ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE
Fakulta elektrotechnická

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

2008 Zdeněk Hovorka

ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE
Fakulta elektrotechnická
Katedra řídící techniky

Elektromechanické ovládání ventilů

doc.Ing. Antonín Stříbrský, Csc. Zdeněk Hovorka

Praha 2008

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem svou bakalářskou práci vypracoval samostatně a použil jsem pouze podklady (literaturu, projekty, SW atd.) uvedené v přiloženém seznamu.

V Praze, dne .....

.....

podpis

České vysoké učení technické v Praze
Fakulta elektrotechnická

Katedra řídicí techniky

ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

Student: **Zdeněk Hovorka**

Studijní program: Elektrotechnika a informatika (bakalářský), strukturovaný
Obor: Kybernetika a měření

Název tématu: **Elektromechanické ovládání ventilů**

Pokyny pro vypracování:

1. Seznamte se s principy uspořádání a možnostmi elektromechanického ovládání ventilů spalovacích motorů.
2. Pro dané uspořádání vytvořte matematický model.
3. Navrhněte algoritmus řízení polohy ventilu.
4. Chování celého systému simulujte v prostředí Matlab.

Seznam odborné literatury:

Dodá vedoucí práce

Vedoucí: doc. Ing. Antonín Stříbrský, CSc.

Platnost zadání: do konce zimního semestru 2008/2009

L.S.

prof. Ing. Michael Šebek, DrSc.
vedoucí katedry

n.z. M. Šimák
doc. Ing. Boris Šimák, CSc.
děkan

V Praze dne 29.2.2008

Anotace

Cílem této práce je seznámit se s různými návrhy uspořádání elektromechanických ventilů a pro jednu konstrukci navrhnou řízení pomocí různých metod. V práci jsou představeny metody Ziegler-Nichols, geometrického místa kořenů, frekvenční metody, stavová zpětná vazba a polynomiální metoda. Výsledkem je porovnání těchto způsobů návrhu v ohledu na maximální rychlost odezvy a minimálního překmitu daného systému.

Annotation

The goal this work is introduce with different kinds of design the electromechanical valves and for only one design suggest the control. In work are represented methods of Ziegler-Nichols, root locus, frequency method, state feedback and polynomial method. The result is compare the methods of design with response on maximal velocity and minimal overshooting the system.

Obsah

1. Úvod……3

2. Konstrukce s torzní předepnutou hřídelí……4

2.1 Mechanický popis……...4

2.2 Matematický model……..4

2.2.1 Elektromechanická část……...5

2.2.2 Mechanická část……..7

2.2.3 Matematický popis……..7

3. Konstrukce s dvěmi pružinami a solenoidovým akčním členem……8

3.1 Mechanický popis……...8

3.2 Matematický model……9

3.2.1 Model elektromagnetické síly…….9

3.2.2 Model náhradního elektrického obvodu……10

3.2.3 Nelineární model……...11

4. Zjednodušení matematického modelu……12

5. Návrh regulátorů……..14

5.1 Identifikace systému……14

5.2 Metoda Ziegler-Nichols……....16

5.2.1 Vypočtené parametry…….17

5.3 Metoda geometrického místa kořenů (GMK)……...19

5.3.1 Navržené parametry……...20

5.4 Frekvenční metody……...20

5.4.1 Amplitudová a fázová bezpečnost…….21

5.4.2 Návrh PD regulátoru……..22

5.4.3 Návrh frekvenční metodou……23

5.5 Zavedení Anti- Windup……....25

5.6 Stavová zpětná vazba……26

5.6.1 Řiditelnost systému……27

5.6.2 Zpětnovazební systém……...27

5.6.3 Metoda Symmetric Root Locus (SRL)…….27

5.6.4 Návrh metodou SRL…….28

5.7 Polynomiální regulátor……29

5.7.1 Omezení systému……...29

5.7.2 Ryzost regulátoru……...29

5.7.3 Návrh polynomiálního regulátoru…….30

5.8 Srovnání regulátorů navrženými metodami……...31

6. Závěr……32

A. Příloha – Zdrojové kódy aproximace, výpočtu stavové. zpětné vazby a polynomiálního regulátoru……..33

B. Příloha – Simulinková schémata……..36

C. Příloha – Přiložené CD……..37

1. Úvod

Dnešní doba je velice náročná na čas a nedílnou součástí většiny populace každodenního života je automobil. S postupem technologie se motory neustále modifikují a zdokonalují. Ovšem určitým standardem a nedílnou součástí motoru se stali mechanicky ovládané ventily pomocí vačkové hřídele. Tento systém se osvědčil za velice spolehlivý a finančně nenáročný. S vývojem motosportu a pořádání automobilových a motocyklových závodů na světové úrovni se všechny světové značky snaží, aby jejich speciál disponoval maximálním výkonem a nejlepšími vlastnostmi.

To vede ke zvyšování nároků na techniku a tím pádem i pro jiné alternativní způsoby ovládání ventilů motoru. Mechanické ventily mají své hranice a pro jejich překonání není jiný způsob, než vymyslet jinou cestu za ještě vyšším výkonem a lepšími vlastnostmi. Jednou z možných variant jsou pneumatické ventily, které se již běžně používají v podniku mistrovství světa silničních motocyklů a svými vlastnostmi předčili ventily mechanické. Další alternativou jsou elektromechanické ventily o nichž se budu zabývat v této práci a seznámím Vás s možnostmi konstrukce a regulací těchto systémů.

Proces vstřikování paliva a následné odvádění výfukových plynů má ještě jiná úskalí než jen fyzikální hranice použitých materiálů pro vyšší výkon. V dnešní době je hodně hlídáno znečišťování ovzduší a jedním z velkých producentů zplodin jsou právě spalovací motory. Správné časování ventilů a dokonalé spalování směsi má za následek snížení škodlivých plynů a snižování emisí.

V první části uvedu možné, již navržené, konstrukce elektromechanických ventilů, jejich dílenské zpracování, princip a uspořádání těchto ventilů. Další částí bude navrhnout matematický model pro dané konstrukční řešení. Vysvětlení dynamických dějů v systému a funkčnost. Třetí část bude obsahovat samotné řízení a návrh algoritmů regulátorů, které budou navrženy různými metodami a výsledky návrhu následně porovnány.

Celý návrh a simulace budu simulovat v prostředí MATLAB.

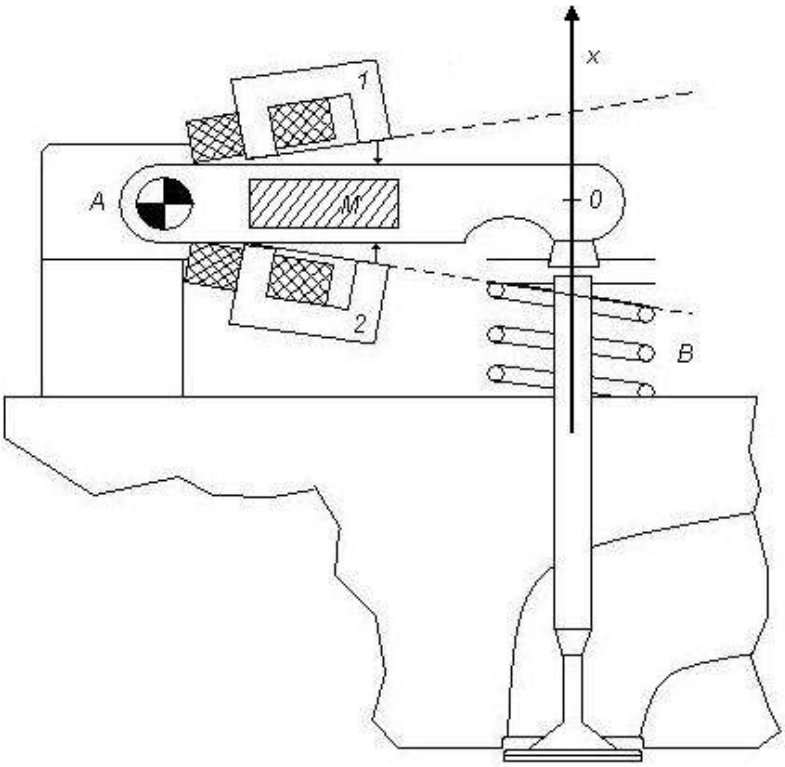
2. Konstrukce s torzní předepnutou hřídelí

Tato kapitola nám objasní jedno z možných konstrukčních řešení a podíváme se na matematický model jak mechanických, tak i elektromagnetických prvků. Podrobnější informace můžete najít v [1].

2.1 Mechanický popis

Na obrázku 2.1 vidíme konstrukci elektromechanického ventilu s torzní předepnutou hřídelí. Skládá se z pohyblivé mechanické části (ventil,rameno), pružiny B působící proti předepnuté hřídeli A a dvou elektromagnetů jejichž účelem je vytvářet potřebnou elektromagnetickou sílu k pohybu ventilu podél vertikální osy x z otevřené polohy do zavřené a opačně.

Elektromagnet EM1 pohybuje s ventilem směrem nahoru, kde se zastaví o mechanickou zarážku a tím uvede ventil do zavřené polohy. Elektromagnet EM2 na stejném principu ventil otvírá. Přítomnost předepnuté hřídele a pružiny nám zajišťuje rovnovážný stav ventilu v momentě, kdy nepůsobí žádná jiná síla.



Obr. 2.1 Konstrukce s torzní předepnutou hřídelí

2.2 Matematický model

Matematický model se skládá z mechanické části, která je reprezentována pružinou a předepnutou hřídelí. Další je elektromagnetická část reprezentována

elektromagnety. Dále si popíšeme jednotlivé části a jejich problematiku, jelikož systém je velice nelineární a závisí také na tom, zda se ventil otvírá či zavírá.

2.2.1Elektromagnetická část

Jednoduchá rovnice elektromagnetu je

$$N \cdot \dot{\varphi}_j = u_j - r_j \cdot i_j, \quad j = 1,2 \tag{2.1}$$

kde *N* je počet závitů, *i* je proud cívkou, *φ* je magnetický tok,*u* je napájecí napětí a *r* je průměr vodiče.

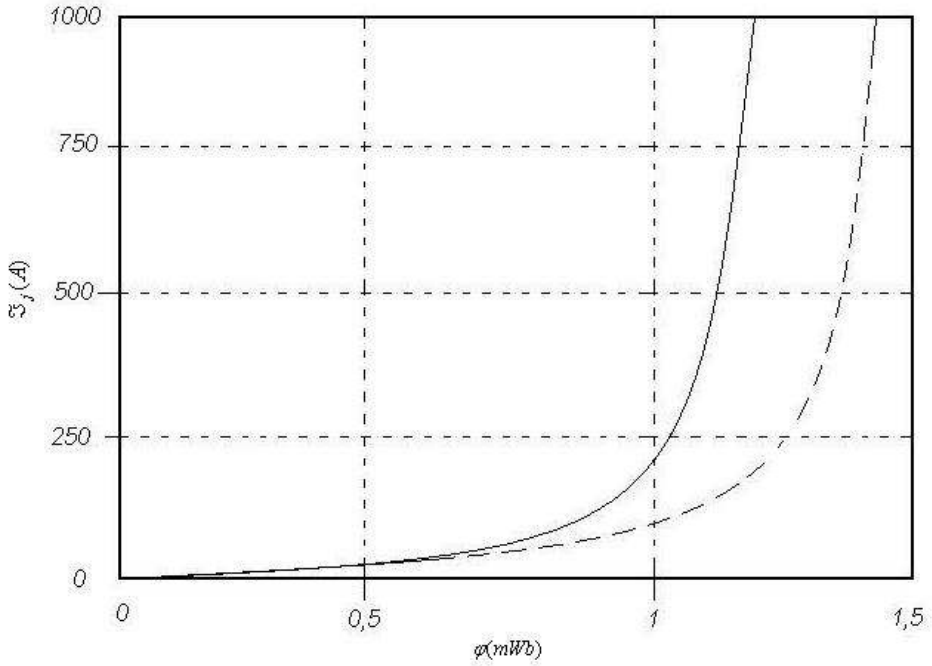
Po zavedení nelinearit do systému dostaneme

$$N \cdot i_j = \Im_j(\varphi_j) + \Re_j(x) \cdot \varphi_j, \quad j = 1,2 \tag{2.2}$$

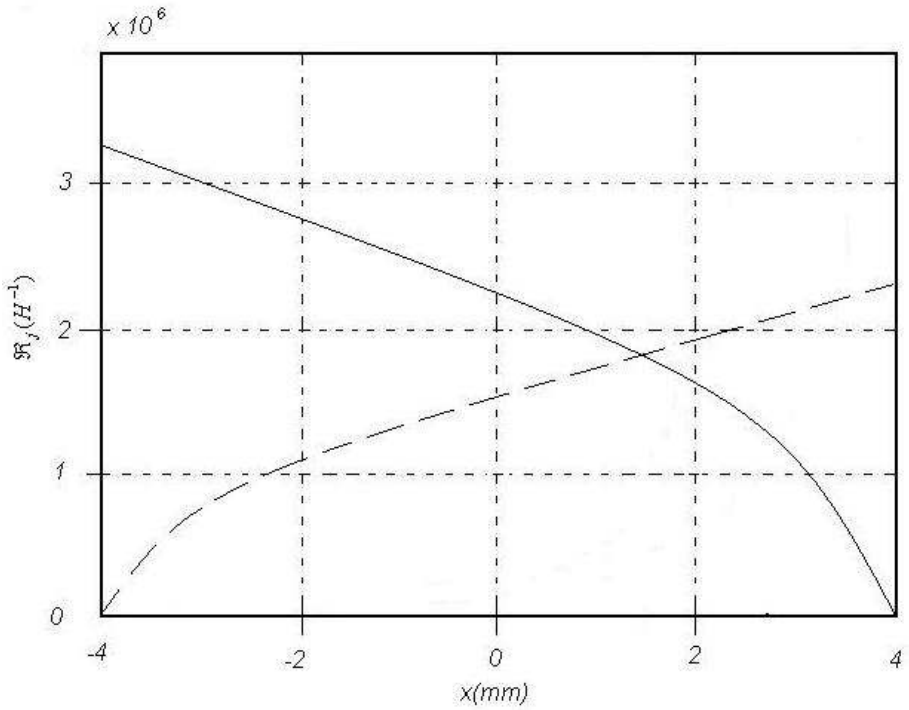
funkce $\Im_j(\varphi_j)$ je nelineární, což můžeme vidět na obr. 2.1. Tato funkce je závislá na magnetickém toku v použitém materiálu, ale nezávislá na velikosti vzduchové mezery mezi elektromagnetem a ramenem ovládající ventil, tedy na vzdálenosti *x*, $\Re_j(x)$ je funkce magnetického odporu, která je také nelineární v závislosti na vzduchové mezeře jak je vidět na obr. 2.2.

Pro vyjádření síly působící na ventil byl použit D´Alembertuv princip [2].

$$F_j = -\frac{1}{2} \cdot \frac{\partial \Re_j}{\partial x} \cdot \varphi_j^2 \tag{2.3}$$

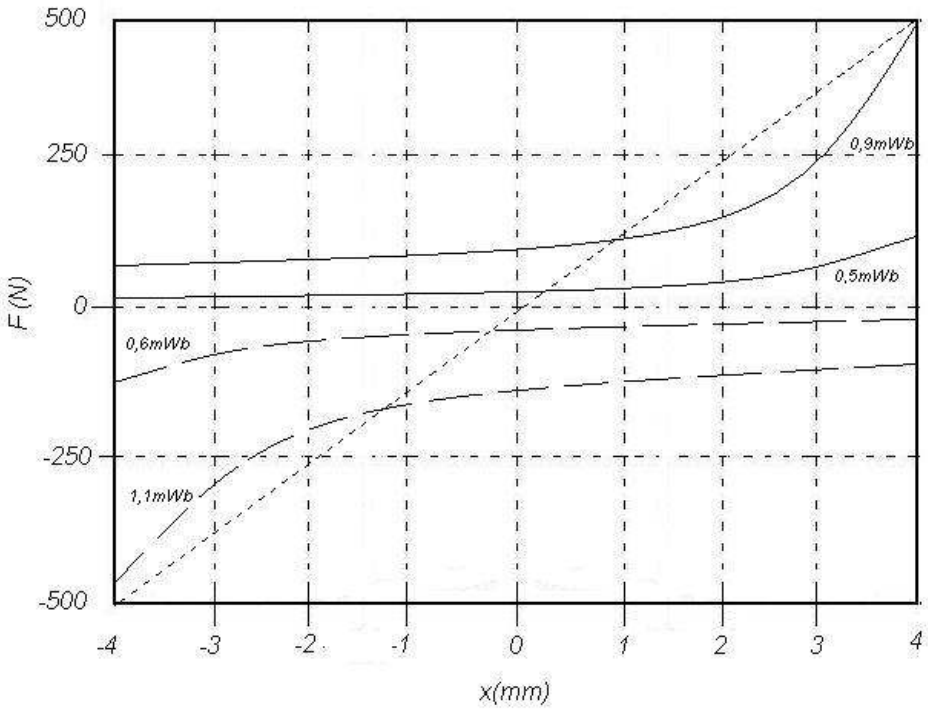


Obr. 2.1 Funkce $\Im_1(\varphi)$ (plná) a $\Im_2(\varphi)$ (čárkovaná)



Obr. 2.2 Funkce magnetického odporu
$\Re_1(x)$ (plná) a $\Re_2(x)$ (čárkovaná)

Na obr. 2.3 jsou porovnány síly F_1 a F_2 elektromagnetů a síla pružiny, která má lineární charakter. Z obrázku si všimneme, že síly F_1 a F_2 jsou významné pouze při úzké vzduchové mezeře a jejich velikost prudce stoupá, což mají za následek funkce $\Im_j(\varphi_j)$ a $\Re_j(x)$.



Obr. 2.3 Síly $F_1(x)$ (plná), $F_2(x)$ (čárkovaná),síla pružiny(tečkovaná)

2.2.2 Mechanická část

Mechanická část se skládá z pružiny a předepnuté hřídele.Tuto soustavu vyjádříme vztahem z druhého Newtonova pohybového zákona

$$M \cdot \ddot{x} = F - Kx - B\dot{x} \tag{2.4}$$

kde M je hmotnost pružiny, $\ddot{x}$ je zrychlení, $\dot{x}$ je rychlost, x je vzdálenost, F je elektromagnetická síla, kterou jsme si vyjádřili v kapitole 2.2.1, K je konstanta pružiny a B je tlumení.

2.2.3 Nelineární model

Nyní můžeme sestavit rovnice popisující dynamický systém elektromechanického ventilu. Jejich podrobnější popis je v [1.]. Model nezahrnuje vliv poruch.

$$\dot{x} = v \tag{2.5}$$

$$\dot{v} = \frac{1}{M} \cdot \left(-K \cdot x - B \cdot v - \frac{1}{2} \cdot \frac{\partial \Re_1}{\partial x} \cdot \varphi_1^2 - \frac{1}{2} \cdot \frac{\partial \Re_2}{\partial x} \cdot \varphi_2^2 \right) \tag{2.6}$$

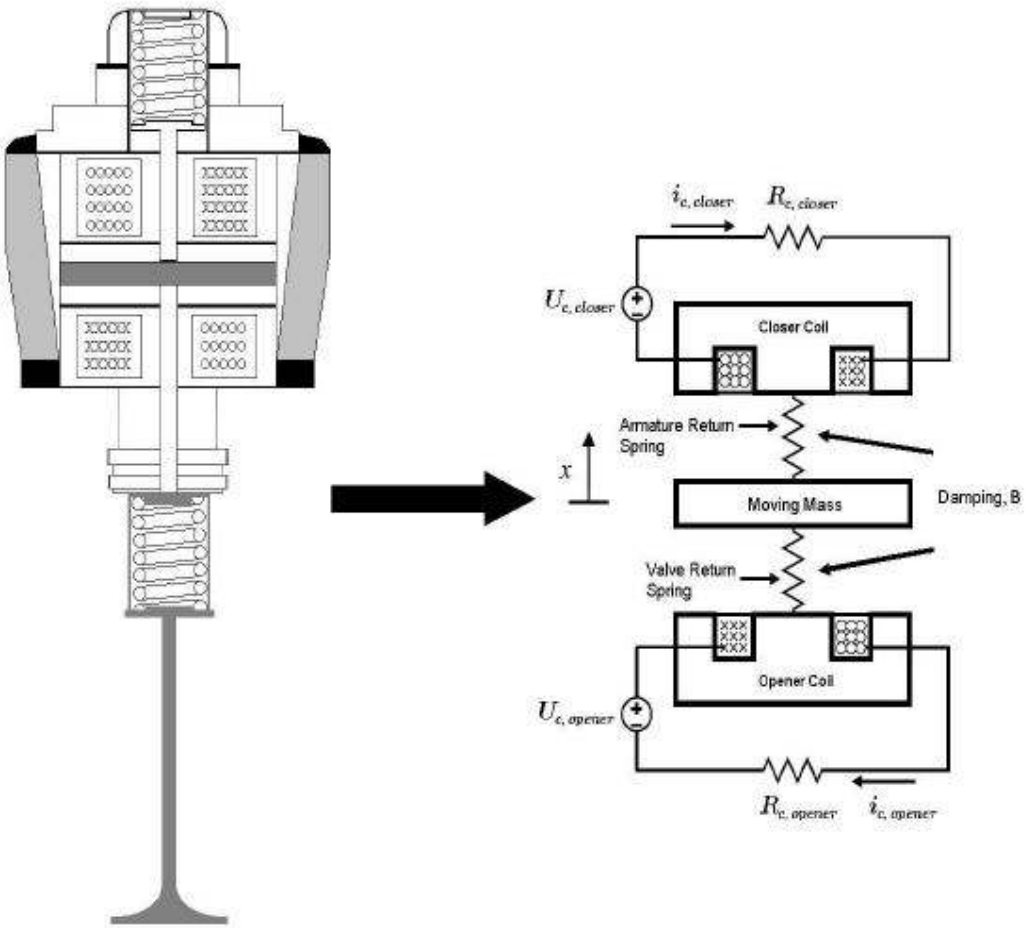
$$\dot{\varphi}_1 = \frac{1}{N} \cdot \left(u_1 - \frac{r_1}{N} \cdot \left[\Re_1(x) \cdot \varphi_1 + \Im_1(\varphi_1) \right] \right) \tag{2.7}$$

$$\dot{\varphi}_2 = \frac{1}{N} \cdot \left(u_2 - \frac{r_2}{N} \cdot \left[\Re_2(x) \cdot \varphi_2 + \Im_2(\varphi_2) \right] \right) \tag{2.8}$$

3. Konstrukce s dvěmi pružinami a solenoidovým akčním členem

3.1 Mechanický popis

Na obr. 3.1 vidíme další možnost konstrukce elektromechanických ventilů.Tato konstrukce se mi jeví jako lepší z hlediska menšího rizika mechanického poškození, robustnosti a nežádoucích vlivů poruch.



Obr. 3.1 Konstrukce TEMIC

Konstrukce Telefunken Microelectronic (TEMIC) byla vyrobena firmou DaimlerChrysler AG. Typická konstrukce zahrnuje dva magnety (otevírací a zavírací), dvě pružiny (regulátoru a ventilu) a pohybující se kotvu, která je součástí ventilu. Pokud jsou oba elektromagnety vypnuty, ventil se drží v klidové poloze a působením jednoho nebo druhého elektromagnetu je otevírán nebo zavírán.

3.2 Matematický model

Pro vyjádření mechanické části opět požijeme druhý Newtonův pohybový zákon

$$M \cdot \ddot{x} = F(x, i_c) - K_s x - B\dot{x} \tag{3.1}$$

kde M je hmotnost pružiny, $\ddot{x}$ je zrychlení, $\dot{x}$ je rychlost, x je vzdálenost, K_S je konstanta pružiny a B je tlumení.kde $F(x, i_c)$ je elektromagnetická síla závislá na vzdálenosti *x* a vstupním proudu i_C.

3.2.1 Model elektromagnetické síly

Nyní si popíšeme trochu podrobněji vlastnosti a nelinearity elektromagnetické síly, viz obr.3.1. Magnetický tok $\lambda(x, i_C)$ svou nelinearitou závislou na vstupním proudu a poloze ventilu je popsána rovnicí

$$\lambda(x, i_C) = \lambda_S \cdot \left[1 - e^{-i_C \cdot f(x)}\right], i_C \geq 0 \tag{3.1}$$

kde λ je magnetický tok, λ_S je magnetický tok při saturaci a i_C je proud tekoucí cívkou. Funkce *f(x)* popisuje proměnlivost pozice kotvy a je definována jako

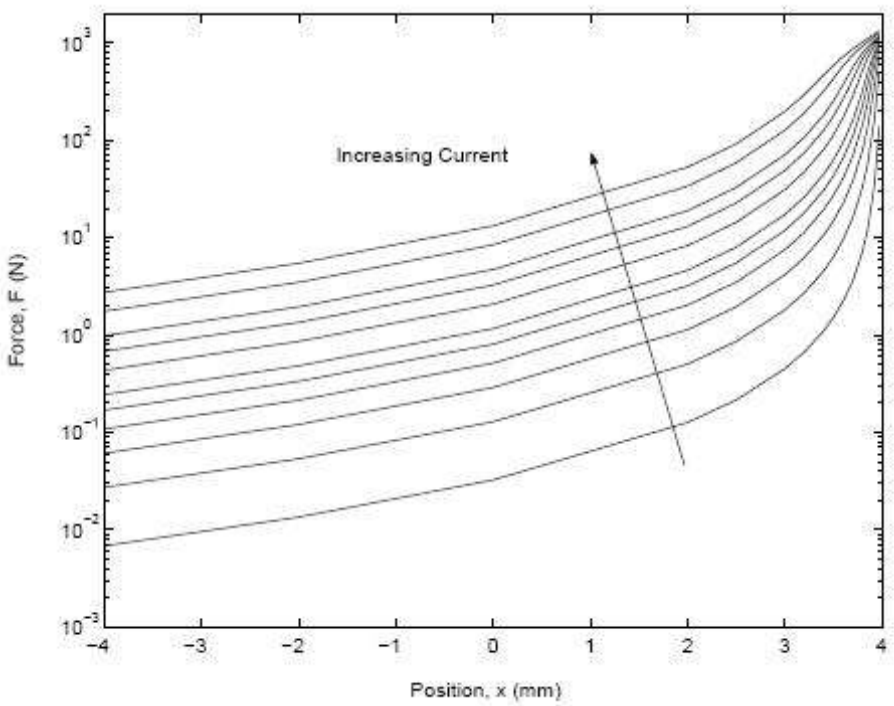
$$f(x) = \frac{2 \cdot C_1}{C_2 - x} + C_3 \tag{3.2}$$

koeficienty C_1, C_2 a C_3 byly určeny na základě experimentálního měření viz. [2]. Funkce *f(x)* nám určuje průběh a zakřivení magnetického toku λ.Výsledná elektromechanická síla je definována v [2] jako

$$F(x, i_C) = \frac{\lambda_S \cdot \dot{f}(x)}{f^2(x)} \cdot \left[1 - \left[1 + i_C \cdot f(x)\right] \cdot e^{-i_C \cdot f(x)}\right] \tag{3.3}$$

kde $\dot{f}(x) = \frac{2 \cdot C_1}{(C_2 - x)^2}$ a hodnoty koeficientů jsou získány simulací elektromagnetické síly v prostředí Matlab viz. [2].

$$\lambda_S = 0.076 Wb$$
$$C_1 = 2.3 \cdot e^{-2} mm / A$$
$$C_2 = 4.04 mm$$
$$C_3 = 4.18 \cdot e^{-4} A^{-1}$$



Obr. 3.1 Elektromagnetická síla

3.2.2 Model náhradního elektrického obvodu

Dynamický model cívky se ve zjednodušené formě vyjadřuje jako ideální cívka v sérii s rezistorem. Při zanedbání vířivých proudů můžeme rovnici cívky prezentovat jako

$$U_C = R_C \cdot i_C + \frac{d\lambda}{dt}(x, i_C) \tag{3.4}$$

kde R_C je odpor cívky a U_C je napájecí napětí cívky.

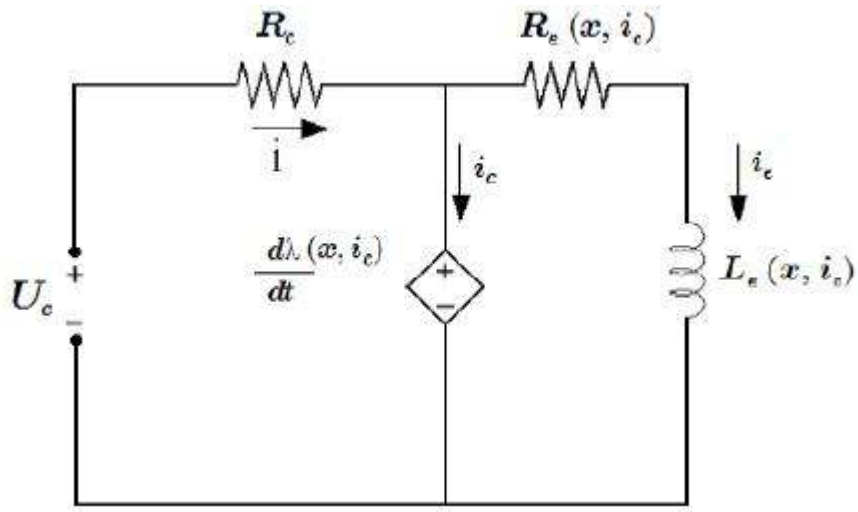
Pro detailnější popis reálného odvodu cívky nám ilustruje náhradní obvodové schéma obr. 3.2, kde jsou zahrnuty již zmiňované vířivé proudy reprezentované paralelním zapojením rezistoru $R_e(x, i_C)$ a indukčnosti $L_e(x, i_C)$. Dynamický popis takového systému je odvozen v [2]

$$\frac{d\lambda}{dt}(x, i_C) = U_C - R_C \cdot (i_c + i_e) \tag{3.5}$$

$$\frac{di_e}{dt} = \frac{1}{L_e(x, i_c)} \cdot \left(U_C - R_C \cdot [i_c + i_e] - R_e(x, i_c) \cdot i_e\right) \tag{3.6}$$

$$i = i_c + i_e \tag{3.7}$$

kde R_e (x,i_c) je parazitní odpor, L_e (x,i_c) je parazitní indukčnost a i_e jsou vířivé proudy.



Obr. 3.2 Náhradní obvod reálné cívky

3.2.3 Nelineární model

Kombinací rovnic z podkapitol 3.2.1 a 3.2.2 dostaneme popis dynamického systému ovládání elektromechanických ventilů. Jako stavové proměnné vybereme x, $\dot{x}$ a i_c.Z toho vyplývá stavový popis

$$\frac{dx}{dt} = \dot{x} \tag{3.8}$$

$$\frac{d^2x}{dt^2} = \frac{1}{M} \cdot \left[F(x, i_c) - K_S \cdot x - B \cdot \dot{x}\right] \tag{3.9}$$

$$\begin{aligned} \frac{di_c}{dt} &= \frac{1}{\frac{d\lambda}{dt}(x, i_c)} \cdot \left[U_C - R_C\left[i_c + i_e\right] - \frac{d\lambda(x, i_c)}{dx} \cdot \frac{dx}{dt}\right] \\ &= \frac{e^{i_C f(x)}}{\lambda_S \cdot f(x)} \cdot \left[U_C - R_C\left[i_c + i_e - \lambda_S \cdot \dot{f}(x) \cdot \dot{x} \cdot i_c \cdot e^{-i_C f(x)}\right]\right] \end{aligned} \tag{3.10}$$

Rovnice 3.8 a 3.9 popisují chování mechanické části řídícího členu a rovnice 3.10 popisuje chování magnetické části řídícího členu.

Tuto konstrukci ovládání elektromechanického ventilu budu nadále používat pro návrh algoritmu řízení polohy ventilu. Systém zjednoduším a zlinearizuji pro metody návrhu algoritmu lineárních systémů, jelikož náplní mého stávajícího studia není návrh řízení pro nelineární systémy.

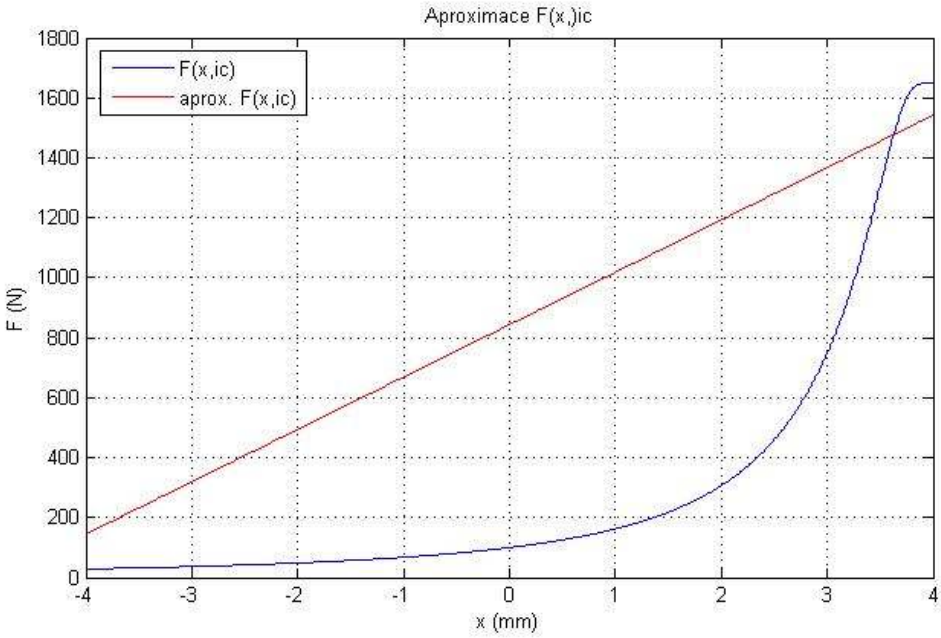
4. Zjednodušení matematického modelu

V této kapitole si zjednoduším a zlinearizuji model z kapitoly 3. Model obsahuje tři stavové proměnné x, $\dot{x}$ a i_C a vstupní hodnota je napětí U_C.

Funkci $F(x, i_C)$ jsem přibližně aproximoval přímkou, jak je vidět na obr. 4.1 a závislost tvaru funkce na vstupním proudu jsem nahradil koeficientem A v rovnici

$$y = k \cdot x + A \cdot i_C \tag{4.1}$$

kde *y* je výstup a hodnotu směrnice *k* a koeficient *A* jsem určil experimentálně pro vstupní proud $i_C = 35A$.



Obr. 4.1 Aproximace $F(x, i_C)$

Jako vstupní hodnotu místo napětí U_C jsem si zvolil vstupem proud i_C, na kterém je závislá síla $F(x, i_C)$, jenž je obsažena v diferenciálních rovnicích mechanického systému. Tímto zjednodušením zanedbáváme saturaci elektromagnetů, kdy kotva je v krajních polohách, a odpadá diferenciální rovnice pro cívku. Nynější forma matematického modelu pro elektromechanické ventily vypadá

$$\frac{dx}{dt} = \dot{x} \tag{4.2}$$

$$\frac{d^2x}{dt^2} = \frac{1}{M} \cdot \left[k \cdot x + A \cdot i_C - K_S \cdot x - B \cdot \dot{x}\right] \tag{4.3}$$

když provedeme substituci za $x = x1$, $\dot{x} = x2$ $i_C = x3$ a dostaneme

$$\dot{x}1 = x2 \tag{4.4}$$

$$\dot{x}2 = \frac{1}{M} \cdot \left[k \cdot x1 + A \cdot x3 - K_S \cdot x1 - B \cdot x2\right] \tag{4.5}$$

Rovnice přepíšeme do stavového popisu:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x}1 \\ \dot{x}2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ \frac{k - K_S}{M} & -\frac{B}{M} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x1 \\ x2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{A}{M} \end{bmatrix} x3 \\ y &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x1 \\ x2 \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{4.6}$$

Pomocí Laplaceovy transformace z matematického modelu definujeme přenos soustavy jako $G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)}$, kde $Y(s)$ je výstup a $U(s)$ je vstup systému:

$$L(s) = \frac{\frac{A}{M}}{s^2 + \frac{B}{M} s + \frac{K_S - k}{M}} \tag{4.7}$$

5. Návrh regulátorů

V této kapitole se budeme věnovat experimentálně navrženému modelu a různým metodám návrhu řízení pro model elektromechanických ventilů. Zde si přiblížíme návrh empirickou metodou Ziegler-Nichosl, metodou geometrického místa kořenů (GMK), frekvenčními metodami, stavovou zpětnou vazbu a polynomiálním regulátorem.

5.1 Identifikace systému

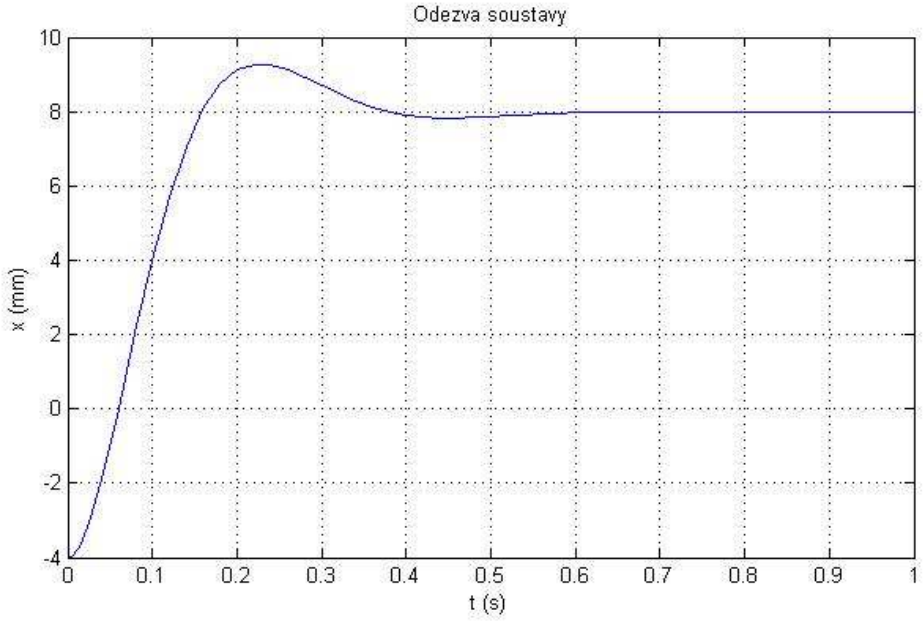
Abychom mohli přistoupit ke konkrétním řešení regulátorů pomocí vybraných metod, musíme nejprve specifikovat model pro konkrétní konstrukční řešení s definovanými koeficienty. Pomocí experimentu v [2] a aproximace na lineární systém jsou definovány jednotlivé koeficienty

$$M = 0.28kg$$
$$K_S = 254{,}8N/mm$$
$$B = 5{,}45Ns/m$$
$$k = 174{,}7$$
$$A = 24{,}1$$

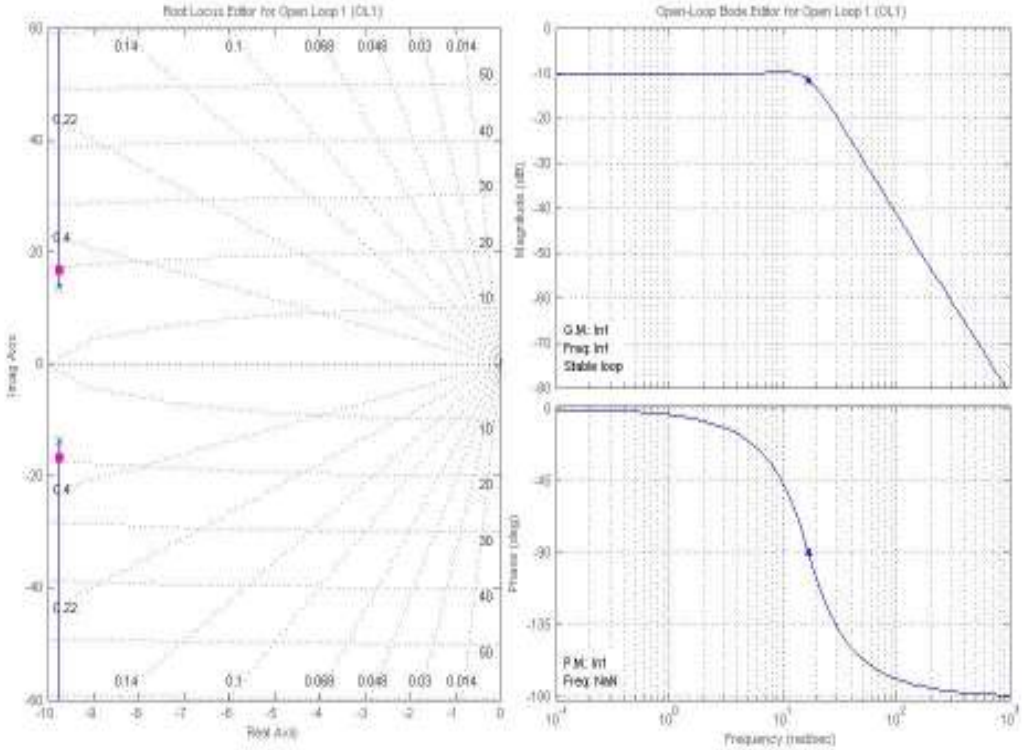
Přenos soustavy vypadá

$$G(s) = \frac{86{,}07}{s^2 + 19{,}464s + 286{,}07} \tag{5.1}$$

Na obr. 5.1 vidíme odezvu systému na vstupní prou i_C = 26,5 A. Ze simulace je vidět, že systém z dolní krajní polohy se ustálí na 8 mm, což nedovoluje konstrukce ventilu, jelikož maximální rozsah je -4 mm až 4 mm. Pomocí řízení se budu snažit docílit snížení ustáleného stavu a co nejkratšího času potřebného pro přechod z jedné krajní polohy do druhé. Na obr. 5.2 je znázorněno geometrické místo kořenů. Kořeny systému jsou $p = -9{,}823 \pm 13{,}7916i$, tedy kořeny jsou to stabilní a tvarem křivky Root Locus můžeme tvrdit, že systém bude vždy stabilní, jelikož nikdy nepřekročí svislou imaginární osu. Z frekvenční a fázové charakteristiky zjistíme, že systém má nekonečnou fázovou bezpečnost (PM) a amplitudovou bezpečnost (GM), což také napovídá z Nyquistova kriteria stability, že systém bude vždy stabilní.

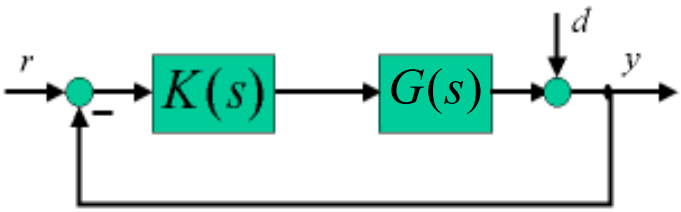


Obr. 5.1 Odezva soustavy



Obr. 5.2 GMK a Frekvenční charakteristika

Veškeré metody návrhu regulátoru navrhuji pro zapojení se zápornou zpětnou vazbou.



Obr. 5.3 Záporná zpětná vazba

kde Regulátor K(s) se skládá z polynomů

$$K(s) = \frac{q(s)}{p(s)} \tag{5.2}$$

a regulovaná soustava

$$G(s) = \frac{b(s)}{a(s)} \tag{5.3}$$

Když soustava ani regulátor nemají skryté módy je výsledný charakteristický polynom uzavřené smyčky

$$c(s) = a(s) \cdot p(s) + b(s) \cdot q(s) \tag{5.4}$$

a jeho kořeny jsou póly uzavřené smyčky.

5.2 Metoda Ziegler-Nichols

Metoda Ziegler-Nichols je velmi jednoduchá a používá dva způsoby k výpočtu hodnot regulátoru. První z nich je mezní citlivost – frekvenční odezva, kdy odstraníme derivační a integrační složky a budíme systém krátkým impulsem a postupně zvětšuje zesílení do té doby, dokud systém nebude na mezi stability. Periodu těchto kmitů změříme a nazveme mezní periodou P_U a zesílení při němž nastanou oscilace nazveme K_U. Z těchto naměřených hodnot Ziegler a Nichols určili empirické hodnoty pro nastavení regulátorů.

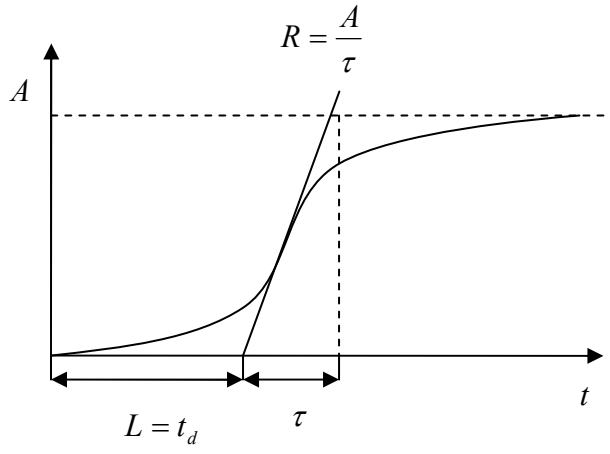
$$P \Rightarrow k_P = \frac{1}{2} \cdot K_U \tag{5.5}$$

$$PI \Rightarrow k_P = 0{,}45 \cdot K_U, T_I = \frac{P_U}{1{,}2} \tag{5.6}$$

$$PD \Rightarrow k_P = 0{,}45 \cdot K_U, T_D = 0{,}12 \cdot P_U \tag{5.7}$$

$$PID \Rightarrow k_P = 0{,}6 \cdot K_U, T_I = \frac{P_U}{2}, T_D = \frac{P_U}{8} \tag{5.8}$$

Druhou metodou pro empirické určení hodnot regulátoru je tzv. odezva na skok. U systému změříme odezvu na skok, nakreslíme do ní tečnu v inflexním bodě a parametry přímo odečteme z grafu, jak je vidět na obr. 5.4.



Obr. 5.4 Odezva na skok

pro tento postup jsou empirické parametry určeny:

$$P \Rightarrow k_P = \frac{1}{R \cdot L} \tag{5.9}$$

$$PI \Rightarrow k_P = \frac{0{,}9}{R \cdot L}, T_I = 3 \cdot L \tag{5.10}$$

$$PD \Rightarrow k_P = \frac{0{,}9}{R \cdot L}, T_D = 0{,}25 \cdot L \tag{5.11}$$

$$PID \Rightarrow k_P = \frac{1{,}2}{R \cdot L}, T_I = 2 \cdot L, T_D = 0{,}5 \cdot L \tag{5.12}$$

Výhoda metody Ziegler-Nichols je její jednoduchost. Je založena na experimentu se samostatným systémem. Nevýhody jsou, že nikdy nebyli dokázány ani vysvětleny a byli nalezeny pomocí pokusů a omylů.

Praktické použití je velmi dobré. Používali se velmi často, ale dnes už nastupují modernější a přesnější metody návrhu parametrů regulátoru.

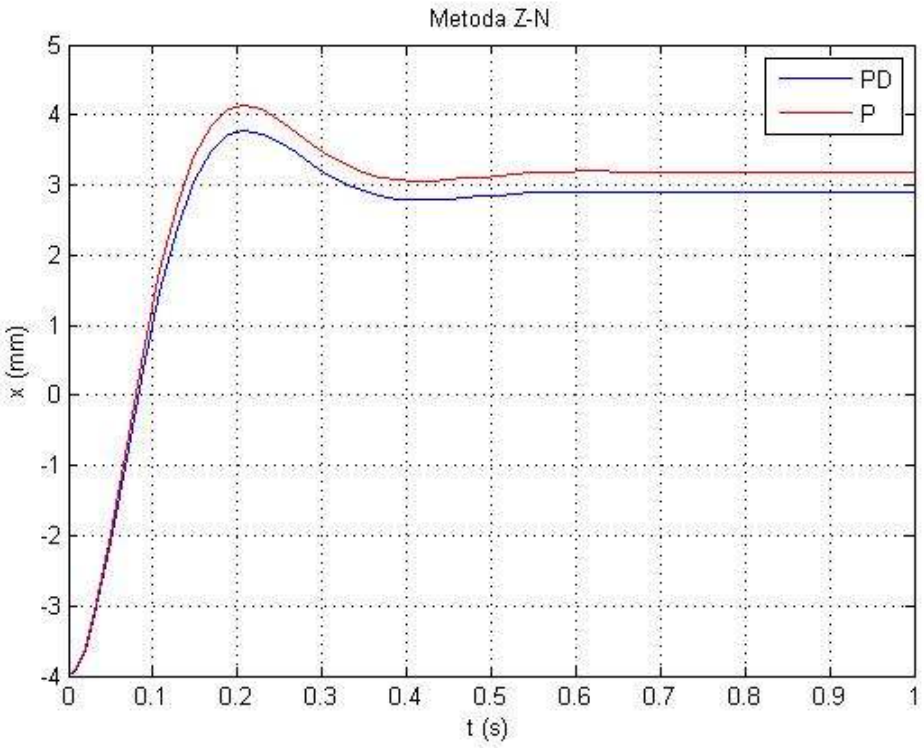
5.2.1 Vypočtené parametry

K vypočtení parametrů jsem použil metodu odezvu na skok a R = 137,93 a L = 0,016.Vypočtené parametry jsou vidět v tab. 5.1.

Regulátor	P	PD	PI	PID
k_P	0,453	0,408	0,408	0,54
k_D	---	0,0016	---	0,0043
k_I	---	---	8,5	16,88
překmit[%]	0	0	---	---

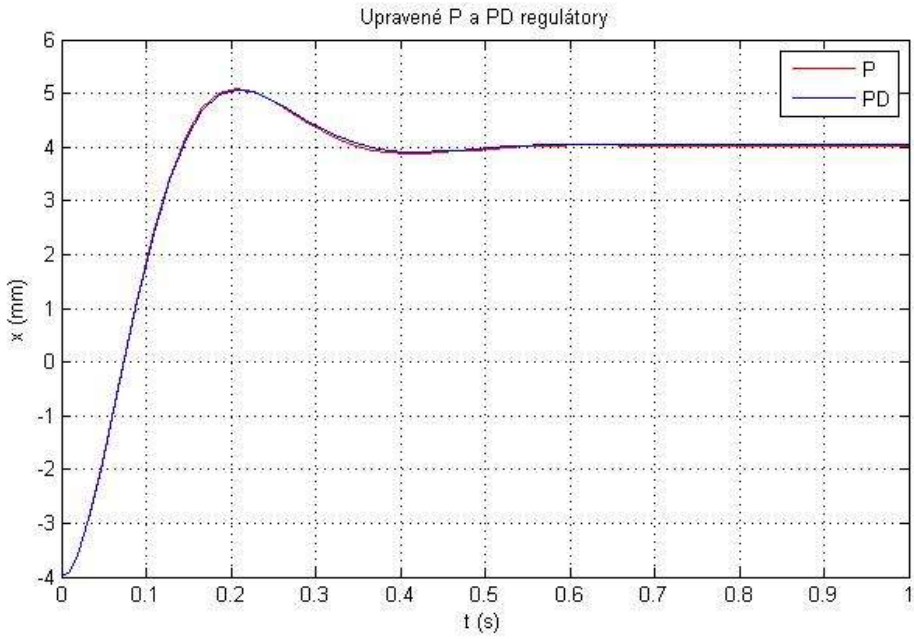
Tab. 5.1 Parametry regulátorů

Při simulaci dle navržených parametrů jsem zjistil,že vhodné regulátory jsou pouze P a PD. Regulátory PI nebo PID svou charakteristikou vlivem integrační složky odstraňují trvalou regulační odchylku. To nevyhovuje naším požadavkům na regulaci, jelikož vstupem není požadovaná poloha ventilu, na kterou chceme výstup regulovat, ale vstupní proud. Na obr. 5.5 je vidět odezva systému s P a PD regulátorem a je patrné, že na požadovanou hodnotu se nedostal P ani PD regulátor.



Obr. 5.5 P a PD metodou Z-H

Abychom dosáhli požadované referenční hodnoty 4 mm mohli bychom zvýšit vstupní proud na i= 33,5 A pro P regulátor a i = 37 A pro PD regulátor. V této konfiguraci bychom docílili požadované hodnoty 4 mm jak ukazuje obrázek 5.6 s upravenými vstupními parametry



Obr. 5.6 Úprava P a PD metodou Z-N

5.3 Metoda geometrického místa kořenů (GMK)

Pro následující metody návrhu regulátorů jsem musel zavést proměnný vstupní proud, kdy na začátku regulace je vstupní proud i = 26,5 A a v okamžiku kdy se blíží výstup 3 mm jsem experimentálně snižoval vstupní proud abychom dosáhli požadovaných 4 mm. Toto omezení je z důvodu aproximace síly $F(x, i_C)$, jelikož v původní charakteristice je zavedena saturace pro 4 mm a síla dále neroste. Pokud bychom toto omezení nezavedli, regulace by nebyla možná. Snižování vstupního proudu je experimentálně navrženo dle potřeby každého regulátoru v závislosti na rychlosti odezvy a minimálního překmitu.

Metoda geometrického místa kořenů je grafická metoda hledání kořenů rovnice

$$A + K \cdot B = 0 \tag{5.13}$$

kde A a B jsou monické polynomy, které mají koeficient u nejvyšší mocniny roven 1 a K je proměnný parametr zesílení , $0 \leq K \leq \infty$. výsledkem je soubor křivek , na nichž leží kořeny výše uvedené rovnice v závislosti na parametru K. V teorii řízení využíváme tuto metodu k nalezení pólů přenosu uzavřené smyčky na základě znalostí pólů a nul přenosu smyčky otevřené. [3]

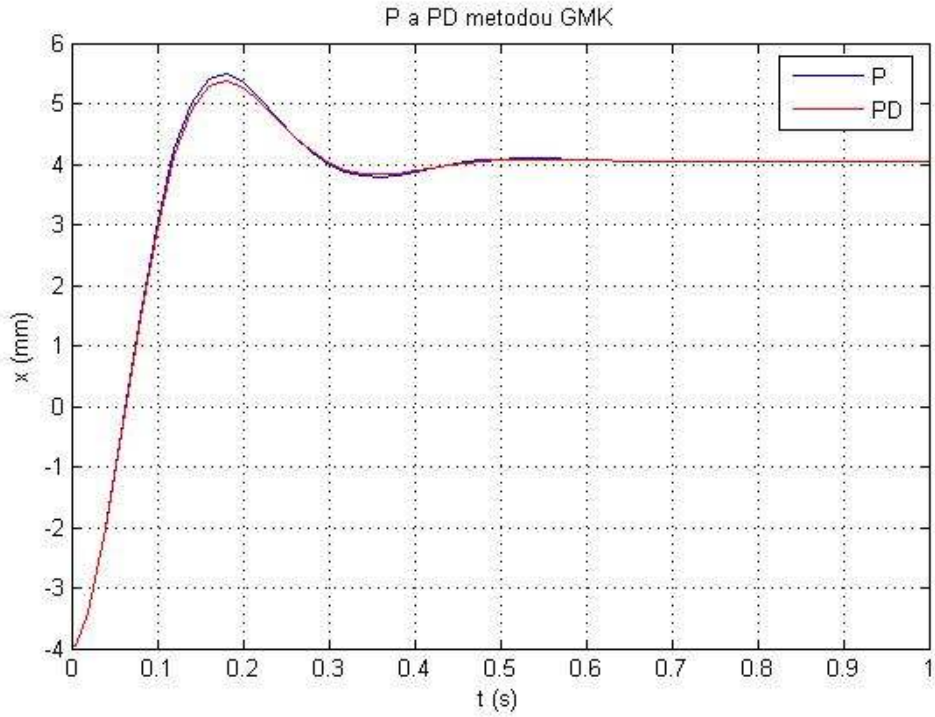
Metodu GMK jsem realizoval pomocí funkce SisoTool v prostředí Matlab. Experimentálně jsem určoval nejvhodnější volbu kořenů a nul regulátoru v závislosti na požadavek co nejrychlejší regulace.

5.3.1 Navržené parametry

Přehled regulátorů	Přenos	GM [dB]	Konstanty			Překmit [%]	PM [°]	Doba ustálení[ms]
			k_P	k_D	k_I			
P	0,59	inf	0,59	---	---	18,78	inf	116
PD	$K(s) = 0{,}0098 \cdot (147{,}9 + s)$	inf	0,59	0,0098	---	17	inf	118

Tab. 5.2 Paremtry metodou GMK

Při metodě GMK jsem docílil maximálních výsledků, bez omezování vstupního proudu, které jsou uvedeny v tab. 5.2 a odezva je na obr. 5.8



Obr. 5.7 P a PD metodou GMK

Rychlost a regulační odchylka bude podobná jako v případě regulátorů metodou Ziegler Nichols viz. obr. 5.6 a 5.7, jelikož průběhy regulátorů, metodou Ziegler Nichols po úpravě, jsou téměř totožné.

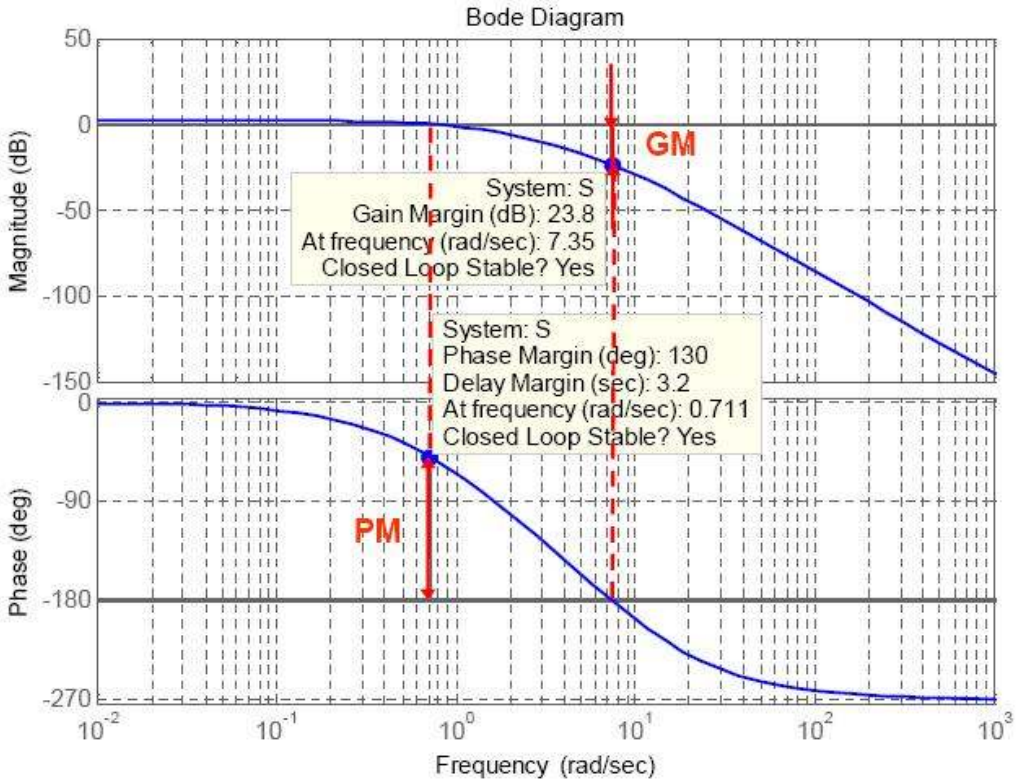
5.4 Frekvenční metody

Frekvenční metody návrhu se snaží upravit frekvenční charakteristiku otevřené smyčky $G(j\omega)$ tak, aby výsledná frekvenční charakteristika uzavřené smyčky $T(j\omega)$ měla požadovaný průběh. Mezi $G(j\omega)$ a $T(j\omega)$ existuje jednoznačný vztah

$$T(j\omega) = \frac{G(j\omega)}{1 + G(j\omega)} \tag{5.14}$$

5.4.1 Amplitudová a fázová bezpečnost

Z Nyquistova kritéria vyplývají dvě bezpečností meze. Amplitudová bezpečnost (GM) říká, kolikrát se ještě může zvětšit zesílení v otevřené smyčce, než se zpětnovazební systém dostane na mez stability.. Při návrhu zpětnovazebního řízení je dobré vědět, kolikrát ještě můžeme zvýšit zesílení, než se dostaneme na mez stability.



Obr. 5.8 Bodeho diagram

Fázová bezpečnost (PM) podobně říká, o jak velké zpoždění (fázi) si můžeme dovolit zpozdit vstupní signál na frekvenci ω_{PM}, pro kterou má přenos $G(j\omega)$ jednotkové zesílení, než se fáze obrátí na -180° a zpětnovazební systém se tak dostane na hranici stability.

Fázovou a amplitudovou bezpečnost lze najít na Bodeho diagramu na obr. 5.8.[3]

Při určení parametru regulátoru nám poslouží předem určená fázová bezpečnost otevřené smyčky. Její hodnota souvisí s relativním tlumením, pro systém druhého řádu a hodnoty PM < 70° lze aproximovat vztahem

$$\xi \cong \frac{PM}{100} \tag{5.15}$$

podle kterého lze přibližně zvolit PM při požadovaném tlumení ξ.

Při simulaci určitého ideálního systému musíme vždy brát v úvahu, že simulace a praktický model se nikdy neshodují. Proto vždy ideální model naddimenzujeme a zvolíme takovou fázovou bezpečnost, abychom si byli jisti, že při aplikaci v praxi bude zajištěna stabilita uzavřené smyčky. V praxi se typicky používá fázová bezpečnost PM = 45°.

5.4.2 Návrh PD regulátoru

Přenos PD regulátoru je:

$$K(s) = k_P + k_D \cdot s = k_D \cdot \left(s + \frac{k_P}{k_D} \right) = k_D \cdot (s + \omega_D), \omega_D = \frac{k_P}{k_D} \tag{5.16}$$

Parametr ω_D, zlomovou frekvenci PD regulátoru, volíme tak, aby byla shodná se zatím neznámou frekvencí ω_{PM}, na níž budeme měřit fázovou bezpečnost výsledného přenosu otevřené smyčky $L(s) = K(s) \cdot G(s)$, tedy zvolíme $\omega_D = \omega_{PM}$. Na této frekvenci zvýší PD člen fázi soustavy o 45°

$$\arg(L(j\omega_D)) = \arg(G(j\omega_D)) + \arg(K(j\omega_D)) = \arg(G(j\omega)) + 45^\circ \tag{5.17}$$

Fázová bezpečnost je definována jako

$$-180^\circ + PM = \arg(L(j\omega_D)) \tag{5.18}$$

Kombinací vztahů (5.13) a (5.14) dostaneme

$$\arg(G(j\omega)) = -180^\circ + PM - 45^\circ \tag{5.19}$$

Pokud zvolíme PM = 45°, vyjde fáze soustavy *G* na frekvenci ω_D splňující $\arg(G(j\omega)) = -180^\circ$.

Neznámou frekvenci ω_D tedy najdeme na frekvenční charakteristice řízeného systému $G(s)$ v místě, kde jeho fáze prochází -180°.

Druhý parametr PD regulátoru určíme z podmínky, že pokud je ω_D frekvence, na které se odečítá fázová bezpečnost, musí na ní zesílení otevřené smyčky $G(j\omega_D)$ rovnat jedné

$$\begin{aligned} |L(j\omega_D)| &= |K(j\omega_D)| \cdot |G(j\omega_D)| = |k_D \cdot (j\omega_D + \omega_D)| \cdot |G(j\omega_D)| \\ &= |k_D| \cdot |j\omega_D + \omega_D| \cdot |G(j\omega_D)| = k_D \cdot \omega_D \sqrt{2} \cdot |G(j\omega_D)| = 1 \end{aligned} \tag{5.20}$$

Po úpravě získáme

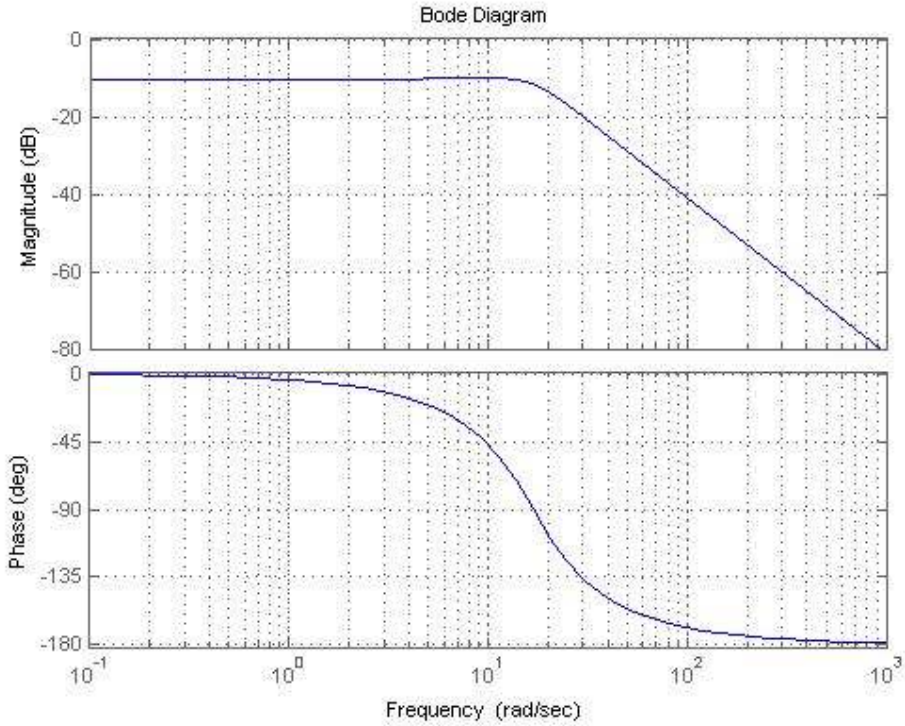
$$k_D = \frac{1}{\omega_D \sqrt{2} \cdot |G(j\omega_D)|} \tag{5.21}$$

nebo po využití vztahu (5.12) získáme

$$k_P = \frac{1}{\sqrt{2} \cdot |G(j\omega_D)|} \tag{5.22}$$

5.4.3 Návrh frekvenční metodou

Tvar frekvenční charakteristiky soustavy $G(j\omega)$ vidíme na obr. 5.9. Z charakteristiky poznáme, že systém se k fázi -180° blíží pouze asypmtoticky a můžeme tedy zvolit frekvenci PD regulátoru na $\omega_D = 1000 rad/\sec$, což odpovídá $GM = -80dB$. Pro druhý regulátor jsme zvolili $\omega_D = 100 rad/\sec$ a porovnali jejich vlastnosti.



Obr.5.9 Frekvenční charakteristika otevřené smyčky

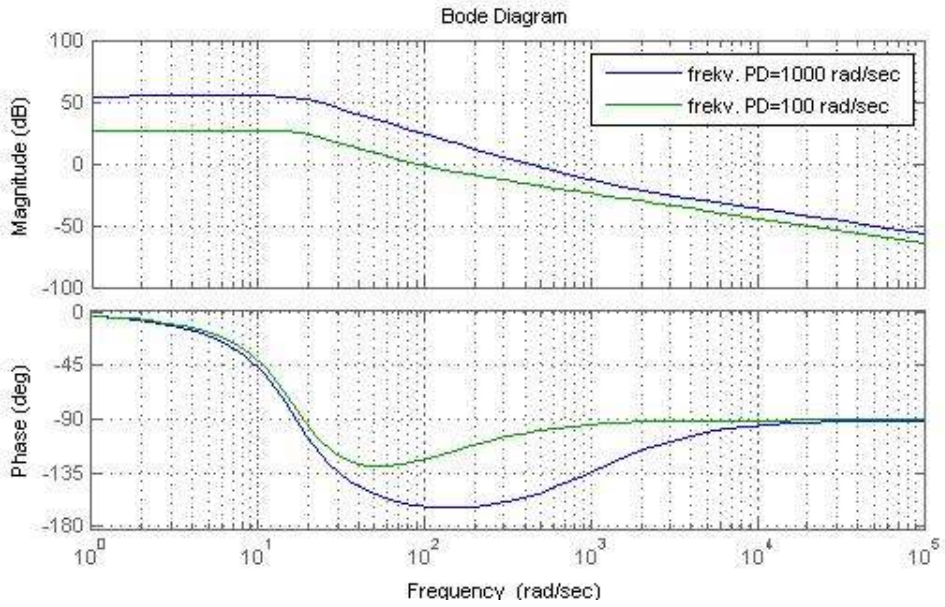
Pro parametr $\omega_D = 1000 rad/\sec$ nám vycházejí konstanty

$$k_P = 1767{,}76$$
$$k_D = 1{,}767$$

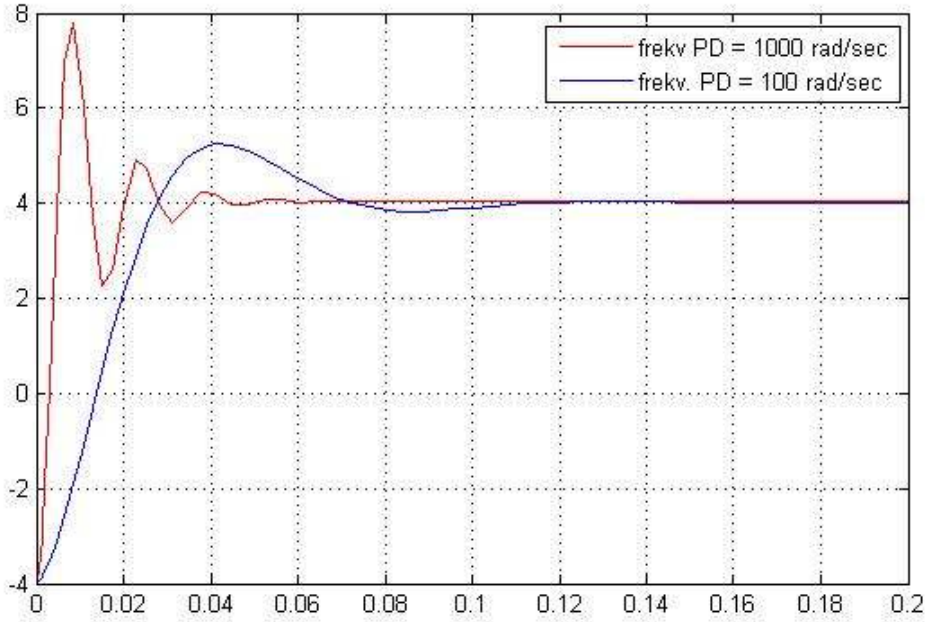
Pro druhý regulátor s parametrem $\omega_D = 100 rad/\sec$ jsou konstanty

$$k_P = 70{,}71$$
$$k_D = 0{,}707$$

Výsledná frekvenční charakteristika obou regulátorů je na obr. 5.10 a odezva systému na obr. 5.11



Obr. 5.10 Frekvenční charakteristika otevřené smyčky



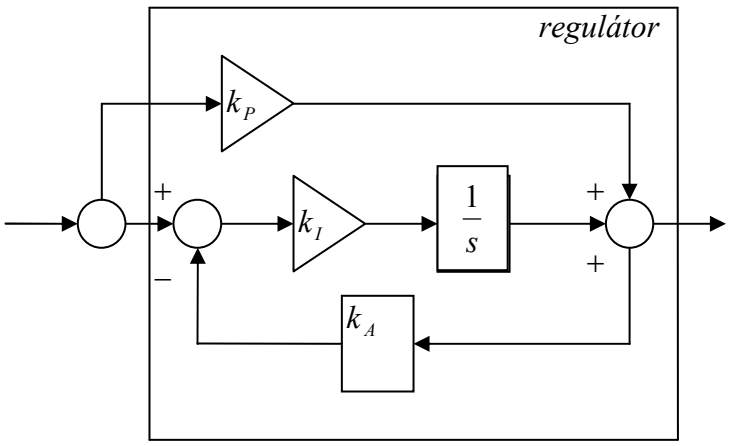
Obr. 5.11 Odezva regulátorů

Z obrázků je vidět že regulátor,po zavedení vstupního proudového omezení, pro $\omega_D = 1000 rad/\sec$ je rychlý a dosahuje požadované hodnoty za 4,5 ms, ale jeho překmit je téměř 50%. Druhý regulátor dosahuje požadovaného hodnoty za 28 ms ovšem s překmitem pouze 19%. Z toho plyne, že je opravdu důležitá volba mezi rychlostí a překmitem.

5.5 Zavedení Anti-Windup

Každý akční člen má omezený rozsah jako v našem případě, kde ventil může být buď úplně otevřený nebo úplně zavřený. Proto jsem do simulace zavedl saturaci, která nám způsobí, že maximální rozsah bude 8 mm. Díky této saturaci můžeme do systému zavést integrační složku, jež nám v minulosti způsobovala odstranění trvalé regulační odchylky a systém se stával neřiditelným.

Díky obvodu Anti-Windup můžeme použít PI regulátor. Tento obvod nám „vypne“ integrační zásah, jakmile dojde k saturaci. Tím se zmenší rostoucí průběh akčního zásahu a systém s PI regulátorem se stane stabilní a schopný regulovat soustavu. Ovšem saturace nám z hlediska stability vnáší do systému nelinearitu, kdy nám dočasně rozpojí smyčku. Účelem Anti-Windupu je pomocí lokální zpětné vazby stabilizovat regulátor v době, kdy je hlavní smyčka rozpojena saturací.

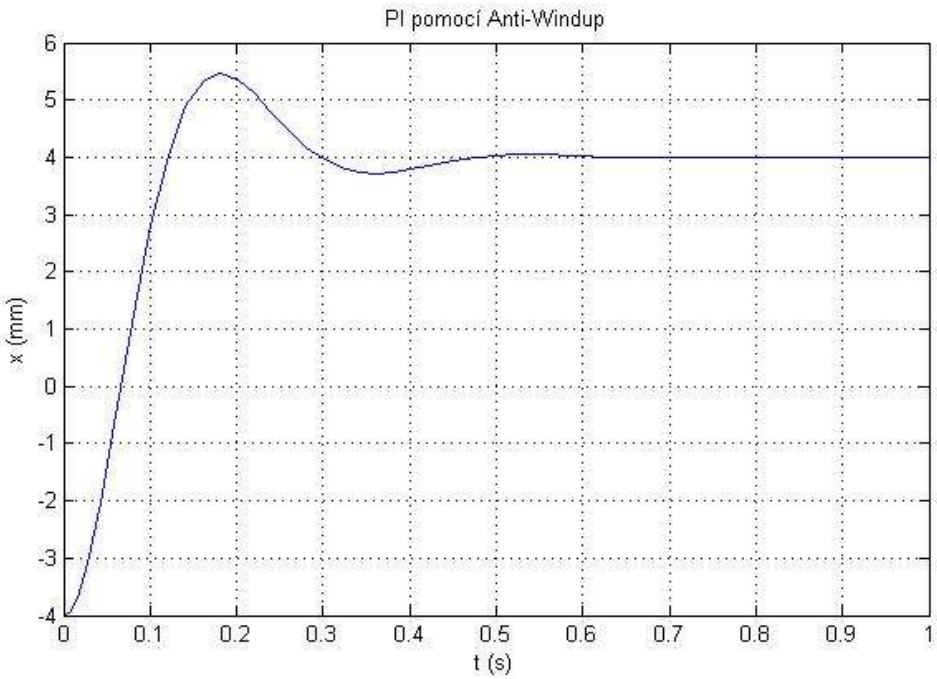


Obr. 5.12 Ekvivalentní zapojení po dobu saturace

Tedy po dobu saturace je přenos regulátoru:

$$K(s) = \frac{k_I}{s + k_I \cdot k_A} + k_P \tag{5.22}$$

Při simulaci Anti-Windupu jsem použil PI regulátor s parametry zjištěnými pomocí metody Ziegler-Nichols (tab. 5.1) a konstantu k_A jsem experimentálně určil k_A = 5,5. Výsledná odezva systému je na obr. 5.13.



Obr. 5.13 PI regulátor pomocí Anti-Windup

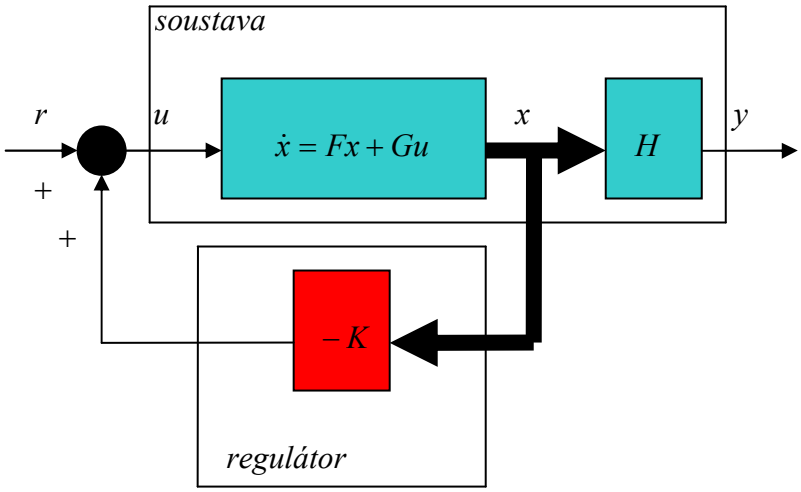
5.6 Stavová zpětná vazba

Stavová zpětná vazba vychází ze stavového popisu definovaný maticemi

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Fx + Gu \\ y &= Hx + Ju \end{aligned} \tag{5.23}$$

kde F je matice stavů, G je vstupní matice, H je výstupní matice a J je matice poruch.

Rozdíl od dosud navrhovaných regulátorů je, že vstupem regulátoru je vektor a výstupem skalár. K řízení využíváme více informací než pří zpětné vazbě z výstupu.



Obr. 5.14 Stavová zpětná vazba

5.6.1 Řiditelnost systému

Obecně řiditelný systém je takový, u kterého můžeme měřit všechny jeho stavy a podle nich celý systém řídit. Když systém nemá neřiditelnou část, tak takovému systému říkáme „úplně řiditelný“ Abychom zjistili, zda systém je či není řiditelný, potřebujeme znát jeho matici řiditelnosti.

$$C = \begin{bmatrix} G & FG & \dots & F^{n-1}G \end{bmatrix} \tag{5.24}$$

Pokud determinant matice řiditelnosti je singulární systém je neřiditelný a nezbývá nám nic jiného než ho upravit nebo navrhnout jiným způsobem, aby byl řiditelný. Pokud je determinant regulární, systém je řiditelný, ale pokud determinant je „téměř singulární“, tak takový systémy se řídí velice obtížně.

Jiná metoda jak poznat, že systém je řiditelný je, že matice $\begin{bmatrix} s \cdot I - F, G \end{bmatrix}$ má plnou hodnost, kde I je jednotková matice.

5.6.2 Zpětnovazební systém

Když budeme vycházet ze stavového popisu (5.23) a zavedeme stavovou zpětnou vazbu vyjádřenou rovnicí

$$u = -K \cdot x + r \tag{5.25}$$

protože vstup do soustavy se skládá ze vstupní reference r a násobkem stavů x díky zpětné vazbě.

Nový, tedy zpětnovazební systém bude mí t rovnici

$$\dot{x} = \left(F - G \cdot K\right) \cdot x + G \cdot u \tag{5.26}$$

a výstupní rovnice se nezmění.

Vhodnou volbou prvků K můžeme umístit vlastní čísla matice $F_{new} = F - G \cdot K$, dle požadavků na regulaci, ale nutnou podmínkou je, že systém musí být plně řiditelný.

5.6.3 Metoda Symmetric Root Locus (SRL)

Je to alternativní metoda jak správně vybrat optimální polohu pólů založena na návrhu kvadraticky optimální stavové zpětné vazby.

V našem návrhu využijeme jedno kvadratické kritérium – Linear quadratic regulátor (LQR).

$$J = \int_0^\infty \left(\rho \cdot z^2(t) + u^2(t)\right) dt \tag{5.27}$$

kde $z^2(t)$ je nějaký signál, který nás zajímá (výstup, odchylka) a my chceme aby byl co nejmenší, ale přitom, aby vstup do soustavy $u^2(t)$ byl také co nejmenší.

Koeficient ρ je parametr pro návrháře regulátoru, který nám určuje vzájemnou důležitost mezi $z(t)$ a $u(t)$, zda zvolíme drahé řízení $\rho \to 0$ nebo levné řízení $\rho \to \infty$.

Z kritéria LQR vyplývá, že charakteristický polynom zpětnovazebního systému je

$$c(s) = a(s) \cdot a(-s) + b(s) \cdot \rho \cdot b(-s) \tag{5.28}$$

Při hledání optimální polohy pólů si nejprve zvolíme hodnotu ρ a vypočteme charakteristický polynom systému (5.28). Z polynomu vypočteme jeho kořeny a vybereme pouze ty stabilní a z toho nám vznikne požadovaný optimální charakteristický polynom.

Je-li soustava v obecném tvaru s maticemi F,G a je-li požadovaný charakteristický polynom $p_{poz}(s) = s^n + p_{n-1} \cdot s^{n-1} + ... + p_1 \cdot s + p_0$, pak pomocí Ackermannova vzorce je matice stavové zpětné vazby

$$K = \begin{bmatrix} 0 & ... & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot C^{-1} \cdot p_{poz}(F) \tag{5.29}$$

kde C je matice řiditelnosti a matice $p_{poz}(F) = F^n + p_{n-1} \cdot F^{n-1} + ... + p_1 \cdot F + p_0 \cdot I_n$

5.6.4 Návrh metodou SRL

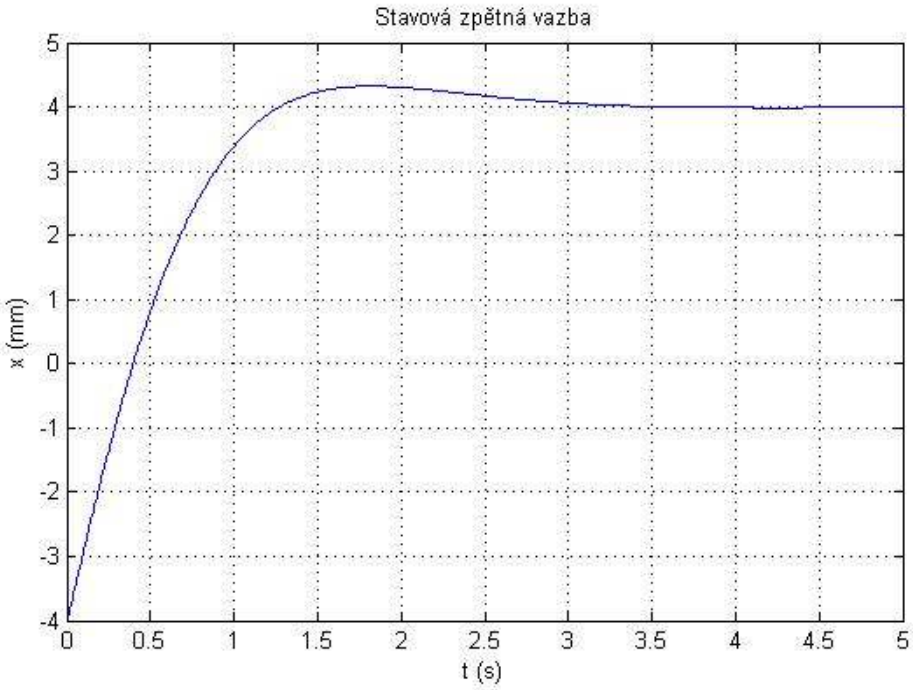
Pro náš stavový popis je determinant matice řiditelnosti $\det(C) = -7{,}408 \cdot 10^3$ a z toho lze usoudit, že soustava je řiditelná a proto můžeme navrhnout stavovou zpětnou vazbu.

Užitím rovnice (5.28) zjistíme kořeny požadovaného polynomu $-1{,}4987 \pm 1{,}3275i$ při zadaném $\rho = 1$. Výsledný požadovaný charakteristický polynom je

$$c(s) = s^2 + 2{,}997 \cdot s + 4{,}008 \tag{5.30}$$

Užitím vzorce 5.29 jsou koeficienty u stavové zpětné vazby

$$K = \begin{bmatrix} -3{,}2771 & -0{,}1913 \end{bmatrix}$$



Obr. 5.15 Odezva stavové zpětné vazby

Odezva stavové zpětné vazby dosahuje času pro žádanou polohu $t = 1{,}26s$ ovšem bez výrazného překmitu.

5.7 Polynomiální regulátor

Polynomiální metoda návrhu regulátorů je také jedna z mnoha metod, která se snaží co nejlépe umístit póly charakteristického polynomu uzavřené smyčky v závislosti na požadavky regulace. Tato metoda využívá práci s polynomiálními rovnicemi.

5.7.1 Omezení systému

Omezení dané řešitelností rovnice jsou dvě. Případ kdy čitatel $b(s)$ a jmenovatel $a(s)$ soustavy jsou nesoudělné, tak soustava nemá žádné neřiditelné nebo nepozorovatelné části a výsledný charakteristický polynom $c(s)$ může být volen libovolně.

V případě, že polynomy $b(s)$ a $a(s)$ jsou soudělné, tak výsledný charakteristický polynom nemůžeme volit libovolně a potřebujeme najít největšího společného dělitele polynomů $b(s)$ a $a(s)$, který bude součástí výsledného polynomu $c(s)$. Ostatní póly můžeme volit libovolně.

5.7.2 Ryzost regulátoru

Je-li řád soustavy *n,* tak pro zajištění ryzího regulátoru musíme vzít stupeň charakteristického polynomu $c(s)$ alespoň *2n – 1.* Když budeme mít

stupeň polynomu $c(s)$ menší než stupeň soustavy, regulátor může, ale nemusí být ryzí.

5.7.3 Návrh polynomiálního regulátoru

Úkolem je tedy navrhnout takový regulátor, který bude mít co nejkratší čas odezvy na vstupní signál. Použijeme tedy již zjištěné kořeny optimálního charakteristického polynomu z kapitoly 5.6.3. Jelikož požadovaný regulátor má být řádu *2n – 1* a soustava je 2. řádu, tak regulátor bude 3. řádu. Zbývá nám tedy zvolit jeden kořen regulátoru a volíme zbývající kořen například v bodě -0,1.

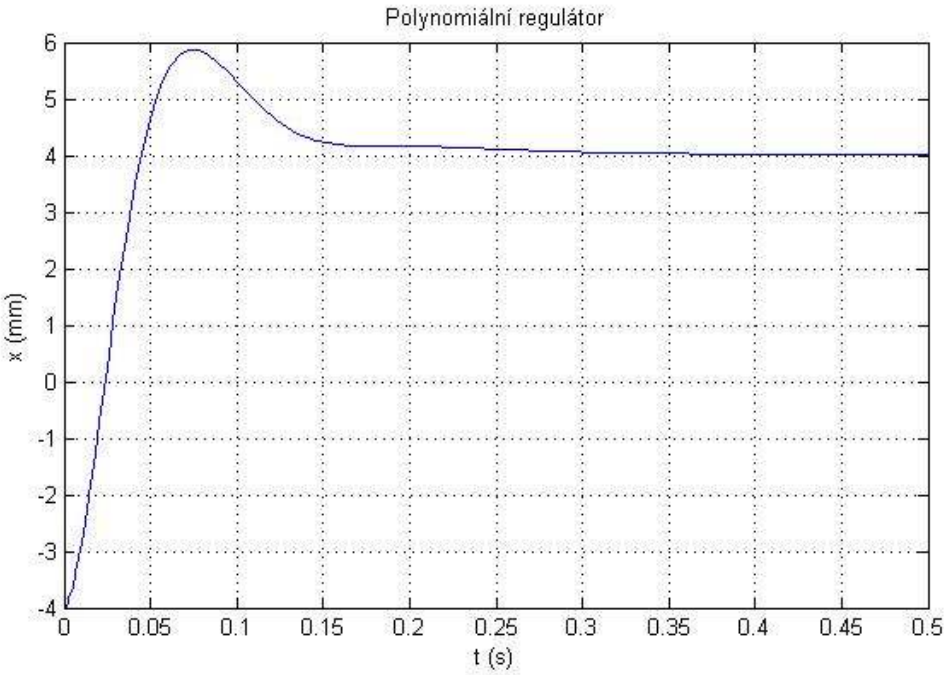
Výsledný charakteristický polynom je

$$c(s) = \left(s^2 + 2{,}997 \cdot s + 4{,}008\right) \cdot \left(s + 0{,}1\right) \tag{5.31}$$

a přenos regulátoru je

$$K(s) = \frac{0.2 \cdot (s + 6{,}5)}{0.01 \cdot (s + 38)} \tag{5.32}$$

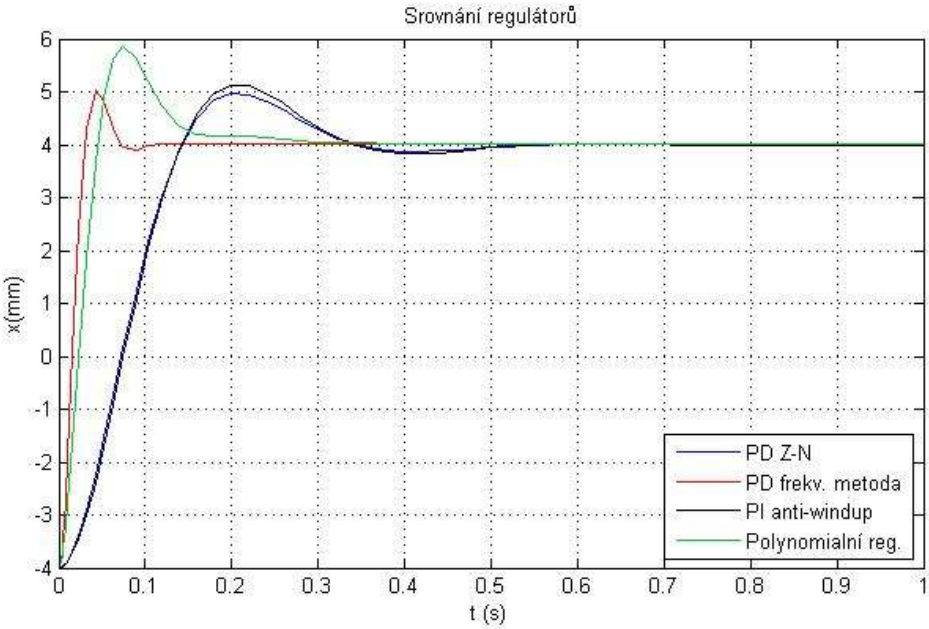
Výsledná odezva polynomiálního regulátoru je na obr. 5.16, kde dosahuje času $t = 44ms$ do dosažení požadované hodnoty a překmitu 23%.



Obr. 5.16 Odezva polynomiálního regulátoru

5.8 Srovnání regulátorů navrženými různými metodami

Obr. 5.17 zobrazuje porovnání čtyř regulátorů navrženými různými metodami.



Obr. 5.17 Srovnání regulátorů

6. Závěr

V práci je rozebráno několik možných konstrukcí ovládání elektromechanických ventilů a jejich podrobný popis jak z mechanického hlediska, tak i jejich matematického vyjádření v podobě difenciálních rovnic.

Jelikož jsem sílu $F(x,i_C)$ aproximoval a tím došlo k odstranění saturace v krajních polohách, u některých regulátorů jsem tuto saturaci musel nahradit částečným snížením vstupního proudu a tím jsem dosáhl požadované ustálené hodnoty.

Jistě je nepřehlédnutelné, že navržené regulátory mají 20% a vyšší překmit,což by na reálném přípravku vytvářelo nežádoucí odskoky ventilů způsobené naražením kotvy do krajních poloh.

Systém na ovládání elektromechanických ventilů musí dosahovat co nejkratších časů a minimálních překmitů, aby byla zajištěna spolehlivost a odolnost systému proti nežádoucím poruchám. Vlivem aproximace síly $F(x,i_C)$ jako přímky, tudíž opomenutí exponenciálního zakřivení, se systém zpomalil a takto interpretovaný systému bez dalšího podpůrného řízení je vhodný pouze pro teoretickou interpretaci.

Návrh řízení pro takový systém se musí brát jako celek s veškerými nelinearitami, které systém obsahuje. To ovšem předpokládá dokonalou znalost nelineárních systémů a návrh akčních členů pro nelineární systémy.

Možným zrychlením chodu a dosáhnutím lepších hodnot výkonu, kroutícího momentu a lepšího spalování paliva, tím pádem i lepších hodnot emisí je způsob zavedení proměnného časování ventilů, jak jsem již decentně naznačil při regulaci vstupního proudu v závislosti na velikosti akčního zásahu regulátoru, kde v krajních polohách zpomalíme chod ventilu, aby nedocházelo k odskokům a případné kolizi, ale v oblasti mezi krajními polohami můžeme systém zrychlit Tím také docílíme rychlejší odezvy systému. To můžeme vidět při použití PD regulátoru metodou Z-N kde vstupní proud nebyl regulován a frekvenční metodou kde u PD regulátoru byl vstupní proud výrazným způsobem snížen pro dosažení požadované polohy a maximální rychlost.

Tento typ ovládání ventilů poskytuje širší možnosti k jejímu využití a určitě předčí hranice stávajících ventilů ovládaných pomocí vačkové hřídele.

7. Seznam použitých zdrojů

[1] Montanari, M., Ronchi, F., Rossi, C.*, Proceedings preprints IFAC Symposium " Advances in Automotive Control",* Salerno, Italy, 2004

[2] Chung,S. K., *Flatness-Based End-Control of a Gas Exchange Solenoid Actuator for IC Engines*, Edmonton, Alberta, 2005

[3] John, J., *Systémy a řízení,* Vydavatelství ČVUT, 1999

[4] Šebek,M., *Učebnice SARI,Učebnice SARI přednášky SRI,*[online], < http://dce.felk.cvut.cz/sari/SARI-sri_prednasky.html >

[5] Wikipedia, *Wikipedia The Free Encyklopedia,* [online], < http://en.wikipedia.org/wiki/Main_Page >

A. Příloha- Zdrojové kódy aproximace, výpočtu stavové. zpětné vazby a polynomiálního regulátoru

```
% VYPOCET ELEKTROMECHANICKE SILY
%Preddefinovane konstanty
%========================
c1 = 2.3e-2;
c2 = 4.04;
c3 = 4.18e-4;
Ls = 0.076;
x1 = [-4:0.01:4];
x3 = 35;
k = 174.7;
a = 24.1;
f = 1000;
%========================

%Parametry pruziny
%========================
m = 0.28;
Ks = 254.8;
B = 5.45;
%========================

%Vypocet elektromagneticke sily
%========================
F = f.*((Ls.*fxdev(x1))./fx(x1).^2).*(1 - (1 + x3 .* fx(x1)) .* exp(-
x3 .* fx(x1)));
%========================

%Graf elektromagneticke sly
%========================
plot(x1,F)
hold on
%========================

%Aproximace elektromagneticke silz
%========================
Faprox = k.*x1 + a*x3;
plot(x1,Flin)
%========================
%Konec


%STAVOVA ZPETNA VAZBA
%Stavovy popis
%==========================
F=[0 1;-286.07 -19.46];
G=[0;86.07];
H=[1 0];
J=[0];
%==========================
%Matice riditelnosti
%==========================
fprintf('Matice riditelnosti:')
C=[G F*G];
det(C)
%==========================
```

```
%State space do tf
syms s;
sys = H*inv(s*eye(2)-F)*G;
%==========================
%Zjednoduseni prenosu
fprintf('Spojity přenos systému:')
sys = simplify(sys);
%==========================
%Cleny u char.polynomu prenosu(jmenovatel)
%==========================
a = [100 1946 28607];
%Cleny cictatele
b = [8607];
sys2 = tf(b,a)
%Cleny (-s)
aMinusS = [100 -1946 28607];
bMinusS = [8607];
%==========================
%Optimalni charakter. prenos
ro1 = 1;
Copt = conv(a,aMinusS) + conv(b,ro1*bMinusS)
%Transfer function
%==========================
CoptTf = tf([1],Copt);
fprintf('Vyber stabilnich polu:')
roots(Copt)
%==========================
%Vyber stabilnich  polu a prenos
%==========================
prenosCoptTf = zpk([],[-1.4987+1.3275i -1.4987-1.3275i],1)
%==========================
%Konstanty zpetne vazby
%==========================
fprintf('Konstanty pro zpetnovazebni regulator:')
K = place(F,G,[-1.4987+1.3275i -1.4987-1.3275i])
%==========================

%POLYNOMIALNI REGULATOR
%==========================
 Apoly=100*s^2+1946*s+3200*s+28607;
 Bpoly=8607;
 Cpoly=(s^2  + 2.997*s + 4.008)*(s+0.1)
 fprintf('Prenos dynamickeho regulatoru:')
 [x,y]=axbyc(Apoly,Bpoly,Cpoly)
%==========================
%Konec
```

B. Příloha – Simulinkové schéma

Schéma systému s regulátorem

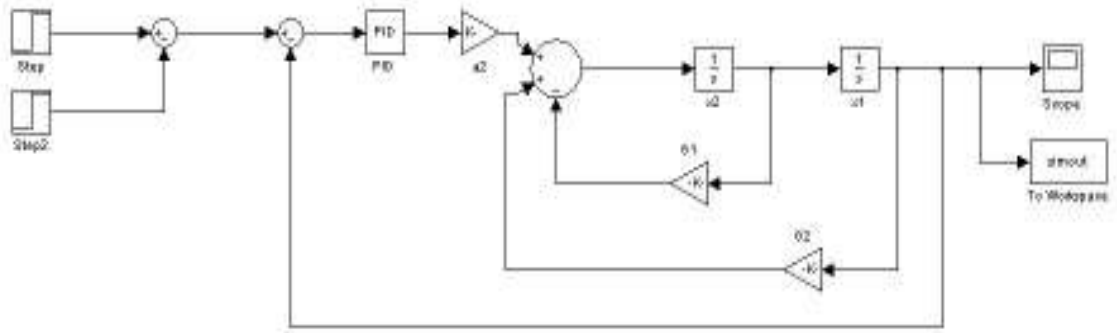


Schéma systému s Anti - Windup

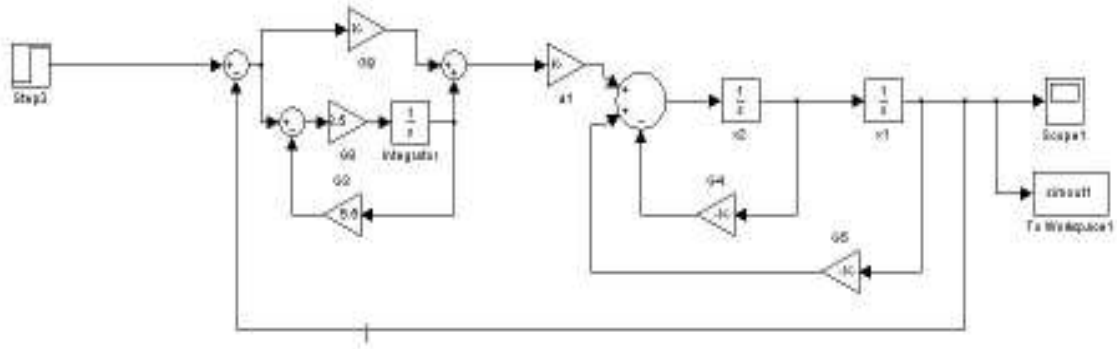
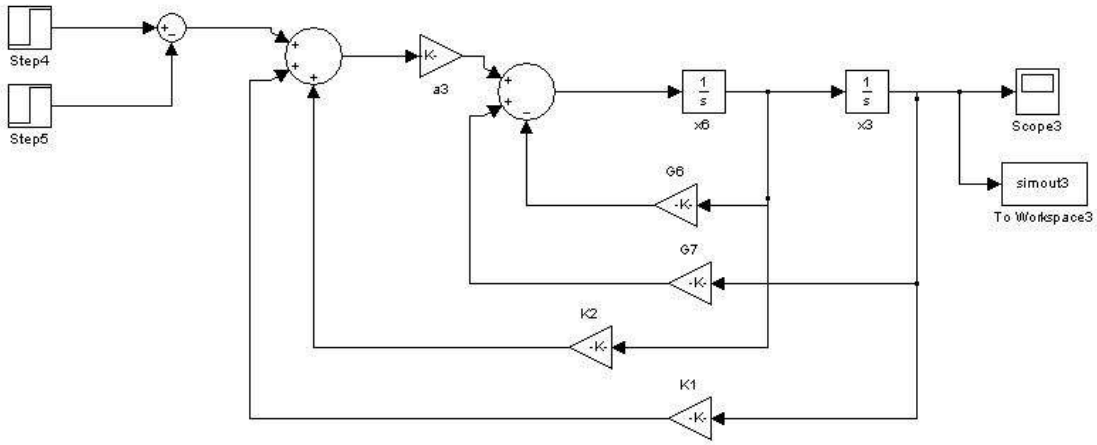


Schéma systému se stavovou zpětnou vazbou



C. Příloha – Přiložené CD

Součástí této práce je přiložený CD-ROM obsahující tuto práci v elektronické podobě, příslušné M-file s aproximací elektromagnetické síly, výpočtem stavové zpětné vazby, polynomiálního regulátoru a simuliková schémata regulátorů.