

# TECHNICKÁ UNIVERZITA V LIBERCI

Fakulta mechatroniky, informatiky a mezioborových studií



## Řízení servopohonů v dynamicky náročných aplikacích

### Autoreferát disertační práce

Pracoviště: Ústav Mechatroniky a technické informatiky,  
Fakulta mechatroniky, informatiky a mezioborových studií,  
Technická universita v Liberci

Školitel: Doc. Ing. Pavel Rydlo, Ph.D.

Rozsah práce: 38 stran

Sazba: Microsoft Word 2003

Liberec 30.11.2011

Ing. David Lindr

## Anotace

### Řízení servopohonů v dynamicky náročných aplikacích

Disertační práce se zabývá studiem elektrických servopohonů, určených pro nasazení v dynamicky náročných aplikacích typu elektronická vačka krokových servomechanismů. Elektronická vačka v podstatě nahrazuje část kinematického řetězce, klasického vačkového mechanismu, řízeným pohybem jejího servopohonu. Aby tato substituce byla dokonalá, je potřeba, aby daný servopohon předepsaný pohyb, který je daný zdvihovou závislostí, vykonával co nejpřesněji. K tomu je nezbytné navrhnout vhodnou regulační strukturu a určit optimální parametry jednotlivých regulátorů tak, aby k tomu pohon vynaložil maximálního možného úsilí, využil tedy své maximální dynamiky. Dynamika však nesouvisí pouze se syntézou jeho regulační struktury. Může být dosti zásadně ovlivněná již při samotném dimenzování pohonu, výběrem konkrétních prvků řídicího systému, ale i samotného servomotoru.

V prvních kapitolách disertační práce je nejprve čtenář uveden do problematiky elektronických vaček. Na základě analogie s klasickými vačkovými mechanismy jsou vysvětleny i základní principy elektronických vaček. Hned v další kapitole jsou vysvětleny důvody volby konkrétního elektrického servomotoru a celého řídicího systému elektronické vačky, vzhledem k nabízeným nestandardním funkcím, oproti konkurenci.

Důležitou částí disertační práce je vypracování a verifikace matematických modelů synchronního servomotoru s permanentním rotorovým buzením, jeho řídicího systému, ale i samotných kinematických řetězců testovaných servomechanismů. Na základě takto verifikovaných modelů mohla být následně provedena syntéza regulační struktury pohonu. Přitom byla hledána taková nastavení regulační struktury, kterými by se podařilo zvýšit dynamiku, zajistit stabilitu a současně minimalizovat polohovou vlečnou chybu servomechanismu elektronické vačky. Takto zjištěná nastavení regulační struktury pak byla testována na reálném servopohonu. Cílem bylo minimalizovat polohovou vlečnou chybu servomechanismu, se kterou danou zdvihovou závislost vykonává.

Výzkumné práce jsou dále orientovány do oblasti řízení pohybu tzv. dvojhmotových systémů. Vlivem dalších hmot systému se mohou na pracovním členu servomechanismu objevit tzv. reziduální kmity, které mohou značně degradovat polohovou přesnost daného servomechanismu. Celá práce proto vrcholí poslední kapitolou, která se zabývá analýzou a syntézou metod, kterými se podařilo tyto parazitní reziduální kmity účinně potlačit a to nejen simulačně na sestavených matematických modelech, ale díky implementaci do standardních řídicích jednotek elektronické vačky, i na reálném dvojhmotovém systému.

**Klíčová slova:** dvojhmotový systém, tlumení kmitů, synchronní motor s permanentními magnety, dynamika pohonu, jednotka řízeného pohybu, elektronická vačka

## **Annotation**

### **Control of Servodrives in Dynamic-Intensive Application**

The thesis deals with the study of electric servodrives designed for use in dynamic-intensive applications such as electronic cam based stepper servomechanisms. The electronic cam is substitution of a conventional cam mechanism. The electronic cam in principle replaces a part of the kinematic chain by the controlled motion of the electric servodrive. In order to optimize this substitution, it is necessary that the drive system carries out the prescribed cam motion profile as accurate as possible. The stepper drive motion profiles are very demanding on the drive dynamics. In order to reach the high accuracy of the electronic cam it is necessary to design a control structure and to find out optimal parameters of the individual controllers. In this way there is to set the drive to be able to respond to the fast changes in motion dynamically and perform the cam motion profile with minimal position error. However, the drive dynamics relates not only to the precise synthesis of the control structure but it can be quite significantly affected even during selecting the electronic cam control system components and servomotor parameters.

In the first chapters of the thesis the problems of the electronic cams are explained. Based on analogy with conventional cam mechanisms there are then explained the basic principles of the electronic cams, as well as the reasons for choosing a concrete electronic servomotor and the whole electronic cam control system.

An important part of the thesis there was to develop and verify mathematical models of the permanent magnet synchronous motor and its control structure as well as the mechanical part of the tested servomechanism. Based on the verified models, the synthesis of the control structure was carried out. The main goal of the synthesis there was to find out such setting parameters of the control structure in order to increase the dynamic response of the drive, ensure the stability of the system and to minimize the electronic cam positional error. These setting parameters were then tested on a real control system.

The thesis further deals with the control of the servomechanism motion that consists of two-mass flexible system. Due to the mechanical yielding members in the kinematical chain the residual vibrations of the servomechanism end link member can occur. Thus, the positional accuracy of the servomechanism can be significantly degraded.

The work culminates in the last chapter, which deals with the analysis and synthesis of control strategies that manage efficiently the residual vibration suppression. These control strategies were at first verified by simulation on mathematical models of the electronic cam stepper servomechanism. Then they were implemented into the open structure of the selected control units and verified at the real two-mass flexible system.

**Keywords:** two-mass system, vibration suspension, permanent magnet synchronous motor, servodrive dynamics, motion control system, electronic cam

## Obsah

ANOTACE .....	2
ANNOTATION .....	3
OBSAH .....	4
<b>1 ÚVOD .....</b>	<b>5</b>
1.1 CÍLE DISERTAČNÍ PRÁCE .....	6
<b>2 ELEKTRONICKÉ VAČKY .....</b>	<b>7</b>
<b>3 MĚŘÍCÍ PRACOVNÍ MÍSTĚ PRO TESTOVÁNÍ DYNAMIKY ELEKTRONICKÝCH VAČEK .....</b>	<b>8</b>
3.1 STAVBA MECHANISMU .....	8
3.2 KOMPONENTY ELEKTRONICKÉ VAČKY .....	9
3.3 ZDVIHOVÉ ZÁVISLOSTI PRO TESTOVÁNÍ ELEKTRONICKÝCH VAČEK .....	10
<b>4 MATEMATICKÉ MODEL Y .....</b>	<b>10</b>
4.1 SYNCHRONNÍ SERVO MOTOR S PERMANENTNÍMI MAGNETY .....	11
4.2 MATEMATICKÝ MODEL ELEKTRICKÉHO REGULOVANÉHO POHONU .....	12
4.3 MATEMATICKÝ MODEL MECHANISMU .....	13
<b>5 VERIFIKACE MATEMATICKÝCH MODELŮ .....</b>	<b>13</b>
5.1 VERIFIKACE PROUDOVÉ SMYČKY .....	14
5.2 VERIFIKACE RYCHLOSTNÍ SMYČKY .....	15
5.3 VERIFIKACE POLOHOVÉ SMYČKY .....	15
<b>6 ANALÝZA A SYNTÉZA REGULAČNÍ STRUKTURY, ZA ÚČELEM ZVYŠOVÁNÍ DYNAMIKY A POLOHOVÉ PŘESNOSTI SERVOMECHANISMU .....</b>	<b>16</b>
6.1 ANALÝZA KINEMATICKÉHO ŘETĚZCE SERVOMECHANISMU .....	17
6.2 SYNTÉZA PROUDOVÉHO REGULÁTORU .....	18
6.3 SYNTÉZA RYCHLOSTNÍHO REGULÁTORU .....	20
6.4 SYNTÉZA POLOHOVÉHO REGULÁTORU .....	22
6.5 DOPŘEDNÉ ŘÍZENÍ RYCHLOSTI A PROUDU .....	23
<b>7 TESTOVÁNÍ DYNAMIKY ELEKTRONICKÝCH VAČEK .....</b>	<b>24</b>
<b>8 METODY VEDOUcí K POTLAČENÍ REZIDUÁLNÍCH KMITŮ NA DVOJHMOTOVÝCH DYNAMICKÝCH SYSTÉMECH .....</b>	<b>26</b>
8.1 REGULAČNÍ STRUKTURA VYUŽÍVAJÍCÍ PŘÍMÉHO ODMĚŘOVÁNÍ POLOHY NA HŘÍDELI MOTORU A NA PRACOVNÍM ČLENU SERVOMECHANISMU .....	26
8.2 REGULAČNÍ STRUKTURA S MODELEM ZÁTĚŽE VE ZPĚTNÉ VAZBĚ .....	28
8.3 KOMPENZACE KMITŮ POMOCÍ REGULÁTORU S INVERZNÍ DYNAMIKOU .....	29
8.4 IMPUT SHAPING .....	31
<b>9 ZÁVĚR .....</b>	<b>33</b>
<b>LITERATURA .....</b>	<b>36</b>
<b>VÝZKUMNÉ ZPRÁVY A VLASTNÍ NECITOVANÉ PUBLIKACE .....</b>	<b>38</b>

## 1 Úvod

Oblast elektrických servopohonů v posledních letech procházela značnými inovacemi. Neustálým vývojem v oblasti výkonových polovodičových členů a mikroprocesorové techniky došlo i ke značnému zdokonalení v oblasti řízení střídavých strojů. Díky tomu začalo docházet k postupnému vytlačování stejnosměrných strojů z aplikací servopohonů obráběcích a jednoúčelových výrobních strojů, pohony synchronními. Nárůst výpočetních výkonů mikroprocesorů řídicích jednotek střídavých servopohonů, společně s vyššími rychlostmi výkonových spínacích členů, umožnil realizovat poměrně složité řídicí algoritmy ve vysokých takttech a tím dosáhnout těmito servomotory podobných a později i lepších dynamických vlastností, jako měly stejnoměrné servomotory.

V současné době jsou aplikace servomotorů malých a středních výkonů, u kterých je vyžadována vysoká přesnost polohování, stálost otáček apod., řešeny téměř výhradně synchronními motory s permanentním buzením (PMSM). Řízení takových motorů vychází z jednoduchosti regulace cize buzených stejnosměrných motorů, u nichž lze odděleně řídit magnetický tok budícím a momentu kotevním proudem. S příchodem frekvenčních měničů a aplikace vektorové regulace bylo možné tohoto docílit i v případě PMSM. Základní myšlenkou vektorové regulace je v odděleném řízení modulu a fáze dvourozměrného vektoru proudu, jenž zohledňuje působení trojfázového statorového proudu střídavého stroje. Tento vektor lze promítnout do dvou navzájem kolmých souřadných os, rotujících synchronně s úhlovou frekvencí magnetického pole. Odděleným řízením obou složek vektoru lze pak nepřímo ovlivňovat jednak magnetický tok vyvolaný statorovým vinutím, tak i moment, potažmo otáčky střídavého stroje.

Průmyslová výroba, do které bez výhrad patří právě tematika elektrických regulovaných pohonů, klade velký důraz na vysokou efektivitu výrobních strojů. Efektivitu lze ovlivnit jednak zkvalitněním výroby (zmenšení zmetkovitosti) či zvýšením produktivity výrobních strojů. Je zřejmé, že tyto dva aspekty jdou proti sobě. Pokud chceme zvýšit produkci výrobních strojů, je třeba zkrátit pracovní cykly prováděných úkonů, zvýšit rychlosti pohybu supportů, vřeten apod., což může mít ve svém důsledku výrazný vliv na přesnost polohování servomechanismů a tím i na vlastní snížení kvality výroby. Především, pokud dochází v pracovním cyklu servomotoru k prudkým změnám rychlosti či smyslu otáčení, jak tomu je například u elektronických vaček. Pohon je v podobných aplikacích provozován povětšinou pracovního cyklu v přechodových stavech. V takových případech je vhodné při výběru servomotoru preferovat motory s nižším momentem setrvačnosti, neboť ta působí proti těmto dynamickým změnám pohybu. Ztracenou dynamiku servomotoru, díky vyššímu momentu setrvačnosti rotoru, lze samozřejmě dohnat kvalitním řízením. Čím vyšší je však moment setrvačnosti motoru, tím více výkonu musí servopohon dodat, aby byla konkrétní změna pohybu provedena (rozběhu, zastavení nebo reverzování). V extrémních případech přitom může pohon narazit na limity svých akčních veličin. Takovýto stav je například pro aplikaci jako je elektronická vačka nepřijatelný. V důsledku omezení některých z akčních veličin servopohonu dochází i ke zkreslení vykonávané zdvihové závislosti a tím i ke snížení polohové přesnosti celé elektronické vačky. Proto je snahou výrobců, pokud možno, snižovat momenty setrvačnosti svých servomotorů a rovněž nabízet v řídicích strukturách svých řídicích jednotek pohonů a jednotek řízeného pohybu nestandardní řídicí algoritmy, díky kterým je možné dynamiku jejich pohonů oproti konkurenci zvýšit.

Polohová přesnost servopohonu dále může být značně ovlivněna samotnou mechanickou stavbou daného stroje. Díky mechanické poddajnosti jednotlivých členů kinematického řetězce, způsobené mechanickými vůlemi či malou torzní tuhostí, může docházet na pracovním členu, jehož polohu řídíme, k takzvaným reziduálním kmitům. V takových případech, zvláště pokud se jedná o kmity nízkých frekvencí, většinou klasická kaskádní regulační struktura již není schopná proti nim adekvátně zasáhnout. Jejich eliminace je většinou řešena speciální kompenzační regulační strukturou. Existuje více přístupů, kterými je možné proti těmto kmitům zasáhnout. Ne všechny jsou však ve standardních řídicích jednotkách aplikovatelné a musí být řešeny pomocí speciálních signálových procesorů, do kterých lze naprogramovat řídicí strukturu, která bude sestavena dané aplikaci namíru. Podobná speciální řešení jsou však v praxi čím dál méně vítána, z hlediska poměrně problematického servisu. Někteří výrobci však začínají nabízet v řídicích strukturách svých řídicích jednotek vymezený prostor a nástroje pro aplikaci vlastních řídicích algoritmů. To otevírá prostor pro aplikaci některých z těchto speciálních kompenzačních struktur „standardními“ prostředky řídicí jednotky přímo uvnitř její stávající regulační struktury.

## 1.1 Cíle disertační práce

Na Technické univerzitě v Liberci (TUL) a Výzkumném ústavu textilních strojů Liberec (VÚTS, a.s.) byl řešen společný projekt TANDEM II (2007-2010), jenž se zabýval výzkumem dynamiky elektronických vaček. Hlavní úkolem projektu bylo vytvoření metodiky pro návrh kompletního elektrického pohonu ve funkci elektronické vačky tak, aby vyhověl svými dynamickými parametry požadavkům krokovacích mechanismů. To spočívalo nejen ve správném dimenzování servomotoru a celého řídicího systému, ale hlavně v syntéze regulační struktury, za účelem maximalizace dosažené polohové přesnosti elektronické vačky v ustálených i přechodových stavech. Některé cíle projektu, jehož jsem byl spoluřešitel, byly v souladu s tématem disertační práce, proto se na tomto místě o projektu zmiňuji.

Elektronická vačka je elektronickou náhradou klasického vačkového mechanismu. Hnací hřídel a mechanická vačka je v takovém případě většinou nahrazována virtuální osou (jejíž pohyb je simulován) a elektronickým předpisem, k němuž je pohyb reálné osy synchronizován tak, aby vykonával totožný zdvih jako substituovaný klasický vačkový mechanismus.

Řízení elektronických vaček je typickým příkladem sledovací cílové regulace, u které není hlavním požadavkem dosažení cílové polohy v minimálním čase, nýbrž pohyb po přesně definované dráze (zdvihové závislosti). Hlavním hodnotícím parametrem kvality regulace je v takovém případě velikost dosažené polohové přesnosti skutečně vykonané a předepsané zdvihové závislosti elektronickou vačkou. Přesné sledování vyžaduje vysoce dynamické chování pohonu. Zvláště pak, když je zdvihová závislost definována funkcí, jejíž derivace obsahují skokové změny. Servomotor se u takovýchto aplikací po většinu svého pracovního cyklu nachází v přechodových dějích. Z tohoto důvodu je vhodné při dimenzování systému elektronické vačky volit servomotory s nižšími momenty setrvačnosti. Rovněž je nutné vhodně seřídit regulační strukturu elektronické vačky, kterou jsme schopni docílit výrazné navýšení dynamiky elektronické vačky. Dynamika, ale i stabilita servopohonu je silně závislá na konkrétní konfiguraci kinematického řetězce stroje. Prvním z cílů disertační práce tedy bylo, na základě analýzy dynamického chování elektronické vačky, stanovit metodiku návrhu optimálních parametrů regulační struktury servopohonu. Její pomocí bude možné minimalizovat tzv. vlečnou chybu polohového servomechanismu,

tedy zvýšit jeho polohovou přesnost a současně zajistit dostatečnou stabilitu regulovaného systému.

Jak již bylo zmíněno v úvodu disertační práce, přesnost servopohonu může být značně degradována vlivem poddajnosti mechanické stavby kinematického řetězce výrobního stroje. Tato mechanická poddajnost může způsobovat vznik reziduálních kmitů specifické frekvence a amplitudy. V praktických aplikacích krokovacích mechanismů reziduální kmity v klidovém stavu vačky výrazně omezují pracovní rychlost těchto mechanismů. Potlačení těchto kmitů lze výrazně rozšířit oblast použití těchto mechanismů. Mechanické vůle je sice možné vymezit předepnutím, nedostatečnou torzní pevnost zvýšit výztuhami, v některých případech však takováto opatření již nejsou možná, ani účinná. V takových případech je nutné kompenzovat reziduální kmity vlastním řízením servopohonu. Jak bylo řečeno výše, existuje celá řada metod schopných kompenzovat reziduální kmity na pracovním členu servomechanismu. Málokterá z nich je však aplikovatelná ve stávající řídicí struktuře standardně vyráběných elektrických pohonů. Právě proto si tato disertační práce klade za další cíl nalézt takové řídicí struktury, které budou implementovatelné do standardní řídicí jednotky. K vybraným kompenzačním strukturám pak vypracovat metodiku syntézy těchto kompenzačních struktur, díky které bude možné účinně tlumit reziduální kmity na pracovním členu elektronické vačky krokových servomechanismu.

## 2 Elektronické vačky

V textu disertační práce je často používán výraz elektronická vačka. Jelikož je tento termín poměrně nový, je mu věnována tato kapitola. Elektronické vačky vycházejí z problematiky klasických vačkových mechanismů a v některých případech nahrazují jejich funkci. Elektronická vačka v podstatě nahrazuje složité kinematické řetězce klasických vačkových mechanismů řízeným pohybem servomotoru. Základní pohybové funkce zajišťuje výkonová jednotka (frekvenční měnič), který obvykle uzavírá vnitřní proudovou a vnější rychlostní nebo dokonce polohovou vazbu. Tuto dvojici obvykle označujeme elektrickým regulovaným pohonem.

Nadřazená jednotka typu MC pak umožňuje řídit pohyb elektrického pohonu dle předem definovaných polohových profilů, svázat či synchronizovat pohyby více pohonů, které jsou k ní prostřednictvím komunikační sběrnice připojené. Jednoduchým způsobem tak lze svázat polohu elektrického pohonu s jiným řízeným pohonem (např. virtuální simulovanou osou) dle předem definované vazby (zdvihové závislosti). Takto řízený pohon vykonává pohyb dle předepsané zdvihové charakteristiky a plní funkci elektronické vačky. Tímto způsobem lze v některých případech nahradit kinematický řetězec klasického vačkového mechanismu. Účinnost náhrady je často kvantifikována tzv. polohovou chybou elektronické vačky, která udává, jak přesně byla předepsaná zdvihová závislost elektronickou vačkou provedena. Polohová přesnost elektronické vačky velice závisí na dynamice elektrického pohonu.

Řešení obecně nelineárních vazebních klasickými vačkovými mechanismy je díky vysoké dynamice stále v mnoha aplikacích nenahraditelné. Někdy však takováto řešení přináší s sebou i jisté nevýhody. Může jimi být např. poměrně nízká flexibilita výroby pro případ, že na stroji dochází k časté obměně výroby, která si vyžádá i úpravu zdvihu. V takovém případě může znamenat výměna mechanické vačky neúnosné časové prostoje. Výměna totiž většinou vyžaduje rozebrat větší či menší část stroje, vačku vyjmout, vyměnit, či nechat upravit tvar její činné plochy. Každá minuta odstávky pak s sebou přináší i finanční ztráty. Další nevýhodou klasických vaček a

důvodem proč použít vačku elektronickou je pro případ, že jsou v kinematickém řetězci přítomny mechanicky poddajné členy. Mechanicky poddajné členy společně s velkými setrvačnými hmotami způsobují reziduální kmity pracovního členu servomechanismu, čímž značně degradují jeho polohovou přesnost. V případě klasických vačkových mechanismů je kompenzace těchto kmitů značně omezená, v některých případech i nemožná.

Kvůli výše uvedeným nevýhodám jsou v moderních strojích pružné automatizace často nahrazeny klasické vačky elektronickými. Jejich velkou výhodou, oproti klasickým vačkovým mechanismům, je především velká flexibilita. Díky tomu, že je zdvihová závislost elektronické vačky reprezentována elektronickým předpisem, tak její výměna či úprava, oproti klasickému vačkovému mechanismu, nepředstavuje téměř žádné časové prostoje. Obměna zdvihové závislosti spočívá v synchronizaci vlečné osy k jinému elektronickému předpisu, což nepřináší téměř žádné časové prostoje. Některé úpravy, jako je například změna velikosti zdvihu, lze dokonce u některých MC provádět i za běhu. Tímto lze časové prodlevy radikálně zkrátit.

Kinematické řetězce výrobních strojů jsou často zatíženy konstrukčními či technologickými nedostatky, typu nízké torzní tuhosti, mechanickými vůlemi apod., které dohromady s velkými setrvačnými hmotami (působících na jednotlivé části stroje), mohou vyvolat parazitní reziduální kmity. Další nespornou výhodou přináší použití elektronických vaček v případech, ve kterých je potřeba účinně zasáhnout proti reziduálním kmitům, vznikajícím na pracovním členu servomechanismu. U klasických vačkových mechanismů se tento problém řeší pomocí kinetostatické analýzy [1] mechanismu, při níž se optimalizuje velikost zdvihu či rychlost hnacího členu, při kterých by amplituda kmitů byla minimální. Takto exaktně zjištěnou rychlost přirozeně nelze měnit bez toho, aby amplituda kmitů nevzrůstala. Kompenzace kmitů tímto způsobem je dosti omezená. Existuje celá řada dalších zpětnovazebních či přímovazebních metod, kterými je možné dosáhnout klidu na pracovním členu. Ty jsou však aplikovatelné pouze v systémech vaček elektronických, které jsou těmito speciálním řešením daleko otevřenější. Těmito metodami se pak DP zabývá.

### **3 Měřicí pracoviště pro testování dynamiky elektronických vaček**

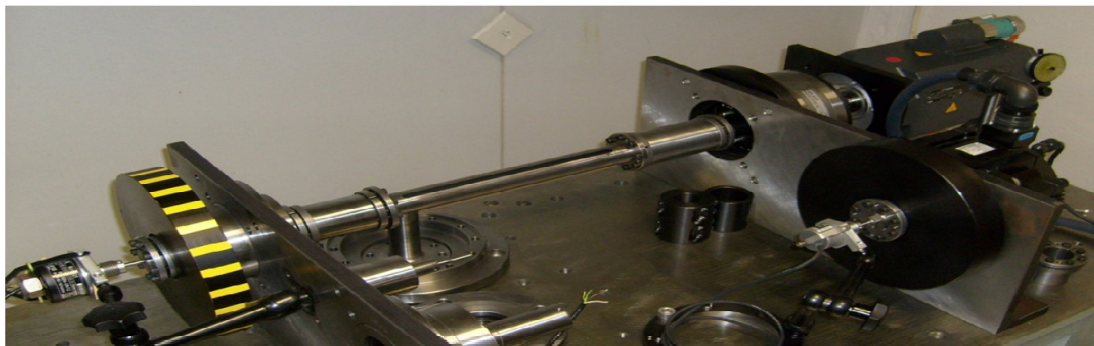
#### **3.1 Stavba mechanismu**

K experimentálním účelům disertační práce bylo využito měřicí pracoviště sestávající z robustního stolu, který dokáže hravě odolávat dynamickým rázům, jenž jsou často v průběhu testování dynamiky elektronických vaček servopohonem vyvozovány. Pracovní deska stolu na sobě umožňuje upevnit příčníky, pro uchycení servomotoru a sestavit tak různé druhy kinematických řetězců servomechanismu. Je možné tak testovat vlivy vložených převodů, velkých setrvačných hmot a v neposlední řadě mechanicky poddajných členů na kvalitu regulace elektronické vačky.

Jak bylo zmíněno výše, disertační práce je zaměřená na zkoumání dynamiky elektronických vaček vykonávajících neperiodické zdvihové závislosti, které jsou typické například u krokových převodovek s klasickými vačkami nebo u pohonů otočných stolů. Díky možnostem laboratorního stolu lze sestavit podobné kinematické řetězce, jakými jsou tvořeny výše zmíněné servomechanismy a testovat vlivy jednotlivých komponent na polohovou přesnost elektronické vačky.



V rámci DP byly sestaveny různé typy kinematických řetězců, na kterých proběhlo testování vlivů jednotlivých členů kinematického řetězce s dvojným druhem poddajnosti, který sestával ze servomotoru, předepjatého reduktoru, jehož výstup byl spojen pružnou hřídelí se setrvačником, který zároveň tvořil koncový člen mechanismu.



*Obr. 3-1 – Zkušební stůl a na něm sestaven kinematický řetězec s poddajnou mechanickou vazbou zatížený setrvačником.*

### **3.2 Komponenty elektronické vačky**

Hlavním kritériem při výběru komponent elektronické vačky byla jednak vysoká dynamika pohonu, ale i otevřenost řídicího systému k implementaci speciálních kompenzačních struktur, schopných účinným způsobem potlačit reziduální kmity systémů s dvojným druhem poddajnosti. Vysokou dynamiku pohonů nabízí celá řada výrobců. Mezníkem při výběru konkrétního řešení byla proto otevřenost regulační struktury pro aplikaci kompenzačních algoritmů. Nadstandard v tomto ohledu přináší řídicí jednotky od předního výrobce automatizační techniky firmy Siemens, proto je systém tvořen právě těmito komponenty.

Jako akční člen elektronické vačky byl vybrán synchronní servomotor s permanentním rotorovým buzením. Aby bylo pohonem dosaženo vysoké dynamiky, byl záměrně vybrán motor se sníženým momentem setrvačnosti. Motory tohoto typu jsou přímo určeny pro dynamicky náročné aplikace. Jeho základní životní funkce obstarává řídicí jednotka frekvenčního měniče Sinamics S120 (S120), která kromě realizace výkonového napájení statoru servomotoru rovněž uzavírá vnitřní proudovou a rychlostní smyčku. Jednotka byla vybrána záměrně, neboť zpřístupňuje uživateli, díky technologii BICO [2], důležitá místa ve své řídicí struktuře ke čtení či zápisu. Dále pak nabízí programovatelnou paměť, která společně se softwarovým nástrojem Drive Control Chart (DCC) [3] umožňuje uživateli realizovat vlastní regulační algoritmy přímo v řídicí jednotce pohonu a patřičným způsobem jimi ovlivnit funkci stávající kaskádní regulační struktury.

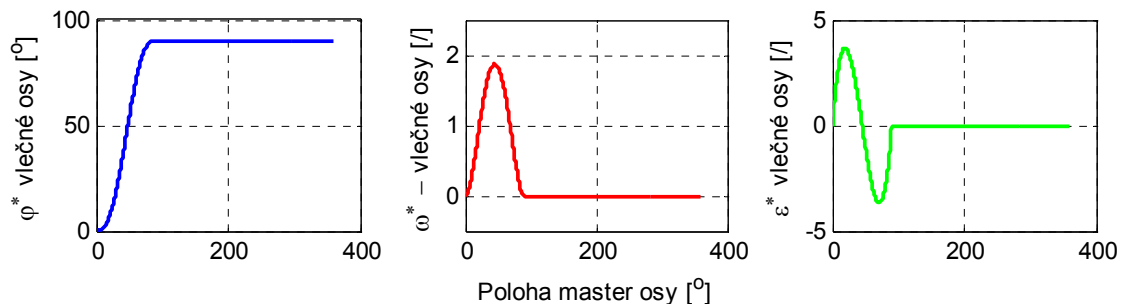
Pro funkci nadřazené jednotky byla rovněž vybrána řídicí jednotka pohybu Simotion C240 od téže firmy. Tou lze realizovat vyšší pohybové funkce, jako jsou synchronizační operace typu elektronická vačka, převodovka apod. C240 s jednotkou S120 komunikuje prostřednictvím cyklických telegramů po sběrnici Profibus DP. Systém je dále obdařen interním motorovým a externím snímačem, odměřujícím polohu koncového členu servomechanismu.

### 3.3 Zdvihové závislosti pro testování elektronických vaček

DP je zaměřena na zkoumání elektronických vaček, vykonávajících neperiodické zdvihové závislosti (jako jsou krokové servomechanismy). Typická aplikace krokových mechanismů je např. pohon otočného stolu, kroková převodovka apod. Zdvihová závislost takovýchto servomechanismů sestává z pohybové a klidové části. Princip lze vysvětlit například na otočném stole, na kterém v klidové části zdvihové závislosti probíhá montáž a v přechodové fázi je přesouván polotovar z jednoho pracoviště k druhému. V klidové části je třeba udržovat konstantní polohu, přechodovou část je pak potřeba provést co nejrychleji. Zkrátit tak dobu nutnou k přesunu polotovaru mezi jednotlivými pracovišti.

Neperiodické zdvihové závislosti jsou velmi náročné na dynamiku elektronických vaček. Veškerý pohyb je totiž vykonán zhruba v první čtvrtině celého cyklu a ve zbývajících třech čtvrtinách servopohon udržuje konstantní polohu. V pohybové části tak lze prověřit kvalitu regulace. Hlavní sledovanou veličinou zde bude tzv. vlečná chyba, která udává rozdíl mezi žádaným a skutečně vykonaným zdvihem. Vlivem mechanicky poddajných členů a velkých setrvačných hmot, může docházet ke vzniku reziduálních kmitů, které jsou nejvíce patrné právě v klidových částech zdvihové závislosti. Vlivy jednotlivých kompenzačních struktur na potlačení reziduálních kmitů jsou pak nejnáze identifikovatelné v klidové části zdvihové závislosti, ve které má servomechanismus udržovat konstantní polohu.

Jak bude ukázáno, tak na velikosti vlečné chyby servomechanismu má značný vliv způsob, jakým je zdvihová závislost vytvářena, tedy pomocí jakých funkcí je vytvořena. Značný vliv je možné pozorovat i na velikosti amplitudy reziduálních kmitů dvojhmotových systémů. Abychom mohli tento vliv posoudit, byly vytvořeny celkem tři zdvihové závislosti (polynomická, harmonická a parabolická). Velikost jejich zdvihu a délka přechodové fáze je u všech třech zdvihových závislostí stejná. Rozdíl je patrný při pohledu na průběh první a případně druhé derivace (viz. Obr. 3-2).



Obr. 3-2 – Neperiodická zdvihová závislost definované polynomickou funkcí.

## 4 Matematické modely

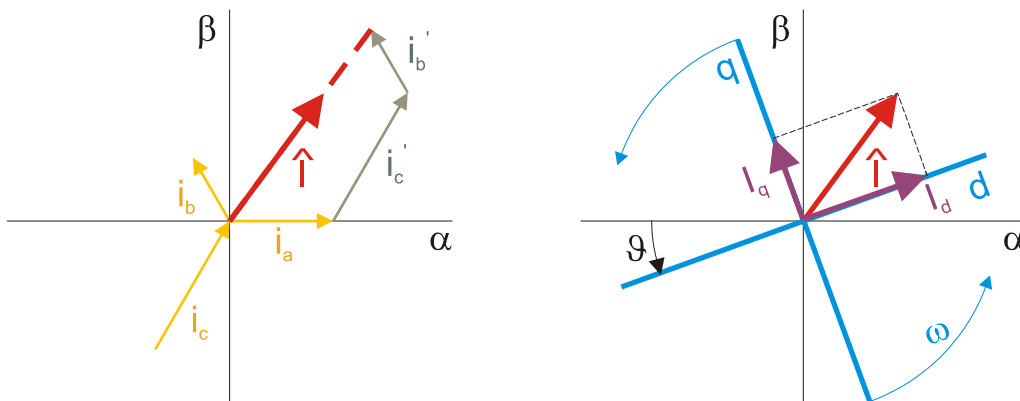
Návrh a simulace speciálních kompenzačních struktur, stejně tak jako syntéza kaskádního regulačního obvodu, pokud se nejedná o syntézu experimentální, si vyžaduje sestavit matematický model zkoumaného dynamického systému. Dynamický systém, kterým se DP zabývá, lze principiálně rozdělit do tří subsystémů. Pro každý z nich je tedy nutné vytvořit matematický model a

nalézt vztahy popisující vazby mezi jednotlivými subsystemy. Prvním z nich je matematický model PMSM. Dalšími subsystemy jsou tvořeny modelem řídicího systému a v neposlední řadě modelem mechanické stavby servomechanismu. Odvozením matematických modelů dílčích subsystemů se zabývají následující podkapitoly.

#### 4.1 Synchronní servomotor s permanentními magnety

Základem tohoto synchronního stroje je trojfázové statorové vinutí napájené střídavým harmonickým napětím. Díky němu se na statoru vytváří magnetické točivé pole, ve kterém je unášen rotor motoru. Ten je, na rozdíl od statoru, nutně napájen stejnosměrným napětím (permanentní magnet).

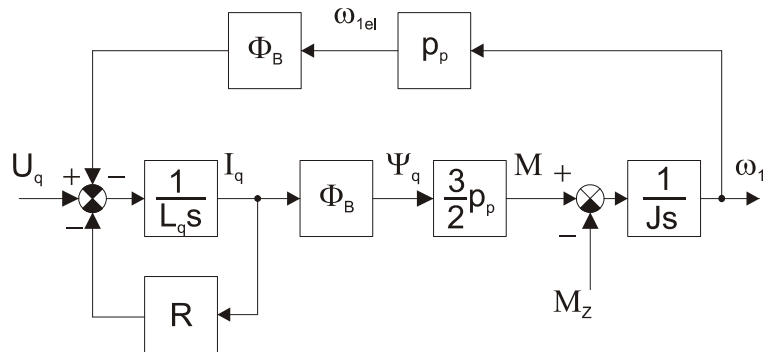
Fyzikální jevy probíhající v synchronních servomotorech jsou známy a v minulosti o nich bylo pojednáno v mnoha publikacích, věnujících se střídavým strojům, jako například [4], [5]. Matematický model PMSM lze vytvořit ze soustavy napěťových rovnic a rovnic magnetického toku, pro každou ze tří fází statoru. Působení všech tří cívek lze promítnout do pravoúhlého stacionárního statorového systému  $\alpha, \beta$  ( $u_1, u_2, u_3 \rightarrow U_\alpha, U_\beta$ ) (viz. Obr. 4-1 vlevo). Rotor motoru se však otáčí vůči statorovým souřadnicím úhlovou rychlostí  $\omega$ , synchronně s elektromagnetickým točivým polem. Proto je v dalším kroku vhodné transformovat tyto rovnice ze stacionárního systému  $\alpha, \beta$  do rotujících ortogonálních souřadnic  $d, q$  ( $U_\alpha, U_\beta \rightarrow U_d, U_q$ ). Tyto souřadnice rotují frekvencí magnetického točivého pole statoru úhlovou rychlostí  $\omega$ .



Obr. 4-1 – Transformace proudů jednotlivých fází do pravoúhlých stacionárních souřadnic (vlevo)  $\alpha, \beta$  a poté do rotujících souřadnic  $d, q$  (vpravo).

Z takto transformovaných diferenciálních rovnic lze sestavit tzv. DQ matematický model PMSM, který je často také používán vlastní řídicí jednotkou pro účely vektorového řízení motoru. Jak bude ukázáno, tak model při verifikacích vykazuje velmi dobrou shodu s reálným servomotorem. V numerických simulacích je však jeho přílišná složitost komplikací, proto se často z tohoto modelu sestavuje tzv. lineární model [7], který vychází z používaného typu vektorového řízení PMSM na maximální moment na hřídeli motoru. Vychází se z předpokladu, že dostatečný magnetický tok motoru je za normálních okolností vytvořen permanentními magnety v rotoru. Proto je možné v oblasti pod jmenovitými otáčkami řídit složku proudu  $i_d$ , ovlivňující statorový magnetický tok na nulovou hodnotu [4]. V takovém případě je velikost fázoru proudu koncentrována do momentotvorné složky  $i_q$ , která přímo ovlivňuje velikost kroučícího momentu motoru.

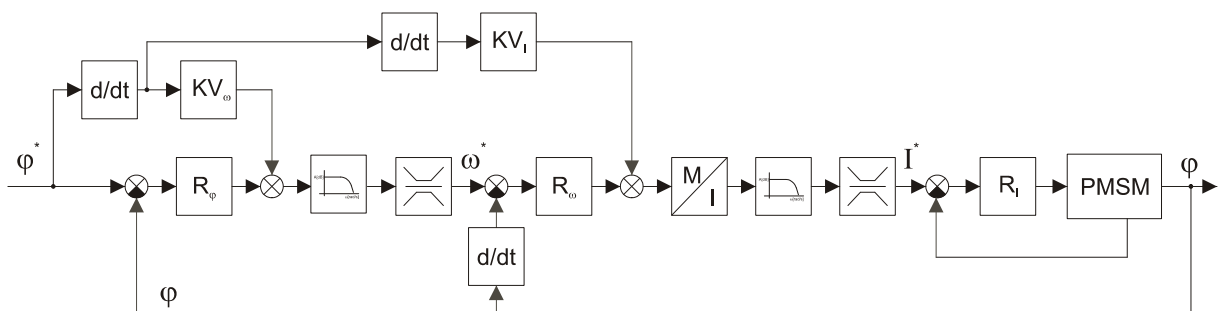
Nad jmenovitými otáčkami motoru tomu tak není a je potřeba tokotvornou složkou provádět odbuzení statorového vinutí. Se zvyšující se rychlosti totiž narůstá indukované napětí ve statorových cívkách, které působí proti napětí zdroje a je třeba ho udržovat pod limitními hodnotami. To lze provést nastavením složky  $i_d$  do záporných hodnot. Lineární model uvažuje tokotvornou složku proudu trvale nulovou, proto je použitelný pouze v oblasti pod jmenovitými otáčkami motoru, kde není potřeba odbuzovat statorové vinutí a proud  $i_d$  je regulován na nulovou hodnotu. Jelikož je v DP motor provozován téměř výhradně pod jmenovitými otáčkami, kde se oba modely chovají stejně, jsou často v DP oba modely ztotožňovány.



Obr. 4-2 – Lineární model vektorově řízeného PMSM.

## 4.2 Matematický model elektrického regulovaného pohonu

Uzavřeme-li nad matematickým modelem PMSM tři kaskádní regulační smyčky (proudovou, rychlostní a vnější polohovou) a doplníme-li strukturu dalšími prvky, jako jsou omezovače akčních veličin či filtry žádaných hodnot, lze vytvořit matematický model elektrického regulovaného pohonu. Každá regulační smyčka sestává z rozdílového členu, který vyhodnocuje regulační odchylku mezi žádanou a aktuální (měřenou) veličinou, která vstupuje do regulátoru. Proudový a rychlostní regulátor bývá obvykle tvořen proporcionálně- integračním (PI) regulátorem. Pro realizaci polohové zpětné vazby pak stačí pouhý proporcionální regulátor. Integrační složku lze totiž díky jednoznačné matematické provázanosti rychlosti a polohy vynechat [6]. Kaskádní regulační struktura se často doplňuje dopřednými regulátory, které dokáží velmi rychle generovat akční zásahy a dále zvyšovat dynamiku pohonu.

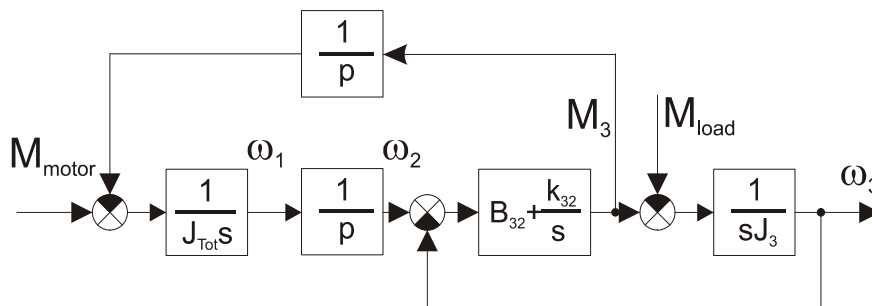


Obr. 4-3 – Blokové schéma kaskádní regulační struktury.

### 4.3 Matematický model mechanismu

Posledním krokem, který zbývá k sestavení úplného modelu dynamického systému, je odvození matematického modelu mechanické stavby stroje. Při matematickém modelování je třeba dbát na to, zda-li je poddajnost jednotlivých členů kinematického řetězce zanedbatelná či nikoliv. Je-li zanedbatelná, je jediná poddajnost dynamického systému tvořena elektromagnetickou vazbou mezi státorem a rotorem servomotoru. Takovéto systémy nazýváme jednohmotové. V takovém případě lze redukovat veškeré momenty setrvačnosti a zátěžné momenty, které jednotlivé členy působí přímo na hřídel servomotoru. Jednohmotový systém je tedy tvořen pouze jedinou elektromagnetickou poddajnou vazbou statoru s rotorem, který je na své hřídeli zatížen celkovou redukovanou zátěží.

Pokud se však v kinematickém řetězci nacházejí členy, jejichž poddajnost (nízkou torzní tuhost, vůle apod.) již nelze zanedbat, není možné modelovat mechanismus takto jednoduše. V takovýchto případech se provádí redukce momentů setrvačnosti a zátěžných momentů pouze v rozmezí dvou sousedících poddajností. DP se zabývala zkoumáním vlivu nízké torzní tuhosti. Mechanická vůle převodovky je vymezená předepnutím. První hmotu tedy tvoří elektromagnetická poddajná vazba statoru s rotorem a momenty setrvačnosti k ní redukované. Druhá hmota je pak tvořena mechanicky poddajnou vazbou (pružnou hřídelí) a momentem setrvačnosti setrvačnicku, který je prostřednictvím pružné hřídele připojen k výstupní hřídeli reduktoru. Model dvojhmotového systému lze pak vyjádřit matematickými rovnicemi, vyjadřujícími momentovou rovnováhu na hřídeli motoru, na pružné hřídeli a diferenciální rovnicí popisující jejich vzájemnou interakci.



Obr. 4-4 – Blokové schéma dvojhmotového dynamického systému.

## 5 Verifikace matematických modelů

Abychom mohli matematické modely, sestavené v předchozí kapitole, použít při syntéze regulační struktury pohonu, či testovat účinnost kompenzačních struktur, sloužících k potlačení reziduálních kmitů, bylo nezbytné modely nejprve verifikovat. To znamená, co nejvíce přiblížit chování reálného systému a matematického modelu, abychom mohli z numericky simulované reakce modelu soudit chování systému reálného. Verifikace byla provedena porovnáváním odezev reálného a simulovaného systému na totožné buzení. Porovnávány byly přechodové a frekvenční charakteristiky jednotlivých regulačních smyček.

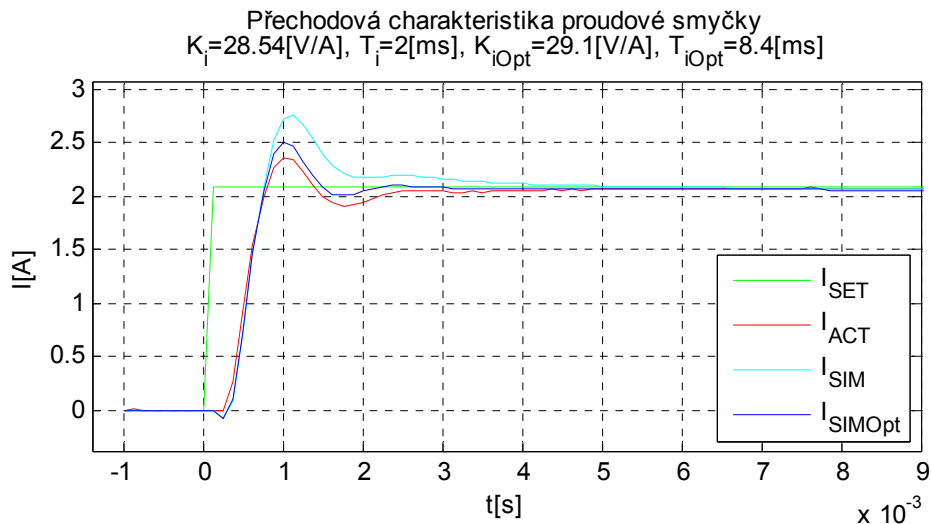
Při verifikaci se postupuje obdobně jako při syntéze regulačního obvodu, tedy od vnitřní regulační smyčky směrem k vnější. Teprve potom, až nalezneme vyhovující parametry pro vnitřní smyčku, kterými je možné dosáhnout obdobného chování modelovaného s reálným systémem, má smysl postupovat dále k verifikaci nadřazených smyček.

Aby se vyloučila chyba měření a ověřilo použití modelu pro různé nastavení příslušných regulátorů, byla provedena série měření skokových a frekvenčních charakteristik, s odlišnými nastaveními dané regulační smyčky. Pomocí matematických modelů jednotlivých smyček bylo sestaveno simulační schéma v softwarovém prostředí *MATLAB/Simulink*, které umožňuje díky numerickým výpočetním metodám provést simulace odezvy modelu na totožná buzení.

## 5.1 Verifikace proudové smyčky

Při verifikaci proudové smyčky bylo zjištěno, že je reálná smyčka zatížena dopravním zpožděním, kterým bylo nutné zatížit i simulační schéma. V literatuře [6] je popsán způsob aproximace dopravního zpoždění pomocí racionální lomené funkce druhého řádu tzv. Padeho rozvojem. Zpoždění proudové smyčky je způsobeno pulsní šířkovou modulací, kterou je generováno budící napětí statorového vinutí motoru. Hledaná časová konstanta do přenosu aproximující časové zpoždění, které lze stanovit jako polovina vzorkovací periody pulzně šířkové modulace (PWM). Do časové konstanty dopravního zpoždění však musí být rovněž zahrnut výpočetní čas jednotky S120. Časová konstanta je pak rovna součtu obou těchto dílčích zpoždění.

Zařazením přenosu aproximujícího dopravní zpoždění před proudový regulátor se podařilo výrazným způsobem přiblížit tvar odezvy matematického modelu proudové smyčky s reálným systémem. Aby však model dosahoval shody s reálem, bylo nutné upravit parametry proudového regulátoru matematického modelu. K tomuto účelu byla provedena minimalizaci kritéria odezev modelu a reálného systému, jejíž pomocí byly optimalizovány parametry proudového regulátoru tak, aby jimi bylo možné dosáhnout dostatečné shody s reálem (viz. Obr. 5-1).

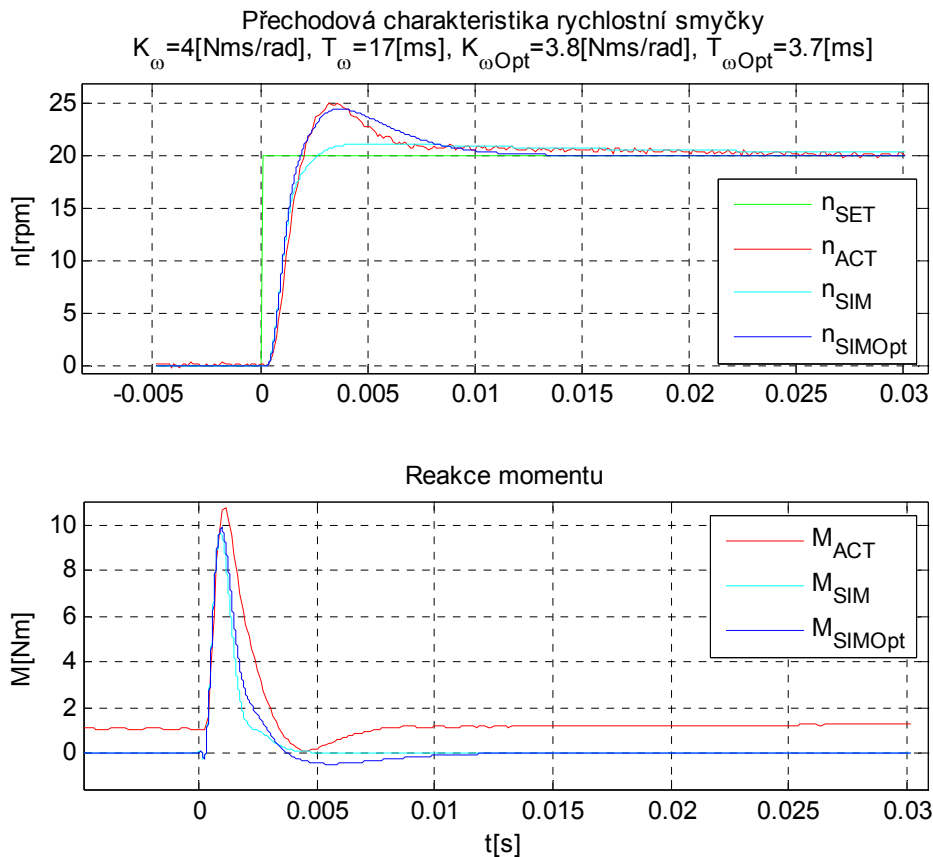


Obr. 5-1 – Odezva reálného systému, matematického modelu s totožnými parametry ( $I_{SIM}$ ) a s upravenými parametry ( $I_{SIMOpt}$ ) proudového regulátoru, na skokovou změnu žádaného proudu.

## 5.2 Verifikace rychlostní smyčky

Na verifikovaný model proudové smyčky mohla být následně aplikována a verifikována smyčka rychlostní. Ta již není zatížena žádným dalším dopravním zpožděním, neboť je vykonávána ve stejném výpočetním taktu, jako smyčka proudová.

Stejně tak, jako v předchozím případě, musely být parametry rychlostní regulace (převzaté z jednotky S120) optimalizovány metodou minimalizace kvadratického kritéria, neboť shoda obou systémů nebyla dostatečná. Na Obr. 5-2 je pak vidět přechodová charakteristika rychlostní smyčky reálného systému ( $n_{ACT}$ ), matematickém modelu s převzatými parametry regulátoru z S120 ( $n_{SIM}$ ) a téhož matematického modelu s optimalizovanými parametry regulátoru ( $n_{SIMOpt}$ ). Z průběhu grafů lze konstatovat, že se optimalizací parametrů podařilo přiblížit chování systému matematického modelu a reálného systému.



Obr. 5-2 – Odezva D-Q modelu skok žádané rychlosti a reakce momentu na toto buzení (dole).

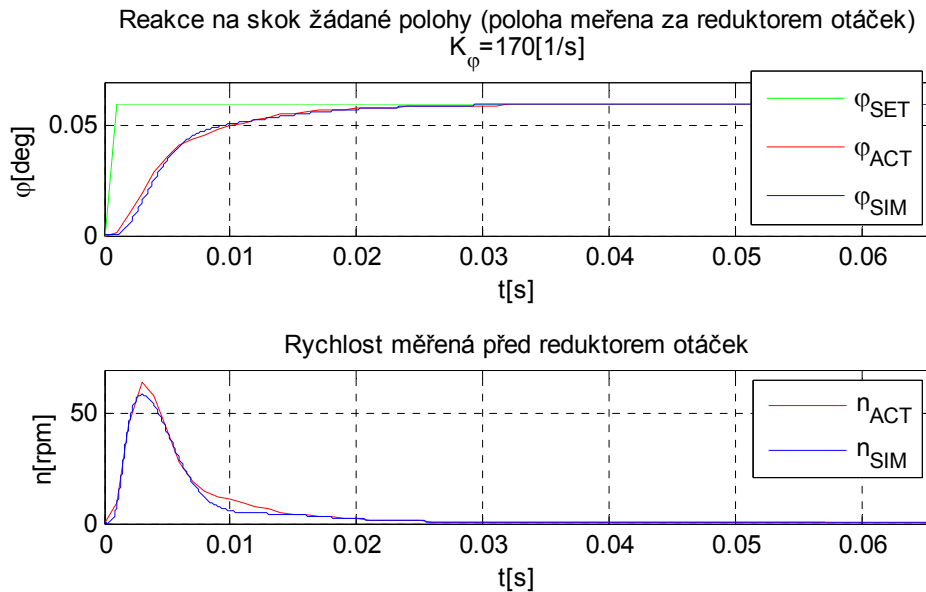
## 5.3 Verifikace polohové smyčky

Po úspěšné verifikaci rychlostní smyčky zbývalo ověřit vnější polohovou smyčku. Jelikož je díky technologii DSC uzavírána prakticky až v jednotce S120, pracuje tak ve stejném výpočetním cyklu, jako rychlostní a proudová a není nutno doplňovat model dalším blokem dopravního



zpoždění. Stejně tak, jako v předchozích případech, byly porovnány a verifikovány skokové a frekvenční charakteristiky při různém nastavení proporcionálního polohového regulátoru. Přitom bylo dbáno na to, aby žádná z akčních veličin nebyla pohonem saturována.

Na Obr. 5-3 jsou porovnány odezvy reálného systému a matematického modelu na totožné buzení s totožným nastavením polohového regulátoru. Lze z nich konstatovat, že v případě polohové smyčky se podařilo dosáhnout dobré shody i bez optimalizace proporcionálního zesílení polohového regulátoru.



Obr. 5-3 – Odezva polohové smyčky D-Q modelu na skokovou změnu polohy a reakce rychlosti.

## 6 Analýza a syntéza regulační struktury, za účelem zvyšování dynamiky a polohové přesnosti servomechanismu

Kvalitně provedená syntéza regulačního obvodu umožňuje zrychlit odezvy regulovaného systému na změnu žádané hodnoty. Díky tomu je možné dosáhnout lepší polohové přesnosti celého servomechanismu v přechodových i ustálených stavech. Pokud tedy chceme skutečně dosáhnout vysokých polohových přesností, je nezbytné nejprve provést analýzu zkoumaného dynamického systému. Na jejich základech pak provést syntézu regulátoru některou z analytických metod. Pro účely DP byla s výhodou použita optimalizační metoda GMK.

Funkce metody GMK je podmíněná znalostí matematického modelu nebo alespoň přenosových funkcí sledovaného dynamického systému. Na základě znalosti nul a pólů otevřeného regulačního obvodu a struktury uzavřeného regulačního obvodu, jsme schopni sestavit kořenové hodograpy, které udávají trajektorie pólů uzavřeného regulačního obvodu pro různá nastavení jednotlivých parametrů regulátoru. Syntéza regulátoru touto metodou je díky softwarovému prostředí *Matlab Simulink* a jeho nástroji *Simulink Control Designer* (SCD), značně usnadněna. Nástroj umožňuje provést syntézu interaktivním způsobem, jehož pomocí lze okamžitě sledovat odezvu



nově seřízeného systému. Lze tak poměrně snadno konvertovat k hledanému optimu. Proto byla metoda GMK použita u všech třech regulačních smyček.

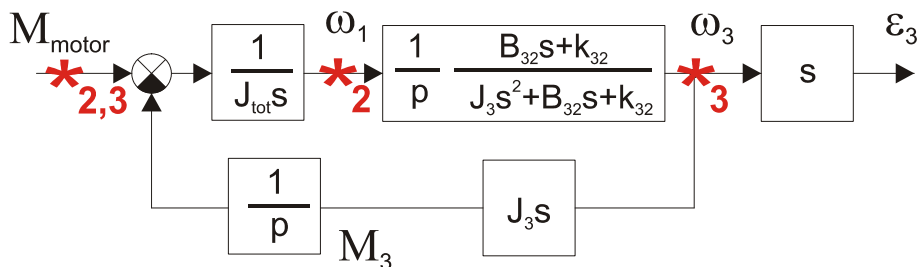
## 6.1 Analýza kinematického řetězce servomechanismu

Na regulaci rychlosti či polohy má zásadní vliv mechanická stavba stroje. Proto i při syntéze těchto regulačních smyček musí být respektován vliv jednotlivých částí kinematického řetězce na chování servopohonu. V rámci DP jsou testovány různé typy kinematických řetězců, z čehož nejsložitější je mechanismus s mechanicky poddajnou vazbou (pružnou hřídelí). Analýzou takového systému se můžeme více dozvědět o jeho vlastnostech. Nejdříve tedy vyjádříme přenos mezi rychlostí na hřídeli motoru a rychlostí pracovního členu servomechanismu, který je v našem případě tvořen setrvačником.

$$\frac{\omega_3(s)}{\omega_1(s)} = \frac{\frac{1}{p} \left( \frac{B_{32}s + k_{32}}{s} \right) \frac{1}{J_3 s}}{1 + \left( \frac{B_{32}s + k_{32}}{s} \right) \frac{1}{J_3 s}} = \frac{\frac{1}{p} \left( \frac{B_{32}}{k_{32}} s + 1 \right)}{\frac{J_3}{k_{32}} s^2 + \frac{B_{32}}{k_{32}} + 1} = \frac{\frac{1}{p} \left( \frac{2\xi_L}{\Omega_L} s + 1 \right)}{\frac{s^2}{\Omega_L^2} + \frac{2\xi_L}{\Omega_L} + 1}. \quad (1)$$

Kde  $\Omega_L$  vyjadřuje je vlastní frekvenci zátěže při zablokované hřídeli motoru a  $\xi_L$  její poměrné tlumení. Je to v podstatě ta frekvence (a tlumení), kterou se v případě kinematického buzení takovém servomechanismu projevují reziduální kmity (a tlumí amplituda)

$$\Omega_L = \sqrt{\frac{k_{32}}{J_3}}, \quad \xi_L = \frac{B_{32}}{2} \sqrt{\frac{1}{J_3 k_{32}}}. \quad (2)$$



Obr. 6-1 – Blokové schéma pro odvození interakce obou hmot systému..

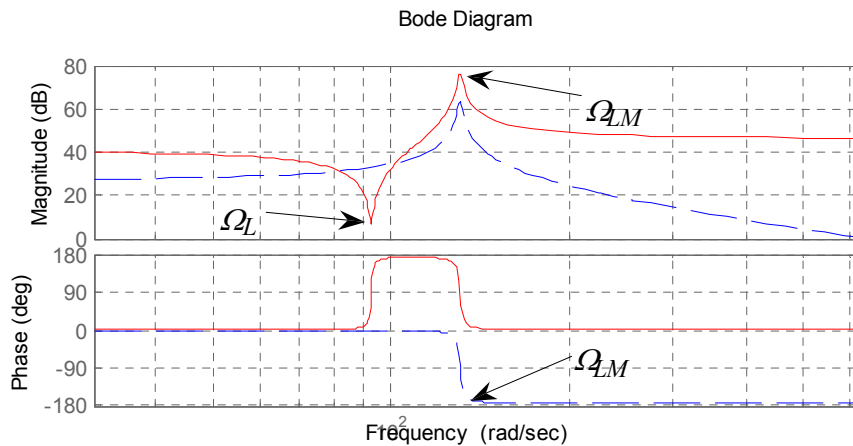
Pro odvození přenosu mezi hnacím momentem motoru a rychlostí pracovního členu mechanismu lze použít schéma na Obr. 6-1

$$\frac{\varepsilon_3(s)}{M_{Motor}(s)} = \frac{p \left( \frac{2\xi_L}{\Omega_L} s + 1 \right)}{J_C \left( \frac{s^2}{\Omega_{LM}^2} + \frac{2\xi_{LM}}{\Omega_{LM}} s + 1 \right)}. \quad (3)$$

Kde  $\Omega_{LM}$  vyjadřuje je vlastní kmitočet volně kmitající zátěže dvojhmotové soustavy a  $\xi_{LM}$  její poměrné tlumení

$$\Omega_{LM} = \sqrt{\frac{J_C k_{32}}{p^2 J_{Tot} J_3}}, \quad \xi_L = \frac{B_{32}}{2} \sqrt{\frac{J_C}{p^2 J_{Tot} J_3 k_{32}}}. \quad (4)$$

Pohledem na frekvenční charakteristiky (viz. Obr. 6-2) lze konstatovat, že v oblasti frekvencí menších nežli vlastní frekvence zátěže (pracovního členu)  $\Omega_L$  (definované vztahem (2)), se systém chová jako jednohmotový. Pracovní člen tedy kmitá ve fázi s hřídelí motoru. Čím více se však frekvence blíží kmitočtu  $\Omega_L$ , tím větší množství energie se akumuluje v pružině, kterou tvoří mechanicky poddajný člen kinematického řetězce. Mezi kmitočty  $\Omega_L$  a  $\Omega_{LM}$  začíná pracovní člen mechanismu opět zrychlovat, což je způsobeno naakumulovanou energií v tomto pružném členu. Zrychlení obou hmot dosahují svého maxima na kmitočtu  $\Omega_{LM}$ . Jak je vidět z fázové charakteristiky přenosu mezi hnacím momentem a zrychlením zátěže, tak na tomto kmitočtu dochází k obratu fáze. Motorová hřídel a pracovní člen tedy kmitají proti sobě. Od tohoto okamžiku již zrychlení na pracovním členu klesá, protože není motorem urychlován (viz. amplitudová charakteristika přenosu mezi hnacím momentem a zrychlením zátěže). Z toho vyplývá, že sebelepším seřízením regulační struktury nelze ovlivnit chování pracovního členu v oblasti nad vlastní frekvencí zátěže  $\Omega_L$  [6].

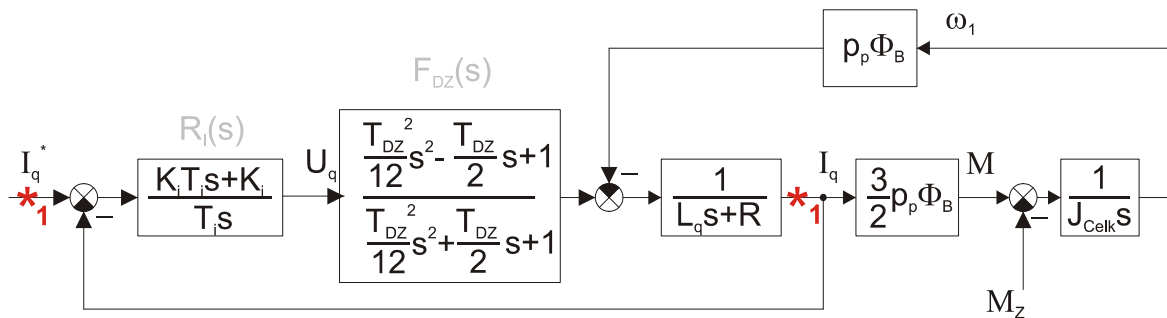


Obr. 6-2 – Frekvenční charakteristiky přenosu mezi hnacím momentem a zrychlením na hřídeli (červený plný) a přenosu mezi hnacím momentem a zrychlením na pracovním členu .

## 6.2 Syntéza proudového regulátoru

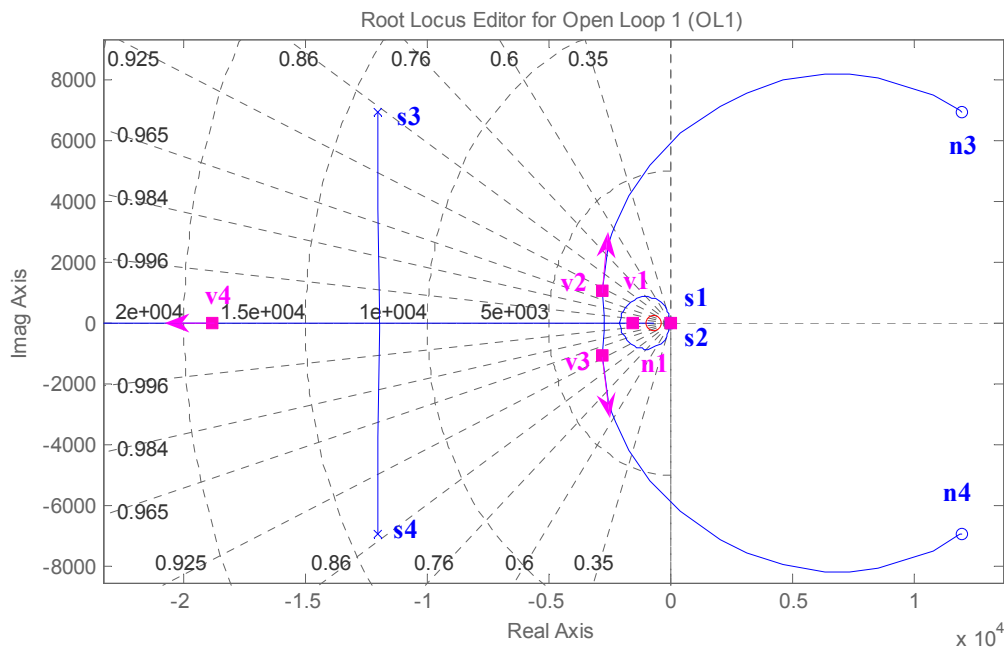
Proudový regulátor většinou bývá poměrně kvalitně seřízen již od výrobce. Nicméně pokud chceme pohonem dosáhnout vysoké dynamiky, je dobré parametry alespoň ověřit, popřípadě nalézt jejich vhodnější nastavení.

Postup při syntéze proudové regulační smyčky, stejně tak jako smyček nadřazených, bude vysvětlen pomocí analýzy kořenového hodografu, sestaveného z obrazových přenosů otevřené regulační smyčky. Tyto přenosy byly v DP odvozeny z verifikovaného nezatíženého lineárního matematického modelu PMSM s dopravním zpožděním (DZ), způsobeným PWM modulací (viz. Obr. 6-3).



Obr. 6-3 – Lineární model PMSM s proudovým regulátorem zatížený dopravním zpožděním.

Přenos otevřené proudové smyčky má celkem čtyři póly a tři nuly. Uzavřením této smyčky lze jednotlivými parametry regulátoru ovlivnit polohu těchto pólů uzavřené smyčky. Pro neměnnou integrační konstantu lze znázornit následující hodograf. Zobrazuje trajektorie, které opisují póly přenosu uzavřené smyčky při měnící se proporcionální zesílení. Změnou integrační časové konstanty lze pak ovlivnit tvar těchto trajektorií.



Obr. 6-4 – Kořenový hodograf uzavřené proudové regulační smyčky PMSM s dopravním zpožděním.

Na hodografu jsou zřetelně vidět komplexně sdružené nuly  $n_3$  a  $n_4$  v pravé nestabilní polorovině. Na stejné frekvenci, ovšem v levé polorovině, se pak nacházejí komplexně sdružené póly  $s_3$  a  $s_4$  otevřené regulační smyčky. Dvojice těchto pólů a nul jsou zapříčiněny vlivem DZ proudové smyčky. Zvyšováním proporcionálního zesílení regulátoru se nejprve oba póly  $v_3$  a  $v_4$  uzavřené smyčky střetnou na reálné ose a poté se vydají opačnými směry po reálné ose, jeden od a druhý k počátku komplexní roviny. Další dva póly uzavřené smyčky  $v_1$  a  $v_2$  se pohybují ze svých výchozích pozic  $s_1$  a  $s_2$  po opačných stranách kružnice se středem v  $n_1$  ( $-1/T_i$ ), až se opět oba střetnou na reálné ose. Pól  $v_1$  pak putuje směrem ke středu (k nule regulátoru  $n_1$ ) a  $v_2$  opačným smě-

rem proti pólu  $v_3$ , způsobeným vlivem DZ. Tyto póly se střetnou a při dalším zvyšování zesílení začnou putovat směrem k nulám od  $n_3$  a  $n_4$ , do nestabilní části komplexní roviny. DZ tímto vnáší další omezení pro syntézu proudového regulátoru, kterou se stává imaginární osa. V předchozím zjednodušeném případě byl uzavřený regulační obvod stabilní pro jakákoli nastavení proměnných proudového regulátoru. Zde tomu již tak není. Při rostoucím zesílení pól  $v_4$  sice směřuje do  $-\infty$ , ale  $v_2$  společně s  $v_3$  putují opačným směrem do nestabilní části komplexní roviny.

Při syntéze musel být brán zřetel právě na ty póly systému ( $v_2$  a  $v_3$ ), které směřují po trajektoriích směrem k nulám  $n_3$  a  $n_4$ , nacházejících se v nestabilní části komplexní roviny. Imaginární osa tedy tvoří jeden mezník a omezovače akčních veličin další mezníky pro volbu parametrů proudové smyčky.

Změnou časové konstanty regulátoru dochází ke změně pozice středu (nulového bodu  $n_1$ ) a tím i velikosti poloměru kružnice, kterou opisují póly  $v_1$  a  $v_2$ . Při zvětšování poloměru (snižování časové konstanty) nakonec dojde k roztržení kružnice a ke změně tvaru trajektorie těchto pólů. Trajektorie pólů  $v_1$  a  $v_2$  se tím nebezpečně přiblíží k imaginární ose, čímž dochází i k poklesu tlumení jejich vlastní frekvence.

Při syntéze regulátoru tedy musí být hledán kompromis mezi tlumením kmitavých pólů a rychlosti odezvy systému. Konkrétní naladění proudového regulátoru však závisí na požadavku dané aplikace. V aplikacích, ve kterých je servopohon provozován pouze v momentové (proudové) vazbě, je překmit na přechodové charakteristice většinou nežádoucí. V takovém případě se snažíme regulátor seřídit tak, aby přechodová charakteristika byla monotónní (aperiodická). Naopak, pokud je pohon řízen v rychlostní či polohové smyčce, což byl i případ DP, potřebujeme těmto smyčkám zajistit co nejvyšší dynamiku podřazené proudové smyčky i za cenu kladného, případně i malého záporného překmitu na přechodové charakteristice. Aktuální hodnota proudu se však musí co nejrychleji ustálit na žádané hodnotě. Nadřazená smyčka pak tento překmit vyreguluje.

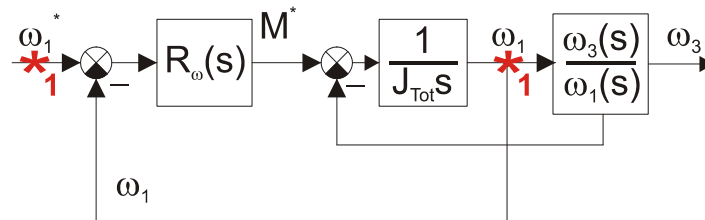
Tab. 6-1 – Parametry proudové regulace

Par.	Popis	Hod.	Jedn.
$K_i$	Proporcionální konstanta v S120	28,54	[V/A]
$T_i$	Integrační konstanta v S120	2	[ms]
$K_{iOpt}$	Proporcionální konstanta do modelu	29,1	[V/A]
$T_{iOpt}$	Integrační konstanta do modelu	0.0084	[ms]
BW	Šířka propustného pásma	903	[Hz]
OP	Překmit	12	[%]
Tr	Doba náběhu (0,9% žádané hodnoty)	0,5	[ms]
Tp	Doba dosažení prvního maxima (Peak time)	0,883	[ms]
Ts	Doba regulace (Settling time)	3,5	[ms]

### 6.3 Syntéza rychlostního regulátoru

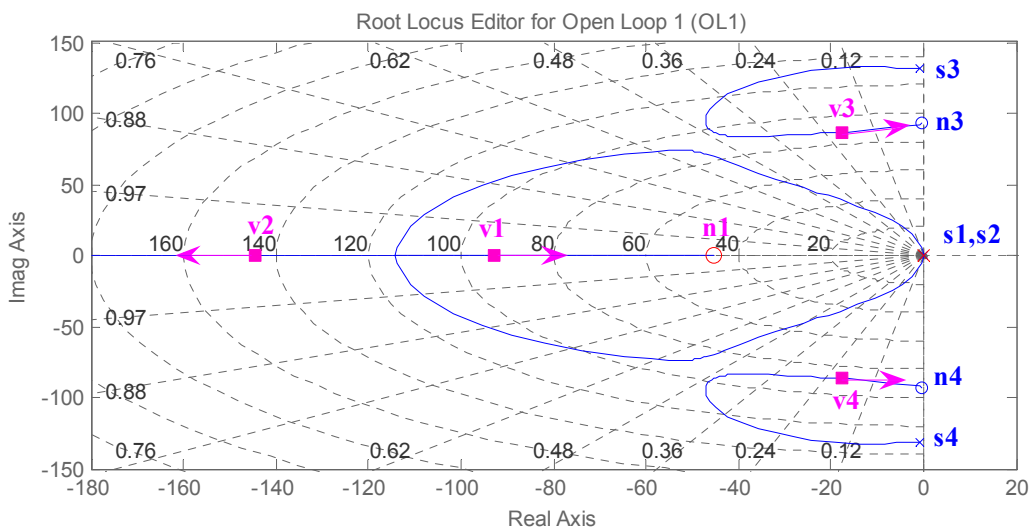
Seřízení rychlostní smyčky, oproti proudové, bývá velice citlivé na změnu parametrů mechanické zátěže. Každá větší změna parametrů či konfigurace mechanismu, si téměř vždy vyžádá opětovné seřízení regulační soustavy, rychlostním regulátorem počínaje. V rámci disertační práce je však zkoumána dynamika komplikovanějších mechanismů se dvojím druhem poddajnosti.

Parametry rychlostní smyčky, stejně tak jako proudové, byly optimalizovány pomocí metody GMK. Abychom získali jednodušší tvary přenosu rychlostní a nadřazené polohové vazby, byla analýza provedena na zjednodušeném matematickém modelu, který uvažuje přenos proudové smyčky ideální. Vychází se z předpokladu, že kvalitně seřízená proudová smyčka obvykle bývá řádově rychlejší, nežli smyčka rychlostní. Přenos otevřené rychlostní smyčky lze tedy odvodit ze schéma (viz. Obr. 6-5).



Obr. 6-5 – Uzavřená rychlostní regulační smyčka dvojhmotového systému uvažující ideální proudovou smyčku.

Přenos má čtyři póly a tři nuly. Ze známého přenosu otevřené smyčky lze sestavit kořenový hodograf, který prezentuje trajektorie pólů uzavřené rychlostní regulační smyčky (viz. Obr. 6-6 – pozn. uvažováno nulové tlumení  $B_{32}$  dvojhmotového systému  $\rightarrow s_3, s_4$  leží na imaginární ose).



Obr. 6-6 – Kořenový hodograf rychlostní smyčky s ideálním přenosem proudové smyčky dvojhmotového systému pro mírnější nastavení integrační konstanty regulátoru.

Na hodografu vidíme, že póly  $v_1$  a  $v_2$  se zvyšujícím se zesílení putují z původního místa, deformované polohou pólu  $s_1$  a  $s_2$  otevřené smyčky a opět jako v předchozím případě opisují, nyní již dosti zdeformovanou, kružnici o poloměru, který je dán středem v nule  $n_1 = -1/T_i$ . Póly  $v_3$  a  $v_4$  vycházejí z pozic pólů otevřené smyčky  $s_3$  a  $s_4$  a po svých půlkružnicích směřují směrem ke svým blízkým nulám  $n_3$  a  $n_4$ . Snižováním časové konstanty dochází ke vzdalování nuly  $n_1$  směrem od imaginární osy, která tvoří střed kružnice pólů  $v_1$  a  $v_2$ . Dochází tím ke zvětšování jejího poloměru kružnice trajektorie. Tím dochází k její čím dál větší deformaci v důsledku blízkosti trajektorie pólů  $v_3$  a  $v_4$ . Nakonec dojde k roztržení a změně trajektorie pólů  $v_1, v_2, v_3$  a  $v_4$ .

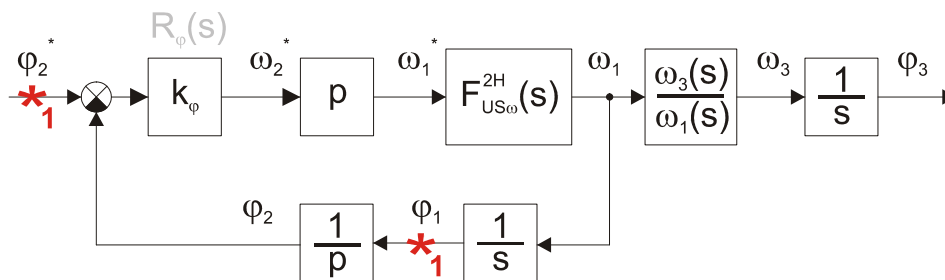
Trajektorie pólů  $v_1$  a  $v_2$  pak vychází z pólů otevřené regulační smyčky  $s_1$  a  $s_2$ . Nyní však směřuje k nulám  $n_3$  a  $n_4$ , ležícím poblíž imaginární osy. Kružnice se uzavírá póly  $v_3$  a  $v_4$  okolo této trajektorie pólů  $v_1$  a  $v_2$ . Póly  $v_3$  a  $v_4$  se setkávají se na reálné ose, kde opouštějí kružnici a pokračují dále po reálné ose opačnými směry  $v_4$  do  $-\infty$  a  $v_3$  k nule regulátoru  $n_1$ .

Při seřizování rychlostního regulátoru se opět snažíme, pokud možno, co nejvíce oddálit póly uzavřené smyčky od imaginární osy, abychom poskytli pomalejší nadřazené polohové smyčce dostatečný prostor v levé (stabilní) polorovině. Je však vhodné, aby póly zůstaly stále na kružnici (měl by se tedy zvyšovat její poloměr).

Seřízení rychlostní smyčky velice úzce souvisí se stabilitou polohové regulační smyčky. Proto je vhodné při syntéze rychlostního regulátoru brát zřetel na rezervu stability polohového regulátoru.

#### 6.4 Syntéza polohového regulátoru

Jak bylo řečeno výše, na stabilitu polohové smyčky má velmi silný vliv stavba mechanismu. Proto je nutno při hledání optimálních parametrů regulátoru s mechanickou stavbou počítat v matematických modelech. Pro sestavení kořenových hodografů byly opět odvozeny přenosové funkce otevřené smyčky dle blokového schéma na následujícím obrázku.

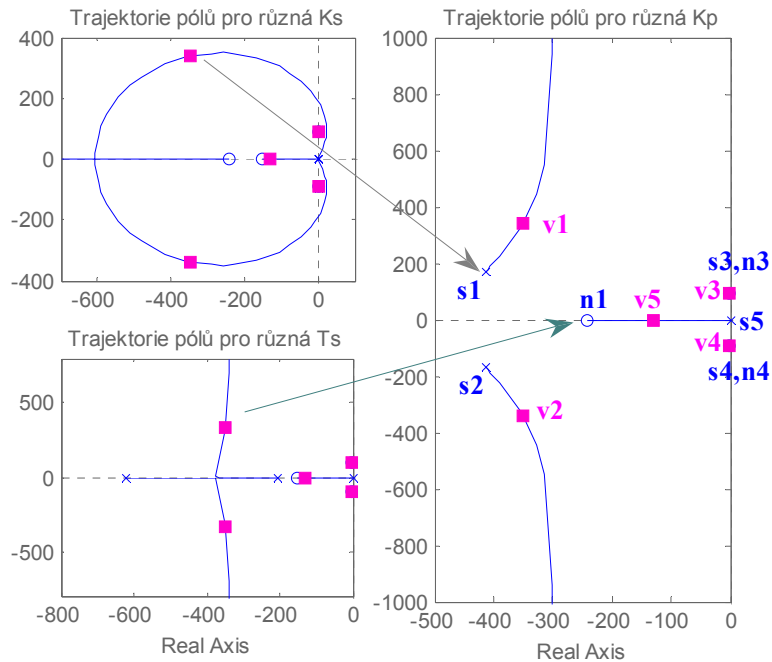


Obr. 6-7 – Uzavřená polohová regulační smyčka dvojhmotového systému uvažující ideální proudovou smyčku, polohová smyčka uzavírána interním snímačem polohy (snímač na hřídeli motoru).

Odvozením přenosu otevřené polohové smyčky lze dokázat, že přenos má pět pólů a tři nuly. Z toho póly  $v_3$  a  $v_4$  a nuly  $n_3$  a  $n_4$  jsou komplexně sdružené. Obě komplexně sdružené dvojice se nacházejí poblíž imaginární osy a jsou způsobeny druhou hmotou systému. Při zvyšování zesílení polohového regulátoru se tyto póly pohybují ze svých původních míst, daných pozicemi pólů otevřené regulační smyčky  $s_3$  a  $s_4$  směrem ke svým blízkým, komplexně sdruženým nulám  $n_3$  a  $n_4$ . Trajektorii, kterou při tomto pohybu opisují, lze ovlivnit konkrétním seřízením rychlostního regulátoru. Změnou parametrů rychlostního regulátoru ovlivňujeme pozici nul a pólů otevřené polohové regulační smyčky  $s_1$  a  $s_2$ , ale i pozici pólů  $s_3$  a  $s_4$ , kořenového hodografu. Nevhodným nastavením rychlostního regulátoru (při koeficientu tlumení  $B_{32}$  blízkého nule) pak mohou trajektorie těchto pólů  $v_3$  a  $v_4$  zasahovat i do nestabilní části komplexní roviny. Proto je třeba provádět optimalizaci rychlostního regulátoru s ohledem na stabilitu polohové regulační smyčky.

Z tohoto důvodu byl návrh parametrů rychlostní i polohové regulační smyčky proveden dohromady pomocí nástroje SCD (metody GMK). Kvalita regulace byla posouzena vyhodnocením přechodové charakteristiky polohové smyčky. Nejprve byl nastaven rychlostní regulátor, tak aby

zajistil dostatečný prostor ve stabilní části komplexní roviny. Snahou tedy bylo posunout póly otevřené polohové smyčky co nejvíce vlevo od imaginární osy (viz. Obr. 6-8). Přitom muselo být dbáno na pozici pólů nacházejících se poblíž imaginární osy (druhé hmoty systému), které při nevhodném seřízení rychlostní smyčky mohou s rostoucím zesílením polohové smyčky překročit hranici stability (imaginární osu).



Obr. 6-8 – Kořenové hodografy polohové regulační smyčky dvojhmotového systém s interním odměřováním polohy, umožňující návrh parametrů rychlostního i polohového regulátoru.

Tímto popsaným způsobem se podařilo poměrně rychle nalézt vhodné parametry rychlostní a následně mohla být optimalizována i polohová smyčka pro jednotlivé testované stavby servomechanismu, dosažené výsledky shrnuje následující tabulka.

Tab. 6-2 – Parametry rychlostní a polohové regulace s nepřímým odměřováním polohy

Par.	Jednotka	Bez zátěže	Setrvačnick	Převodovka	Převodovka, pružný člen, setrvačnick
$K_{\omega Opt}$	[Nms/rad]	5,11	11,7	5,11	5,11
$T_{\omega Opt}$	[ms]	2,5	16	2,5	2,5
$K_{\varphi}$	[1/s]	376	38	376	376
$K_w$	[%]	100	100	100	100

## 6.5 Dopředné řízení rychlosti a proudu

Klasická kaskádní polohová regulace často nedokáže vyhovět extrémním nárokům na dynamiku pohonu a dále se doplňuje tzv. dopředné regulační vazby. Těmito vazbami jsme schopni polohovou odchylku v přechodových stavech značně redukovat. Taková vazba je odvozena z

první případně druhé derivace žádané polohy. První derivací získáme signál dopředné regulace rychlosti, druhou derivací pak signál pro momentovou (resp. proudovou, akcelerační) dopřednou vazbu. Návrh regulátoru pak spočívá v optimalizaci váhového koeficientu, kterým je tato žádost před vlastním zavedením do součtového členu, umístěného před rychlostním případně proudovým regulátorem.

## 7 Testování dynamiky elektronických vaček

V šesté kapitole byl vysvětlen postup při optimalizaci parametrů kaskádní regulační struktury servopohonu. Pomocí metody GMK se podařilo nalézt vhodné parametry regulační struktury a ověřit je simulačně na sestavených verifikovaných modelech. Tyto parametry byly konvertovány do řídicí jednotky S120 a jejich hodnoty dále upravovány za běhu elektronické vačky tak, aby byla elektronická vačka schopna sledovat předepsanou zdvihovou závislostí s maximální možnou přesností. Váhový koeficient dopředné rychlostní regulace se u všech zdvihových závislostí, testovaných na reálné elektronické vačce při různých rychlostech, osvědčilo nastavit na 100%, tedy na hodnotu 1 [rad/s]. Při menších hodnotách docházelo ke změně tvaru průběhu, ale i velikosti polohové vlečné chyby.

Stanovit optimum však může být velice komplikované, neboť vždy záleží na konkrétních požadavcích dané aplikace elektronické vačky. V našem případě byl hledán kompromis mezi minimální vlečnou chybou a nekmitavým průběhem v klidové části zdvihové závislosti.

Dynamika byla testována jednak na nezatíženém servopohonu, tak zatíženého setrvačником. Třetím testovaným servomechanismem byl servopohon s reduktorem otáček zatíženým týmž setrvačником. Každá změna zátěžného mechanismu si vyžádala provedení opětovné syntézy celé regulační struktury (mimo proudové smyčky).

V případě servomotoru s přímým zatížením motorové hřídele setrvačником bylo nutné aplikovat i pásmovou zádrž do přímé větve (na žádanou hodnotu proudu). Ukázalo se, že mechanická vazba mezi setrvačником a motorovou hřídelí není dostatečně tuhá, což se vlivem velké setrvačné hmoty projevilo vznikem reziduálních kmitů. Jelikož se kmitočet (655 Hz) nacházel nad frekvenčním pásmem rychlostní smyčky (200 Hz), dostala se jeho střídavá složka až do žádané hodnoty proudu a celý systém se na této frekvenci rozkmital. Z tohoto důvodu byl na tento kmitočet použit jeden z filtrů, žádaných hodnot typu pásmová zádrž. Vhodným nastavením tohoto filtru se podařilo tuto frekvenci potlačit a mohlo být dále přistoupeno k syntéze regulačního obvodu a testování dynamiky.

V rámci testování dynamiky elektronických vaček krokových mechanismů byl systém buzen celkem třemi zdvihovými závislostmi, které se lišily pouze definičními funkcemi, jimiž byly vytvořeny. Tyto závislosti byly testovány při různých takttech elektronické vačky. V Tab. 7-1 jsou pak shrnuty dosažené výsledky při taktu  $50\text{min}^{-1}$ .

Porovnáme-li dosažené výsledky vlečných chyb (viz. Tab. 7-1), lze konstatovat, že na velikosti vlečné chyby elektronické vačky má značný vliv nejen stavba mechanismu, ale i způsob (typ definiční funkce), jakým je zdvihová závislost vytvořena. Velmi závisí nejen na spojitosti zdvihové závislosti, ale i na spojitosti jejich derivací. Pokud se na zdvihové závislosti vyskytují skokové změny rychlosti či zrychlení, jako například u parabolické či harmonické zdvihové závislos-

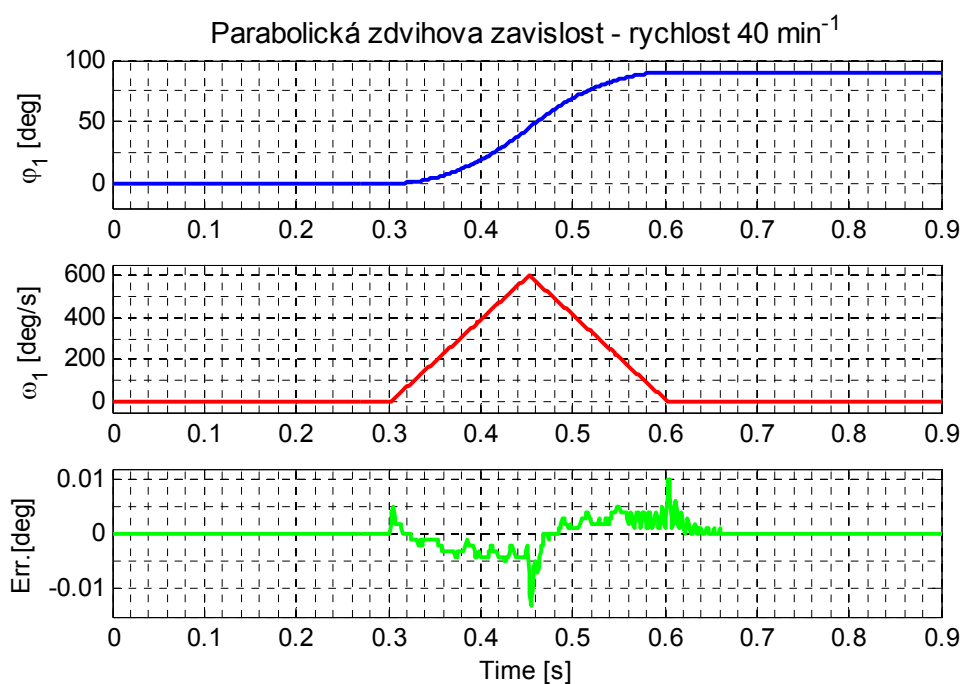


ti, systém není schopný dostatečně přesně sledovat takovéto skokové změny zrychlení (může dojít k saturaci), což má za následek nárůst polohové vlečné chyby (viz. Tab. 7-1).

Tab. 7-1 – Výsledky testování dynamiky elektronické vačky rychlost 50min<sup>-1</sup>

Mechanismus	Zdvih. závislost	$K_\phi$	$K_w$	$K_\omega$	$T_\omega$	$\varphi_{ERR}$	
		[1/s]	[%]	[Nms/rad]	[ms]	[rad]	
Servopohon bez zatížení	Polynomycká	530	100	4	17	-0,007	0,007
	Harmonická	480	100	4	17	-0,005	0,013
	Parabolická	510	100	4	17	-0,013	0,010
Servopohon se setrvačnickem na hřídeli	Polynomycká	350	100	8	35	-0,108	0,130
	Harmonická	250	100	8	35	-0,099	0,307
	Parabolická	250	100	8	35	-0,508	0,265
Servopohon s reduktorem zatíženým setrvačnickem	Polynomycká	600	100	4	17	-0,006	0,005
	Harmonická	550	100	4	17	-0,004	0,010
	Parabolická	580	100	4	17	-0,023	0,009

Pro dosažení maximální polohové přesnosti proto bylo nezbytné při každé změně stavby servomechanismu a pro každou zdvihovou závislost optimalizovat parametry regulační struktury. Velikost vlečné chyby rovněž závisí i na taktu elektronické vačky. S četností provedených zdvihů (taktů) v čase stoupá i strmosti jednotlivých žádaných veličin (poloha, rychlost, zrychlení atd.), tím se může pohon snadno dostat do saturace.



Obr. 7-1 – Naměřené průběhy při buzení nezatíženého pohonu parabolickou zdvihovou závislostí.

## 8 Metody vedoucí k potlačení reziduálních kmitů na dvojhmotových dynamických systémech

V šesté kapitole byl vysvětlen vznik reziduálních kmitů vlivem výskytu dalších poddajných vazeb tzv. dvojhmotových (vícehmotových) dynamických systémů. Tyto kmity neblaze ovlivňují jednak stabilitu systému, ale mohou i značně degradovat polohovou přesnost servomechanismu, proto je vhodné je jistým způsobem potlačit. Samotná kaskádní regulační struktura většinou není schopná proti těmto kmitům účinně zasáhnout a proto se často musí tento problém řešit jinak.

Existuje celá řada metod, kterými lze dosáhnout uspokojivých výsledků tlumení reziduálních kmitů. Příkladem mohou být metody stavových pozorovatelů [8], [9], metody kompenzace pomocí stavového  $H_\infty$  regulátoru [10], [11], metoda inverzní dynamiky [21], nebo široce rozpracované téma dopředných tvarovačů signálu [18], [19], [26] a mnoha dalších.

Většina z nich však zásadním způsobem upravuje řídicí strukturu pohonu, jako například [10], [11], [12], [13]. Realizace takto složitých kompenzačních struktur se kvůli tomu v praxi většinou řeší mimo standardní řídicí jednotku, ve speciálním signálovém procesoru. Jejich nevýhodou je komplikovaný servis v případě jejich poruchy. DP se proto zabývá právě popisem takových struktur, které se ve standardně průmyslově vyráběném řídicím systému v rámci DP elektronické vačky podařilo úspěšně zprovoznit.

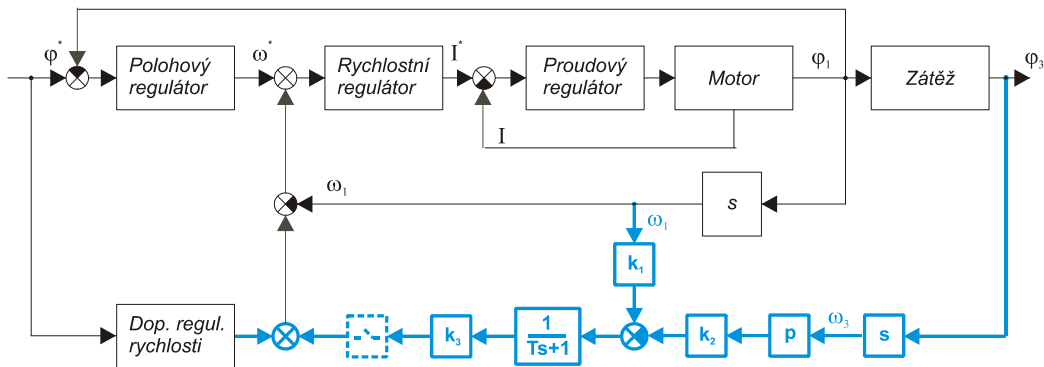
V zásadě lze kompenzační algoritmy rozdělit do zpětnovazebních a přímovazebních metod. Oběma druhy se DP zabývá v následujících podkapitolách.

### 8.1 Regulační struktura využívající přímého odměřování polohy na hřídeli motoru a na pracovním členu servomechanismu

První úvahy nás logicky zavedly ke kompenzaci pomocí přímého odměřování polohy na pracovním členu externím snímačem. Blokové schéma metody je znázorněno na Obr. 8-1. Kompenzační struktura ke své funkci využívá signály z obou snímačů polohy, tedy polohy motorové hřídele měřené interním snímačem a polohou pracovního členu servomechanismu, měřené externím snímačem polohy [14], [15]. Rozdílem rychlosti měřené na motorové hřídeli (téměř nekmitavý průběh) a na pracovního členu (kmitavý průběh) lze odstranit nosnou informaci o aktuální rychlosti a získat tak čistý průběh reziduálních kmitů. Interní snímač je rovněž nositelem informace reziduálních kmitů. Na rozdíl od kmitů měřených pomocí externího snímače, mají tyto kmity téměř zanedbatelnou amplitudu. Je tomu tak jednak díky vloženému převodu, ale hlavně díky akumulaci dynamického účinku kmitů (jejich kinetické energie) pružným členem. Proto je amplituda kmitů, získávaná z rozdílu obou signálů touto složkou, snížena pouze minimálně.

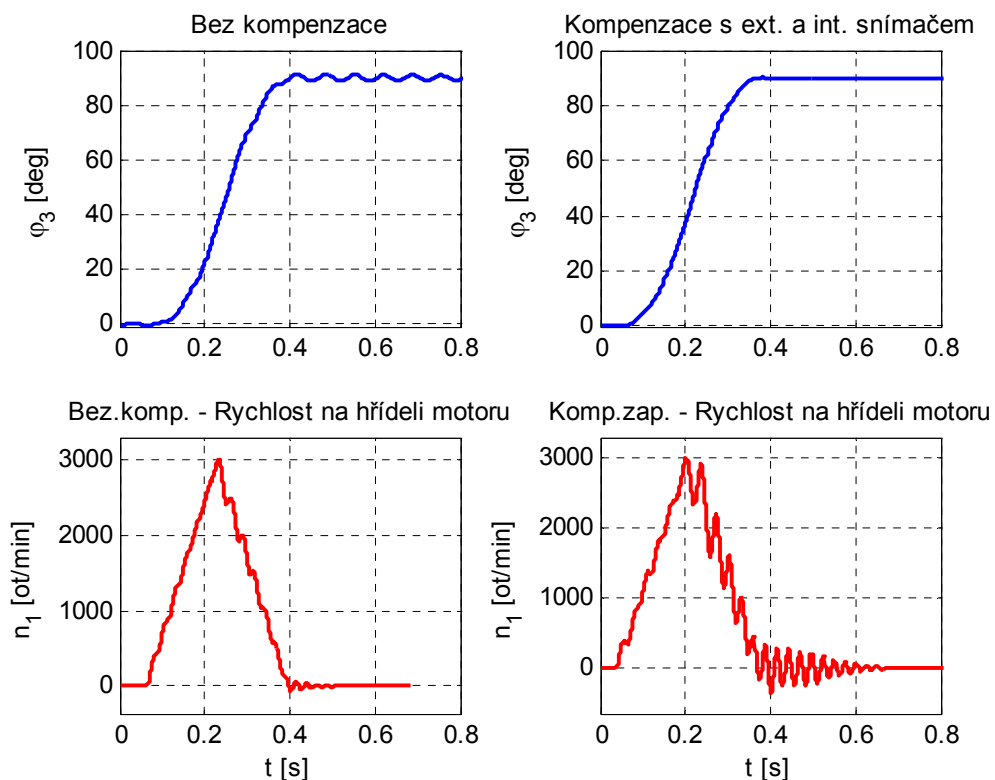
Kompenzační signál je tedy získán z rozdílu aktuální rychlosti na motorové hřídeli a rychlosti na pracovním členu mechanismu. Vliv na výsledek rozdílu lze ovlivnit váhovými koeficienty  $k_1$  a  $k_2$ . Za předpokladu, že jsou oba váhové koeficienty  $k_1$  a  $k_2$  nastaveny totožně, je z rozdílu získán čistý průběh reziduálních kmitů. Je tedy z obou signálů beze zbytku odstraněna informace nosného signálu aktuální rychlosti. Pokud jsou navíc oba váhové koeficienty kladné, obrací se díky rozdílu fáze těchto kmitů. Toho je využíváno i při jejich následné kompenzaci. Koeficientem  $k_3$  lze měnit velikost výsledného kompenzačního signálu tak, aby jeho přílišné působení v dopředné

rychlostní vazbě nezpůsobovalo nestabilitu regulovaného systému, nebo naopak, aby jeho působení bylo vůbec zřetelné.



Obr. 8-1 – Blokové schéma kompenzační struktury založené na externím a interním odměřování.

Mimo to je kompenzační struktura dále doplněna o přenos prvního řádu (PT1) s jednotkovým zesílením a nelineárním prvkem (typu dvupolohového relé), sloužícího k odpojení kompenzačního signálu v případě úplné eliminace kmitů. Časovou konstantou  $T$  přenosu PT1 lze patřičným způsobem upravovat fázi kompenzačního signálu.

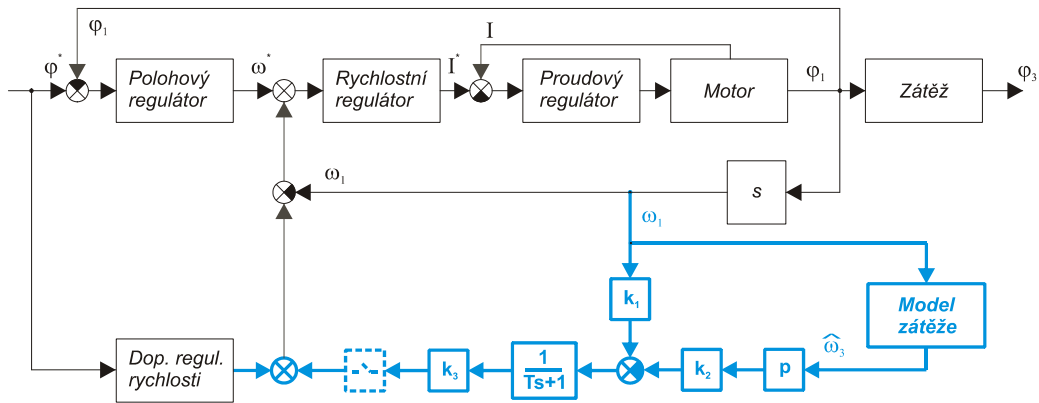


Obr. 8-2 – Výsledky z měření na reálném dvojhmotovém systému vlevo bez a vpravo s kompenzací pomocí externího a interního snímače - buzení parabolickou zdvihovou závislostí ( $270\text{min}^{-1}$ ).

Kompenzační struktura byla testována nejprve simulačně na sestavených modelech. Poté, co prokázala svou funkčnost, byla konvertována i do řídicí jednotky a testována na reálném dvojhmotovém servomechanismu. V obou případech dokázala účinně tlumit reziduální kmity, mimo to i vykazovala schopnost částečné invariance účinku tlumení vůči změnám parametrů zátěže, díky přímému odměřování polohy pracovního členu. Nevýhodou této metody je nutnost přímého odměřování polohy pracovního členu servomechanismu, což v některých případech není technicky možné (např. ramena průmyslových robotů aj.).

## 8.2 Regulační struktura s modelem zátěže ve zpětné vazbě

Další bádání tedy vedla k odstranění nevýhody předchozí metody, tedy nahradit signál přímého odměřování polohy jiným způsobem. Jedna z variant, která se nabízela, spočívala v predikci průběhu otáček na koncovém členu dvojhmotového systému, ze známého průběhu otáček na hřídeli motoru, pomocí matematického modelu zátěžného mechanismu [16], [17].



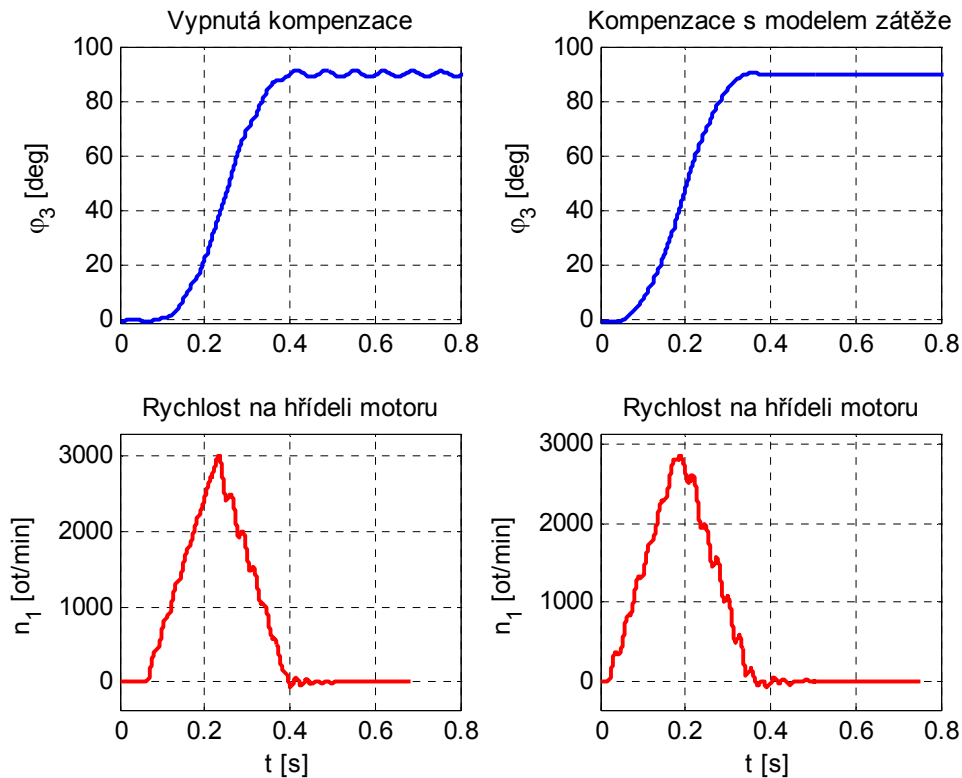
Obr. 8-3 – Blokové schéma aplikace kompenzační struktury s modelem zátěže ve zpětné vazbě.

Kompenzační signál bude tedy získán z rozdílu aktuální rychlosti měřené na hřídeli motoru a odhadované rychlosti na pracovním členu, pomocí matematického modelu zátěže. Vliv obou signálů na výsledek rozdílu lze stejně tak, jako v předchozí variantě, měnit váhovými koeficienty  $k_1$  a  $k_2$ . Velikost výsledného kompenzačního signálu je možno ovlivňovat koeficientem  $k_3$  a jeho fázi pak seřizovat časovou konstantou  $T$  vřazeného přenosu PT1. Na samém konci kompenzační struktury se opět nachází nelineární prvek, který bylo nutné i v případě aplikace této struktury, do reálného systému použít.

Jak se ukázalo, tak schopnost kompenzační struktury tlumit reziduální kmitání velice úzce souvisí s přesností matematického modelu mechanismu s reálem. Robustnost této metody je tedy v tomto ohledu metody poměrně nízká. Pokud dojde za běhu stroje ke změně parametrů, ať už vlivem opotřebení nebo změny momentu setrvačnosti zátěže, není již modelem odhadovaná frekvence reziduálních kmitů  $\Omega_L$  na pracovním členu přesná. V závislosti na míře odlišnosti modelu se skutečným servomechanismem pak klesá poměrně strmě schopnost kompenzační struktury eliminovat reziduální kmity na pracovním členu servomechanismu.

Proto další kroky směřovaly ke zvýšení robustnosti této metody. Byly testovány různé varianty stavových pozorovatelů, které na základě analýzy zbytkových kmitů upravovaly model systé-

mu. Všechny tyto metody však z důvodu nelineárního chování reduktoru při aplikaci v reálné jednotce selhávaly. Proto bylo v dalším bádání od zpětnovazebních metod ustoupeno a úsilí věnováno přimovazebním metodám.



Obr. 8-4 – Výsledky z měření na reálném dvojhmotovém systému vlevo bez a vpravo s kompenzací využívající matematický model zátěže - buzení parabolickou zdvihovou závislostí ( $270\text{min}^{-1}$ ).

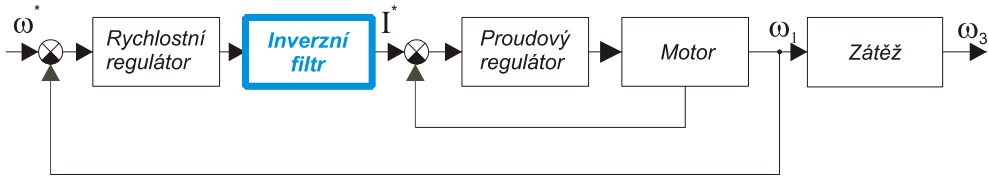
### 8.3 Kompenzace kmitů pomocí regulátoru s inverzní dynamikou

Základní myšlenkou této regulační metody je na základě inverze přenosu regulované soustavy vytvořit takový regulátor, který svou dynamikou bude působit proti dynamice regulované soustavy a zajistí tak, aby regulovaný systém přesně sledoval žádanou veličinu. Realizace takového regulátoru ovšem vyžaduje provést značný zásah do regulační struktury. Z tohoto důvodu bylo snahou metodu, pokud možno, zjednodušit a optimalizovat její strukturu tak, aby jí bylo možné aplikovat v řídicí jednotce pomocí stávajících prvků kaskádní regulační struktury.

Jak bylo zjištěno ke kompenzaci kmitů stačí z přenosu regulované soustavy odstranit pouze ty póly, které způsobují kmity na pracovním členu servomechanismu [22], **Chyba! Nenalezen zdroj odkazů.** Jejich pomocí lze pak sestavit přenos, který je možné aplikovat ve standardní regulační struktuře ve formě filtru žádaných hodnot (viz. Obr. 8-5).

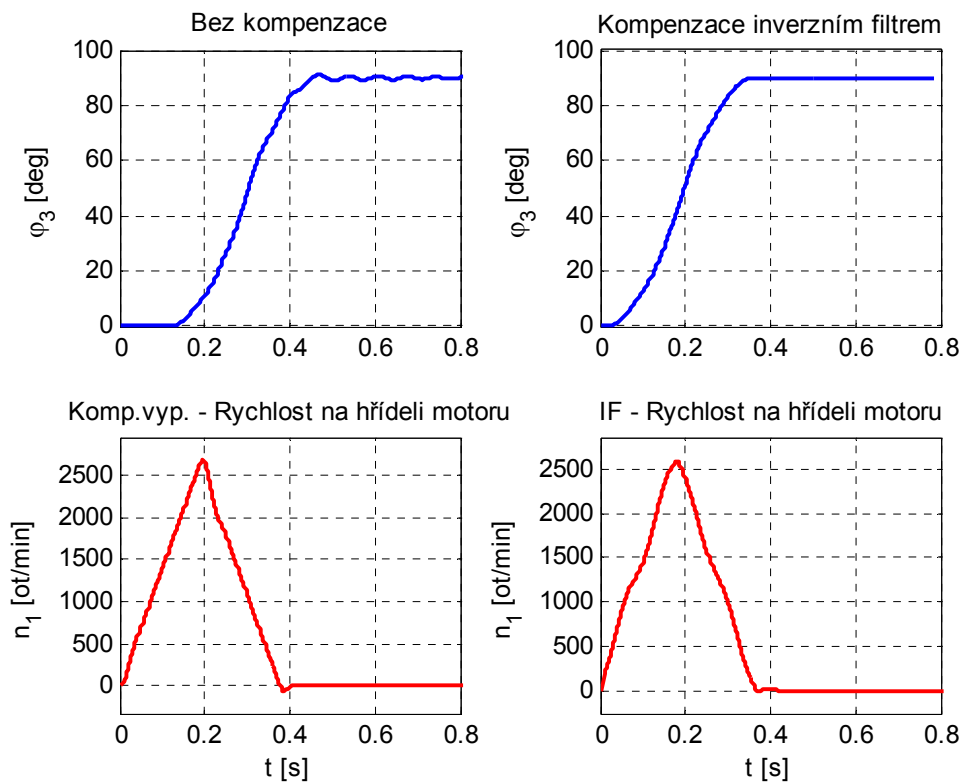
Tento filtr lze aplikovat jak před proudový, tak i rychlostní či polohový regulátor. V DP byla testována varianta filtru aplikovaného před proudovým regulátorem. Základním kamenem in-

verzního filtru v proudové vazbě je tedy znalost přenosu mezi žádaným proudem a polohou pracovního členu servomechanismu. Z tohoto přenosu lze identifikovat póly, které se nacházejí na frekvenci reziduálních kmitů zátěže a jejich pomocí pak navrhnout přenos inverzního filtru.



Obr. 8-5 – Blokové schéma aplikace inverzního filtru před proudovou regulační smyčkou.

Filtr tedy musí kompenzovat působení těchto problémových pólů systému. Toho lze jednoduše docílit tak, že k těmto komplexně sdruženým pólům přidáme dvojici identických komplexně sdružených nul. Díky tomu budou při rostoucím zesílení regulátoru tyto póly rychle konvertovat k těmto komplexním nulám a nebudou přitom ohrožovat stabilitu systému. Přenos filtru se pak musí z důvodu fyzikální realizovatelnosti doplnit stejným počtem pólů jmenovatele. Póly však musí být navrženy tak, aby co nejméně ovlivňovaly dynamiku regulace a zároveň co nejdéle udržely kořeny uzavřené smyčky na reálné ose.



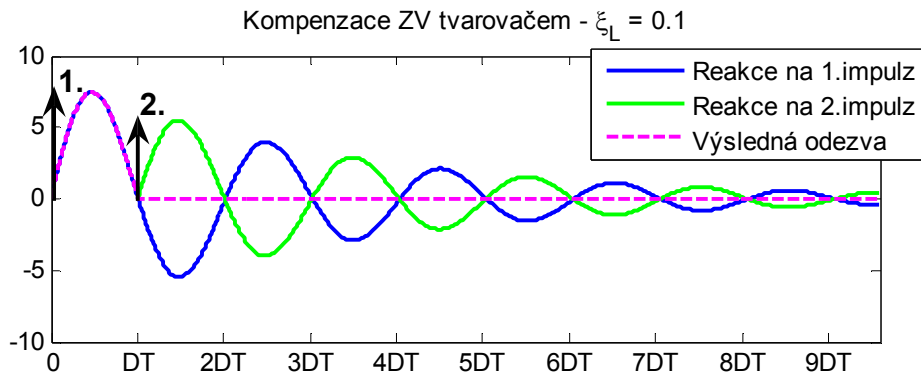
Obr. 8-6 – Výsledky dosažené na reálném systému vlevo bez a vpravo s aktivovaným inverzním filtrem před proudovým regulátorem - buzení parabolickou zdvihovou závislostí ( $240\text{min}^{-1}$ ).

Pomocí takto zjištěných parametrů filtru byl nastaven jeden z celkem čtyř, ve standardní struktuře již obsažených, filtrů žádaného proudu a provedena opětovná syntéza regulačního obvodu. Tímto způsobem se podařilo dosáhnout výrazného útlumu reziduálních kmitů na pracovním členu servomechanismu. Jelikož je však inverzní filtr navrhován na konkrétní frekvenci reziduálních kmitů, není opět jeho robustnost příliš vysoká.

## 8.4 Input shaping

Metoda „Input shaping“, poprvé publikovaná N.C. Singrem [18], je speciální variantou dopředného řízení. Metoda je založena na konvoluci posloupnosti impulsů, nazývaných „input shaper“ (vstupní tvarovač), s požadovaným polohovým, rychlostním či momentovým profilem. Pokud je tvarovač správně navržen (v souladu s parametry dvojhmotového systému), tak je schopen upravit zdvihovou závislost takovým způsobem, že kinematickým buzením daného systému touto závislostí nejsou evokovány na jeho výstupu reziduální kmity.

Základní princip metody lze pochopit z následujícího obrázku (Obr. 8-7), na kterém je vidět funkce tvarovače se dvěma impulsy (tzv. ZV „Zero vibration shaper“).



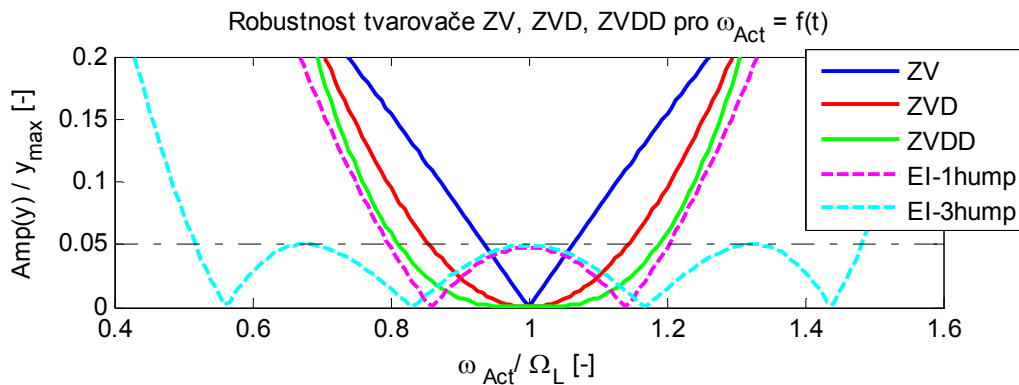
Obr. 8-7 – Reakce systému na jednotlivé impulsy ZV-tvarovače a výslednice jejich společného působení.

Jak je vidět, každý z impulsů vyvolá na výstupu systému tlumené kmity. Vhodným časovým rozestupem mezi jednotlivými impulsy lze docílit toho, že výstup celého systému je nekmitavý. Pokud tedy druhý impuls působí správnou velikostí ve správnou chvíli, jak je zachyceno i na obrázku, tak budou jeho vlivem vybudeny kmity stejné amplitudy v přesné protifázi s těmi, které byly vybudeny prvním impulsem. Obě tlumené sinusovky se pak vzájemně vyruší. Návrh amplitud a časového rozestupu jednotlivých impulsů tvarovače jsou odvozeny v DP.

Robustnost metody je závislá na počtu pulzů, kterými je tvarovač tvořen. S každým pulsem tvarovače roste i jeho robustnost, s ní ovšem roste i časová prodleva, která je potřeba k vykonání celé sekvence pulzů.

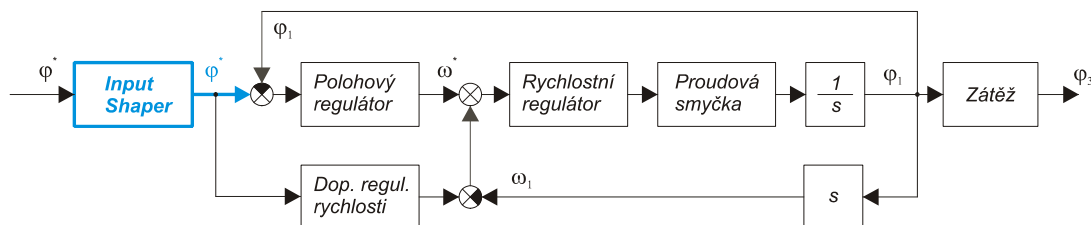
Robustnost metody lze však zvyšovat i jiným způsobem. Koeficienty předchozí varianty ZV se určují tak, aby na nominálním kmitočtu  $\Omega_L$  dvojhmotové zátěže byla nulová amplituda reziduálních kmitů. Tím, že připustíme určitou nenulovou toleranci amplitudy kmitů na nominálním kmitočtu  $\Omega_L$  dvojhmotové zátěže, jsme schopni znatelně rozšířit pásmo, ve kterém sice amplituda kmitů není zcela potlačena, ale pohybuje se ve předem stanovené přípustné toleranci [23], [25]. Charakteristika robustnosti takovýchto filtrů (viz. Obr. 8-8) vytváří jakýsi „hrb“. Kvůli tomuto

specifickému tvaru jsou i tvarovače tohoto typu nazývány „*One-hump Shaper*“, „*Two-hump shaper*“, „*Three-hump shaper*“ atd. Obecně se však tvarovače tohoto typu nazývají EI („*Extra insensitive shapers*“). Jak bude ukázáno, od svých předchůdců (ZV tvarovačů) se liší pouze velikostmi amplitud jednotlivých impulsů.



Obr. 8-8 – Porovnání robustnosti tvarovačů ZV, ZVD, ZVDD, EI pro měnící se parametry zátěže.

Implementace této regulační struktury do reálného systému nepředstavuje žádný větší problém. Pomocí funkcí nadřazené MC jednotky Simotion, která jednak realizuje zpětnou polohovou vazbu, ale i srdce celé elektronické vačky, tedy zdroj, kterým je servopohon buzen zdvihovou závislostí, lze realizovat tvarovač poměrně jednoduše. V programovém kódu MC jednotky je možné vytvořit algoritmus, který bude upravovat tvar příslušné zdvihové závislosti podle předpisu tvarovače. Programové prostředí Simotion Scout k tomuto nabízí širokou knihovnu funkcí.



Obr. 8-9 – Principiální blokové schéma kompenzační metody Input Shaping.

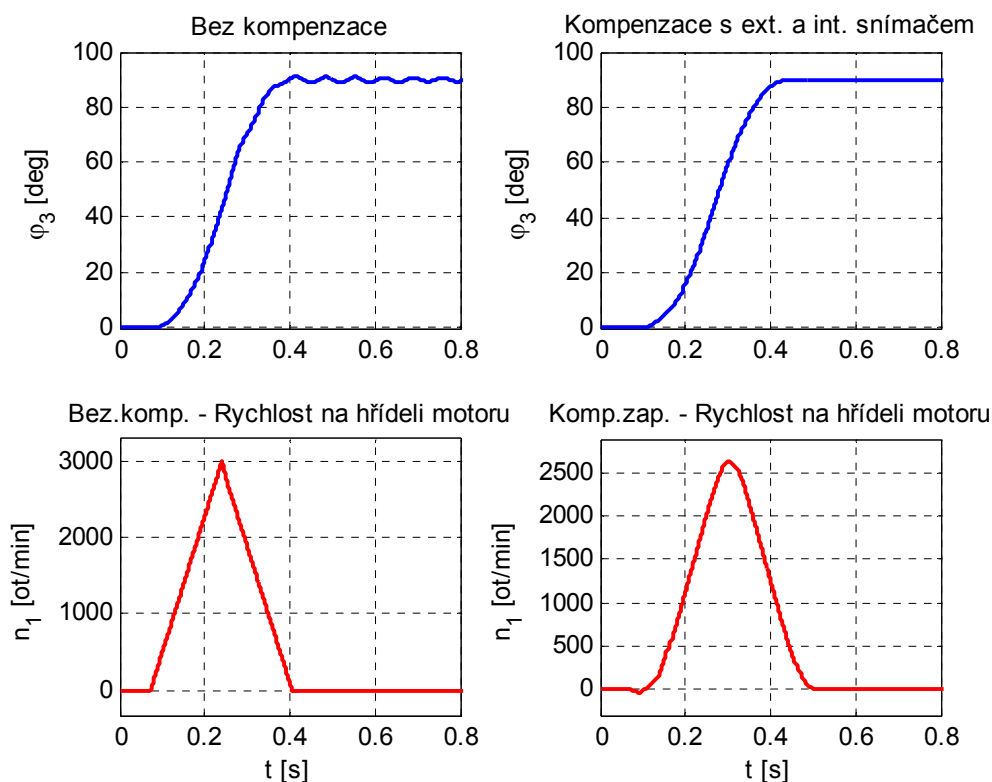
Algoritmus metod Input shaping lze jednoduše vyjádřit pomocí diferenciální rovnice. Pokud zdvihovou závislost v jednotce MC upravíme pomocí této diferenciální rovnice, vytvoříme závislost novou. Rozdíl mezi originálem a takto upravenou kopií je v tom, že kinematickým buzením příslušného dvojhmotového systému touto upravenou zdvihovou závislostí nebudou produkovány reziduální kmity na pracovním členu.

Metoda prokázala schopnost výrazným způsobem působit proti vzniku reziduálních kmitů na matematických modelech, stejně tak i na reálném systému. Díky výše popsanému postupu, při tvarování zdvihové závislosti, bylo možné dosáhnout téměř úplné eliminace parazitních reziduálních kmitů, vznikajících vlivem poddajnosti jednotlivých prvků kinematického řetězce, na pracovním členu mechanismu. Jak je však vidět na průbězích z měření na reálném systému, především na průběhu rychlosti (viz. Obr. 8-10), metoda ke svému úspěchu nepatrně upravuje tvar



zdvihové závislosti tak, aby nedocházelo k tak velikým rázům, které mohou reziduální kmity vybudit. V některých aplikacích, u kterých je co nejpřesněji vykonaná zdvihová závislost nutnou podmínkou jejich funkce, to může znamenat problém, pro převážnou většinu aplikací však nikoliv.

Nespornou výhodou metody *Input Shaping*, oproti předchozím metodám, je hlavně v možnostech zvýšení její robustnosti vůči změnám parametrů dvojmotového systému, která ve většinu zkoumaných metod způsobila jejich nefunkčnost. Další výhodou metody je nenáročnost její implementace do převážné většiny řídicí jednotky typu MC.



Obr. 8-10 – Výsledky z měření na reálném dvojmotovém systému vlevo bez a vpravo s aktivovaným ZV-tvůrčím - buzení parabolickou zdvihovou závislostí ( $270\text{min}^{-1}$ ).

## 9 Závěr

Disertační práce je rozdělena do dvou zdánlivě nesourodých témat, ze kterých vyplývají i cíle na ni kladené. Prvním z nich je, na základě podrobné analýzy dynamického chování elektronické vačky, stanovit metodiku návrhu systému elektronických vaček pro krokové mechanismy. Touto metodikou je myšlen kompletní návrh systému elektronické vačky tak, aby jím bylo možné řídit pohyb daného mechanismu dle předepsané zdvihové závislosti s maximální polohovou přesností a to jak v přechodových, tak v ustálených stavech.

Druhým zdánlivě nesourodým cílem disertační práce je studium dvojhmotových systémů a možností kompenzace reziduálních kmitů, které na těchto systémech vznikají. Tyto systémy čítají kromě elektromagnetické poddajné vazby statoru s rotorem, ve svém kinematickém řetězci, ještě další poddajný člen (obvykle mechanicky). V závislosti na různých faktorech pak při kinematickém buzení takového systému se (vlivem výskytu další poddajné vazby a velkých setrvačných hmot v jeho kinematickém řetězci) mohou na pracovním členu kinematického řetězce objevit reziduální kmity. Důsledkem toho může pak být velice výrazně degradována polohová přesnost servomechanismu, se kterou je schopen vykonávat předepsanou zdvihovou závislost.

K naplnění cílů bylo nutné podniknout následující kroky. Nejprve bylo nutné navrhnout kompletní komponenty systému elektronické vačky, kterými bude možné jednotlivé cíle naplnit, tedy jak dosáhnout maximální možné polohové přesnosti, tak jejími prostředky docílit i potlačení reziduálních kmitů, vznikajících na pracovním členu kinematického řetězce elektronické vačky. Řada výrobců nabízí jednotky elektrických pohonů, kterými lze dosáhnout podobných dynamických odezev, proto hlavním mezníkem při výběru konkrétního řešení byla otevřenost řídicích jednotek pro aplikaci nestandardních kompenzačních algoritmů ve stávajících řídicích strukturách systému, kterými bude možné ovlivnit funkci pohonu a potlačit tak reziduální kmity na pracovním členu dvojhmotového servomechanismu. Jistý nadstandard v tomto ohledu, oproti jiných výrobcům, totiž přinášejí do hry řídicí jednotky Simotion/Simamics od firmy Siemens, proto byla kombinace těchto dvou řídicích jednotek jasnou volbou.

Za účelem dosažení vysoké dynamiky byly vypracovány a verifikovány matematické modely synchronního motoru s permanentními magnety v rotoru (PMSM), kaskádní regulační struktury jeho řídicí jednotky a v neposlední řadě i matematické modely, v jednotlivých experimentech dále testovaných kinematických řetězců servomechanismu.

Na verifikovaných modelech pak následně proběhla syntéza jednotlivých regulačních smyček metodou GMK. K tomu však bylo nezbytné odvodit přenosy všech regulačních smyček a sestaveny kořenové hodografy, které jsou základním kamenem optimalizační metody GMK. Její pomocí bylo možné intuitivně nalézt optimální parametry cele kaskádní regulační struktury, které jsou v souladu s požadavky konkrétní aplikace a současně respektují omezení jednotlivých akčních veličin reálného pohonu. Použitím dopředné rychlostní vazby s vhodně nastaveným váhovým koeficientem a metody DSC (zvyšující dynamiku polohové smyčky), podporované jednotkami Simotion/Simamics od firmy Siemens, se podařilo vyhovět požadavkům kladeným na elektronické vačky krokových servomechanismů.

V rámci DP byly dále posouzeny možnosti použití zpětnovazebních a dopředných metod pro potlačení reziduálních kmitů. Z celé řady publikovaných metod byly vybírány ty, které se jednak hodí pro aplikaci na elektronické vačky krokových mechanismů a zároveň je možné je implementovat do standardní regulační struktury řídicích jednotek, jako například Simoton/Sinamics firmy Siemens. Výhodou navrženého řešení je naprostá absence dalších doplňujících technických prostředků, které nejsou součástí dodávky výrobce. Analyzovány byly zpětnovazební metody s přímým a nepřímým odměřováním polohy koncového členu, které se podařilo implementovat do reálné řídicí jednotky pohonu Sinamics pomocí nástroje DCC a účinně jimi působit proti amplitudě reziduálních kmitů. Výhodou metody s přímým odměřováním je její poměrně vysoká robustnost, ke své funkci však nutně potřebuje externí snímání polohy. Tuto nevýhodu odstraňuje

metoda s nepřímým odměřováním, ta je ovšem velice citlivá na změnu parametrů dvojhmotového systému. Její robustnost je velice nízká.

Z důvodu dalšího zvyšování robustnosti bylo přistoupeno k analýze přímovazebních metod, jako je metoda inverzní dynamiky. Tato metoda dosti značně ovlivňuje standardní regulační strukturu a ke zvýšení robustnosti opět používala externí odměřování. Proto byla nakonec do řídicí jednotky implementována zjednodušená verze tzv. inverzního filtru. V textu práce je odvozena metodika návrhu přenosových funkcí inverzních filtrů, který je možné aplikovat před proudový regulátor. Obdobným postupem lze však navrhnout i filtry, které lze aplikovat před rychlostní či polohový regulátor. Ovšem společným jmenovatelem těchto filtrů, používaným ke kompenzaci reziduálních kmitů, je opět poměrně nízká robustnost. Z tohoto důvodu byly analyzovány poměrně široce rozpracované kompenzační metody zvané „Input Shaping“. V textu DP jsou pomocí L a Z transformace odvozeny diskrétní přenosy vybraných typů vstupních tvarovačů. Na základě znalosti diferenční rovnice tvarovače lze potom navrhnout programového kódu a implementovat ho do MC jednotky Simotion. Pomocí této metody se podařilo účinně potlačit reziduální kmity pracovního členu elektronické vačky určené pro krokové mechanismy. Hlavní výhodou metody Input Shaping, oproti výše uvedeným metodám, je výrazné zvýšení robustnosti.

Závěrem lze tedy konstatovat, že se v rámci řešení DP se podařilo vypracovat komplexní metodiku návrhu řídicího systému elektronické vačky. Její pomocí je možné navrhnout řídicí a kompenzační strukturu a nalézt optimální nastavení parametrů jednotlivých regulátorů elektrického pohonu tak, aby pohon splňoval požadavky na dynamicky náročné aplikace elektronické vačky krokových servomechanismů.

## Literatura

- [1] Jirásko, P., „Metodika aplikací elektronických vaček v pohonech pracovních členů mechanismů výrobních strojů“, Disertační práce, Technická univerzita v Liberci, Liberec, 2009.
- [2] “SINAMICS S120 Drive Function, Function Manual (FH1)”, 10/2008, Siemens AG, Erlangen, Germany 2008, Order number: 6SL3097-2AB00-0BP5.
- [3] “SINAMICS/SIMOTION, Description of the DCC Standard Blocks“, Function Manual 07/2007 Edition, Siemens AG, Erlangen, Germany, 2007. 884s. Order number: 6SL3097-2AQ00-0API.
- [4] Rydlo, P., „Řízení elektrických střídavých pohonů“, Technická univerzita v Liberci, Liberec, 2007.
- [5] Pavelka, J.; Čeřovský, Z.; Javůrek, J., „Elektrické Pohony“, Vydavatelství ČVUT, Praha, 2003.
- [6] Souček, P., „Servomechanismy ve výrobních strojích“, Vydavatelství ČVUT, Praha, 2004.
- [7] Pillay, P.; Krishnan, R., "Development of digital models for a vector controlled permanent magnet synchronous motor drive", In *Industry Applications Society Annual Meeting, 1988., Conference Record of the 1988 IEEE*, pp.476-482 vol.1, 2-7 Oct 1988.
- [8] Hori, Y.; Chun, J.; Sawada, H., "Experimental Evaluation of Disturbance Observer-based Vibration suppression and Disturbance Rejection Control in Torsional System" In *PCMC96*, University of Tokyo, Japan, 1996.
- [9] Brandenburg, G., “Stability of Speed-Controlled Elastic Two-Mass System with Backlash and Coulomb Friction and Optimization by Disturbance Observer“, In *Applied Modelling and Simulation of Technological Systems*, P. Borne and S.G. Tzafestas (Editors), Elsevier Science Publishers B.V. (North Holland), IMACS, 1987.
- [10] Hori, Y., “Comparison of Vibration Suppression Control Strategies in 2-Mass Systems including a Novel Two-Degrees-Of-Freedom  $H_\infty$  Controller“, In *2nd International Workshop on AMC*, pp.409-416, Nagoya, 1992.
- [11] Peter, K.; Schöling, I.; Orlik B., “Robust State-Feedback  $H_\infty$  Control of Nonlinear Two-Mass System“, In *Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting*. Conference Record, pp. 569 – 575, Chicago, Illinois, USA, 2001.
- [12] Hori, Y.; Iseki, H.; Sugiura, K. “Basic Consideration of Vibration Suppression and Disturbance Rejection Control of Multi-inertia System using SFLAC (State Feedback and Load Acceleration Control)“, In *IEEE Transaction on Industry Applications*, Vol. 30, pp.889-896, 1994.
- [13] Vittek, J.; Dodds, S., „Řízení elektrických pohonů s vnútenou dynamikou“, vydavateľstvo Žilinskej univerzity, Žilina, 2003.
- [14] Lindr, D.; Rydlo, P., „Metoda kompenzace reziduálních kmitů založená na externím odměřování polohy“. In *Mezinárodní Konference Učitelů Elektrotechniky : SEKEL 2010*. Liberec : Technická univerzita v Liberci, 2010. s. 114-119. ISBN 978-80-7372-640-9.

- [15] Opálka, J., „Potlačení vlivu proměnného momentu setrvačnosti na regulaci servomotorů průmyslového robota KUKA VK10”, Diplomová práce, Technická Univerzita v Liberci, Liberec, 2010.
- [16] Lindr, D.; Rydlo, P., “Two-mass model based vibration suppression feedback control method applied to standard servo control system”. *ElectroScope*. 2010, 2010, 1, pp. 1-6. Dostupný také z WWW: <electroscope.zcu.cz>. ISSN 1802-4564.
- [17] Rydlo, P.; Lindr, D., „Elektronické vačky a jejich řízení”, Dokumentace k projektu TANDEM II (FT—TA5/129), Výzkum, simulace, modelování a aplikace elektronických vaček v řídicích systémech výrobních strojů, (MPO, 2007-10), Liberec, 2010.
- [18] Singer, N.C., “Residual Vibration Reduction in Computer Controlled Machines“, Dissertation Thesis, Department of Mechanical Engineering, S.B.M.E. Massachusetts Institute of Technology, 1989.
- [19] Singer, N.C.; Seering, W.P., “Design and Comparison of Command Shaping Methods for Controlling Residual Vibration“, In *Robotics and Automation, 1989 Proceedings., IEEE International Conference*, pp. 888 – 893, Scottsdale, Arizona, USA, 1989.
- [20] Singhose, W.; Vaughan, J., "Reducing Vibration by Digital Filtering and Input Shaping", In *Control Systems Technology, IEEE Transaction on Industry Applications*, pp.1410 - 1420, 2011, ISSN 1063-6536.
- [21] Craig, J.J. “Introduction to Robotics Mechanics and Control“, Third Edition, Prentice Hall, 2005.
- [22] Magnusek, R., „Řízení polohovacího mechanismu,” Diplomová práce, Technická Univerzita v Liberci, Liberec, 2010.
- [23] Lindr, D.; Rydlo, P.; Magnusek, R., “Inverse Dynamics Control Method Applied to the Standard Servo Control System to Suppress Two-mass System Vibration”. *ElectroScope*, 2011, ISSN 1802-4564, v recenzním řízení.
- [24] Singhose, W.; Seering, W.; Singer, N.C., “Residual vibration reduction using vector diagrams to generate shaped inputs”, *ASME J. of Mechanical Design*, vol. 116, no. June, pp. 654–659, 1994.
- [25] Singhose, W.; Porter, L.; Singer, N.C., “Vibration Reduction Using Multi-Hump Extra-Insensitive Input Shapers”, In *American Control Conference*, 1995, Seattle, WA.
- [26] Tuttle, T.D.; Seering, W., “A Zero-placement Technique for Designing Shaped Inputs to Suppress Multiple-mode Vibration”, In *Proceedings of American Control Conference*, Baltimore, MD, USA, 1994.

## Výzkumné zprávy a vlastní necitované publikace

- [27] Lindr, D.; Diblík, M., "Realizace otevřeného řídicího systému průmyslového robota". In *Elektrické pohony a výkonová elektronika : EPVE 2008*. Brno, Česká republika : Vysoké učení technické v Brně, 2008. s. 1-5. ISBN 978-80-7204-603-4.
- [28] Záda, V.; Chatraei, A.; Lindr, D., "Analytical Solution of Inverse Task for Robot with Sixth Rotational Joints and its Concrete Utilization". In *Engineering Mechanics 2009*. Prague, Czech Republic: Institute of Theoretical and Applied Mechanics, v.v.i., Academy of Sciences of the Czech Republic, 2009. s. 8. ISBN 978-80-86246-35-2.
- [29] Záda, V.; Chatraei, A.; Lindr, D., "Learning Control for Robot Manipulators". In *Engineering Mechanics 2009*. Prague, Czech Republic: Institute of Theoretical and Applied Mechanics, v.v.i., Academy of Sciences of the Czech Republic, 2009. s. 6. ISBN 978-80-86246-35-2.
- [30] Lindr, D.; Rydlo, P., „Elektronické vačky v řídicích systémech výrobních strojů“. In *XXXI. Celostátní konference o elektrických pohonech*. Plzeň, Česká Republika : Česká elektrotechnická společnost ÚOS Elektrické pohony, 2009. s. 1-7. ISBN 978-80-02-02151-3.
- [31] Lindr, D.; Záda, V., "Control System for Testing Advanced Algorithms Based on Dynamic Model of Robot". In *9th International Workshop on Electronics, Control, Modeling, Measurement and Signals*. Mondragon Unibertsitatea: MU. Mondragon Unibertsitateko Zerbitzu Editoriala, 2009. s. 75-80. ISBN 978-84-608-0941-8.
- [32] Lindr, D.; Záda, V., "Open Control System for Industrial Robot". In *Transfer of Innovation to the Interdisciplinary Teaching of Mechatronics for the Advanced Technology Needs*. Opole, Poland: Oficyna Wydawnicza Politechniki Opolskiej, 2009. s. 195-207. ISBN 978-83-60691-56-4.
- [33] Jirásko, P.; Lindr, D., "Dynamika elektronických vaček". *Závěrečná zpráva společného projektu podporované nadací ČVUT Media Lab*. 2009, s. 1-11. Dostupný také z WWW: <[www.cvutmedialab.cz/index.php?id=4&L=0](http://www.cvutmedialab.cz/index.php?id=4&L=0)>.
- [34] Rydlo, P.; Lindr, D., "Elektronické vačky a jejich řízení". *Závěrečná zpráva projektu TANDEM II*. 2010, s. 1-53, Technická Univerzita v Liberci, Liberec.
- [35] Chatraei, A.; Záda, V.; Lindr, D., "Modeling and identification of positioning part of KUKA robot". *Acta Technica*. 2011, Vol. 56, No. 3, s. 235-254. Dostupný také z WWW: <<http://journal.it.cas.cz/>>. ISSN 0001-7043.