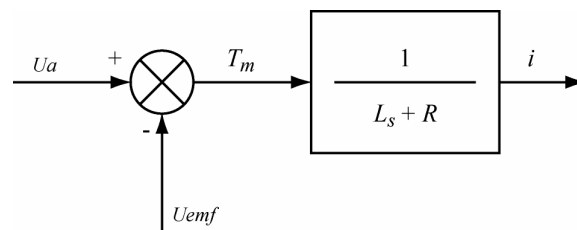
Použitím Laplaceovy transformace

$$u_a(s) = Ls \cdot \dot{i}(s) + R \cdot i(s) + u_{emf}(s),$$

proto je

$$\frac{i(s)}{u_a(s) - u_{emf}(s)} = \frac{1}{Ls + R}$$

přenosová funkce elektrické části motoru



Blokové schéma elektrické části motoru

Spojením mechanických a elektrických rovnic prostřednictvím magnetického pole dostaneme:

$$T_m = B \cdot l \cdot i = K_T i$$

takže $T_m(s) = K_T i(s)$

$$u_{emf} = B \cdot l \cdot \omega = K_\omega \omega$$

takže $u_{emf}(s) = K_\omega \omega(s)$

Úhlová rychlost motoru je derivací úhlu natočení rotoru

$$\omega = \dot{\varphi}$$

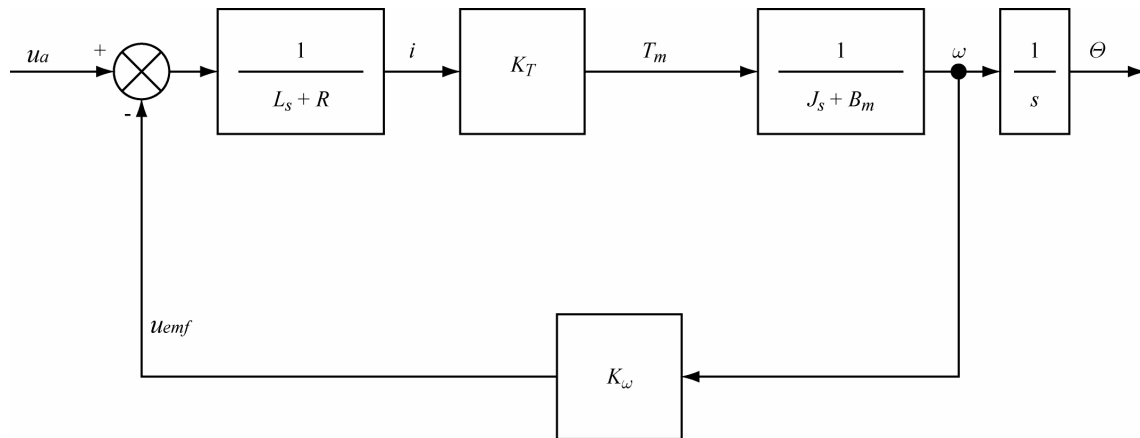
Použitím Laplaceovy transformace

$$\omega(s) = s \cdot \varphi(s)$$

a přenosová funkce má pak tvar:

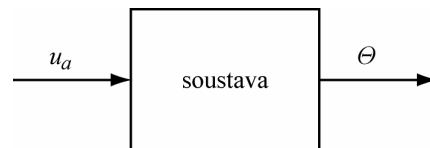
$$\frac{\varphi(s)}{\omega(s)} = \frac{1}{s}$$

Pak kompletní schéma motoru má tvar:



Kompletní schéma motoru

Motorický systém se stává jedním členem celé soustavy a představuje jediný blok.



Jeho přenosová funkce, vyjádřena poměrem úhlu natočení k napájecímu napětí je:

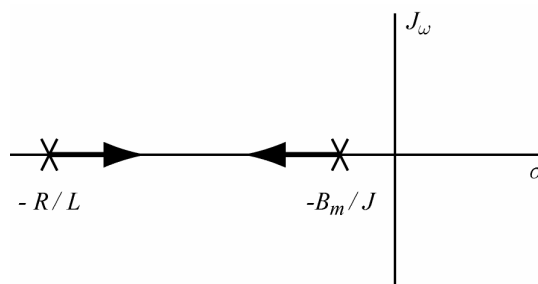
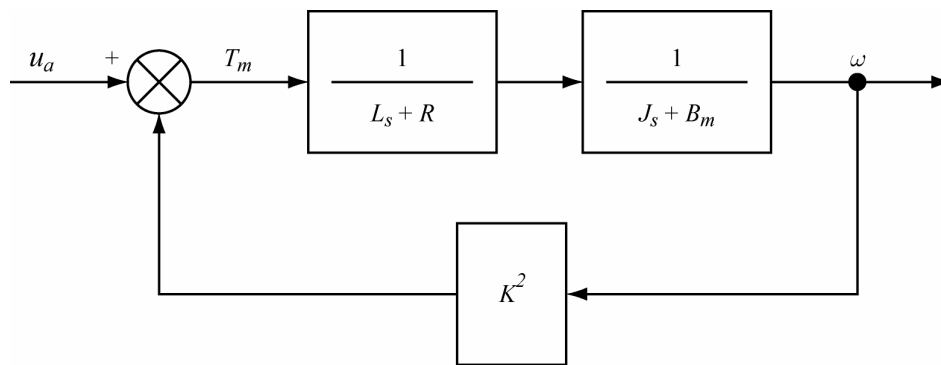
$$\frac{\theta(s)}{u_a(s)} = \frac{K}{L \cdot J \left\{ s^3 + \left[\frac{R}{L} + \frac{B_m}{J} \right] s^2 + \left[\frac{R \cdot B_m + K^2}{L \cdot J} \right] s \right\}}$$

Přenosová funkce má tři póly:

$$s = 0, -\frac{1}{2} \left[\left(\frac{R}{L} + \frac{B_m}{J} \right) \pm \sqrt{\left(\frac{R}{L} + \frac{B_m}{J} \right)^2 - \frac{4(R \cdot B_m + K^2)}{L \cdot J}} \right],$$

které jsou obvykle reálné a záporné

Pro objasnění, proč jsou póly reálné a záporné, uvažme následující:



Poloha kořenů systému (geometrické místo kořenů)

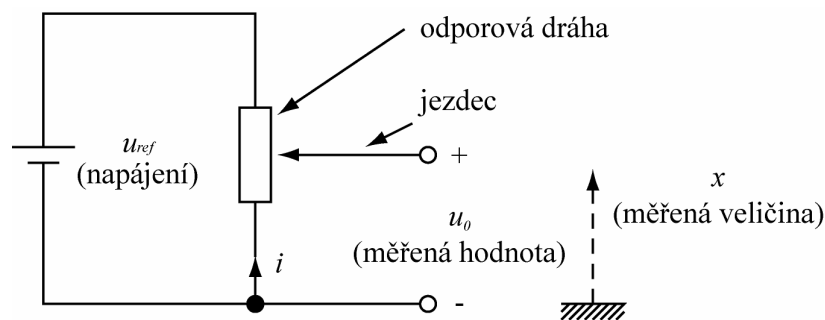
Dva póly otevřené smyčky se posouvají k sobě vlivem elektromagnetické vazby

Pro většinu motorů není K^2 velké a elektrická $\frac{L}{R}$ a mechanická $\frac{J}{B_m}$ časové konstanta jsou od sebe.

Proto póly uzavřené smyčky zůstávají reálné a blízko pólů otevřené smyčky.

Měření úhlu natočení motoru

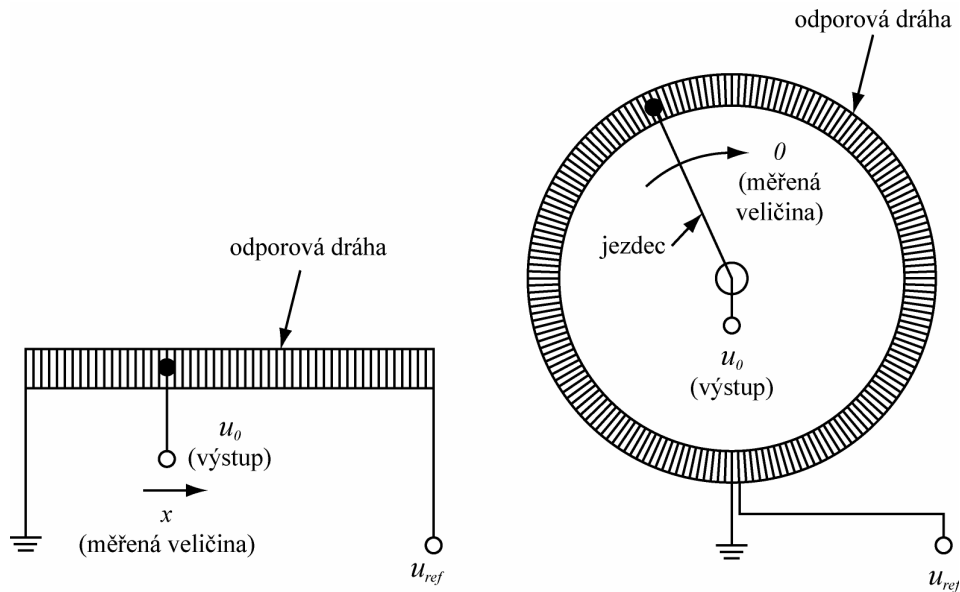
Úhel natočení motoru je bude měřen pomocí potenciometru



Měření úhlu natočení motoru

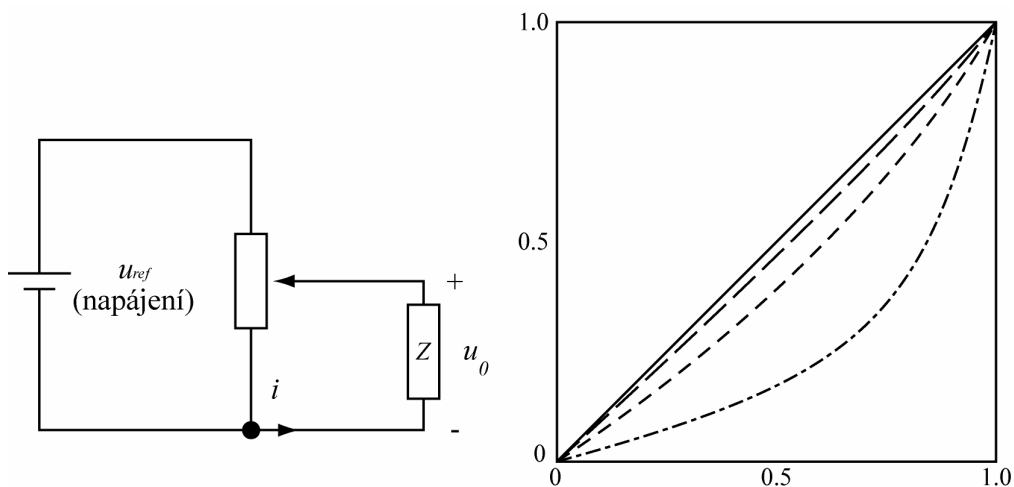
Potenciometr je lineární a jeho odpor je úměrný jeho délce. Na potenciometr je přiváděno napětí o konstantní hodnotě u_{ref} . Snímané napětí u_o měříme mezi pohyblivým kontaktem a zakončením potenciometru. Poloha pohyblivého kontaktu x je úměrná výstupnímu napětí

$$u_o = k \cdot x$$



Použitelná zapojení potenciometru pro měření úhlu natočení motoru

Výstupní napětí je úměrné poloze pouze tehdy, když výstupní svorky představují otevřený obvod – impedance zátěže je nekonečná. Jinak není výstupní napětí lineární funkcí polohy.



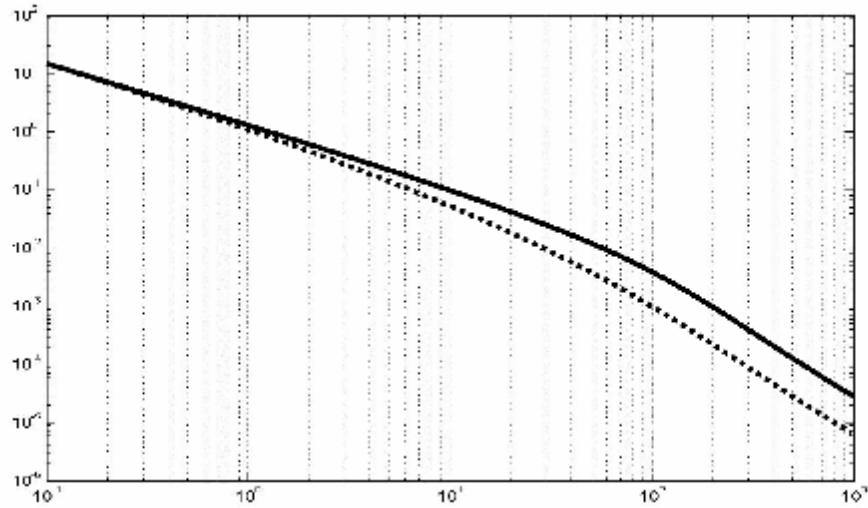
Nevýhody použití potenciometrů:

- Je potřebná síla k posouvání jezdec,
- Není použitelný pro vyšší rychlosti otáčení kvůli tření a setrvačnosti jezdec,
- Změny napájecího napětí způsobují chyby
- Chyba při elektrickém zatížení může být významná, je-li zatěžovací odpor malý
- Rozlišení může být ovlivněno počtem závitů vinutí potenciometru
- Opotřebení kontaktů snižuje přesnost

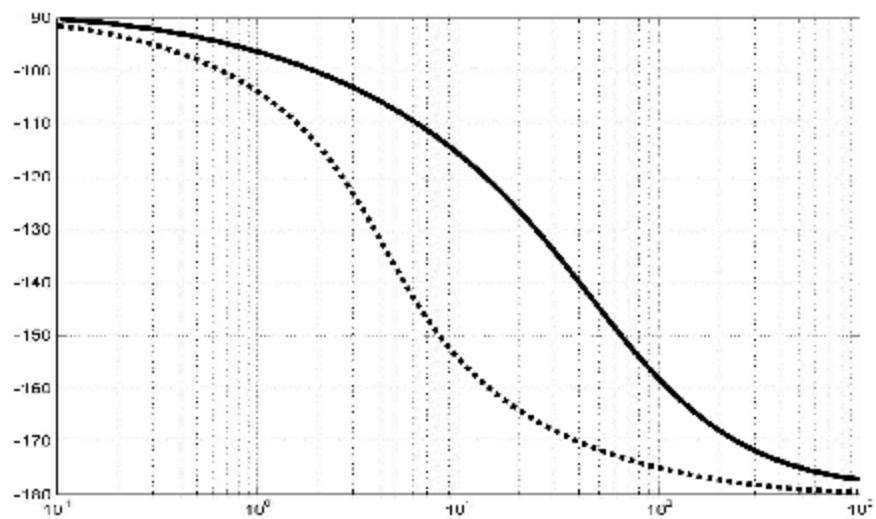
Výhody:

- Jsou relativně laciné
- Mohou pracovat se vyšším napětím bez potřeby zesilování tohoto signálu.

- Impedanci potenciometru lze měnit počtem závitů vinutí a jejím materiálem. Amplitudová a fázová frekvenční charakteristika soustavy motor+snímač polohy, je-li vstupní veličinou napájecí napětí motoru a výstupní veličinou je poloha rotoru (čárkovaná čára je pro polohu odečítanou z potenciometru).

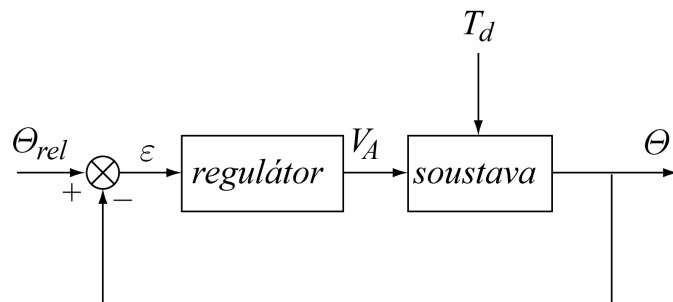


Zesílení



Fáze

Cílem je navrhnout regulátor pro stabilní řízení polohy zařízení přesto, že se budou měnit jeho parametry a vnější poruchy.



Co to znamená ?

Vzpomeňte si, že pro dosažení vhodného parametru necitlivosti a potlačení rušení musí mít uzavřená smyčka velké zesílení smyčky v pásmu významných frekvencí.

Vzpomeňte si, že pro dosažení stability uzavřené smyčky, musí zpětná vazba zajistit odpovídající fázovou bezpečnost.

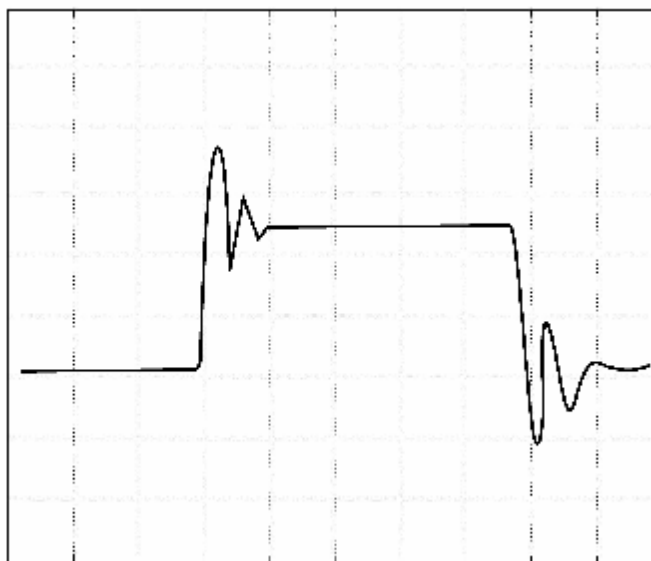
Poznamenejme že pól umístěný v nule vyvolává fázové zpoždění 90° podobně, jako pól mechanické soustavy. Tudíž uzavření smyčky za pólem mechanické soustavy vyžaduje korekci 180° fázového posunu v zařízení.

Jsou možné dvě jednoduché volby:

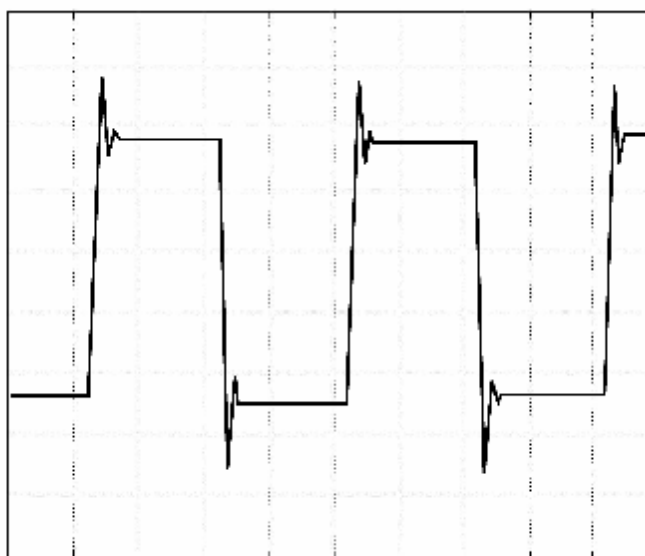
Uzavřít smyčku před pólem daným mechanickou časovou konstantou.

Uzavřít smyčku za pólem daným mechanickou časovou konstantou. To lze provést pouze tehdy, použijeme-li PD korekční člen nebo jiný korekční obvod s fázovým předstihem.

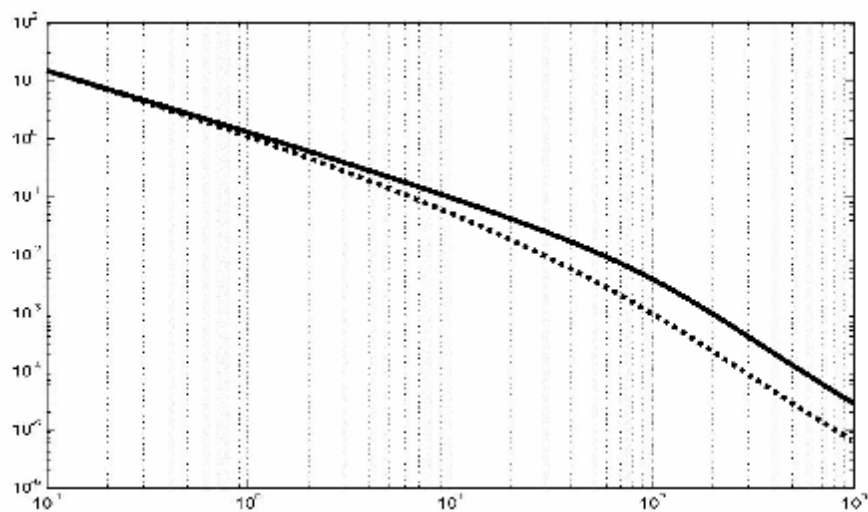
V prvním případě má soustava zesílení a malou šířku pásma, ale je stabilní bez dalších obvodů



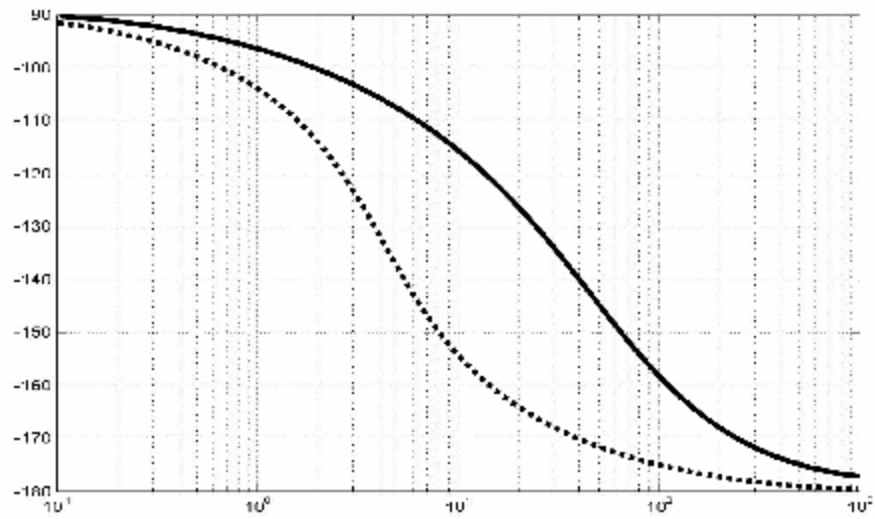
V druhém případě má soustava velké zesílení a velkou šířku pásma, ale vyžaduje použití dalších obvodů



Frekvenční charakteristiky soustavy zařízení bez korekčních (čárkovaná čára) a s korekčními obvody (plná čára)

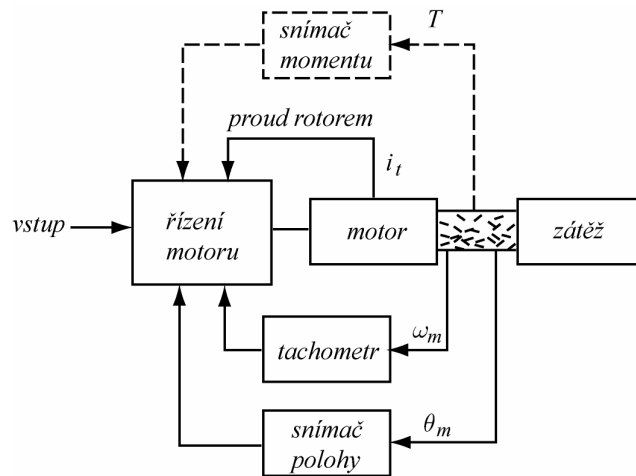


Zesílení

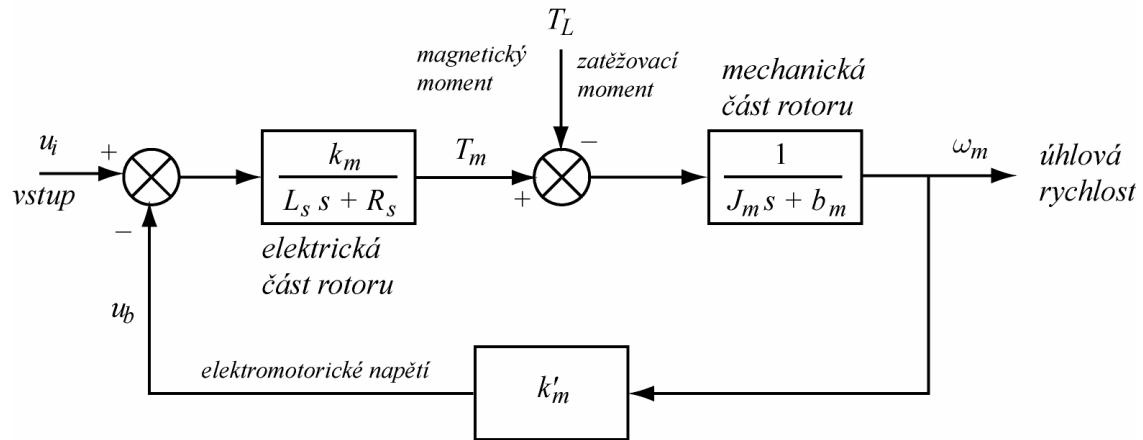


Fáze

Obecně může řízení stejnosměrných motorů vyžadovat různé snímače a zpětnovazební smyčky.



Je-li motor řízený napětím kotvy má s otevřená smyčka následující strukturu. Elektromotorické napětí posouvá pól daný elektrickou časovou konstantou a pól daný mechanickou časovou konstantou navzájem k sobě bez ohledu na frekvenci.

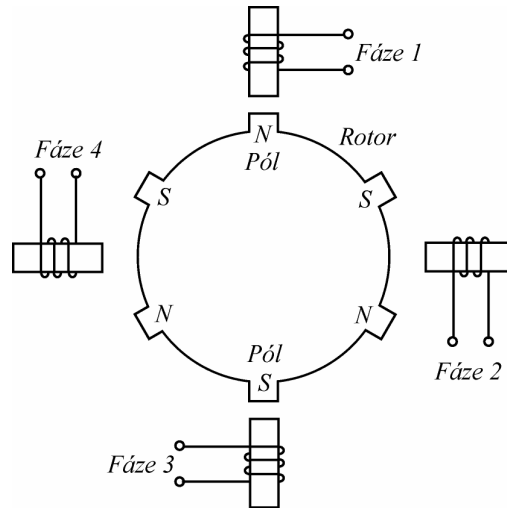


Je-li motor řízený magnetickým polem (buzením) má otevřená smyčka následující strukturu. Elektromotorické napětí nevstupuje do dynamiky řízení, pól elektrické časové konstanty, ani pól mechanické časové konstanty se neposouvají.

ŘÍZENÍ KROKOVÉHO MOTORU

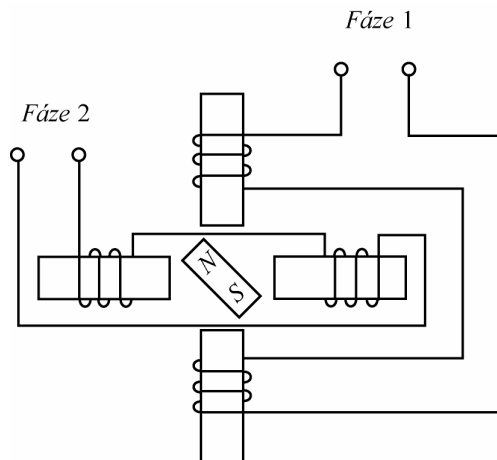
ÚVOD

Použití krokového motoru jako polohovacího zařízení zjednodušuje návrh, protože krokové motory jsou v podstatě polohovací stroje.



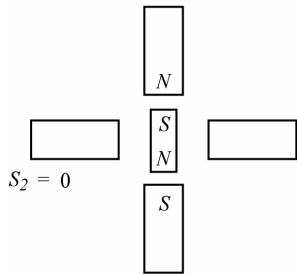
Vnitřní struktura krokového motoru

Přivede-li se proud do statorového vinutí, rotor se pootočí vůči statoru tak, aby jeho póly byly proti opačně polarizovaným pólům statoru.

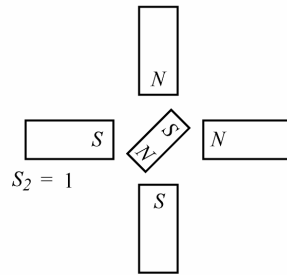


Princip dvoufázového krokového motoru s permanentními magnety

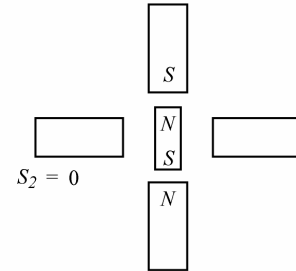
Start



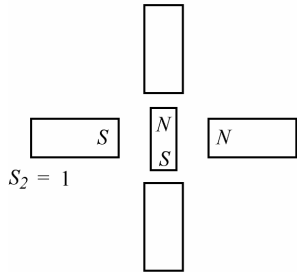
Krok 1



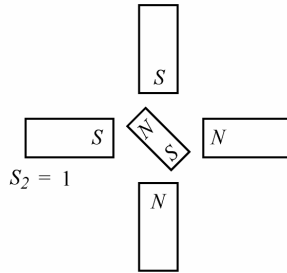
Krok 4



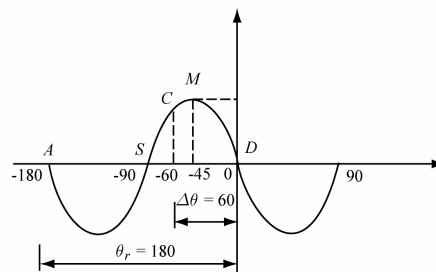
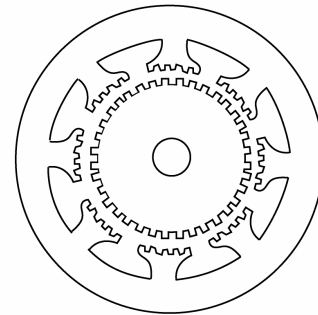
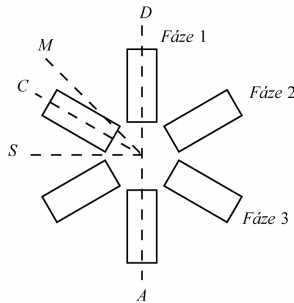
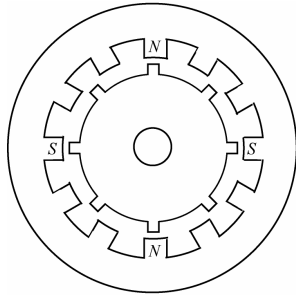
Krok 2



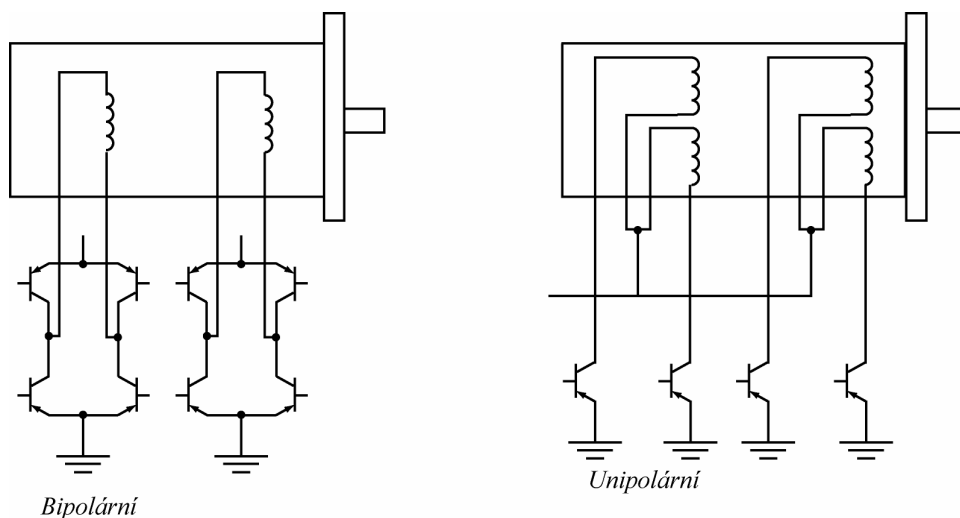
Krok 3



Krokování dvoufázového krokového motoru

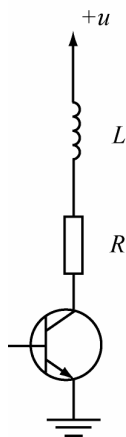


Reluktanční krokový motor

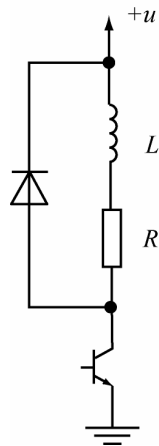


Vnější obvody pro řízení bipolárních a unipolárních krokových motorů

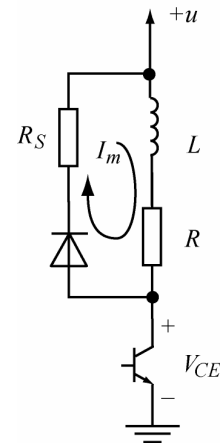
Jednotlivé cívky vinutí jakéhokoliv motoru lze modelovat jako sériově spojený odpor a induktor. Induktor akumuluje energii ve svém magnetickém poli. Když je obvod rozpojen, magnetické pole začne zanikat a induktor vrací energii do obvodu. V okamžiku přerušení přívodu energie do induktoru může napětí dosáhnout hodnoty, která převyšuje průrazné napětí tranzistoru. Toto napětí lze potlačit několika metodami.



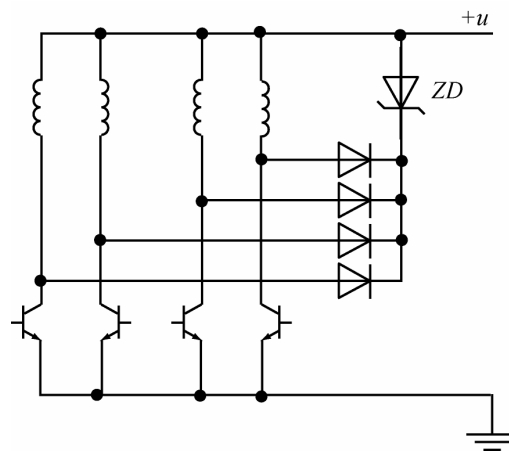
Metody potlačení napětí



Potlačení nulovou diodou



Potlačení nulovou diodou a rezistorem



Potlačení nulovou a zenerovou diodou

Příklad

Předpokládejme polohovací soustavu, používající krokový motor s permanentními magnety, který je řízen mikrořadičem.

Nejprve posoudíme soustavu s otevřenou smyčkou, a pak určíme, jak bude vypadat odezva soustavy s uzavřenou smyčkou. Jako snímače signálu zpětné vazby použijeme inkrementální rotační snímač.

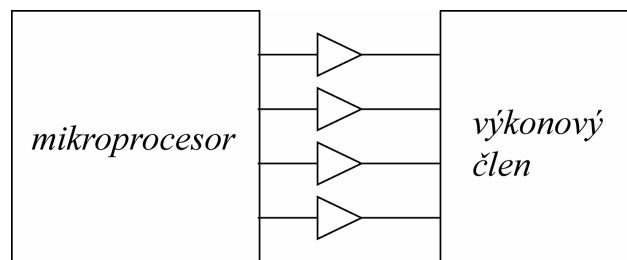
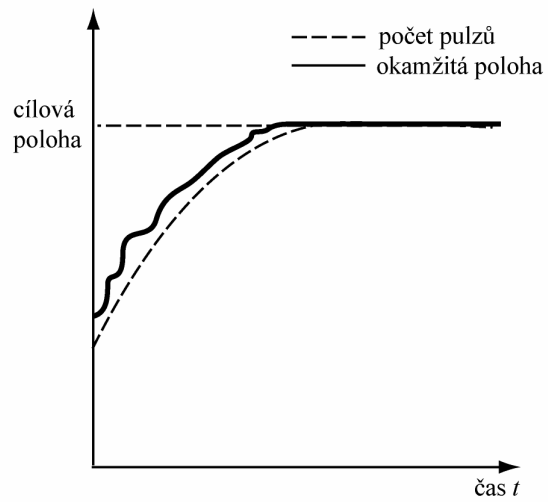
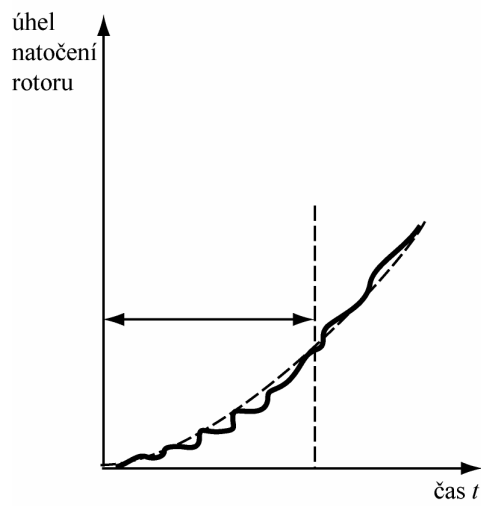
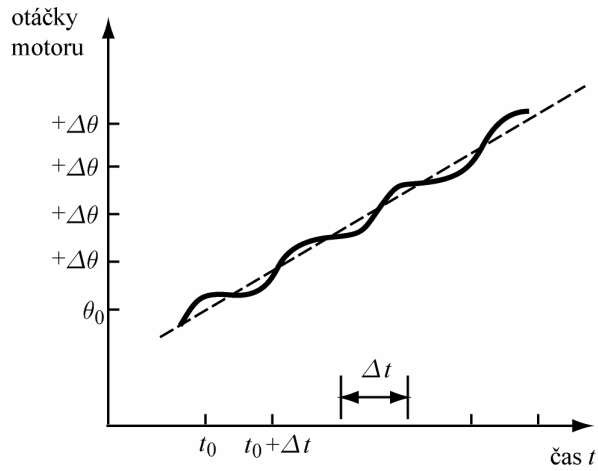


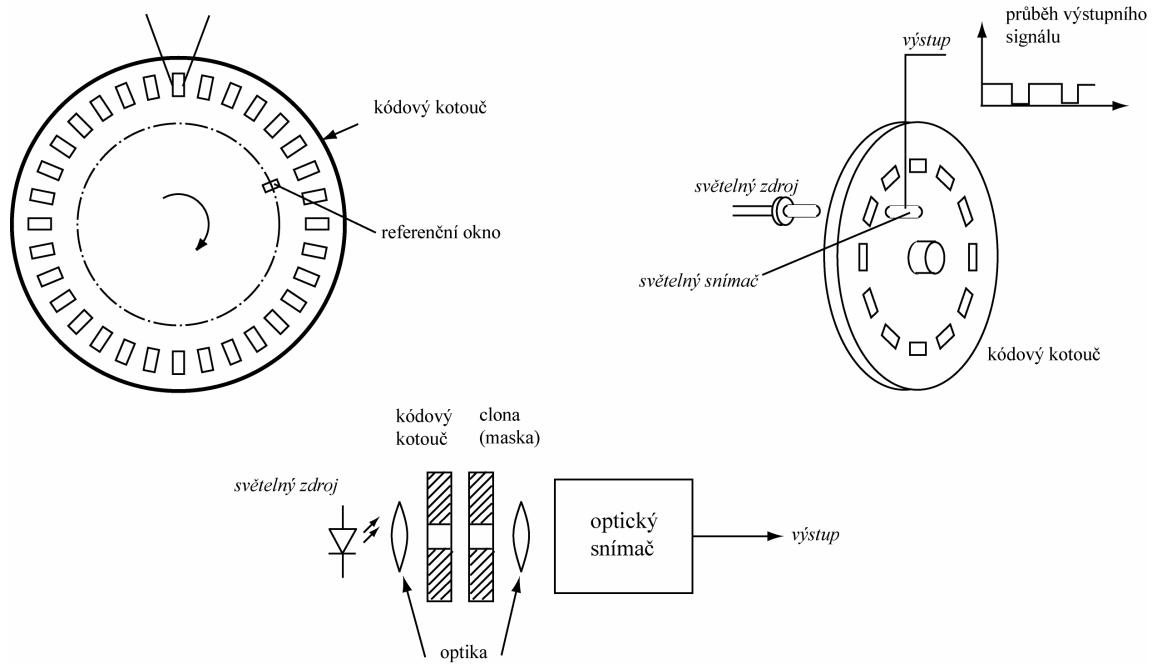
Schéma řídicího členu motoru s mikrořadičem

Jednoduché řízení lze realizovat pomocí tabulky s osmi prvky, které představují jednotlivé kombinace spínání cívek motoru a ukazatele do této tabulky, který se posouvá po jedné vždy v požadovaném směru otáčení.

Krokování motoru v otevřené smyčce



Inkrementální rotační snímač (optický enkodér)



Funkce uzavřené smyčky

