

České vysoké učení technické v Praze  
Fakulta elektrotechnická

**BAKALÁŘSKÁ PRÁCE**

Řízení polohového servomechanismu s ohledem  
na dynamickou tuhost výstupu



České vysoké učení technické v Praze  
Fakulta elektrotechnická

katedra řídicí techniky

## ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

Student: **Martin Ron**

Studijní program: Kybernetika a robotika  
Obor: Systémy a řízení

Název tématu: **Řízení polohového servomechanismu s ohledem na dynamickou tuhost výstupu**

Pokyny pro vypracování:

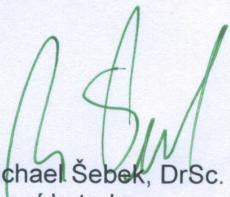
1. Identifikujte parametry zadaného polohového servomechanismu.
2. Sestavte model soustavy s kaskádním řízením lineárního elektromotoru na místě akčního členu.
3. Ověřte parametry řízení, porovnejte výsledky simulací a experimentů.
4. Proveďte experimentální vyhodnocení přenosové funkce (dynamické tuhosti) servomechanismu s lineárním motorem při různých nastaveních regulátoru.

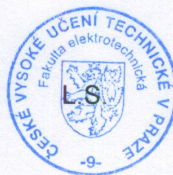
Seznam odborné literatury:

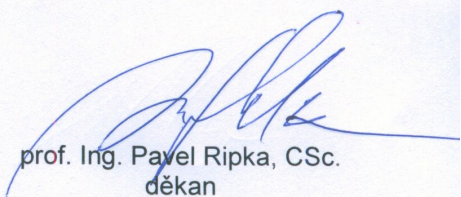
Franklin, Powell, Emami-Naeini: Feedback Control of Dynamics Systems. Prentice Hall, USA.

Vedoucí: Ing. Jaroslav Honců, CSc.

Platnost zadání: do konce zimního semestru 2012/2013

  
prof. Ing. Michael Šebek, DrSc.  
vedoucí katedry



  
prof. Ing. Pavel Ripka, CSc.  
děkan

V Praze dne 19. 4. 2012

## **Anotace**

Cílem této bakalářské práce je vytvoření matematického modelu zadaného systému lineárního servomechanismu s lineárním motorem na místě aktuátoru a následná realizace jeho řízení za použití kaskádní regulace. To je provedeno s cílem co nejostřejšího možného nastavení dané řídicí jednotky.

V průběhu řešení jsem dále sladil můj matematický model s měřeními na reálné soustavě. Vytvořil jsem jak lineární tak i nelineární model servomechanismu.

V dalším kroku jsem navrhnul postupně všechny tři zřetězené regulační smyčky a zkompletoval jsem tak kaskádní řízení systému.

Na závěr je provedeno měření na zregulovaném servomechanismu a vyhodnocení jeho vlastností v kontextu s dynamickou tuhostí posuvu motoru při různých nastaveních polohového regulátoru.

## **Annotation**

The goal of this bachelor thesis is to create mathematical model of the given system of linear servomechanism with linear motor as the actuator and then consequent realization of the cascade controlling of this system. This is to be done with aim for the sharpest possible setting of given regulation driver.

In the process I fitted my model for the real measurement on modeled system. I created linear and also nonlinear model of servomechanism.

In the next step I have designed three consequent regulation loops and so I have compiled cascade controlling of the system.

At the end there is measurement on the controlled servomechanism and evaluation of the results of its properties in context with dynamic stiffness of the carriage of the motor for different settings of position loop regulator.

## **Poděkování**

Děkuji panu Ing. Jaroslavu Honcům, CSc. za jeho cenné rady a navigaci při psaní této práce. Děkuji také panu Ing. Martinu Nečasovi, MSc. Ph.D. za pomoc a čas v nesnadných obdobích při realizaci této práce. Můj dík patří také rodině, která mě při mém studiu podporuje.



### **Prohlášení**

Prohlašuji, že jsem předloženou práci vypracoval samostatně a že jsem uvedl veškeré použité informační zdroje v souladu s Metodickým pokynem o dodržování etických principů při přípravě vysokoškolských závěrečných prací.

V Praze, dne 21.5.2012

*M. Růž*

.....  
podpis



# Obsah

Úvod.....	9
Model soustavy.....	10
1. Lineární motor.....	10
2. Popis systému.....	12
3. Model systému lineárního motoru.....	14
4. Identifikace parametrů servomechanismu.....	18
Návrh regulace.....	23
1. Kaskádní regulace.....	23
Vyhodnocení parametrů regulovaného systému.....	30
1. Dynamická tuhost soustavy.....	30
Závěr.....	34
Seznam použité literatury.....	35
Příloha A.....	36
2. Fotografie zařízení.....	36
Příloha B.....	37
3. Schémata vytvořených modelů.....	37
Příloha C.....	40
4. Grafy měření.....	40



# Úvod

Jedním z největších požadavků na technologii obrábění v současnosti je požadavek co nejvyšší rychlosti výroby a s tím související rychlosti vykonávání jednotlivých úkonů potažmo pohybů obráběcích strojů. S tím jde ruku v ruce problém s narůstajícím účinkem poruchových vlivů, které vznikají při rychlé manipulaci strojů s obráběcími nástroji. Nabízí se proto přirozeně myšlenka potlačení těchto poruchových vlivů v co možná nejširším frekvenčním pásmu za pomoci některého velmi dynamického akčního členu. V mé práci se soustředím na takový akční člen a na jeho regulaci s cílem dosažení co nevyšších kvalit v oblasti dynamické tuhosti, a totiž na regulaci synchronního lineárního servomotoru.

Lineární servomotory jsou v současnosti jedním z velmi slibných směrů, kudy se vývoj vysoce dynamických elektrických aktuátorů ubírá, a to především pro jejich kombinování možnosti vysoké akcelerace s poměrně velkým rozsahem posuvu, což jim dává náskok například před rychle se prosazujícími piezoaktuátory.

Ve své práci se zabývám modelováním a matematickým popisem daného lineárního synchronního motoru a dále návrhem jeho regulace s cílem dosažení co nejvyšší možné dynamické tuhosti, tedy odchylky od požadované polohy za přítomnosti poruchových sil, které na něj budou působit. Pro dosažení požadovaných výsledků jsem měl k dispozici zadaný měnič kmitočtu s příslušným programovým vybavením určeným k regulaci otáček synchronních a asynchronních motorů a servomotorů. Pro řízení poskytnutého servomotoru je žádoucí aplikovat princip kaskádní regulace, který se u řízení synchronních elektromotorů osvědčil jako poměrně levná a při tom účinná cesta k dosažení velmi přesné a rychlé regulace servomotorů. Tento měnič dává na výběr z klasické jednosmyčkové PID regulace a kaskádní regulace, kde se kaskáda regulačních smyček skládá ze smyčky pro regulaci proudu potažmo síly motoru, smyčky pro regulaci rychlosti a primární smyčky pro regulaci polohy. S velkou výhodou tu lze využít kaskádní regulace, neboť máme u lineárního motoru možnost separovat jednotlivé vrstvy systému motoru a optimalizovat kvalitu jejich přenosů s tím, že poruchy, které vznikají na jednotlivých úrovních motoru, lze zachytit a potlačit už ve vrstvě systému v němž vznikly, takže se nepřenášejí do vyšších nadřazených smyček regulace.

# Model soustavy

## 1. Lineární motor

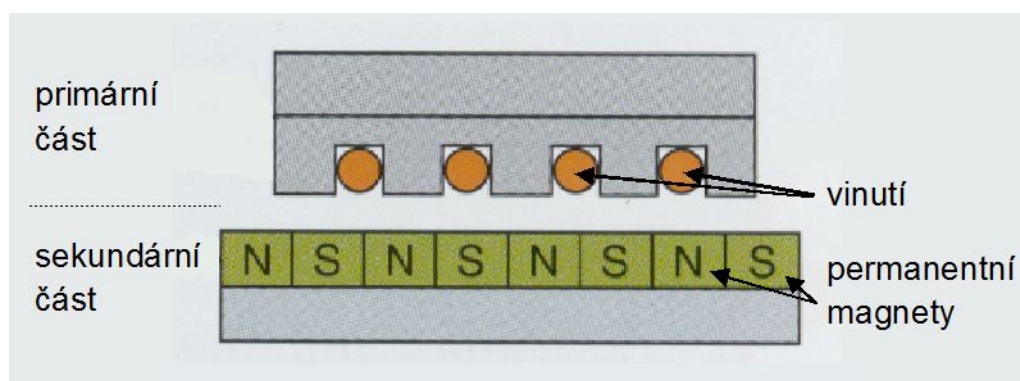
V současnosti se na trhu objevuje několik základních typů elektrických pohonů, které se používají pro lineární posuv. Rotační motory lze použít pro lineární posuv po zpřevodování otáčení na posuv například pomocí pohybového šroubu, kde je posunutí úměrné otočení šroubu. Tento princip je užitečný hlavně tam, kde je posuv zatěžován ve směru své osy velkými statickými silami a zároveň není na posuv kladen požadavek na velmi rychlý pohyb. To je dáno tím, že při trvalém zatížení se využívá zpřevodované tření ve hnacím šroubu, které je pak tak velké (ekvivalentně zpřevodovaná síla tak malá), že síla v ose šroubu šroubem prakticky nedokáže otočit a je tedy omezena mechanickými limity převodu. Nicméně dynamické možnosti tohoto řešení už se blíží ke svému maximu za použití dnes standardně používaných materiálů. Dynamika šroubového posuvu pro naši finální aplikaci není dostatečná.

Další možností, tentokrát přímého posuvu, je piezoaktuátor, který se vyznačuje velmi rychlou odezvou, šířka pásma pak dosahuje řádově kHz až desítky kHz. Další jeho silnou stránkou je velikost síly, kterou jej lze trvale zatěžovat v ose posuvu, ta se pohybuje v řádech kN. Jejich nevýhodou je malý rozsah posunu, udává se maximální relativní prodloužení 0,1% až 0,13%, navíc pro vybudování aktuátoru je zapotřebí hodně vysokých napětí, často i tisíce voltů, což je oproti klasickým elektrickým motorům citelná nevýhoda.

Dále se objevují i aktuátory, které pracují na podobném principu jako klasický reproduktor, jejichž výhodou je rychlá dynamika, ale nevýhodou jsou velmi malé dosažitelné síly aktuátoru a krátký zdvih.

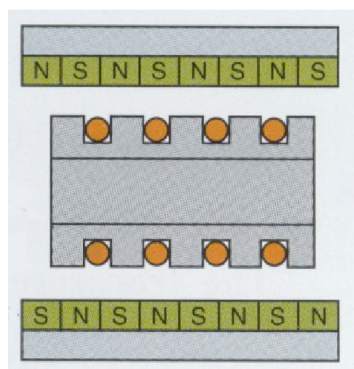
Z hlediska požadavků zadavatele mé bakalářské práce je nejvhodnější volit synchronní lineární motor, což byl zároveň polohový servomechanismus, který mi byl zadán. Vhodně kombinuje rychlost dynamiky, rozsah posuvu i velikost trvalých sil. Pro jeho správné modelování, identifikaci a řízení je nutné seznámit se s principem a konstrukcí tohoto aktuátoru.

Lineární motor je v podstatě rotační AC motor (DC lineární motor se nepoužívá), jehož stator a rotor je rozvinutý do přímky. V mé práci se zabývám řízením synchronního motoru, proto se zaměřím na synchronní typ těchto motorů. Základní konstrukce, z níž vychází většina synchronních lineárních motorů je patrná na obr. 1. Jak je vidět, vinutí je umístěno na primární části (primáru) motoru, na obrázku je použito železné jádro vinutí. Sekundární část se skládá z řetězce permanentních magnetů, obvykle na bázi Nd-Fe-B (tyto magnety se vyznačují velkou magnetickou indukcí, kterou si dobře a dlouho zachovávají), které jsou orientovány tak, aby se střídala polarita řetězce z pohledu primární části (primáru). Pomocí posunutí magnetického pole ve vinutí primáru lze vyvolat sílu působící na sekundár a pohnout s pohyblivou částí motoru.

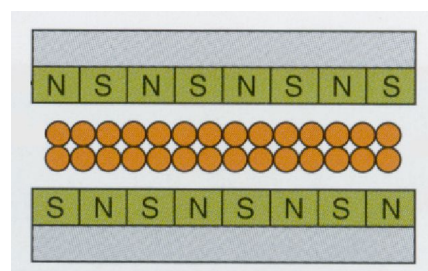


obr. 1: Konstrukce synchronního lineárního motoru

Nastavením fázového rozdílu magnetického toku sekundáru a toku primáru na  $\pi/2$  dosáhneme maximální možné síly, kterou je motor schopen vyvolat.



obr. 2: Silově vyvážená koncepce "U" se železem ve vinutí



obr. 3: Silově vyvážená koncepce profilu "U" bez železa ve vinutí

Konstrukce na obr. 1 trpí zásadním nedostatkem v tom, že vzájemným působením magnetických polí je vyvolána nejen síla ve směru osy posuvu, ale i přitažlivá síla mezi primárním a sekundárním dílem motoru. Tato nežádoucí síla je několikanásobně větší než síla v ose posuvu a musí se nějakým způsobem kompenzovat. To je realizováno například valivým vedením mezi primárem a sekundárem. Rafinovanější řešení je konstrukce na obr. 2, kde je primární díl s oboustranně orientovanými cívkami umístěn do profilu tvaru písmene "U", kde jsou permanentní magnety na sekundárním díle umístěny na obou stranách kolem primárního dílu. Při vhodném kombinování polarit magnetů na sekundáru a orientace cívek primárního dílu lze dokonce primár zbavit železného jádra a použít koncepci, která je vidět na obr. 3. Tato koncepce se vyznačuje velmi malou indukčností vinutí a nízkou hmotností primáru, ale přináší problémy s odváděním tepla vzniklého ztrátami ve vinutí, protože vinutí bez železného jádra akumuluje málo tepla, které v něm vzniká, a velká část z něj se přenáší do magnetů sekundáru,

což je může ohrozit. Navíc je zapotřebí vyšší spínací frekvence budícího napětí z kmitočtového měniče, protože kvůli nízké indukci je při nižších frekvencích spínání nezanedbatelné zvlnění průběhu proudu ve vinutí.

Dále se tyto motory liší v tom, zda je pohyblivá primární, nebo sekundární část motoru. Uspořádání, kdy je primár stacionární a sekundár pohyblivý, klade vysoké požadavky na provedení sekundáru, které musí být velmi přesné, často pak není ani možné zvětšení rozsahu posunutí motoru jinak než na vyžádání konkrétního celkového řešení od výrobce motoru. Dynamika tohoto uspořádání je omezena hmotností sekundáru a ten je limitován měrnou hmotností použitého feromagnetického materiálu, dynamika nemůže být tak vysoká jako při uspořádání s pohyblivým primárem. Naproti tomu výhodou je, že kabelový přívod je stacionární. Stejně tak i přívod pro případné aktivní chlazení vodou je statický a toto chlazení je tedy poměrně dobře realizovatelné, je tedy možné budít vinutí většími proudy i v případě trvalého zatížení, proto lze dosahovat většího silového působení na sekundár než bez chlazení, a to i dlouhodobě.

V případě pohyblivého primáru lze často poměrně snadno rozšířit rozsah posuvu napojením dalších bloků s permanentními magnety na sekundár a nastavit tak délku možného posunutí teoreticky na libovolnou velikost, přičemž se prakticky nemění hmotnost pohybující se části a nemá to tak vliv na dynamiku pohonu. Bloky s permanentními magnety se pro tento účel dodávají modulárně a instalace není příliš obtížná. Nevýhodou této koncepce ovšem je, že primár musí být napájen pro buzení vinutí, které nese, to s sebou přináší komplikace. Jednou z nich je potřeba zajistit po mechanické stránce kabelový přívod do primáru, to je zároveň dalším omezujícím faktorem ve zvětšování délky sekundáru. Další komplikace jsou spojené s chlazením vinutí, to prakticky nelze chladit aktivně vodou kvůli problémům s přívodem do primáru podobně jako u elektrického vedení. Primár je tak většinou odkázán na přirozené vzduchové chlazení. S možnostmi chlazení je spjata omezení v zatížitelnosti motoru trvalou silou, protože v takovém případě protéká vinutím neustále proud kompenzující toto silové zatížení a kvůli ztrátám ve vinutí se motor zahřívá. Permanentní magnety použité v motoru snesou teplotu kolem 150°C, při vyšších teplotách dochází k jejich demagnetizaci a tím pádem ke zničení motoru. Výrobci často omezují maximální přípustnou teplotu na 100°C, s tím souvisí i omezení maximálního trvalého proudu vinutím, tím pádem i omezení maximální trvalé síly motoru.

## 2. Popis systému

Na tomto místě popíšu prostředky, pro něž jsem navrhoval řízení, aby pak bylo jasně patrné, z jakých důvodů jsem volil strategie řízení a příslušnou teorii.

Systémem je lineární servomechanismus, který je v trvalém zatížení víceméně konstantní silou. Tento servomechanismus se skládá z lineárního motoru a lineárního vedení. Na tomto



vedení je pohyblivě připojen pojezd servomechanismu, který je hnán již přímo primární částí motoru. Nejvýznamnější porucha do systému vstupuje v místě rychlostní regulační smyčky ve formě poruchového silového zatížení motoru externí silou. Cílem této práce je potlačení právě těchto poruch.

Pro řešení tohoto problému jsem dostal k dispozici kmitočtový měnič výrobce EMERSON Unidrive SP1406, který v sobě realizuje i zpětnovazební řízení motoru. Modulační frekvence spínaného výstupního napětí je zde volitelná v rozsahu 3kHz až 16kHz. Pro volbu typu řízení mám na výběr ze tří základních režimů měniče - otevřená smyčka, vektorový mód a servo mód.

Otevřená smyčka umožňuje řídit DC i AC rotační motory a z AC motorů synchronní i asynchronní, přičemž zpětnovazební smyčka je v tomto režimu aplikována pouze na řízení proudu ve vinutí motoru, takže zpětnovazebně řídí jen moment motoru, v úrovni řízení otáček motoru je tato smyčka otevřená - odtud označení režimu "otevřená" smyčka.

Uzavřená smyčka v módu vektor je podle dodavatele měniče vhodná především pro řízení asynchronních rotačních motorů, pro řízení synchronních lineárních motorů je navrženo řízení v módu servo, které umožňuje v měniči řídit polohu pojezdu motoru. Mód servo umožňuje použití vnitřní zpětnovazební smyčky regulace proudu ve vinutí motoru, jí nadřazené smyčky regulace otáček - tedy u lineárních motorů rychlosti, a nakonec použití primární nejvýše postavené smyčky regulace polohy.

Lineární motor, který mám k dispozici a který pomocí výše zmíněného měniče řídím, je třífázový synchronní lineární motor výrobce VUES typ LNS100P-1214 s pohyblivou primární částí bez feromagnetických materiálů se sekundární částí profilu "U", která co do přitažlivých sil primáru a sekundáru znamená silově vyvážené uspořádání. Lineární motory bez feromagnetických materiálů v primární části se vyznačují nízkou hmotností primárního dílu a s tím souvisejícími vysokými možnostmi zrychlení. Vzhledem ke konstrukci sekundární části, která tvoří "U" profil, uvnitř něhož se pohybuje primární část, tento motor není zatížen téměř žádnými přitažlivými silami mezi primární a sekundární částí. Zdvih tohoto motoru je přibližně 10cm. Jelikož pro aplikaci zadavatele mé práce není potřeba příliš velký rozsah pohybu motoru, nevystávají zde ani významné potíže s kabelovými přívody do pohyblivé primární části. Motor je opatřen pravítkem realizovaným optickou mřížkou s ryskami s roztečí 20 $\mu$ m a enkodérem v režimu SinCos, který podle měřítka inkrementálně určuje polohu primární části s dodatečnou interpolací na přesnost 0,01 $\mu$ m. Derivací polohy je proveden výpočet rychlosti posuvu, takže k motoru nejsou přidány žádné další senzory pro měření rychlosti.

### 3. Model systému lineárního motoru

Pro popis modelu lineárního motoru zavedeme nejdříve použité konstanty a jejich fyzikální rozměry, viz tab. 1.

Konstanta	Fyzikální rozměr	Popis
$K_F$	$NA^{-1}$	silová konstanta jedné cívky
$K_e$	$Vs m^{-1}$	elektrická konstanta jedné cívky
$m_p$	$kg$	hmotnost pohyblivé primární části
$R$	$\Omega$	odpor jedné cívky motoru
$L$	$H$	indukčnost jedné cívky motoru

tab. 1: Tabulka zavedených konstant a jejich jednotek

Dále budeme operovat s rychlostí primární části (rozměr m/s). Cívky motoru jsou obvykle zapojeny do hvězdy, což je i náš případ. Pulzní šířkovou modulací jsou na jednotlivé svorky tří fází motoru A, B, C přivedena napětí

$$\begin{aligned}
 u_{extA} &= U_0 \cos(\psi) \\
 u_{extB} &= U_0 \cos\left(\psi + \frac{2}{3}\pi\right) \\
 u_{extC} &= U_0 \cos\left(\psi + \frac{4}{3}\pi\right) ,
 \end{aligned} \tag{1}$$

kde  $\psi$  je v analogickém případě rotačního synchronního motoru úhel natočení magnetického toku v motoru vztaženo k nějaké pevné referenci na statoru motoru.

V případě lineárního motoru je  $\psi$  odpovídající poměrné posunutí výsledného magnetického toku vytvořeného všemi třemi cívkami motoru vůči permanentním magnetům v pravidelných rozestupech na sekundární nepohyblivé části motoru. Přivedení těchto napětí má za následek následující napětí na jednotlivých cívkách:

$$\begin{aligned}
 u_A &= u_{EA} + Ri_A + L \frac{di_A}{dt} \\
 u_B &= u_{EB} + Ri_B + L \frac{di_B}{dt} \\
 u_C &= u_{EC} + Ri_C + L \frac{di_C}{dt} ,
 \end{aligned} \tag{2}$$

kde  $u_{EA}$ ,  $u_{EB}$ ,  $u_{EC}$  jsou vnitřní indukovaná napětí na cívkách,  $i_A$ ,  $i_B$ ,  $i_C$  jsou proudy v cívkách se svorkami A, B a C.

Veličiny  $u_A$ ,  $u_B$ ,  $u_C$  jsou tedy výsledná napětí na jednotlivých cívkách. Mezi jednotlivými cívkami se bude ještě uplatňovat vzájemná indukce, ale tu jsem pro zjednodušení neuvažoval, bude mít v nižších rychlostech motoru zanedbatelný vliv.

Pro vnitřní indukovaná napětí jednotlivých cívek platí:

$$\begin{aligned} u_{EA} &= K_e v \sin(\varphi) \\ u_{EB} &= K_e v \sin\left(\varphi + \frac{2}{3}\pi\right) \\ u_{EC} &= K_e v \sin\left(\varphi + \frac{4}{3}\pi\right) \end{aligned} \quad (3)$$

přičemž  $K_e$  je elektrická konstanta motoru,  $v$  je rychlost posuvu motoru,  $\varphi$  je tzv. elektrický úhel, odpovídá elektrickému úhlu u rotačního synchronního motoru a pro lineární motor se vypočte:

$$\varphi = x \frac{2\pi}{\tau_p} \quad (4)$$

respektive pro elektrickou úhlovou rychlost platí vztah:

$$\omega_{el} = v \frac{2\pi}{\tau_p} \quad (5)$$

kde  $x$  je poloha posuvu,  $\tau_p$  je rozteč jednoho pólpáru, tzn. rozteč dvojic pólů magnetů N, S na sekundární části,  $v$  je rychlost posuvu lineárního motoru,  $\omega_{el}$  je elektrická úhlová rychlost - úhlová rychlost pomyslného dvoupólového rotačního motoru, jehož obvodová rychlost je  $v$ .

Někdy se udává převrácená hodnota  $\tau_p$ , ta odpovídá počtu pólpárů na metr délky sekundární části motoru. Pro teoretické účely stačí uvažovat rozteč pólpárů stejnou jako je rozteč cívek v primární části, v praxi se tyto rozteče trochu liší.

Pro výslednou sílu celého motoru platí:

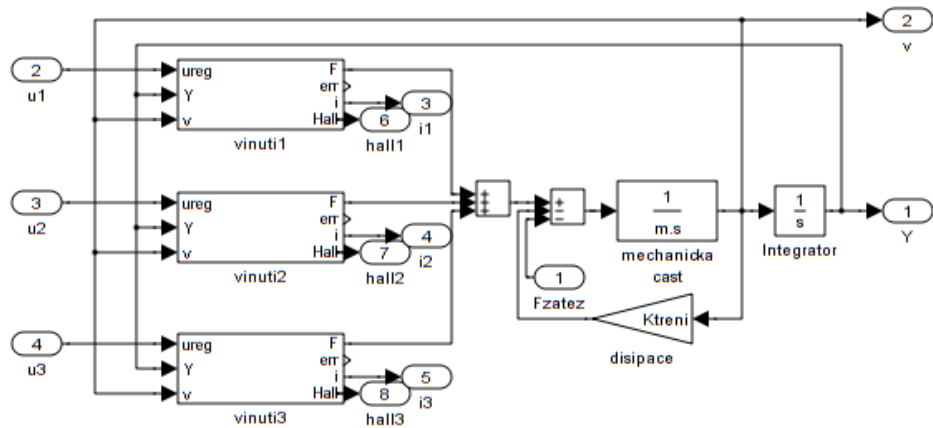
$$F = K_F \left( I_A \sin(\varphi) + I_B \sin\left(\varphi + \frac{2}{3}\pi\right) + I_C \sin\left(\varphi + \frac{4}{3}\pi\right) \right) \quad (6)$$

Za předpokladu, že se bude neustálým natáčením úhlu magnetického toku  $\psi$  udržovat podmínka

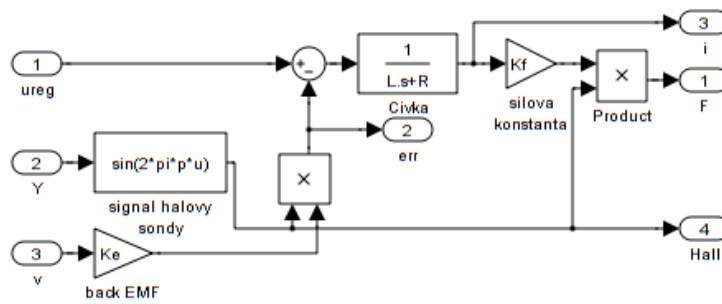
$$\psi = \varphi - \frac{\pi}{2} \quad (7)$$

bude zajištěna na motoru maximální možná síla a celkové silové působení tří vinutí motoru bude 1,5 krát vyšší než maximální silové působení jediné cívky. Elektrický úhel je u lineárních motorů odečítán pomocí Hallových sond, které podle postavení cívek vůči pólům permanentních magnetů dávají měniči informaci o požadovaném rozdělení napětí na jednotlivé cívky tak, aby bylo dosaženo dodržení podmínky (7).

Ze vztahů (2) až (6) sestavíme blokové schéma synchronního lineárního motoru na obr. 4.



obr. 4: Blokové schéma modelu lineárního motoru - celkový pohled



obr. 5: Vnitřní schéma vinutí cívky 1

$F_{zatez}$  je vnější zatěžovací síla pojezdu motoru a v signálu Hallovy sondy je  $p$  počet pólpárů na metr,  $u$  je ve funkci *sinus* vstup, tedy pozice  $Y$ .

Pro návrh řízení použijí lineárně aproximovaný zjednodušený model na obr. 6 vycházející ze souhrnných rovnic pro všechny tři cívky motoru jako jedné cívky:

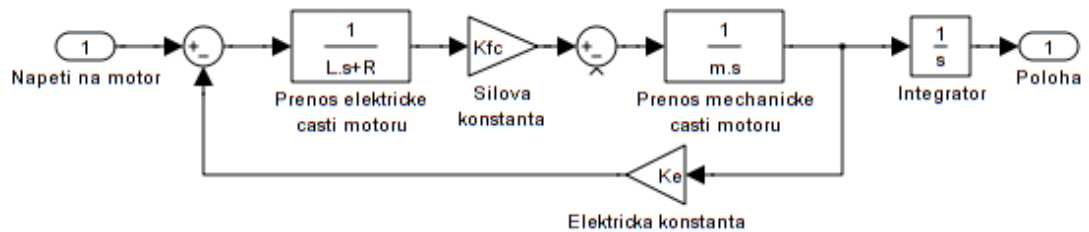
$$u = K_e v + R i + L \frac{di}{dt} \quad (8)$$

$$F = \frac{3}{2} K_F i = K_{FCELK} i \quad (9)$$

přičemž  $K_{FCELK}$  je silová konstanta přepočtená jako společné silové působení všech tří cívek při ideálním rozdílu fází elektrické a mechanické fáze,  $L$  je indukčnost jedné cívky,  $R$  je odpor jedné cívky a  $K_e$  je elektrická konstanta motoru vztažená na jednu cívku. Veličina  $u$  je celkové napětí na motoru - zastupuje efektivně jednotlivá napětí na jednotlivých cívkách,  $i$  je proud motoru zastupující jednotlivé proudy cívkami podobně jako  $u$ .

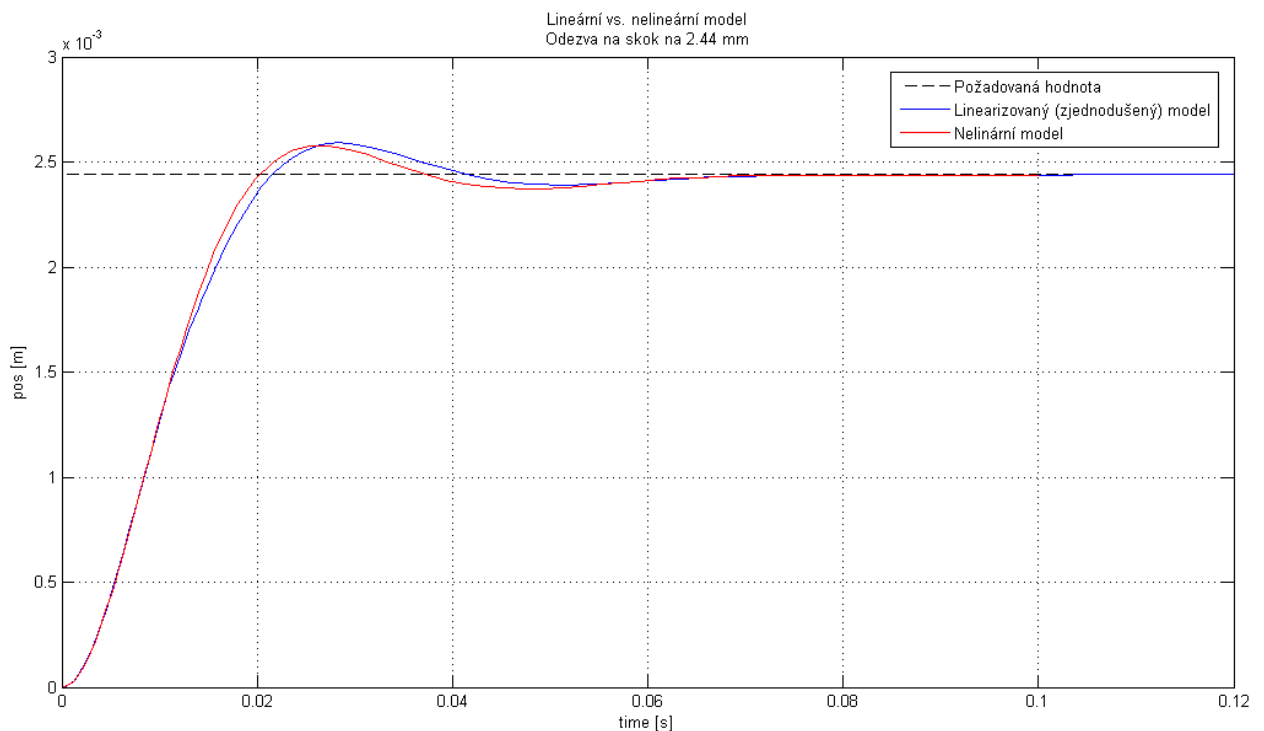


Toto zjednodušení vede na model odpovídající v podstatě modelu stejnosměrného motoru, kde je momentová konstanta nahrazena silovou konstantou. Vzhledem k tomu je nutné počítat s odchylkami chování modelu od chování úplného nelineárního modelu potažmo od chování reálného motoru při vyšších rychlostech. Pro návrh regulace je však toto zjednodušení esenciální pro návrh regulátoru technikami aplikovatelnými na LTI systém. Pro finální ladění nastavení regulátoru a testování stability použijí ovšem úplnou verzi nelineárního modelu.



obr. 6: Blokové schéma zjednodušeného lineárního motoru

Pro srovnání chování nelineárního přesnějšího modelu s linearizovaným zjednodušeným modelem motoru uvádím graf odezev těchto modelů na skok polohy na 2,44mm: obr. 7.



obr. 7: Skoková odezva linearizovaného modelu a nelineárního modelu, při nastavení  $KPx = 100$ ;  $KPv = 10$ ;  $KIv = 900$

## 4. Identifikace parametrů servomechanismu

Pro sestavení odpovídajícího modelu zadaného servomechanismu je zapotřebí získat některé hodnoty parametrů soustavy identifikací.

Nabízí se metody typu black box, které řeší problém identifikace pouze z odezvy systému na vstup bez jakékoli znalosti vnitřní struktury a vazeb. Takové metody ale mají pro můj úkol nevýhodu v tom, že by bylo zapotřebí několika různých experimentů k identifikaci několika separátních podsystémů, aby bylo možné aplikovat na ně kaskádní regulaci. Zmíním ještě, že pokud bych řešil tento problém klasickým jednosmyčkovým PID regulátorem, byla by tato metoda black boxu mnohem přijatelnější. Nicméně, vzhledem k provozním podmínkám, kdy zdvih motoru je přibližně jen 10cm, je identifikace pomocí jednotkového skoku vstupního signálu otevřené smyčky motoru téměř nerealizovatelná, a protože kmitočtový měnič, který jsem měl k dispozici, ani neumožňuje provoz motoru s otevřenou proudovou smyčkou, je identifikace elektrických parametrů metodou black box jen velmi málo vhodná. Ze stejných důvodů je nepraktické pokoušet se tak identifikovat i mechanické parametry motoru. Existuje tu ještě možnost identifikovat tyto parametry na systému s těmito smyčkami uzavřenými, ale přesnost odhadu je pak velmi malá vzhledem k tomu, že očekávaný přenos je až šestého řádu a neznámých veličin je více než v případě otevřené smyčky.

Vzhledem k tomu, že k zadanému motoru existuje poměrně podrobný katalogový list, který obsahuje v podstatě všechny parametry motoru nutné k sestavení jeho matematického modelu, je prakticky nejsilnější alternativou identifikace metodou white box, kdy známe vnitřní strukturu systému a dokonce máme k dispozici parametry, které jej popisují.

Posledním problémem pro identifikaci parametrů je různorodost jejich fyzikálních jednotek a vliv parametrů na dílčí části systému. Pro názornost například často vyvstávají otázky kolem jmenovitého proudu motoru, zda hodnota uvedená v katalogu je vztažená na jednu cívku motoru (často v případě zapojení vinutí motoru do hvězdy je použito několik paralelně zapojených trojic cívek), nebo na celý motor a dále zda se jedná o efektivní hodnotu nebo špičkovou. Podobně je to i u elektrické konstanty nebo i silové konstanty atd. Pro model, který jsem vybudoval je zapotřebí převést použité katalogové hodnoty parametrů do jednotného formátu.

V případě zadaného motoru se jedná o motor se čtyřmi trojicemi cívek zapojenými do hvězdy. Dále v textu každou čtveřici paralelních cívek nazývám jednou cívkou. Katalogové hodnoty motoru VUES LNS100P-1214-FL jsou uvedené v tabulce tab. 2.

Parametr	Hodnota	Jednotka	Poznámka
$F_{peak}$	1280	$N$	síla, kterou motor dokáže vyvinout při krátkodobém zatížení do 1s
$I_{peak}$	27,4	$A$	efektivní proud, který protéká jednou fází motoru při krátkodobě maximální síle $F_{peak}$
$F_{NC}$	320	$N$	maximální síla celého motoru, kterou motor dokáže trvale působit
$I_{NC}$	6,8	$A$	efektivní proud, který protéká jednou fází motoru při trvalé maximální síle $F_{NC}$
$R_{U-V}$	4,298	$\Omega$	odpor vinutí mezi svorkami U a V, tedy odpor jedné fáze - dvou sad cívek
$L_{U-V}$	2,7	$mH$	indukčnost vinutí mezi svorkami U a V, tedy indukčnost jedné fáze - dvou sad cívek
$k_F$	46,8	$NA^{-1}$	silová konstanta celého motoru vztaženo na efektivní proud jedné fáze
$k_E$	27,0	$V s m^{-1}$	elektrická konstanta motoru vztažená na jednu fázi v efektivní hodnotě generovaného napětí
$K_{Fp}$	22,06	$NA^{-1}$	přepočtená silová konstanta na jednu cívkou pro amplitudový proud
$K_{Ep}$	25,46	$V s m^{-1}$	přepočtená elektrická konstanta na jednu cívkou pro amplitudové napětí
$k_d$	56	$N s m^{-1}$	konstanta třecích sil pojezdu motoru

tab. 2: Parametry motoru pro model - z katalogu, přepočtené i změřené

Elektromotorická a silová konstanta jsou v katalogu uvedené v reprezentaci nevhodné do mého modelu, kam potřebuji dosadit hodnoty pro jednu cívkou a pouze silovou konstantu dosadím v 1,5 násobné velikosti oproti jedné cívkou, aby tak vyjadřovala silové spolupůsobení všech tří cívek celého motoru na jeho hmotu. Přepočet silové a elektrické konstanty na jednocívkové amplitudové hodnoty vhodné pro můj model provedu podle následujících vzorců:

$$K_{Fp} = k_F \frac{2}{3\sqrt{(2)}} \quad (10)$$

kde  $K_{Fp}$  je přepočtená silová konstanta motoru odpovídající síle jedné cívkou motoru při amplitudové hodnotě proudu jednou cívkou.

$$K_{Fp} = 46,8 \cdot \frac{2}{3\sqrt{(2)}} NA^{-1} = 22,06 NA^{-1} \quad (11)$$

Pro elektrickou konstantu, která má vyjadřovat závislost generovaného zpětného elektromotorického napětí na rychlosti posuvu motoru, lze aplikovat následující vzorec:

$$K_{Ep} = k_E \frac{2\sqrt{2}}{3} \quad (12)$$

kde  $K_{Ep}$  je přepočtená elektrická konstanta motoru odpovídající amplitudovému napětí generovanému jednou cívkou při jednotkové rychlosti posuvu motoru.

$$K_{Ep} = 27 \cdot \frac{2\sqrt{2}}{3} \cdot V \, s \, m^{-1} = 25,46 \, V \, s \, m^{-1} \quad (13)$$

Ve výsledném systému je ještě možné uvažovat společný odpor prostředí, který by zahrnoval odpor vzduchu a odpor v ložiscích lineárního vedení pojezdu, který se skládá z primární části motoru a k ní pevně připojené kovové destičky. Odporová síla se týká jen pohyblivé mechanické části motoru a vzhledem k malým rychlostem posuvu ji lze uvažovat lineárně závislou na této rychlosti. Na změření koeficientu odporu prostředí jsem navrhl pokus, kdy odměřuji polohu posuvu při skokovém nárůstu síly působící na pojezd. Toho jsem docílil tak, že nebuzený motor s rozpojeným vinutím jsem nechal volným pádem padat v rozsahu jeho posuvu. Tento pohyb je popsán rovnicí

$$F_g - F_{disipace} = m a \quad (14)$$

$$F_g = m g \quad (15)$$

$$F_{disipace} = k_d v \quad (16)$$

kde  $F_g$  je tíhová síla působící na pojezd,  $F_{disipace}$  je společná odporová síla působící na pojezd,  $m$  je celková hmotnost pojezdu,  $a$  je výsledné zrychlení pojezdu,  $g$  je tíhové zrychlení,  $v$  je okamžitá rychlost posuvu a  $k_d$  je hledaný koeficient odporu prostředí.

Dále ze vzorců (14) až (16) a dosazením:

$$m g - k_d v = m a \quad (17)$$

Použitím známých vztahů mezi zrychlením a rychlostí a pak dále mezi rychlostí a dráhou, jsem v Laplaceově obraze získal:

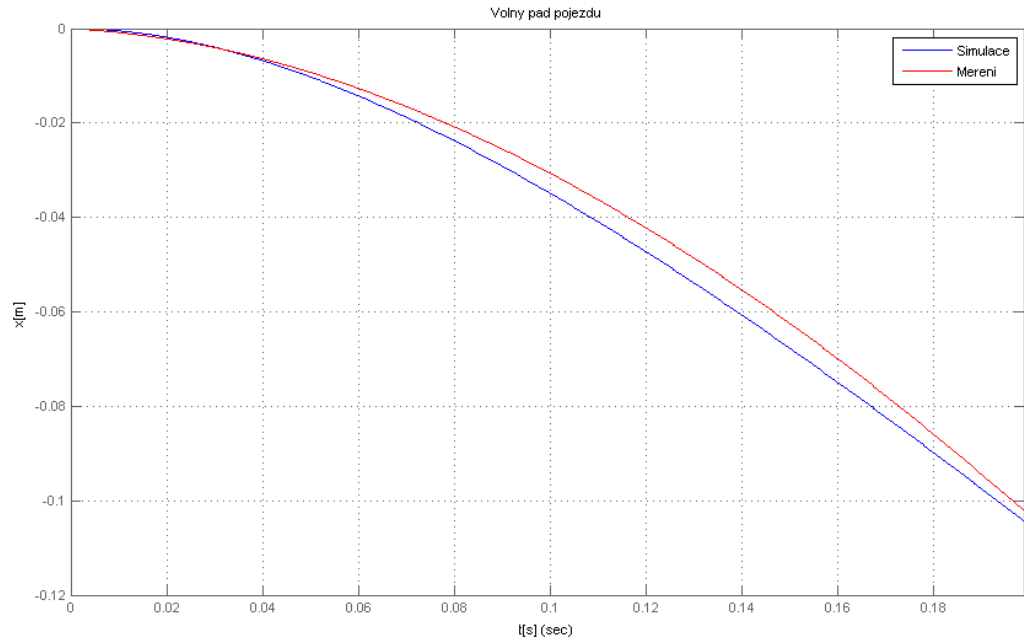
$$v(s) = \frac{g}{s + \frac{k_d}{m}} \quad (18)$$

a tudíž v ustáleném stavu (kdy se vyrovná disipační síla s tíhovou) bude rychlost konstantní a rovna v tomto přiblížení hodnotě:

$$\lim_{s \rightarrow 0} v(s) = m \frac{g}{k_d} \quad (19)$$

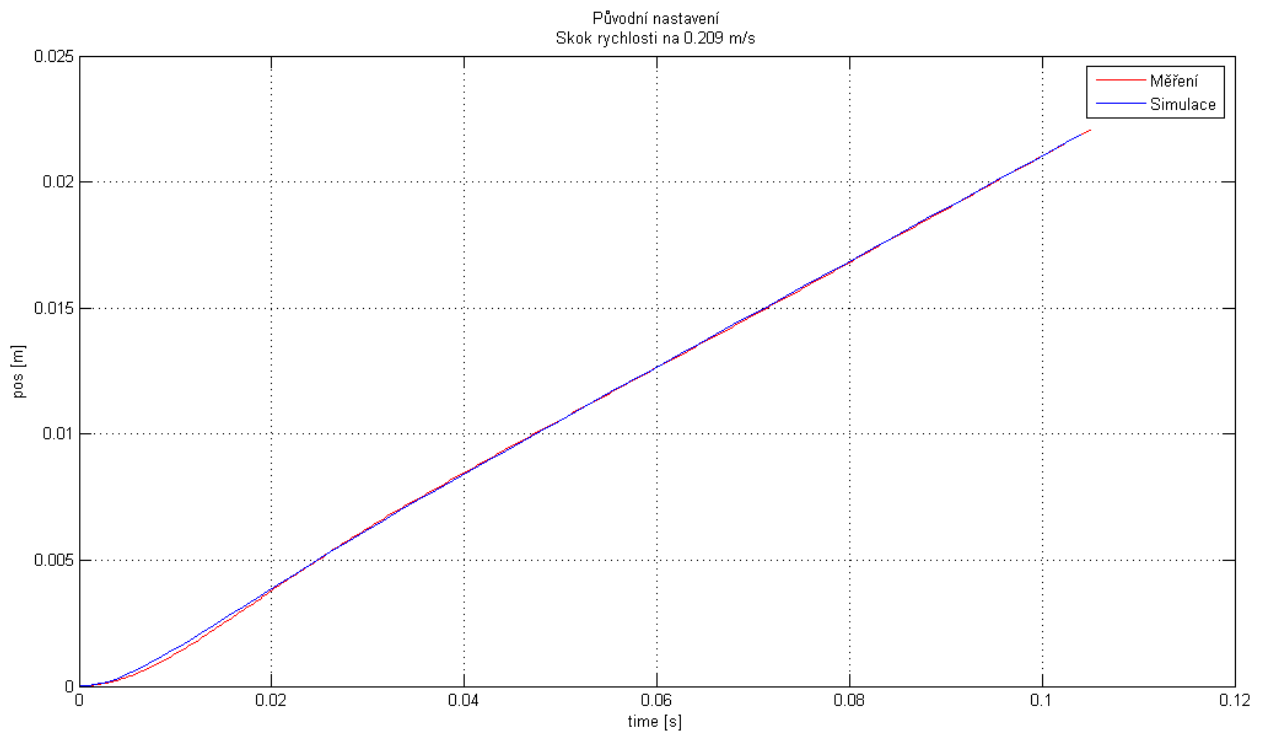


Jelikož rychlost je časovou derivací polohy, a v mém experimentu jsem měřil průběh polohy pojezdu, z naměřených dat jsem přibližně určil rychlost na konci měřeného intervalu (považoval jsem v tomto místě rychlost za přibližně ustálenou) jako diferenci deseti vzorků vztaženou na příslušný časový interval. Ze vzorce (19) jsem pak vypočetl hodnotu  $k_d = 56 N s m^{-1}$ .



obr. 8: Graf simulace a měření průběhu polohy pojezdu při volném pádu pojezdu

Na grafu simulace na obr. 8 je patrná odchylka průběhů, která souvisí s nízkým stupněm přiblížení simulační disipační síly ke skutečné. U lineárního vedení pojezdu bude mít ještě velký význam suché Coulombovo tření v malých rychlostech, toto tření je v mém modelu zanedbáno a nahrazeno lineárně závislým třením na rychlosti, nicméně při kmitavém pohybu kolem nulové rychlosti (pojezd se vždy na okamžik úplně zastaví) bude význam suchého tření veliký a způsobí větší odklon modelu motoru od reality, to je třeba brát v potaz. Celkově simulace poměrně uspokojivě odpovídá měření. Pro příklad uvádím graf průběhu polohy v čase při skokové změně požadavku rychlosti, viz obr. 9.



obr. 9: Porovnání průběhu pozice modelu a měření při požadavku skokové změny rychlosti na 0,209m/s

Dále pak vzniká problém s nastavováním regulačních konstant v měniči, protože tento měnič je navržen jako univerzální nástroj k řízení synchronních rotačních, lineárních i asynchronních rotačních motorů. K použití tohoto měniče u lineárních motorů došlo až vývojem a je vidět, že lineární servopohony jsou zde tak trochu uměle nasazené. Veškeré regulační konstanty jsou zadávány v otáčkách za minutu nebo radiánech za sekundu a u rychlostní smyčky je vstupující požadovaná rychlost vyjádřena v procentech ze jmenovitých otáček motoru. Tyto parametry vyžadují převody pro hodnoty pro lineární servopohon. V následující tabulce uvádím převodní konstanty pro nastavení jednotlivých hodnot zisku rychlostního PI regulátoru, vynásobením vypočtené složky PI regulátoru konstantou převodu lze získat číselnou hodnotu do kmitočtového měniče:

Složka PI regulátoru	Konstanta převodu
$K_P$	0,011
$K_I$	0,00033

*Tabulka 4.1: Konstanty převodu z modelových hodnot na hodnoty pro měnič*

# Návrh regulace

## 1. Kaskádní regulace

Zde popíšeme typy regulací, které se pro zadaný problém používají, a nastíníme jejich pro a proti.

Standardní klasický regulátor servopohonů je jednosmyčková PID regulace polohy. Tento přístup se vyznačuje nízkými náklady na pořízení regulátoru a vyžaduje v podstatě jen jediný senzor - pro snímání polohy. Toto řešení v relativně nenáročných aplikacích vyhovuje díky své jednoduchosti a ceně, ale pro náročnější aplikace, které vyžadují kratší doby ustálení, robustnější regulaci a podobně, je již pouhé jednosmyčkové PID řízení nedostatečné. V takových případech se nabízí pokročilejší metody regulace, jako je například stavová zpětná vazba. Ta využívá více informace o soustavě, tady ale už narážíme na problémy s rostoucími náklady na regulátor a senzory - každý stav systému vyžaduje vlastní senzor. Navíc stavy jsou často veličiny, které jsou měřitelné pouze nestandardními senzory, a ty bývají mnohem dražší. Tyto problémy lze poměrně dobře řešit přidáním estimátoru stavů, takže je možné hodnoty některých stavů jen odhadovat na základě hodnot ostatních stavů. Stavová zpětná vazba se tedy nabízí jako jedna z možných cest regulace lineárního servomotoru.

V oblasti regulace servomotorů se ovšem na poli průmyslu rozvinula metoda kaskádní regulace, která řeší toto řízení metodou, která se jeví jako přirozený další krok po jednosmyčkové PID regulaci. Základní myšlenkou je využití standardního PID regulátoru pro jeho dostupnost a jednoduchost. Zároveň se tato struktura snaží využívat měření více stavů systému. Toho je dosaženo zapojením vnořené regulační smyčky (tzv. sekundární smyčky) dovnitř do původní (tzv. primární) smyčky. Podmínkou pro úspěšnost kaskádního řízení je, aby bylo možné systém rozdělit na více poměrně samostatných subsystémů. Nejčastěji je nejrychlejší dynamika v srdci systému a směrem ven do vyšších úrovní systému rychlost dynamiky klesá. V případě našeho motoru lze nalézt separovatelný subsystém mechanický a elektrický. Mechanickým subsystémem je hmota motoru, která se pohybuje a působí na ni mechanické vnější síly. Elektrickým subsystémem je vinutí motoru, které je připojeno na kmitočtový měnič, který slouží jako proměnlivý zdroj elektrické energie. U obou subsystémů lze měřit veličiny, které popisují jejich stav. Potom porucha, která do celkového systému vstoupí v místě elektrického subsystému elektrickou část zaruší, a pak se až po delší době (závislé na rychlosti dynamiky nadřazeného systému) projeví na výstupu nadřazeného mechanického subsystému. Kaskádní řízení si klade za cíl potlačit poruchu co nejdříve po jejím vzniku co nejbližší místu jejího vzniku. Proto pokud se podaří potlačit vliv poruchy na elektrickou část systému už v téže části dříve, než na ni pomalejší systém stihne zareagovat, pak se tato porucha prakticky nepřenesení do nadřazeného mechanického subsystému. Kaskádní regulací se dosáhne ještě více než jen

zadržení poruchy v podsystemu, v němž vznikla, díky přítomnosti regulátoru uvnitř lze samozřejmě dynamiku části systému zlepšit, zrychlit, zpřesnit či stabilizovat, pokud je to zapotřebí. A zpřesnění sledování vstupu výstupem znamená přiblížení přenosu systému k jednotkovému přenosu, což umožňuje pro návrhy regulace zjednodušující kroky v popisu celkového systému.

Pravidla pro návrh kaskádní regulace kladou jisté požadavky na jednotlivé regulační smyčky. Pro uzavřené smyčky je zejména nutné, aby pro každý vnořený subsystém platilo, že je rychlejší než každý nadřazený subsystém. Doporučuje se navrhovat regulaci tak, aby rychlejší subsystém byl alespoň pětkrát rychlejší než jemu bezprostředně nadřazený subsystém. Pak dosahuje kaskádní regulace optimálních výsledků z hlediska rychlosti a přesnosti sledování reference, a zároveň vykazuje velmi dobrou odolnost vůči chybě, která do soustavy vstupuje na místě vnořených subsystémů [3].

V případě návrhu řízení servomotorů pomocí kaskádní regulace se také klade za cíl ladění šířka propustného pásma (BW), přičemž pro lineární servomotory se doporučuje takové ladění, aby elektrická část motoru měla BW řádově jednotky kHz, rychlostní část řádově stovky Hz, a nakonec polohová zpětná vazba by měla být již odladěna z odezev na budící signály v časové oblasti.

### **Proudová smyčka**

Jak jsem zmínil výše, cílem regulace proudové smyčky je co nejvyšší mez pásma propustnosti. Omezení zde tkví v maximálním proudu, který je měnič schopen dodávat trvale, což je v mém případě 9,5A, dále v maximálním trvalém proudu do vinutí motoru, který je v mém případě 6,8A. Měnič disponuje automatickou funkcí "Autotune", která postupným laděním regulačních parametrů proudové smyčky nastaví tuto smyčku na nejvyšší dosažitelnou mez pásma propustnosti. Získal jsem tak hodnoty zesílení regulátoru proudové smyčky  $K_{Ii} = 1200$  (zisk integrátoru) a  $K_{Pi} = 30$  (zisk proporční složky). Pro tyto hodnoty jsem na modelu motoru z frekvenční charakteristiky určil pásmo propustnosti přibližně 24kHz, přičemž v oblasti frekvencí kolem 34Hz má smyčka lokální útlum -2dB, což nejspíš souvisí s vysokým tlumením zpětně generovaného elektromotorického napětí motoru na tomto kmitočtu.

Pro takto velkou šířku pásma a rychlost lze pro návrh nadřazených smyček aproximovat celou proudovou smyčku jednotkovým přenosem.

Složka regulátoru	Hodnota
$K_{Ii}$	1200
$K_{Pi}$	30

tab. 3: Hodnoty zesílení jednotlivých složek PI regulátoru proudové smyčky



## Rychlostní smyčka

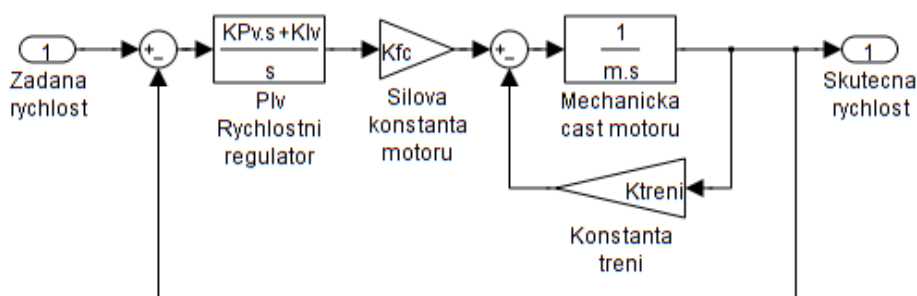
Pro návrh rychlostní smyčky jsem nejprve zavedl zjednodušení v modelu systému tím, že jsem celou proudovou smyčku považoval za systém s jednotkovým přenosem a v zapojení do mechanické části jsem ji nahradil pouze zesílením velikosti celkové silové konstanty motoru  $K_{FCELK}$ . Vznikne tak zjednodušený systém jako je na obr. 10. Pro přehlednost jsem vytvořil ještě schéma, v němž nahrazuji silovou konstantu a vnitřní smyčku s konstantou tření přenosem OL (open loop) regulované soustavy - viz obr. 11. Přenos  $G(s)$  je vyjádřen jako:

$$G(s) = \frac{K_{FCELK}}{ms + k_d} \quad (20)$$

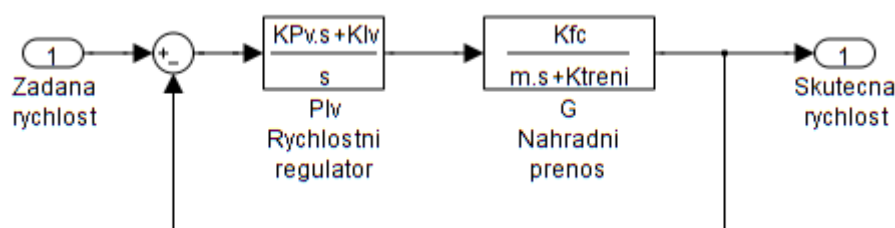
Celkový přenos CL (closed loop)  $V(s)$  s rychlostním regulátorem bude:

$$V(s) = \frac{K_{FCELK} K_{Pv} s + K_{FCELK} K_{Iv}}{m s^2 + (k_d + K_{FCELK} K_{Pv}) s + K_{FCELK} K_{Iv}} \quad (21)$$

Očekávám tedy po aproximaci výsledný přenos druhého řádu s jednou nulou. Pro získání hodnot zesílení integrační a proporční složky rychlostního regulátoru jsem použil metodu



obr. 10: Zjednodušený model motoru pro návrh rychlostní smyčky



obr. 11: Model motoru s náhradním přenosem  $G(s)$

geometrického místa kořenů Root locus. Prostředí Matlab pro tento postup disponuje silným nástrojem Rltool, které umožňuje už při samotném návrhu efektivně vyhodnotit vlastnosti výsledného systému. S ohledem na požadavky na rychlostní smyčku jsem se zaměřil na co nejširší pásmo propustnosti a zároveň na omezení překmitu na hodnotu do 15% [4]. Takto jsem nejprve vybral regulátor s přenosem  $C(s)$ :

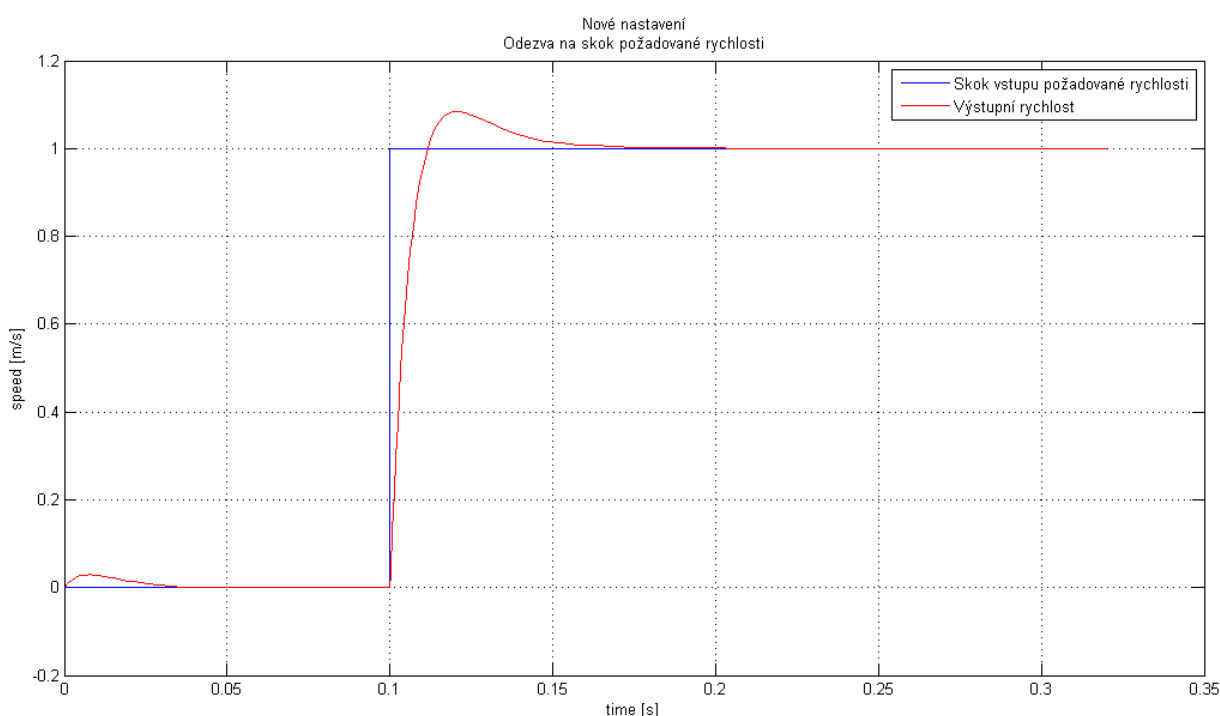
$$C(s) = \frac{3490 + 38,4 s}{s} \quad (22)$$

toto nastavení by teoreticky vedlo k pásmu propustnosti šířky asi 830Hz, nicméně při experimentálních zkouškách na motoru se ukázalo, že toto nastavení regulátoru vede k rozkmitání pojezdu na akustických frekvencích, což se projevilo neúnosným hlukem při provozu motoru. Navíc tím, že se takto nastavená soustava při provozu velmi blížila vlastní frekvenci rezonance, vedlo by to k nadměrnému opotřebením soustavy.

Proto jsem musel hledat funkční kompromis - snažil jsem se tedy najít takové nastavení, které by se nejvíce blížilo mnou požadovanému, ale abych se zároveň vyhnul výše zmiňované rezonanci. Nejbližší nastavení regulátoru, kdy se motor při provozu projevoval zvukově pouze jemným šumem, bylo v přenosu přibližně:

$$C(s) = \frac{900 + 10s}{s} \quad (23)$$

Toto nastavení má poměrné tlumení přibližně 0,88 a přirozenou frekvenci přibližně 21,65Hz. Bohužel šířka pásma propustnosti se pro toto nastavení snížila až na 230Hz. Na modelu jsem provedl ověření skokové odezvy pro toto nastavení, průběh je na obr. 12.



obr. 12: Skoková odezva pro finální nastavení rychlostní smyčky

Složka regulátoru	Hodnota
$K_{Pv}$	0,11
$K_{Iv}$	0,3

tab. 4: Hodnoty zesílení jednotlivých složek PI regulátoru rychlostní smyčky

Na počátku je patrná výchylka při nulovém požadavku rychlosti - ta je způsobena konstatním zatížením tíhovou silou působící na hmotu pojezdu, ta se iniciuje hned při spuštění simulace. Překmit takto nastavené rychlostní smyčky ve skokové odezvě činí cca 9,8%, doba náběhu na 98% je asi 9,95ms a doba ustálení na pásmo 2% ustálené hodnoty je přibližně 45,5ms. Podle těchto parametrů lze naladění rychlostní smyčky považovat za uspokojivé. Nastavení parametrů regulátoru v kmitočtovém měniči po přepočtu z přenosu (23) uvádím v tabulce tab. 4.

### **Polohová smyčka**

Požadavkem na polohovou smyčku je co nejkratší doba náběhu a praktický nulový překmit, pokud možno nekmitavý přenos. Samozřejmě šířka pásma propustnosti je vyžadována co možná největší možná.

Vzhledem k tomu, jak je fyzikálně svázaná rychlost s polohou, kdy poloha integrálně závisí na rychlosti, není v polohové smyčce už zapotřebí PI regulátoru, ale pouze P regulátoru a bude dosaženo nulové ustálené odchylky.

Metoda geometrického místa kořenů aplikovaná na teoretický přenos rychlostní smyčky jakožto OL polohové smyčky ukazuje, že hodnota zesílení polohového proporčního regulátoru může být libovolná kladná a nebude mít destabilizující vliv na celkový systém. Navíc zvyšování polohového zesílení bude zkvalitňovat řízení z hlediska požadavků v úvodu. Omezení tedy vyvstává jen v místě měniče, který umožňuje maximální hodnotu zesílení polohové smyčky  $100\text{s}^{-1}$ . Teoreticky je tedy nejvhodnějším řešením zvolit maximální možné zesílení, tedy  $K_{Px} = 100\text{s}^{-1}$ . Simulace na modelu však ukazuje, že tato úvaha není použitelná pro návrh, neboť skokové odezvy této úvaze neodpovídají a mají pro zesílení 100 kmitavý průběh s přibližně 10% překmitem. Ke stejným výsledkům jsem došel i při měření na reálné soustavě.

Rozhodl jsem se tedy aproximovat změřenou skokovou odezvu polohy přenosem druhého řádu bez nul a z tohoto přenosu přibližně určit přenos vnitřního systému s uzavřenou rychlostní a proudovou smyčkou. K identifikaci jsem použil změřené skokové odezvy při nastaveném polohovém zesílení na  $K_{Px} = 80\text{s}^{-1}$ . Z grafu jsem určil překmit soustavy, dobu ustálení  $T_s$  na 2% pásu a ustálenou hodnotu a CL přenos polohové smyčky  $H_{app}(s)$  jsem aproximoval podle vzorců [7]:

$$H_{app}(s) = k \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (24)$$

$$\zeta = \frac{-\ln(OS)}{\sqrt{\pi^2 + \ln^2(OS)}} \quad \omega_n \approx \frac{4}{\zeta T_s} \quad k = \frac{y(\infty)}{u(\infty)} \quad (25)$$

Vyčtené hodnoty potřebných parametrů uvádím v tabulce tab. 5.

Parametr	Hodnota	Jednotka
$T_s$	0,05	s
OS	0,06	100 %
$u(\infty)$	2,44	mm
$y(\infty)$	2,44	mm

tab. 5: Změřené hodnoty na skokové odezvě polohové smyčky

Výsledný přenos byl tedy:

$$H_{app}(s) = \frac{17930}{s^2 + 177,8s + 17930} \quad (26)$$

Skoková odezva  $H_{app}$  poměrně dobře aproximovala skokovou odezvu naměřenou na reálném systému i na celkovém modelu.

Dále budu předpokládat, že přenos rychlostní smyčky lze nahradit přenosem prvního řádu bez nul a že poloha je čistou integrací rychlosti, takže v OL přenosu na polohu bude astatismus prvního řádu - jeden pól v nule. Celkový předpokládaný OL přenos na polohu bude tedy:

$$L_{app}(s) = \frac{\alpha}{s^2 + \beta s} \quad (27)$$

Při uzavření polohové smyčky by tedy CL přenos měl být:

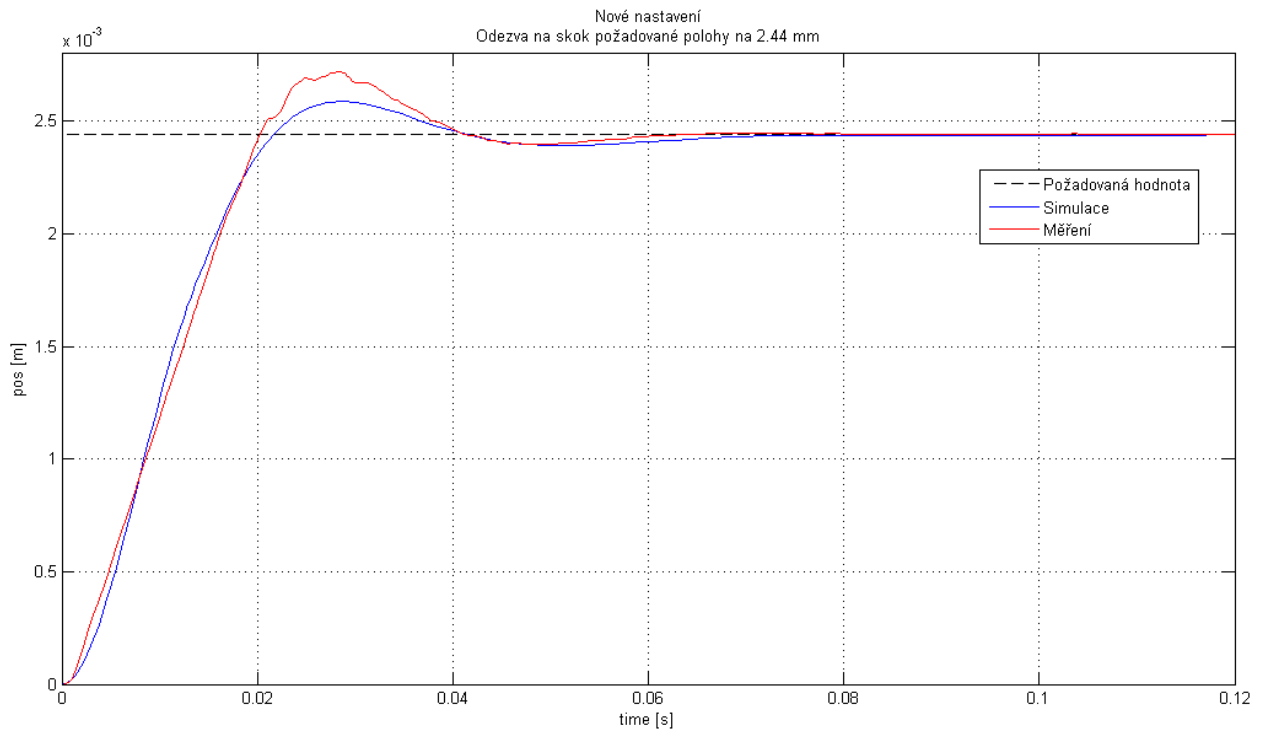
$$X_{app}(s) = \frac{K_{Px} \alpha}{s^2 + \beta s + K_{Px} \alpha} = H_{app}(s) \quad (28)$$

Z rovnosti  $H_{app}(s) = X_{app}(s)$  jsem pak vypočetl  $L_{app}(s)$ :

$$L_{app}(s) = \frac{224,3}{s^2 + 177,8s} \quad (29)$$

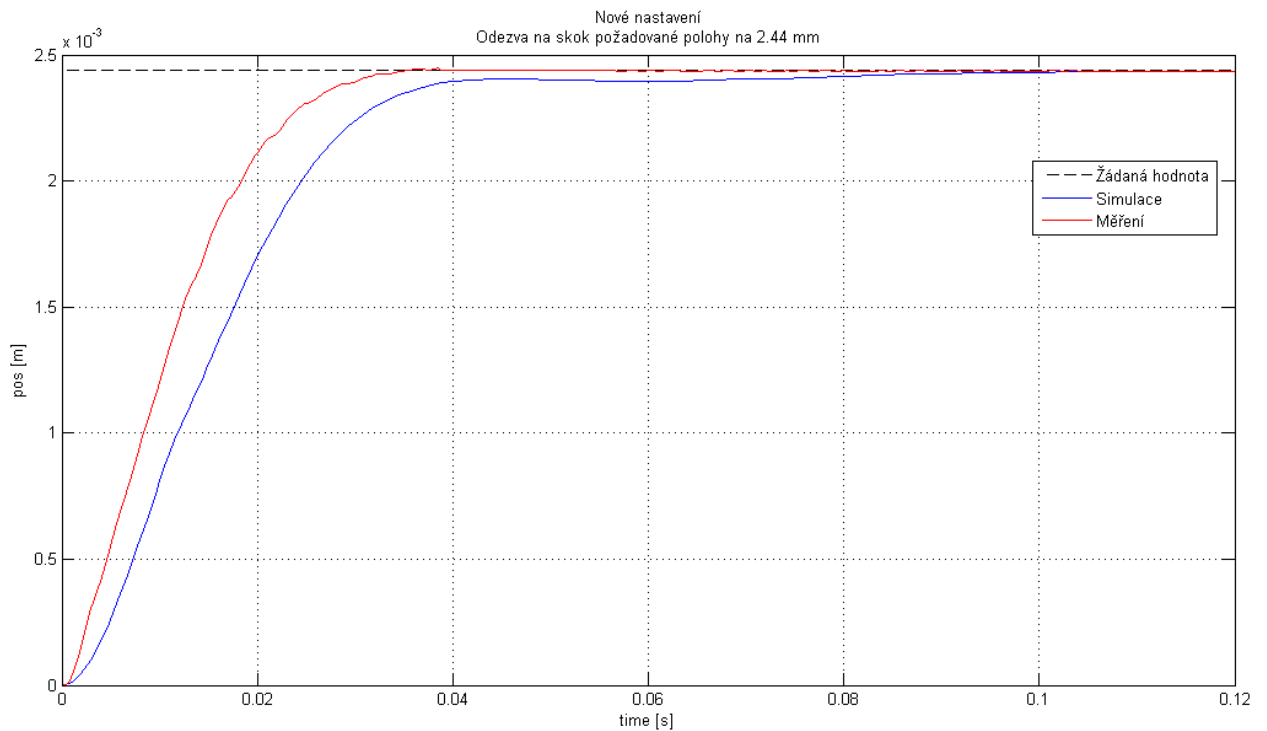
Na tento přenos jsem již aplikoval v prostředí Matlab nástroj Rltool a nastavil jsem v něm zesílení  $K_{Px}$  polohové smyčky tak, aby výsledný systém odpovídal požadavkům uvedeným na začátku podkapitoly. Pro regulaci jsem došel k hodnotě  $K_{Px} = 56s^{-1}$ . Toto zesílení pak bylo možné na reálné soustavě ještě doladit na hodnotu  $K_{Px} = 60s^{-1}$ . Uvádím na tomto místě měření skokové odezvy požadavku polohy na 2,44mm spolu s příslušnou simulací na nelineárním modelu motoru odvozeném v předcházejících kapitolách. Grafy jsou zhotovené pro nastavení  $K_{Px}$  na maximální hodnotu a na finální hodnotu.

Jak je vidět na obr. 13, pro nastavení zesílení na 100 má systém příliš velký překmit, přibližně 10%, což je ve smyslu požadavku zadavatele nežádoucí vlastnost. Nicméně, jak vysvětlím v další kapitole, pro dynamickou tuhost by toto nastavení mohlo mít smysl vzhledem k cílové aplikaci, která si klade za cíl co největší útlum poruchy polohy.



obr. 13: Skoková odezva při  $K_{px} = 100s^{-1}$

Na obr. 14 je vidět finální nastavení regulátoru na hodnotu 60, kdy doba náběhu je 30 ms, překmit prakticky nulový a nulová odchylka od požadované polohy. Provedl jsem měření skokových odezav i pro další nastavení zesílení, jsou k nalezení v příloze k této práci.



obr. 14: Skoková odezva při finálním  $K_{px} = 60s^{-1}$

# Vyhodnocení parametrů regulovaného systému

## 1. Dynamická tuhost soustavy

Finální částí této práce je vyhodnocení dynamické tuhosti s ohledem na působení poruchové zatěžovací síly na systém. Dynamickou tuhost lze brát jako opak dynamické poddajnosti s tím drobným rozdílem, že tuhost vyjadřuje jak je systém nepoddajný [4]. Z matematického hlediska lze tedy jak tuhost tak i poddajnost vyčíst z přenosové funkce:

$$S(s) = \frac{x(s)}{F_Z(s)} \quad (30)$$

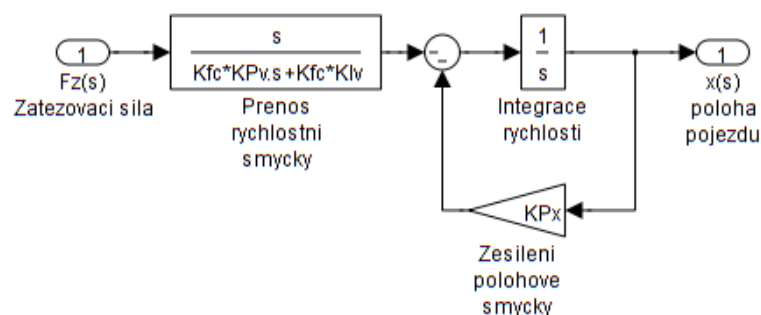
Přenosová funkce poddajnosti regulace  $S(s)$  tedy vystihuje působení vnějších sil na posuvový systém. Funkce  $x(s)$  je zde poloha pojezdu a  $F_Z(s)$  je průběh vnější působící síly. Do této vnější síly může být zahrnuta jakákoli externí síla, v mém případě jde především o poruchovou sílu a tíhovou sílu, která působí na pojezd při horizontální orientaci posuvu motoru.

Pro zkoumání poddajnosti bude požadovaná hodnota polohy konstantní, a totiž nulová. To proto, že bude nyní separovaně zkoumán vliv poruchové veličiny.

Nejprve jsem zkoumal teoretickou poddajnost na modelu soustavy. Pro tento účel je opět vhodná aproximace proudové smyčky jednotkovým přenosem a podobně i aproximace rychlostní smyčky pouze jejím zesílením. To vede na zjednodušený systém na obr. 15. Tento systém má přenos:

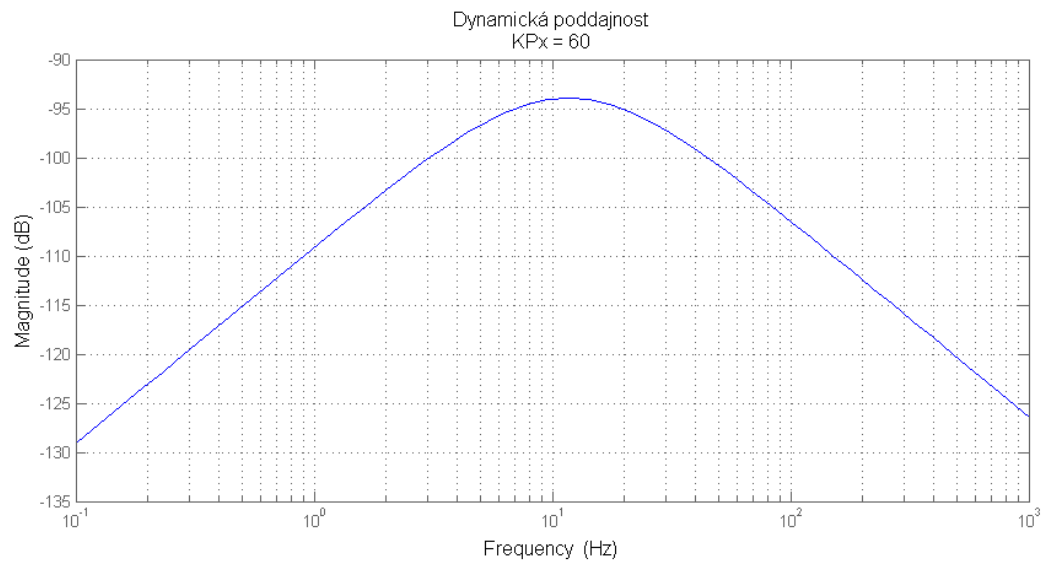
$$S(s) = \frac{s}{K_{FCELK} K_{Pv} s^2 + K_{FCELK} (K_{Iv} + K_{Pv} K_{Px}) s + K_{FCELK} K_{Iv} K_{Px}} \quad (31)$$

Jak je vidět, je systém je při konstantní síle teoreticky dokonale tuhý, odchylka od požadované polohy bude nulová. Je důležité mít na paměti, že byla přijata mnohá zjednodušení.



obr. 15: Zjednodušený systém vyjadřující přenos poddajnosti servomechanismu

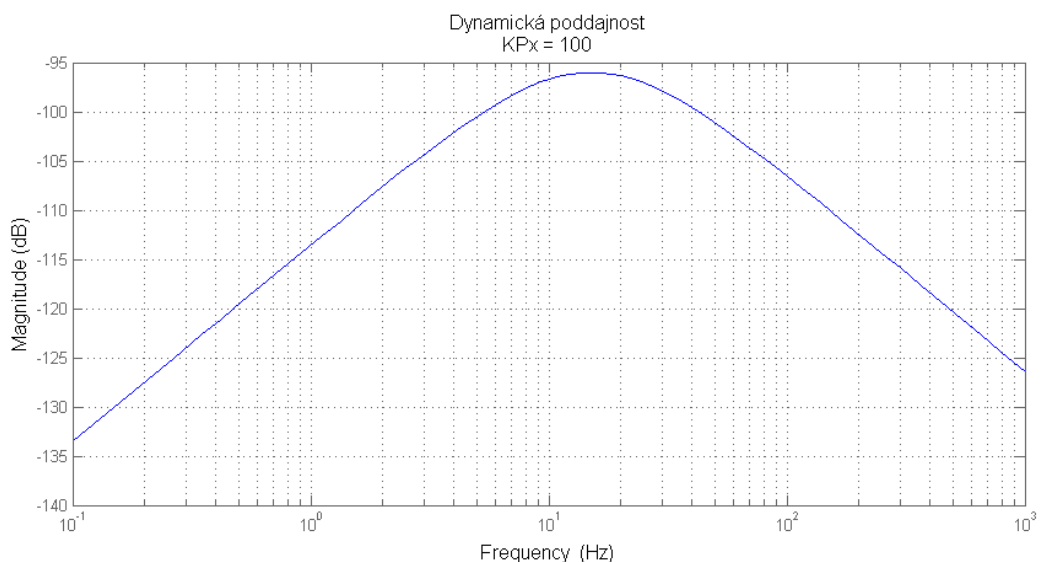
Tuto modelovou přenosovou funkci poddajnosti jsem vyšetřil frekvenční charakteristikou na obr. 16, která udává tlumení poruchové síly zregulovaným systémem.



obr. 16: Amplitudová frekvenční charakteristika dynamické poddajnosti modelu pro  $K_{Px}=60$

Jak je vidět, systém pro toto nastavení má nejvyšší poddajnost respektive nejnižší tuhost při frekvenci kolem 10Hz, ve vyšších frekvencích pak tuhost opět roste.

Stejnou analýzu jsem provedl i pro nastavení  $K_{Px}$  na  $100s^{-1}$ . Z hlediska tuhosti systému se ukazuje jako trochu tužší a minimální tuhost má v oblasti frekvencí kolem o trochu výše, viz obr. 17. Je možné, že v cílové aplikaci zadavatele mé práce by bylo výhodnější nastavení regulátoru při větším důrazu kladeném na dynamickou tuhost, která je teoreticky lepší při nastavení  $K_{Px} = 100s^{-1}$ .



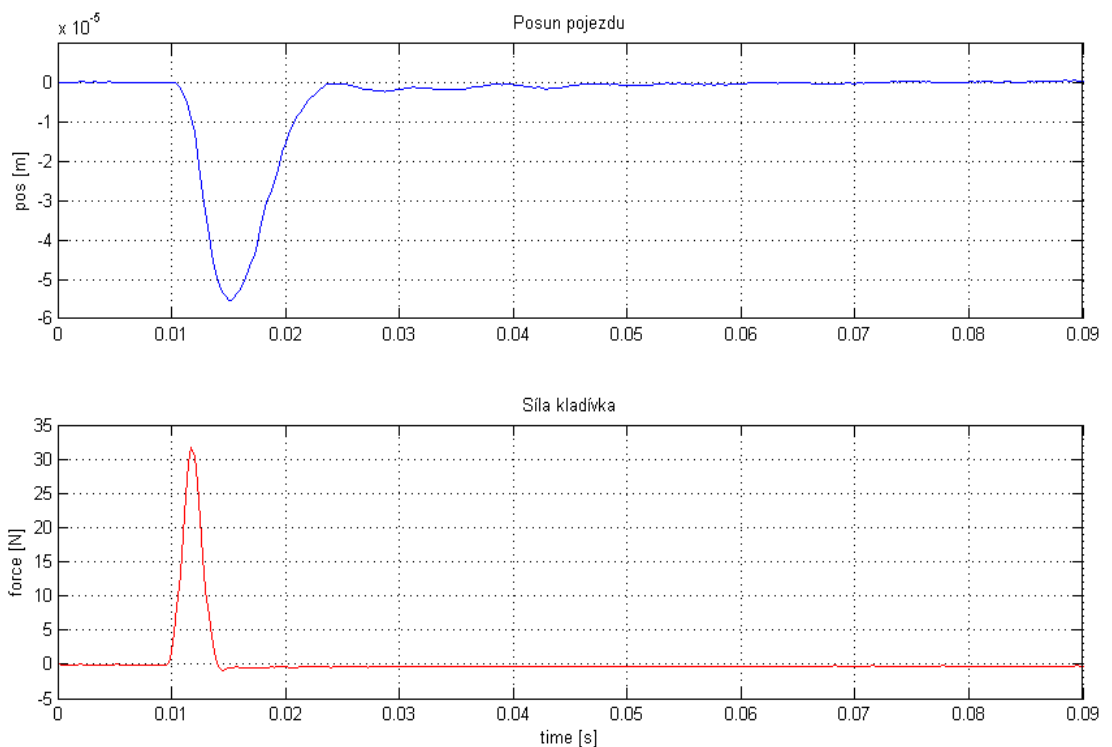
obr. 17: Amplitudová frekvenční charakteristika dynamické poddajnosti modelu pro  $K_{Px}=100$

Dále jsem experimentálně ověřoval dynamickou tuhost zregulovaného systému. V laboratoři mi bylo umožněno měření pomocí modálního kladívka. Modální kladívko je nástroj, který se

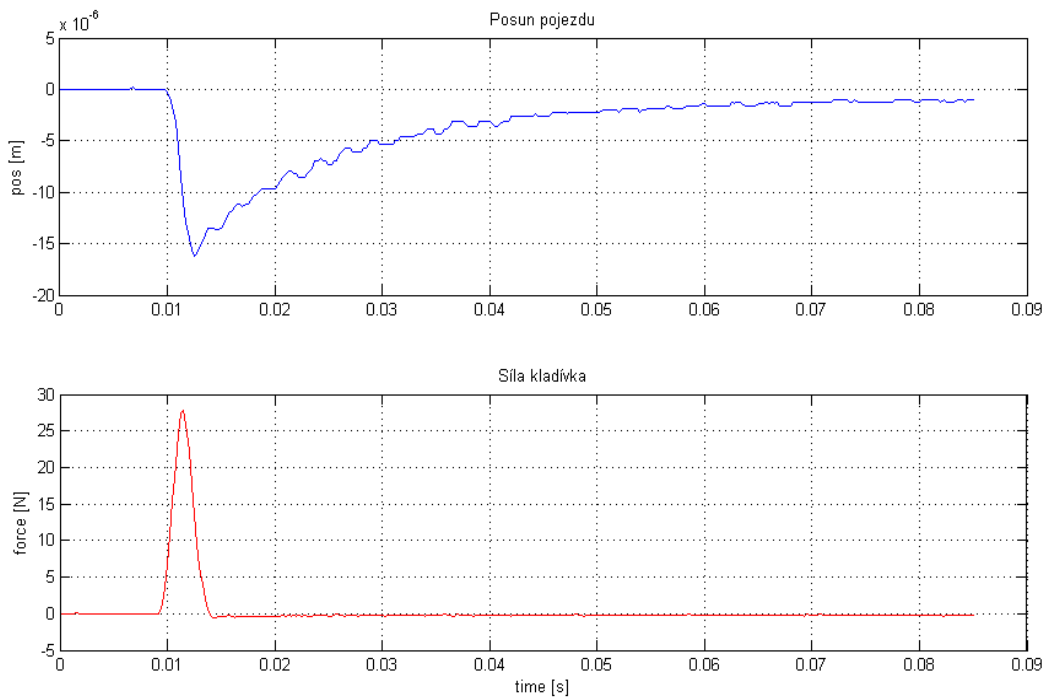


používá k vybuzení frekvencí zjistiitelného spektra. Je to v podstatě kladívko s piezoelektrickým senzorem v hlavici, kterým lze změřit průběh budicí síly. Jeho převodní konstanta napětí na sílu je 869,565V/N.

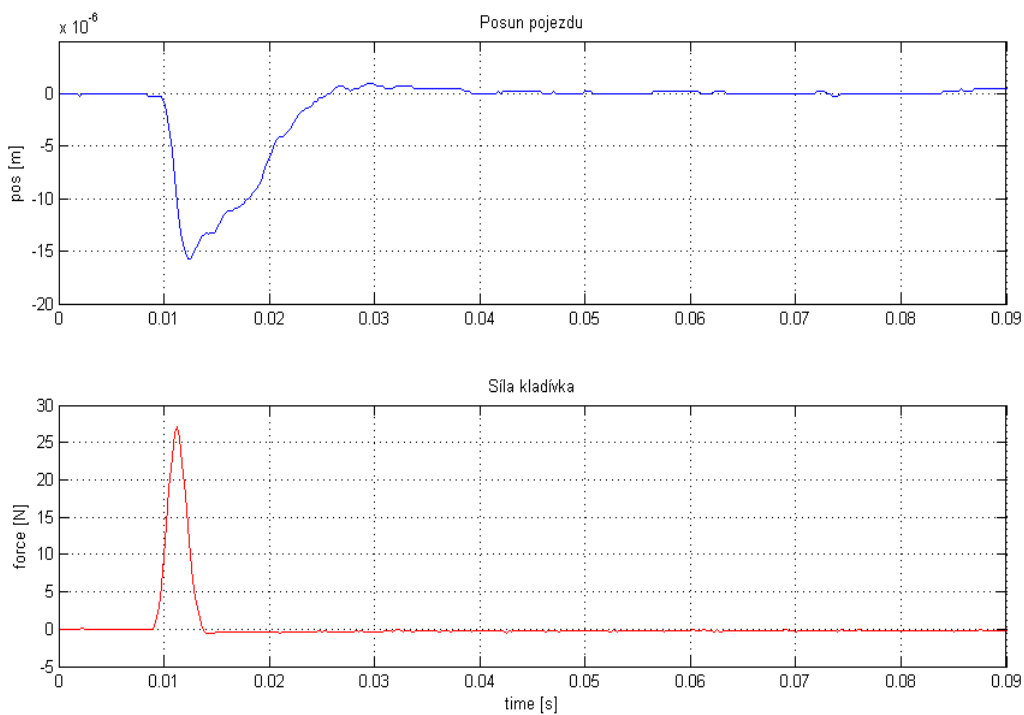
Nejprve uvádím odezvu na buzení servomechanismu před tím, než jsem jej začal nastavovat - tomu odpovídá graf na obr. 18. Jak je vidět na grafech obr. 19 a obr. 20, zregulovaný systém rychleji kompenzuje poruchové síly působící na pojezd a také snižuje maximální výchylku pojezdu při poruše.



*obr. 18: Původní nastavení rychlostní smyčky i polohové smyčky před mým zregulováním. Průběh polohy pojezdu servomechanismu (nahore) a průběh budicí síly na tento pojezd (dole)*



obr. 19: Hodnota  $K_{Px} = 60s^{-1}$  - odezva polohy pojezdu na budící sílu na pojezd  
 Průběh polohy pojezdu servomechanismu (nahore) a průběh budící síly na tento pojezd (dole)



obr. 20: Hodnota  $K_{Px} = 100s^{-1}$  - odezva polohy pojezdu na budící sílu na pojezd  
 Průběh polohy pojezdu servomechanismu (nahore) a průběh budící síly na tento pojezd (dole)

## Závěr

Cílem této práce bylo namodelovat zadaný systém servomechanismu a ověřit model na naměřených datech. Následně pak navrhnout pro tento systém kaskádní regulaci a provést měření na nově nastaveném systému pro vyhodnocení nastavení regulace. Systém byl na začátku v nastavení od dodavatele řídicí jednotky a jeho regulátory byly zřejmě nastaveny jen pro dosažení optické funkčnosti sestavy. Při své práci jsem dosáhl zregulování servomechanismu do patrně nejostřejšího možného nastavení při této kombinaci konkrétního lineárního motoru s konkrétním kmitočtovým měničem. Ukázalo se, že měnič je sice velice univerzální řídicí jednotka, kterou lze řídit široké spektrum synchronních i asynchronních rotačních motorů, ale zároveň je špatně použitelný pro řízení nestandardního synchronního lineárního motoru, kterým byl i ten, který mi byl zadán. Pro další postup bych tedy tento měnič navrhoval nahradit jiným, který by byl určený přímo pro lineární motory.

Model soustavy, který jsem vytvořil, relativně dobře odpovídal měřením, nicméně vzhledem k přiblížením, která jsem při jeho tvorbě aplikoval, nelze spoléhat na jeho funkci při vysokých rychlostech posuvu. Bylo by možné zpřesnit tento model například přidáním přesnějšího modelu tření, který jsem aproximoval jen lineární funkcí rychlosti. Zároveň z manuálů ke kmitočtovému měniči lze usuzovat, že tento obsahuje nějaký typ dopředné vazby rychlostní a silové, nicméně netransparentní ovládací software mi neumožnil získat kontrolu i nad touto funkcí řídicí jednotky. Tato skrytá dopředná vazba zřejmě způsobí ještě menší odchylky v chování modelu od reálné soustavy. V současném stavu ovšem model postačoval pro účel, pro nějž byl navrhnout, a tedy navržení regulátorů servomotoru.

Kaskádní regulace se ukázala jako silný nástroj, který dokáže velice efektivně řešit daný problém. Účinně potlačuje poruchu na vnitřních smyčkách. Určitě se ukázala být vhodnou volbou pro daný problém.

Dynamická tuhost výsledného systému se zdatelně zvýšila oproti počátečnímu nastavení. Vzhledem k dostupným měřicím systémům v laboratoři se mi podařilo i přibližné zhodnocení finálního nastavení a pro další postup prezentuji dvě možná nastavení regulátorů, přičemž každé toto nastavení má své výhody.

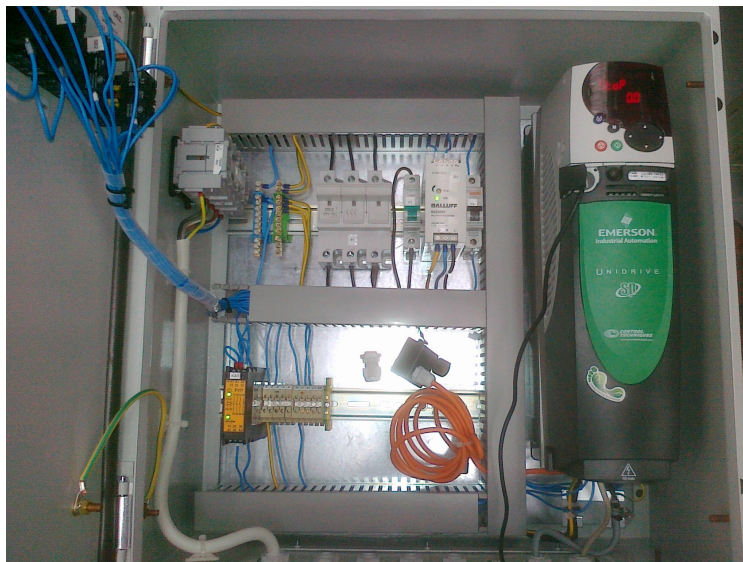
Nakonec ještě zvažuji možnost způsobu využití tohoto servomechanismu. Pokud by byl použit k regulaci jiných dějů, lze jej použít jako akční člen řídicí polohy, ale je nutné uvažovat rychlost polohové smyčky a rychlost podřízené rychlostní smyčky.

## Seznam použité literatury

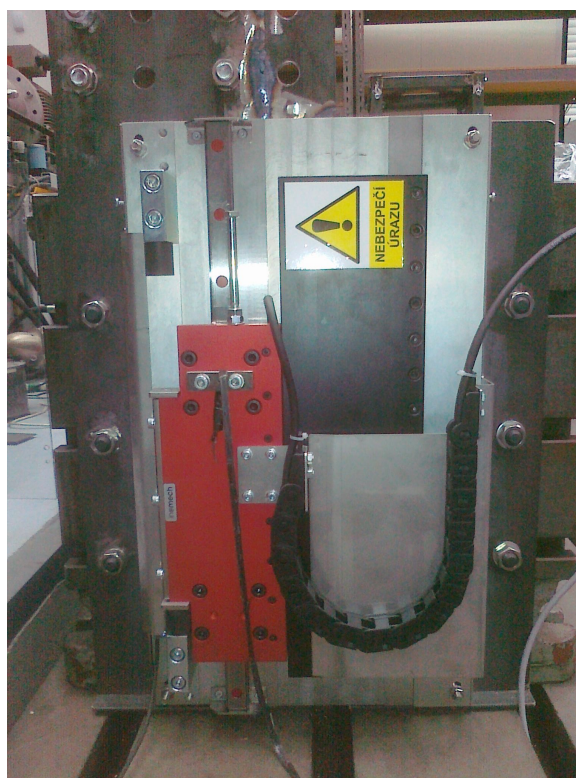
- [1] CONTROL TECHNIQUES DRIVES LIMITED. *Rozšířený návod Unidrive SP: Měníče kmitočtu určené k regulaci otáček asynchronních motorů a servomotorů*. První vydání. Brno, 2009. Dostupné z:  
[http://www.controltechniques.cz/PDF/SP\\_Rozsireny\\_navod\\_1.pdf](http://www.controltechniques.cz/PDF/SP_Rozsireny_navod_1.pdf)
- [2] FRANKLIN, Gene F, J. David POWELL a Abbas EMAMI-NAEINI. *Feedback control of dynamic systems*. 4th ed. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2002, xvii, 910 s. ISBN 01-303-2393-4.
- [3] KLÁN, Petr. Metody zlepšení PI regulace. *Automa: časopis pro automatizační techniku*. Praha: FCC Public, 2001, č. 12, s. 4-10. ISSN 1210-9592. Dostupné z:  
<http://www.odbornecasopisy.cz/download/au120104.pdf>
- [4] SOUČEK, Pavel a Antonín BUBÁK. *Vysoce dynamické pohony posuvů obráběcích strojů*. Praha: Společnost pro obráběcí stroje, 2002, 119 s. ISBN 80-238-8426-3.
- [5] SOUČEK, Pavel. Zvyšování dráhové přesnosti při řízení obráběcích strojů: (část 1). *Automa: časopis pro automatizační techniku*. Praha: FCC Public, 2003, č. 5, s. 51-54. ISSN 1210-9592. Dostupné z: <http://www.odbornecasopisy.cz/download/au050351.pdf>
- [6] SOUČEK, Pavel. Zvyšování dráhové přesnosti při řízení obráběcích strojů: (část 2). *Automa: časopis pro automatizační techniku*. Praha: FCC Public, 2003, č. 7, s. 52-53. ISSN 1210-9592. Dostupné z: <http://www.odbornecasopisy.cz/download/au070352.pdf>
- [7] ŠEBEK, Michael. *Automatické řízení: 5 - Identifikace*. 2012, 13 s. Dostupné z:  
[http://www.polyx.com/\\_ari/slajdy/Bas-ARI-05-Identification.pdf](http://www.polyx.com/_ari/slajdy/Bas-ARI-05-Identification.pdf)

# Příloha A

## 2. Fotografie zařízení



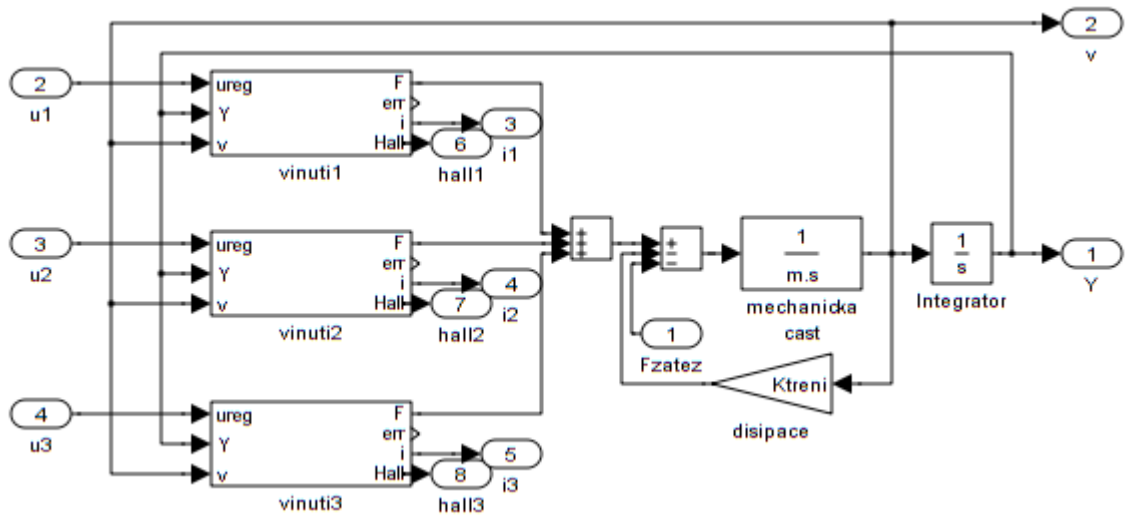
*obr. 21: Fotografie kmitočtového měniče spolu s napájením a funkční kabeláží, vpravo řídicí jednotka*



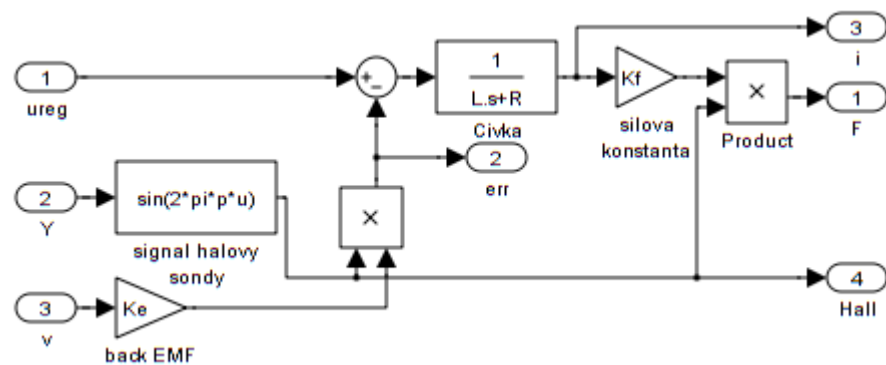
*obr. 22: Fotografie servomechanismu - lineárního motoru s lineárním pojezdem ve svislé orientaci*

# Příloha B

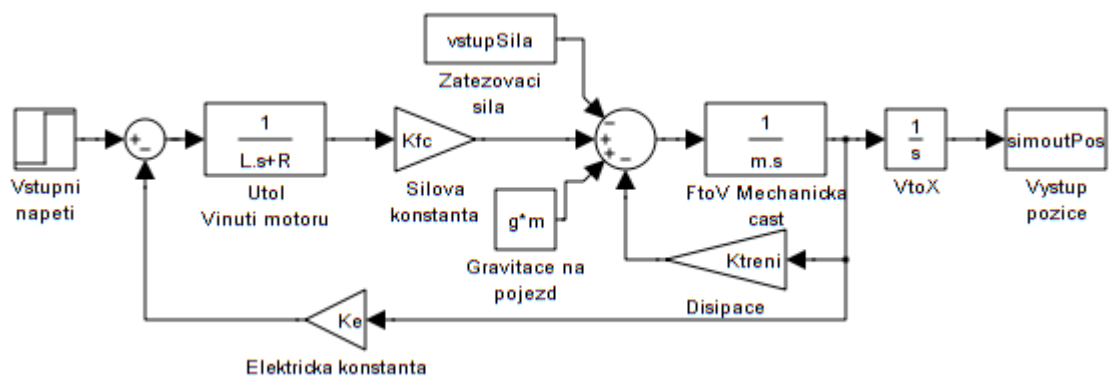
## 3. Schémata vytvořených modelů



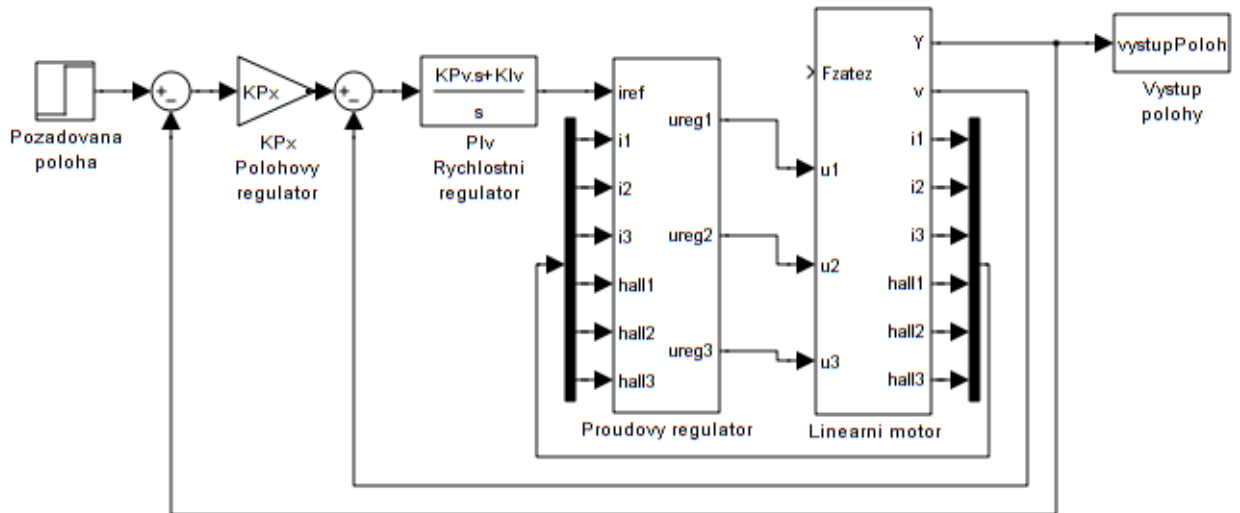
obr. 23: Celkový nelineární model motoru se třemi vinutími



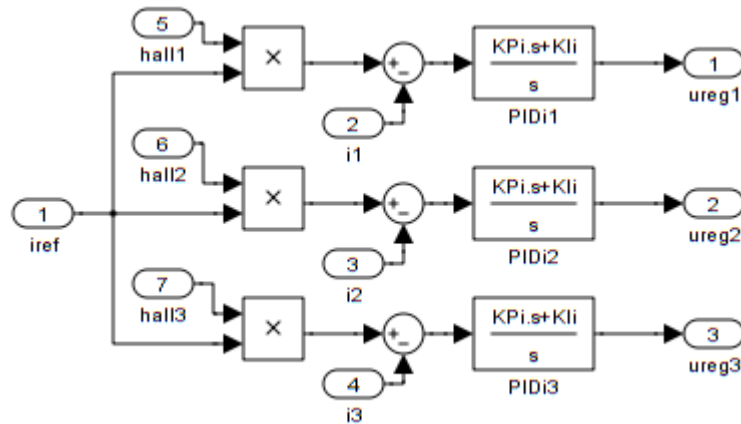
obr. 24: Model jednoho vinutí motoru



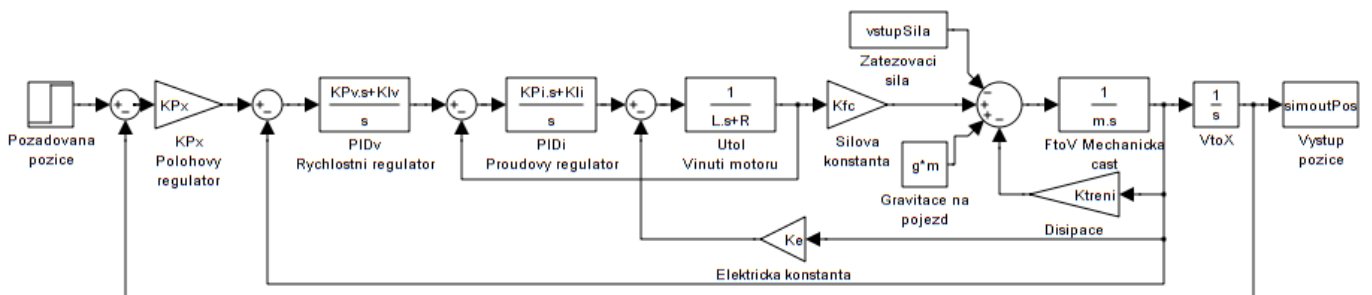
obr. 25: Zjednodušený model celkového motoru



obr. 26: Nelineární model motoru s kompletním zapojením zpětnovazební kaskádní regulace

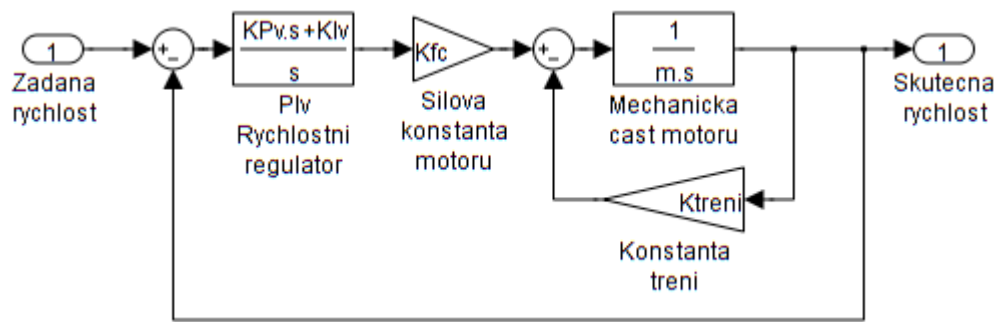


obr. 27: Vnitřní schéma proudového regulátoru nelineárního modelu motoru s řízením každé cívky samostatně

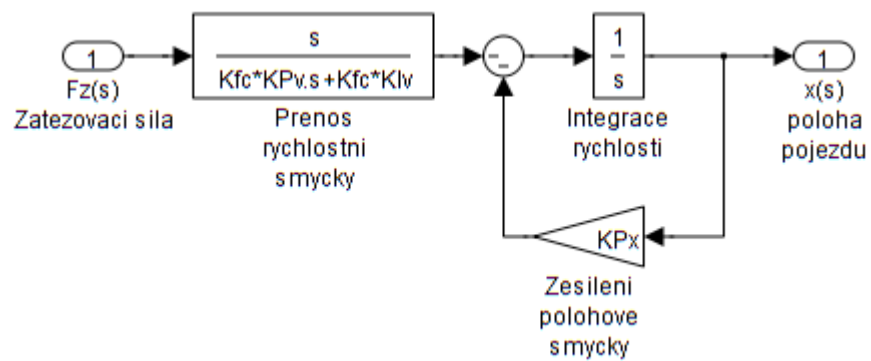


obr. 28: Zjednodušený model motoru s kompletním zapojením zpětnovazební kaskádní regulace





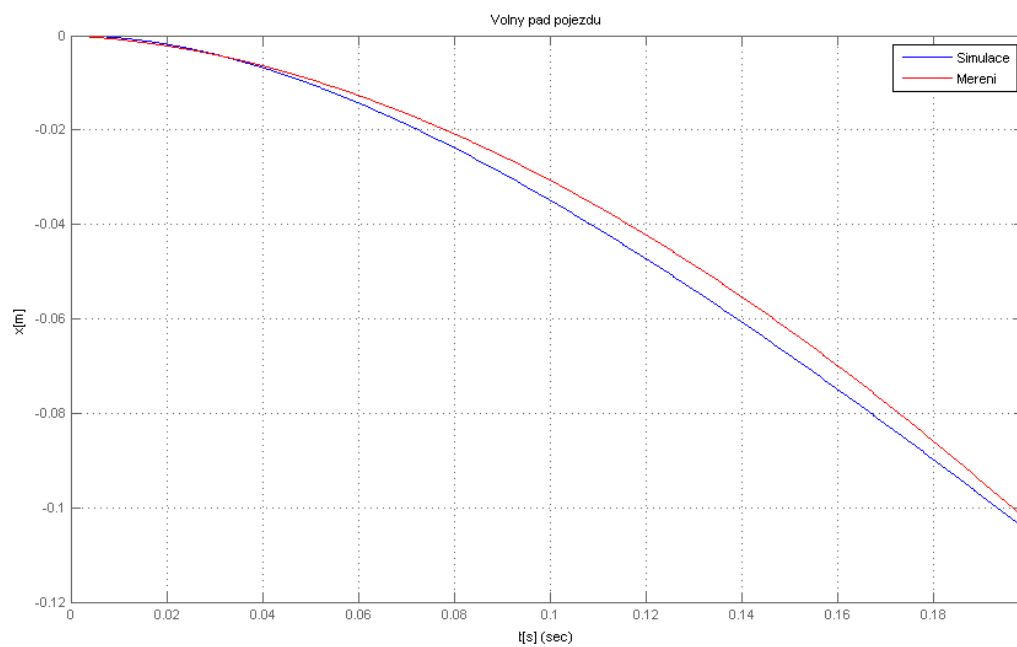
obr. 29: Zjednodušený model rychlostní smyčky motoru s proudovou smyčkou nahrazenou jednotkovým přenosem.



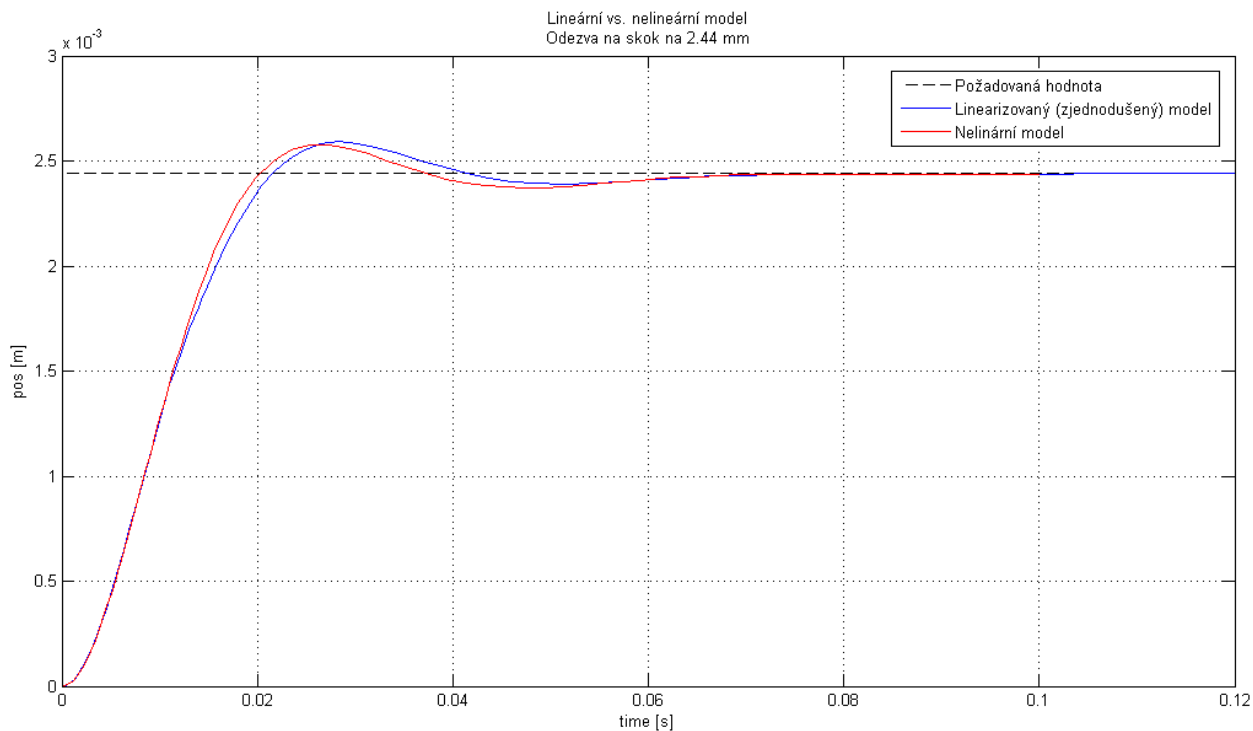
obr. 30: Model přenosu zatěžovací síly působící na pojezd servomechanismu na polohu pojezdu.

# Příloha C

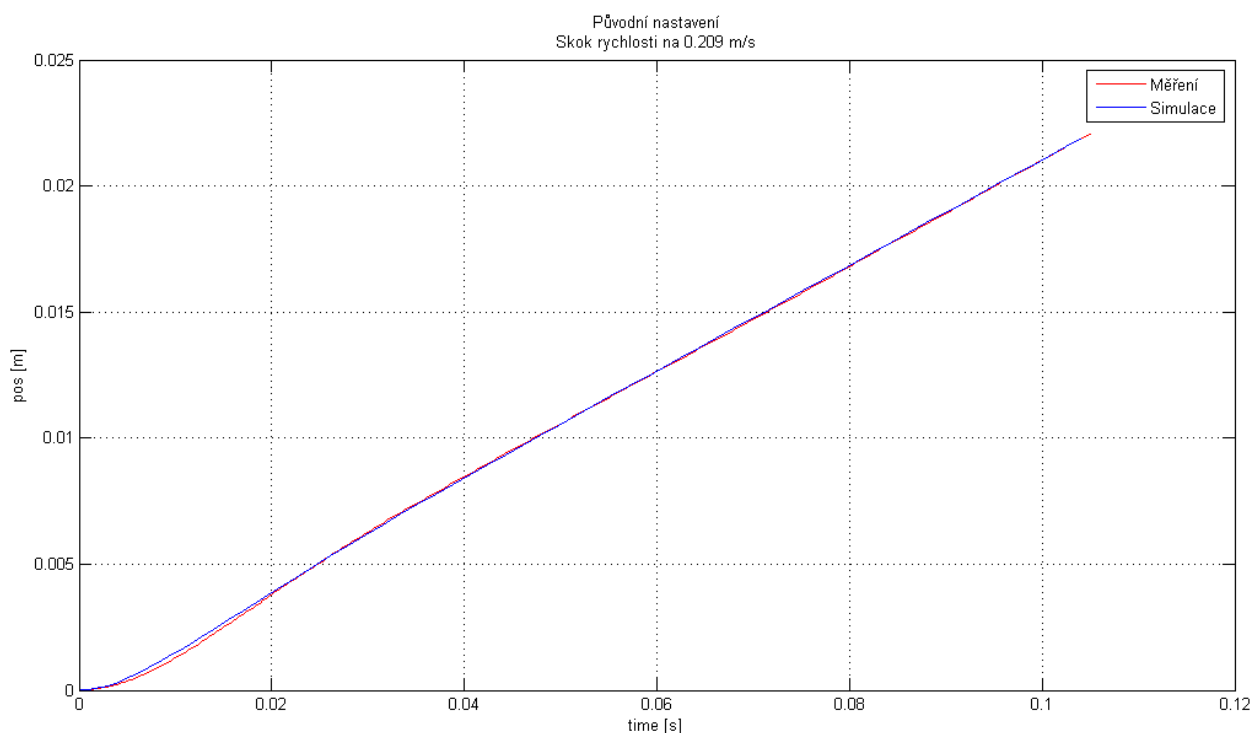
## 4. Grafy měření



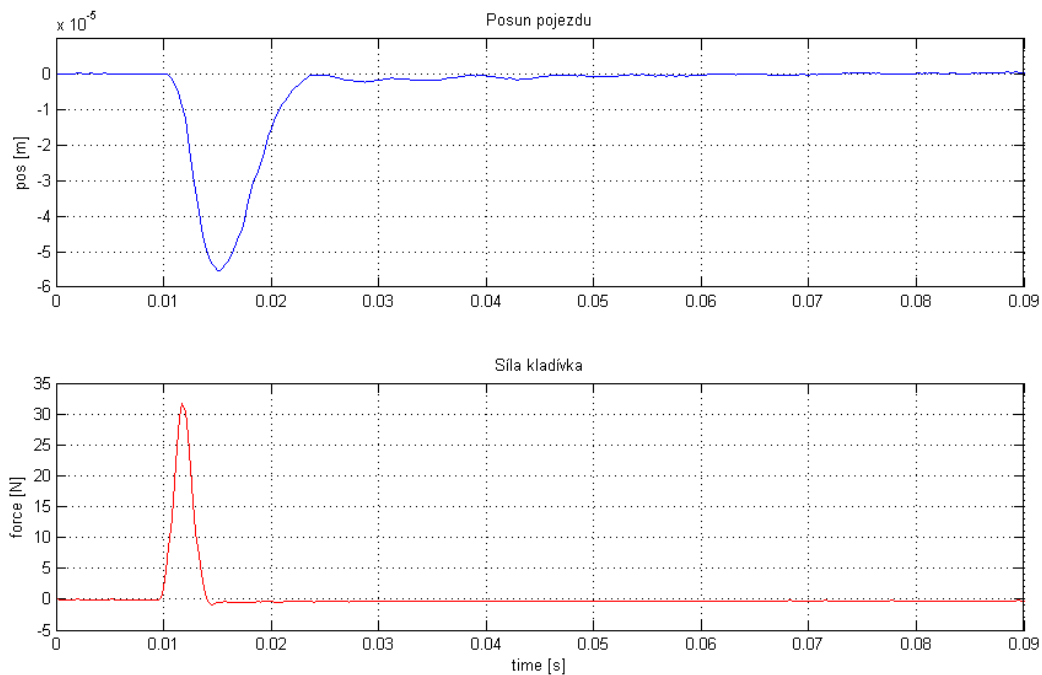
obr. 31: Graf simulace a měření průběhu polohy pojezdu při volném pádu pojezdu.



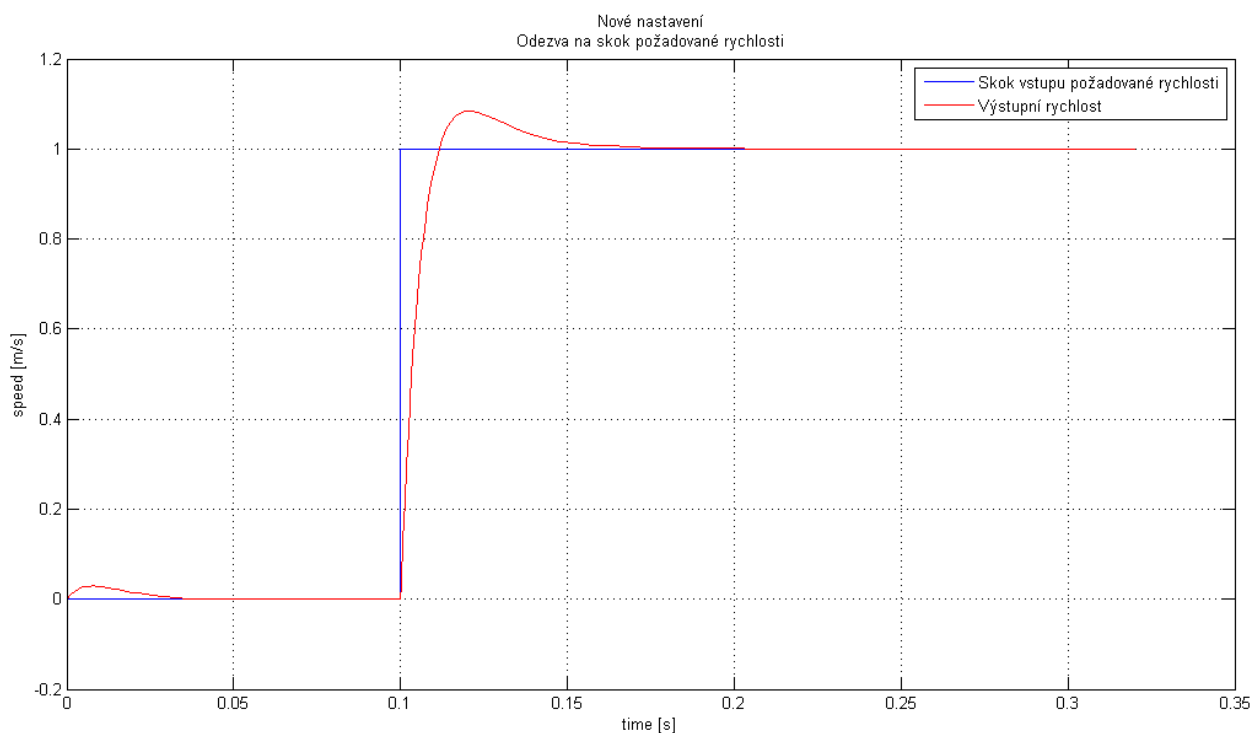
obr. 32: Skoková odezva linearizovaného modelu a nelineárního modelu, při nastavení  $KPx = 100$ ;  $KPv = 10$ ;  $KIv = 900$



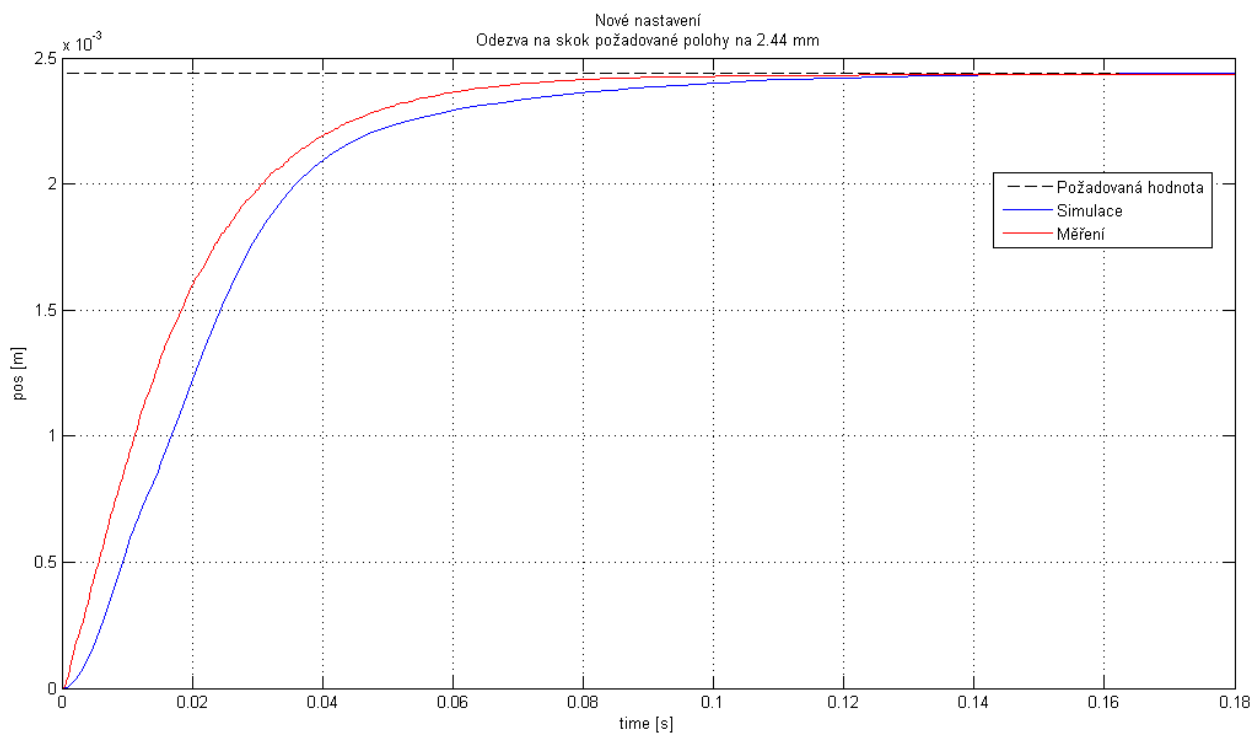
obr. 33: Porovnání průběhu pozice modelu a měření při požadavku skokové změny rychlosti na 0,209m/s.



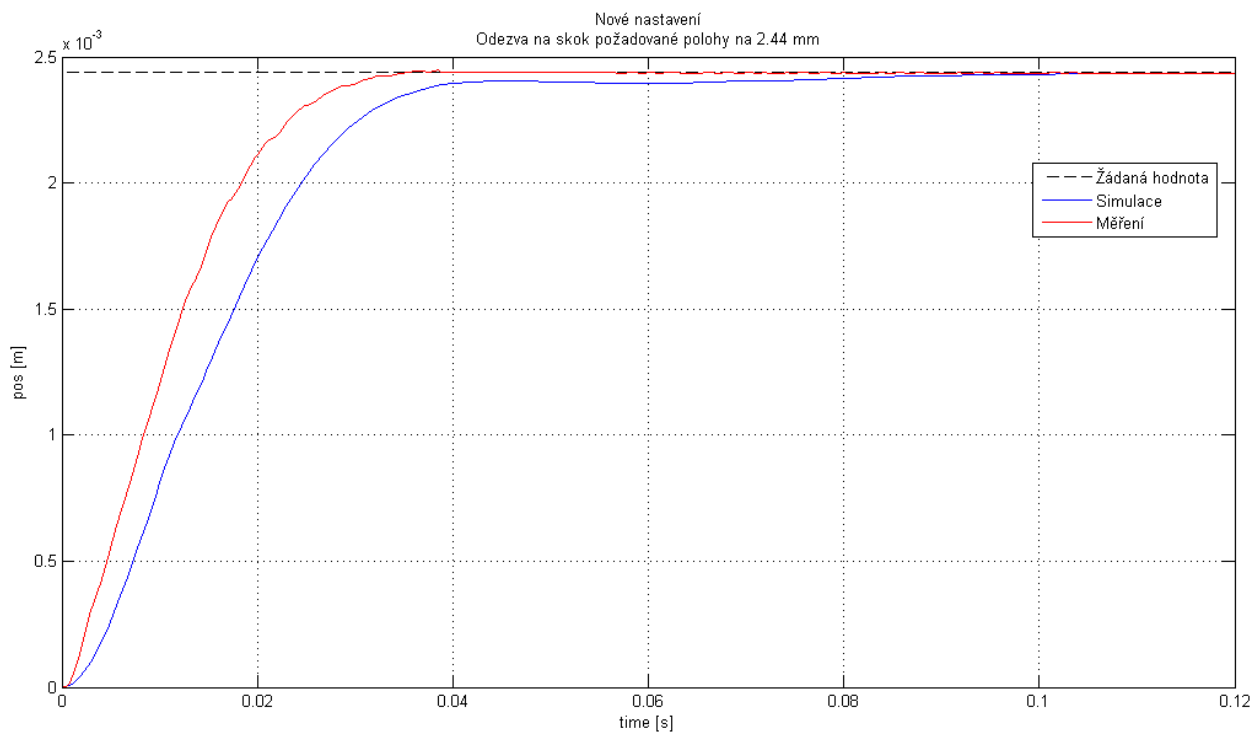
obr. 34: Počáteční nastavení regulace - odezva polohy pojezdu na budící sílu na pojezd  
Průběh polohy pojezdu servomechanismu (nahore) a průběh budící síly na tento pojezd (dole)



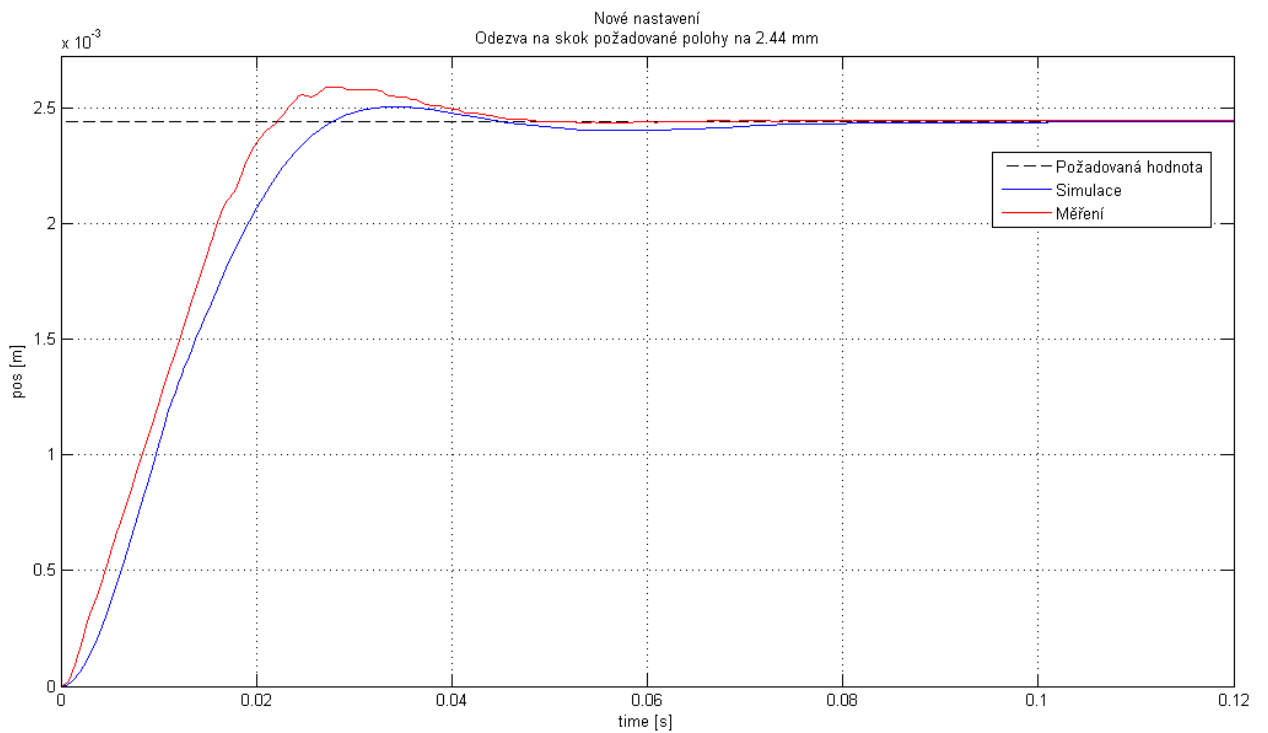
obr. 35: Skoková odezva pro finální nastavení rychlostní smyčky na  $KP_v = 10$ ;  $KI_v = 900$ .



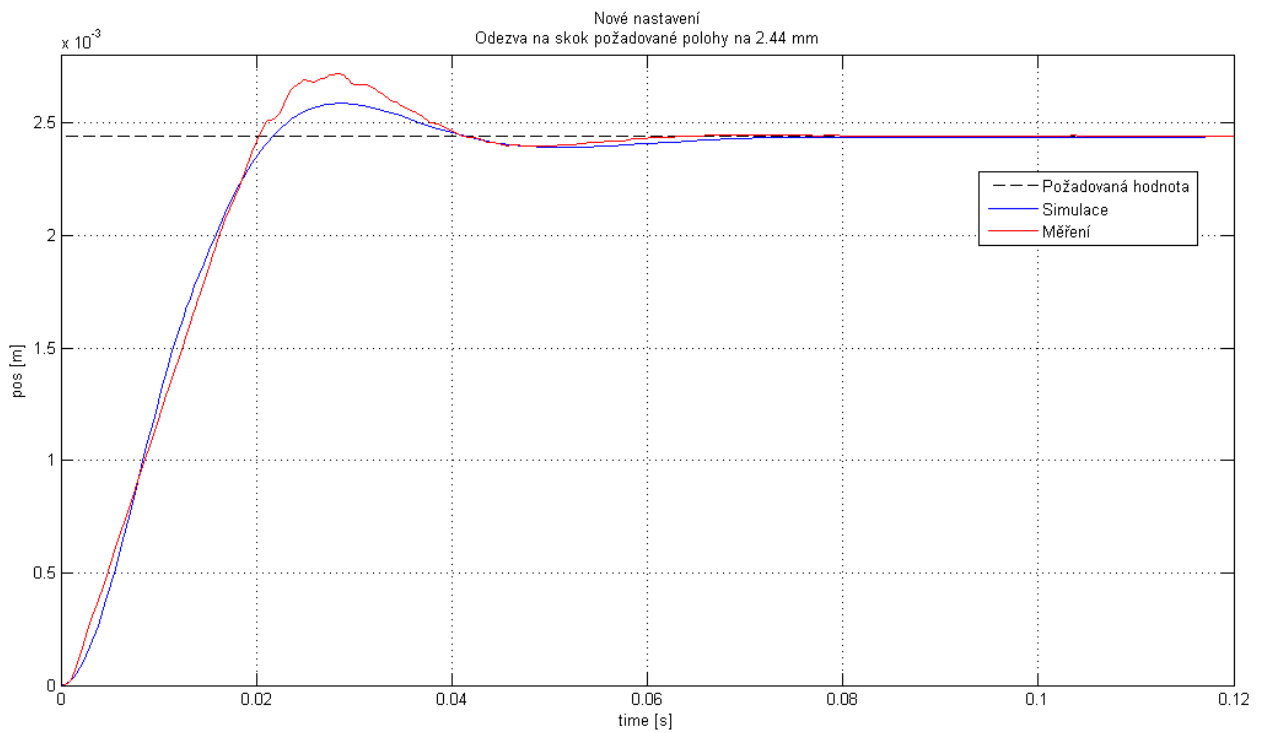
obr. 36: Skoková odezva finálně zregulovaného servomechanismu při  $K_{px} = 40s^{-1}$



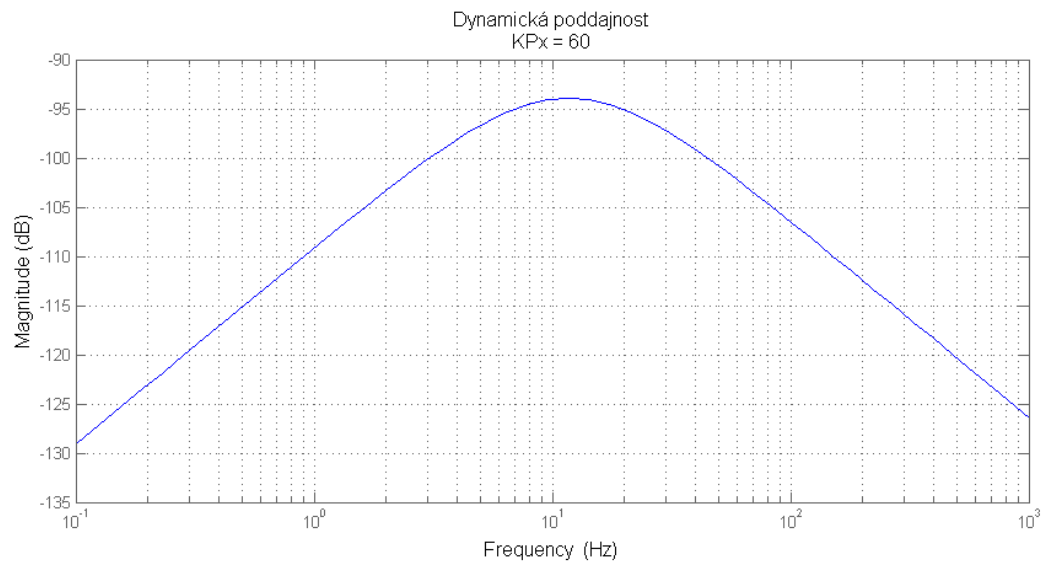
obr. 37: Skoková odezva finálně zregulovaného servomechanismu při  $K_{px} = 60s^{-1}$



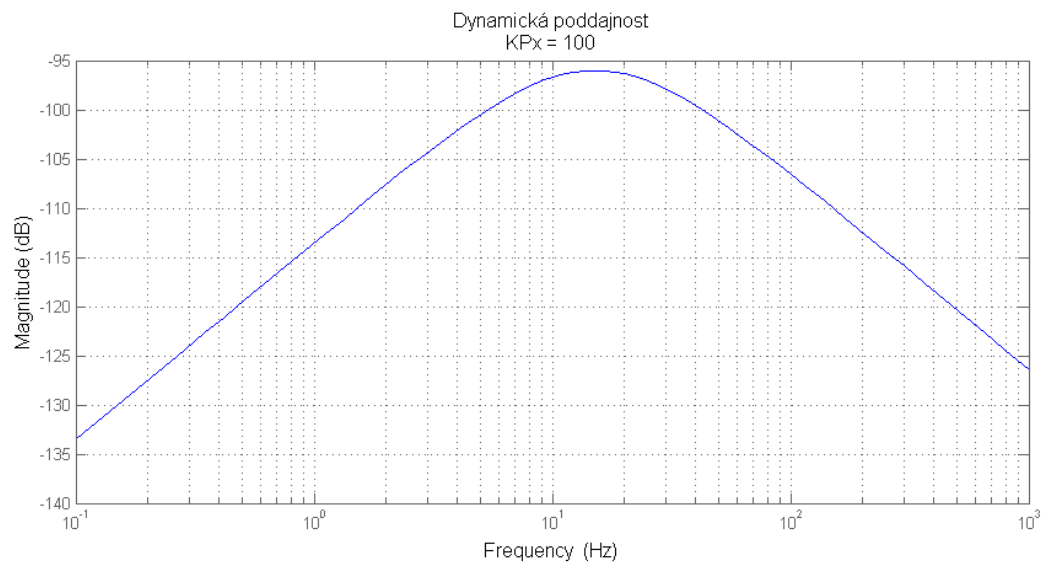
obr. 38: Skoková odezva finálně zregulovaného servomechanismu při  $K_{px} = 80s^{-1}$



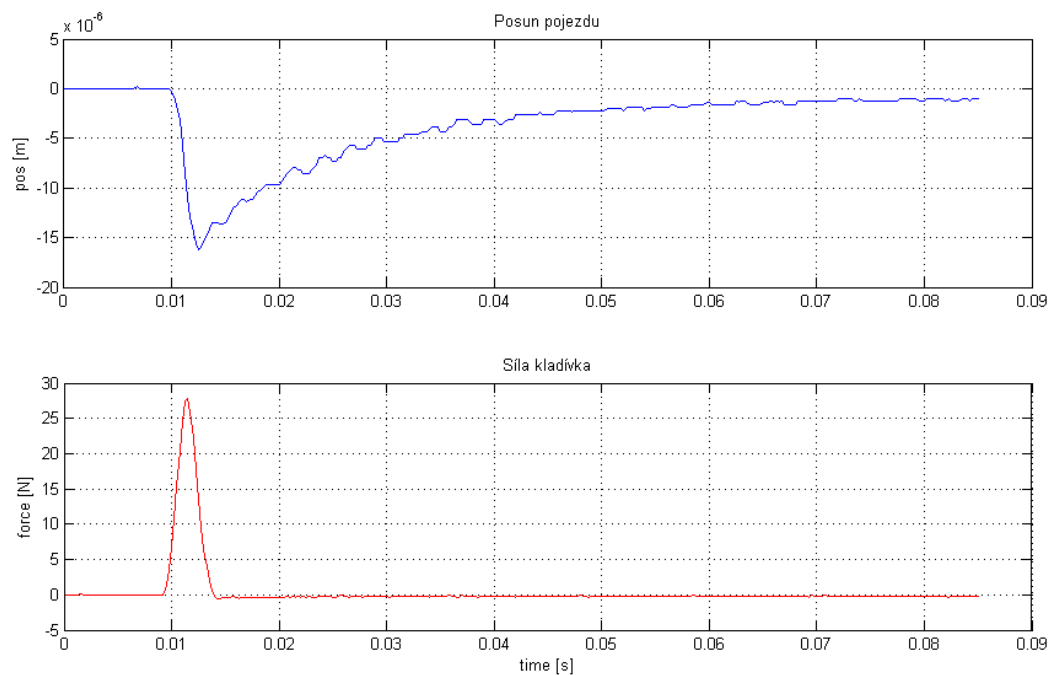
obr. 39: Skoková odezva finálně zregulovaného servomechanismu při  $K_{px} = 100s^{-1}$



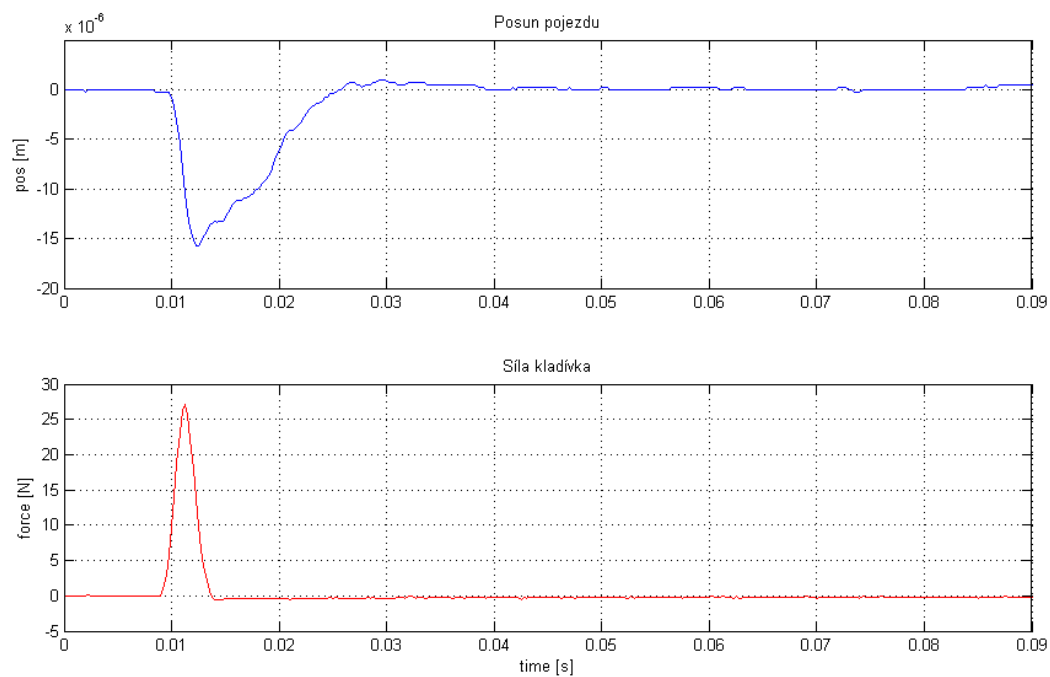
obr. 40: Amplitudová frekvenčná charakteristika dynamické poddajnosti modelu pro  $KP_x=60$



obr. 41: Amplitudová frekvenčná charakteristika dynamické poddajnosti modelu pro  $KP_x=100$



obr. 42: Hodnota  $K_{Px} = 60s^{-1}$  - odezva polohy pojezdu na budící sílu na pojezd  
 Průběh polohy pojezdu servomechanismu (nahore) a průběh budící síly na tento pojezd (dole)



obr. 43: Hodnota  $K_{Px} = 100s^{-1}$  - odezva polohy pojezdu na budící sílu na pojezd  
 Průběh polohy pojezdu servomechanismu (nahore) a průběh budící síly na tento pojezd (dole)



