

TECHNICKÁ UNIVERZITA V LIBERCI

Fakulta mechatroniky, informatiky a mezioborových studií



Řízení servopohonů v dynamicky náročných aplikacích

2011

David Lindr

TECHNICKÁ UNIVERZITA V LIBERCI

Fakulta mechatroniky, informatiky a mezioborových studií

Řízení servopohonů v dynamicky náročných aplikacích

Control of Servodrives in Dynamic-Intensive Application

Disertační práce

Studijní program: P2612 – Elektrotechnika a informatika

Studijní obor: 2612V045 – Technická kybernetika

Pracoviště: Ústav mechatroniky a technické informatiky,
Fakulta mechatroniky, informatiky a mezioborových studií,
Technická univerzita v Liberci,
Studentská 2,
46117 Liberec

Autor: Ing. David Lindr

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

Rozsah práce: 141 stran
81 obrázků,
12 tabulek,
1 CD-ROM

Prohlášení

Disertační práci jsem vypracoval samostatně s použitím uvedené literatury a na základě konzultací s vedoucím práce.

V Liberci dne 30.11.2011

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. dvojmotových 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 dvojmotovém systému.

Klíčová slova: dvojmotový 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

Předmluva

Disertační práce, kterou právě držíte v rukou, je výsledkem mého doktorského studia na Fakultě mechatroniky, informatiky a mezioborových studií Technické univerzity v Liberci.

Na doktorské studium jsem nastoupil v roce 2007. Krátce po přijetí jsem absolvoval půlroční stáž na německé Technische Universität Chemnitz, díky programu LLP ERASMUS, zprostředkujícího a sponzorující výměnné pobyty studentů v rámci EU. Zde jsem se za podpory tamních kolegů především Dipl.-Ing. Stefana Hofmanna a Dr.-Ing. Holgera Schlegela poprvé seznámil a naučil pracovat s jednotkami řízeného pohybu a pohony firmy Siemens, za což jim patří můj velký dík.

Po návratu zpět na svou domovskou univerzitní půdu jsem se pak věnoval dalšímu studiu a aplikaci těchto systémů. Jednou z nich byla i aplikace systému Simotion/Sinamics, jakožto řídicího systému vysloužilého robotu KUKA VK10/15, který byl nabídnut katedře k odkoupení firmou Škoda auto a.s. Firma tento robot vyřadila z provozu díky jeho nefunkční řídicí jednotce. Tento projekt byl řešen společně s Doc. Ing. Mgr. Václavem Zádou, CSc., za podpory interního grantu FM-IG/2009/MTI-03. Výsledkem řešeného projektu byl pak funkční řídicí systém s otevřenou regulační strukturou, jehož pomocí bylo možné řídit polohu pracovního členu robotu v kartézském souřadném systému. Díky tomuto otevřenému řídicímu systému mohly být pak dále realizovány i některé výzkumné aktivity Výzkumného centra textil II (1M0553).

V roce 2008 byl zahájen společný projekt TANDEM II (FT-TA5/129) řešitelské skupinu z Výzkumného ústavu textilních strojů Liberec (VÚTS a.s.) a Technické univerzity v Liberci (TUL). V řešitelském týmu za TUL jsem byl angažován společně se svým školitelem Doc. Ing. Pavlem Rydlem, Ph.D. Projekt byl řešen s finanční podporou od Ministerstva průmyslu a obchodu (MPO) z programu FT na podporu projektů orientovaného výzkumu. V rámci projektu s názvem „Výzkum, simulace, modelování a aplikace elektronických vaček v řídicích systémech výrobních strojů“ byla řešena mimo jiné i problematika dynamiky elektronických vaček. Projekt byl úspěšně ukončen a obhájěn koncem roku 2010 a právě díky výsledkům, kterých se podařilo z naší strany dosáhnout v rámci jeho řešení, mohla vzniknout tato disertační práce.

Můj dík dále patří nadaci Czech Technical University Media Laboratory, za jejíž podpory mohl být řešen náš společný projekt s kolegou Ing. Petrem Jiráskem, Ph.D., pod vedením našeho školitele Doc. Ing. Pavlem Rydlem, Ph.D, jakožto pilotní projekt této nadace s názvem „Dynamika elektronických vaček“, který byl úspěšně ukončen a obhájěn v roce 2009. V rámci tohoto projektu, se podařilo vyřešit některé z dílčích cílů disertační práce.

Nesmím ani zapomenout poděkovat internímu grantu SGS 2011/7821 s názvem „Interaktivní mechatronické systémy v technické kybernetice“, který vznikl v roce 2010 za účelem podpory studentů doktorského studia a dále pak programu ERASMUS, která zprostředkovala a finančně zaštitila mou úspěšně absolvovanou a velice přínosnou zahraniční stáž.

Na tomto místě bych chtěl dále poděkovat všem svým kolegům, jimž vděčím za cenné rady, kterými přispěli ke vzniku této disertační práce. Velké dík patří především mému ško-

liteli Doc. Ing. Pavlu Rydlovi, Ph.D., za jeho trpělivé vedení, odborné konzultace nad dílčími tématy disertační práce. Svým kolegům Ing. Martinovi Diblíkovi, Ph.D., Ing. Leoši Beranovi, Ph.D. rovněž vděčím za přínosné konzultace nad danou problematikou a za morální podporu v průběhu studia. Velké dík rovněž patří i kolegovi Ing. Petru Jiráskovi, Ph.D., který se značným dílem zasloužil o vznik společných projektů VÚTS s TUL na téma elektronických vaček, jejichž pomocí mohly být realizovány i dílčí cíle disertační práce. Významné poděkování rovněž patří i technickým specialistům automatizační techniky firmy Siemens, kteří každoročně pořádají odborné workshopy Milovy, na kterých jsem rovněž mohl konzultovat, s kolegy z technické branže, mnohé problémy, týkající se mé disertační práce.

V neposlední řadě je mou milou povinností poděkovat své rodině, mé přítelkyni Irče a její rodině, rovněž tak i všem svým známým a kamarádům, za psychickou a morální podporu, při řešení disertační práce, zvláště pak při psaní textu a jeho dokončování.

Velké poděkování pak patří mým rodičům, za důvěru a podporu během celého studia a za hodiny špatně placené práce, strávených nad textovou a obsahovou korekturou.

Věnováno mému dědovi, který mne vždy ve studiu podporoval a těšil se z mých úspěchů, bohužel mu však osud nedopřál dočkat se ani mé inženýrské promoce.

V Liberci dne 30.11.2011

Obsah

PROHLÁŠENÍ	5
ANOTACE.....	7
ANNOTATION	8
PŘEDMLUVA.....	9
OBSAH.....	11
SEZNAM OBRÁZKŮ	13
SEZNAM ZKRATEK A ZNAČEK.....	16
SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ	17
1 ÚVOD	1-21
1.1 CÍLE DISERTAČNÍ PRÁCE	1-22
1.2 ČLENĚNÍ PRÁCE	1-23
2 PROBLEMATIKA ELEKTRONICKÝCH VAČEK.....	2-25
2.1 KLASICKÉ VAČKOVÉ MECHANISMY	2-25
2.2 MECHANISMY S ELEKTRONICKOU VAČKOU	2-26
2.3 POROVNÁNÍ MECHANISMŮ S KLASICKOU ELEKTRONICKOU VAČKOU	2-28
3 MĚŘICÍ PRACOVNÍŠTĚ PRO TESTOVÁNÍ ELEKTRONICKÝCH VAČEK.....	3-31
3.1 STAVBA MECHANISMU	3-31
3.2 KOMPONENTY ELEKTRONICKÉ VAČKY	3-33
3.3 ZDVIHOVÉ ZÁVISLOSTI PRO TESTOVÁNÍ ELEKTRONICKÝCH VAČEK	3-36
4 MATEMATICKÉ MODELÝ.....	4-39
4.1 SYNCHRONNÍ SERVOMOTOR S PERMANENTNÍMI MAGNETY	4-39
4.1.1 <i>D-Q model PMSM.....</i>	<i>4-40</i>
4.1.2 <i>Lineární model PMSM</i>	<i>4-42</i>
4.2 MATEMATICKÝ MODEL ELEKTRICKÉHO REGULOVANÉHO POHONU	4-43
4.3 MATEMATICKÝ MODEL MECHANISMU	4-46
5 VERIFIKACE MATEMATICKÝCH MODELŮ	5-49
5.1 VERIFIKACE PROUDOVÉ SMYČKY	5-49
5.2 VERIFIKACE RYCHLOSTNÍ SMYČKY	5-54
5.2.1 <i>Verifikace rychlostní smyčky lineárního modelu PMSM.....</i>	<i>5-54</i>
5.2.2 <i>Verifikace rychlostní smyčky s jednotkovým přenosem proudové smyčky</i>	<i>5-58</i>
5.3 VERIFIKACE POLOHOVÉ SMYČKY	5-61
5.3.1 <i>Verifikace polohové smyčky lineárního modelu PMSM.....</i>	<i>5-61</i>
5.3.2 <i>Verifikace polohové smyčky s jednotkovým přenosem proudové smyčky.....</i>	<i>5-62</i>
6 ANALÝZA A SYNTÉZA REGULAČNÍ STRUKTURY, ZA ÚČELEM ZVYŠOVÁNÍ DYNAMIKY A POLOHOVÉ PŘESNOSTI SERVOMECHANISMU	6-64
6.1 ANALÝZA KINEMATICKÉHO ŘETĚZCE SERVOMECHANISMU	6-65
6.2 SYNTÉZA PROUDOVÉHO REGULÁTORU	6-70
6.3 SYNTÉZA RYCHLOSTNÍHO REGULÁTORU	6-77
6.4 SYNTÉZA POLOHOVÉHO REGULÁTORU.....	6-81
6.5 ŘÍZENÍ VYUŽÍVAJÍCÍ METODU DSC.....	6-87
6.6 DOPŘEDNÉ ŘÍZENÍ RYCHLOSTI A PROUDU	6-89

6.7	APLIKACE FILTRU ŽÁDANÝCH HODNOT.....	6-90
7	TESTOVÁNÍ DYNAMIKY ELEKTRONICKÝCH VAČEK.....	7-92
7.1	DYNAMIKA NEZATÍŽENÉHO SERVOPOHONU	7-93
7.2	DYNAMIKA SERVOPOHONU ZATÍŽENÉHO SETRVAČNÍKEM NA HŘÍDELI MOTORU	7-95
7.3	DYNAMIKA SERVOPOHONU S BEZVŮLOVÝM REDUKTOREM NA HŘÍDELI MOTORU	7-98
8	METODY VEDOUcí K POTLAČENÍ REZIDUÁLNÍCH KMITŮ NA DVOJHMOTOVÝCH DYNAMICKÝCH SYSTÉMECH	8-100
8.1	ZPĚTNOVAZEBNÍ METODY	8-101
8.1.1	<i>Regulační struktura využívající přímého odměřování polohy na hřídeli motoru a na pracovním členu servomechanismu.....</i>	<i>8-103</i>
8.1.2	<i>Regulační struktura s modelem zátěže ve zpětné vazbě.....</i>	<i>8-108</i>
8.1.3	<i>Nerealizované zpětnovazební kompenzační metody.....</i>	<i>8-110</i>
8.2	METODY APLIKOVATELNÉ V PŘÍMÉ VAZBĚ	8-113
8.2.1	<i>Kompenzace kmitů pomocí regulátoru s inverzní dynamikou</i>	<i>8-113</i>
8.2.2	<i>Input shaping</i>	<i>8-118</i>
9	SHRnutí DOSAŽENÝCH VÝSLEDKŮ	9-129
10	ZÁVĚR	10-136
	LITERATURA	138

Seznam obrázků

OBR. 2-1 – VLEVO PŘÍKLADY KLASICKÝCH VAČEK OD FIRMY ZZ-ANTRIEBE GMBH, VPRAVO TYPICKÉ PŘÍKLADY KROKOVÝCH MECHANISMŮ.	2-26
OBR. 2-2 – ZDVIHOVÁ ZÁVISLOST S PŘÍKLADEM KLASICKÉHO VAČKOVÉHO MECHANISMU (VLEVO), KTERÝ BY DANÝ ZDVIH VYKONÁVAL [3].	2-27
OBR. 2-3 – „ZDVIHOVÁ ZÁVISLOST“ ELEKTRONICKÉ PŘEVODOVKY [3].	2-28
OBR. 3-1 – ZKUŠEBNÍ STŮL A NA NĚM SESTAVEN KINEMATICKÝ ŘETĚZEC S PODDAJNOU MECHANICKOU VAZBOU ZATÍŽENÝ SETRVAČNÍKEM.	3-31
OBR. 3-2 – SERVOMOTOR ZATÍŽENÝ MOMENTEM M_{LOAD}	3-32
OBR. 3-3 – SERVOMOTOR ZATÍŽEN SETRVAČNOU HMOTOU.	3-32
OBR. 3-4 – SERVOMOTOR S REDUKTOREM.	3-32
OBR. 3-5 – SERVOMOTOR S REDUKTOREM. REDUKTOR SPOJEN SE SETRVAČNÍKEM PRUŽNOU HŘÍDELÍ.	3-32
OBR. 3-6 – BLOKOVÉ SCHÉMA SYSTÉMU ELEKTRONICKÉ VAČKY FIRMY SIEMENS.	3-35
OBR. 3-7 – NEPERIODICKÉ ZDVIHOVÉ ZÁVISLOSTI DEFINOVANÉ (ZLEVA) POLYNOMICKOU, HARMONICKOU A PARABOLICKOU FUNKCÍ.	3-37
OBR. 4-1 – NÁHRADNÍ SCHÉMA JEDNÉ CÍVKY STATOROVÉHO VINUTÍ SYNCHRONNÍHO MOTORU S PERMANENTNÍMI MAGNETY.	4-40
OBR. 4-2 – TRANSFORMACE PROUDŮ JEDNOTLIVÝCH FÁZÍ DO PRAVOÚHLÝCH STACIONÁRNÍCH SOUŘADNIC (VLEVO) A, B A POTÉ DO ROTUJÍCÍCH SOUŘADNIC D, Q (VPRAVO).	4-41
OBR. 4-3 – D-Q MODEL SYNCHRONNÍHO MOTORU S PERMANENTNÍMI MAGNETY.	4-42
OBR. 4-4 – LINEÁRNÍ MODEL VEKTOROVĚ ŘÍZENÉHO PMSM.	4-43
OBR. 4-5 – BLOKOVÉ ŘÍZENÍ VEKTOROVÉHO ŘÍZENÍ PMSM (ODDĚLENÉ ŘÍZENÍ OBOU SLOŽEK PROUDU).	4-44
OBR. 4-6 – BLOKOVÉ SCHÉMA KASKÁDNÍ REGULAČNÍ STRUKTURY.	4-46
OBR. 4-7 – BLOKOVÉ SCHÉMA DVOJHMOTOVÉHO DYNAMICKÉHO SYSTÉMU.	4-48
OBR. 5-1 – BLOKOVÉ SCHÉMA PROUDOVÉ SMYČKY DVOJHMOTOVÉHO SYSTÉMU S PMSM ZATÍŽENÁ DOPRAVNÍM ZPOŽDĚNÍM.	5-51
OBR. 5-2 – ZÁVISLOSTI PARAMETRŮ PROUDOVÉHO REGULÁTORŮ REÁLNÉHO SYSTÉMU (K_i, T_i) NA OPTIMALIZOVANÝCH PARAMETRECH PRO LINEÁRNÍ MATEMATICKÝ MODEL PMSM (K_{iOPT}, T_{iOPT}).	5-52
OBR. 5-3 – ODEZVA REÁLNÉHO SYSTÉMU, MATEMATICKÉHO MODELU S TOTOŽNÝMI PARAMETRY (I_{SIM}) A S UPRAVENÝMI PARAMETRY (I_{SIMOPT}) PROUDOVÉHO REGULÁTORU, NA SKOKOVOU ZMĚNU ŽÁDANÉHO PROUDU.	5-53
OBR. 5-4 – FREKVENČNÍ CHARAKTERISTIKA PROUDOVÉ SMYČKY REÁLNÉHO SYSTÉMU, MATEMATICKÉHO MODELU S TOTOŽNÝMI PARAMETRY REGULÁTORU (I_{SIM}) A MODELU S UPRAVENÝMI PARAMETRY (I_{SIMOPT}).	5-54
OBR. 5-5 – BLOKOVÉ SCHÉMA RYCHLOSTNÍ SMYČKY PMSM S MECHANICKY PODDAJNOU ZÁTĚŽÍ.	5-55
OBR. 5-6 – ODEZVA D-Q MODELU SKOK ŽÁDANÉ RYCHLOSTI A REAKCE MOMENTU NA TOTO BUZENÍ (DOLE). .5-55	
OBR. 5-7 – FREKVENČNÍ CHARAKTERISTIKA RYCHLOSTNÍ SMYČKY D-Q MODELU.	5-56
OBR. 5-8 – ZÁVISLOSTI PARAMETRŮ RYCHLOSTNÍHO REGULÁTORŮ REÁLNÉHO SYSTÉMU (K_Ω, T_Ω) NA OPTIMALIZOVANÝCH PARAMETRECH ($K_{\Omega OPT}, T_{\Omega OPT}$) PRO LINEÁRNÍ MATEMATICKÝ MODEL PMSM.	5-57
OBR. 5-9 – UZAVŘENÁ REGULAČNÍ SMYČKA S IDEÁLNÍM PŘENOSEM PROUDOVÉ REGULACE.	5-58
OBR. 5-10 – ODEZVA RYCHLOSTNÍ SMYČKY MODELU UVAŽUJÍCÍ IDEÁLNÍ PŘENOS PROUDOVÉ SMYČKY NA SKOKOVOU ZMĚNU ŽÁDANÉ RYCHLOSTI (NAHOŘE) A REAKCE MOMENTU NA TOTO BUZENÍ (DOLE).	5-59
OBR. 5-11 – FREKVENČNÍ CHARAKTERISTIKA RYCHLOSTNÍ SMYČKY UVAŽUJÍCÍ IDEÁLNÍ PŘENOS PROUDOVÉ.	5-59
OBR. 5-12 – ZÁVISLOSTI PARAMETRŮ RYCHLOSTNÍHO REGULÁTORŮ REÁLNÉHO SYSTÉMU (K_Ω, T_Ω) NA OPTIMALIZOVANÝCH PARAMETRECH ($K_{\Omega OPT}, T_{\Omega OPT}$) MATEMATICKÉHO MODELU S IDEÁLNÍM PŘENOSEM PROUDOVÉ SMYČKY.	5-60
OBR. 5-13 – ODEZVA POLOHOVÉ SMYČKY D-Q MODELU NA SKOKOVOU ZMĚNU POLOHY A REAKCE RYCHLOSTI.	5-62
OBR. 5-14 – FREKVENČNÍ CHARAKTERISTIKA POLOHOVÉ SMYČKY D-Q MODELU.	5-62

OBR. 5-15 – ODEZVA POLOHOVÉ SMYČKY S IDEÁLNÍM PŘENOSEM PROUDOVÉ SMYČKY NA SKOKOVOU ZMĚNU POLOHY A REAKCE RYCHLOSTI.	5-63
OBR. 5-16 – FREKVENČNÍ CHARAKTERISTIKA POLOHOVÉ SMYČKY S IDEÁLNÍM PŘENOSEM PROUDOVÉ SMYČKY.	5-63
OBR. 6-1 – BLOKOVÉ SCHÉMA PRO ODVOZENÍ PŘENOSU MEZI RYCHLOSTÍ MOTORU A RYCHLOSTÍ NA ZÁTĚŽI... 6-65	6-65
OBR. 6-2 – BLOKOVÉ SCHÉMA PRO ODVOZENÍ INTERAKCE OBOU HMOT SYSTÉMU..	6-66
OBR. 6-3 – FREKVENČNÍ CHARAKTERISTIKY PŘENOSU MEZI HNACÍM MOMENTEM A ZRYCHLENÍM NA HŘÍDELI (ČERVENÝ PLNÝ) A PŘENOSU MEZI HNACÍM MOMENTEM A ZRYCHLENÍM NA PRACOVNÍM ČLENU	6-68
OBR. 6-4 – VLIV ROSTOUCÍHO TLUMENÍ B_{32} PRUŽNÉ HŘÍDELE NA Ω_L A Ξ_L ZÁTĚŽE.	6-68
OBR. 6-5 – VLIV ROSTOUCÍ TUHOSTI PRUŽNÉ HŘÍDELE K_{32} NA Ω_L A Ξ_L ZÁTĚŽE.	6-69
OBR. 6-6 – VLIV ROSTOUCÍ MOMENTU SETRVAČNOSTI ZÁTĚŽE J_3 NA Ω_L A Ξ_L ZÁTĚŽE.	6-69
OBR. 6-7 – VLIV ROSTOUCÍ PŘEVODU REDUKTORU P NA Ω_{LM} A Ξ_{LM} ZÁTĚŽE.	6-70
OBR. 6-8 – LINEÁRNÍ MODEL PMSM S PROUDOVÝM REGULÁTOREM PRO ODVOZENÍ PŘENOSU PROUDOVÉ SMYČKY.	6-71
OBR. 6-9 – KOŘENOVÝ HODOGRAF UZAVŘENÉ PROUDOVÉ REGULAČNÍ SMYČKY S PMSM (JEDNOHMOTOVÝ SYSTÉM) BEZ DOPRAVNÍHO ZPOŽDĚNÍ.	6-73
OBR. 6-10 – LINEÁRNÍ MODEL PMSM S PROUDOVÝM REGULÁTOREM ZATÍŽENÝ DOPRAVNÍM ZPOŽDĚNÍM.	6-74
OBR. 6-11 – KOŘENOVÝ HODOGRAF UZAVŘENÉ PROUDOVÉ REGULAČNÍ SMYČKY PMSM (JEDNOHMOTOVÝ SYSTÉM) S DOPRAVNÍM ZPOŽDĚNÍM.	6-75
OBR. 6-12 – KOŘENOVÝ HODOGRAF NEVHODNĚ SEŘÍZENÉ ČASOVÉ KONSTANTY PROUDOVÉHO PI REGULÁTORU.	6-76
OBR. 6-13 – UZAVŘENÁ RYCHLOSTNÍ REGULAČNÍ SMYČKA JEDNOHMOTOVÉHO SYSTÉMU S IDEÁLNÍM PŘENOSEM PROUDOVÉ SMYČKY.	6-77
OBR. 6-14 – KOŘENOVÝ HODOGRAF RYCHLOSTNÍ SMYČKY PMSM (JEDNOHMOTOVÝ SYSTÉM) S IDEÁLNÍM PŘENOSEM PROUDOVÉ SMYČKY.	6-78
OBR. 6-15 – UZAVŘENÁ RYCHLOSTNÍ REGULAČNÍ SMYČKA DVOJHMOTOVÉHO SYSTÉMU UVAŽUJÍCÍ IDEÁLNÍ PROUDOVOU SMYČKU.	6-79
OBR. 6-16 – KOŘENOVÝ HODOGRAF RYCHLOSTNÍ SMYČKY S IDEÁLNÍM PŘENOSEM PROUDOVÉ SMYČKY DVOJHMOTOVÉHO SYSTÉMU PRO MÍRNĚJŠÍ NASTAVENÍ INTEGRAČNÍ KONSTANTY REGULÁTORU.	6-80
OBR. 6-17 – KOŘENOVÝ HODOGRAF RYCHLOSTNÍ SMYČKY S IDEÁLNÍM PŘENOSEM PROUDOVÉ SMYČKY DVOJHMOTOVÉHO SYSTÉMU PRO OSTŘEJŠÍ NALADĚNÍ INTEGRAČNÍ KONSTANTY REGULÁTORU.	6-81
OBR. 6-18 – UZAVŘENÁ POLOHOVÁ REGULAČNÍ SMYČKA JEDNOHMOTOVÉHO SYSTÉMU S IDEÁLNÍ PROUDOVOU SMYČKOU.	6-82
OBR. 6-19 – KOŘENOVÉ HODOGRAFY POLOHOVÉ REGULAČNÍ SMYČKY JEDNOHMOTOVÉHO SYSTÉMU, UMOŽŇUJÍCÍ NÁVRH PARAMETRŮ RYCHLOSTNÍHO I POLOHOVÉHO REGULÁTORU.	6-83
OBR. 6-20 – UZAVŘENÁ POLOHOVÁ REGULAČNÍ SMYČKA DVOJHMOTOVÉHO SYSTÉMU UVAŽUJÍCÍ IDEÁLNÍ PROUDOVOU SMYČKU, POLOHOVÁ SMYČKA UZAVÍRÁNA INTERNÍM SNÍMAČEM POLOHY (SNÍMAČ NA HŘÍDELI MOTORU).	6-84
OBR. 6-21 – KOŘENOVÉ HODOGRAFY POLOHOVÉ REGULAČNÍ SMYČKY DVOJHMOTOVÉHO SYSTÉMU S INTERNÍM ODMĚŘOVÁNÍM POLOHY, UMOŽŇUJÍCÍ NÁVRH PARAMETRŮ RYCHLOSTNÍHO I POLOHOVÉHO REGULÁTORU.	6-85
OBR. 6-22 – DETAIL RŮZNÝCH TVARŮ TRAJEKTORIE PÓLU v_3 UZAVŘENÉ POLOHOVÉ REGULAČNÍ SMYČKY DVOJHMOTOVÉHO SYSTÉMU S NULOVÝM KOEFICIENTEM TLUMENÍ $B_{32}=0$, PRO RŮZNÁ NASTAVENÍ RYCHLOSTNÍHO REGULÁTORU.	6-85
OBR. 6-23 – UZAVŘENÁ POLOHOVÁ REGULAČNÍ SMYČKA DVOJHMOTOVÉHO SYSTÉMU S PŘÍMÝM ODMĚŘOVÁNÍM (POLOHOVÝ SNÍMAČ PŘÍMO NA PRACOVNÍM ČLENU), RYCHLOSTNÍ SMYČKA UZAVÍRÁNA KLASICKY.	6-86
OBR. 6-24 – KOŘENOVÉ HODOGRAFY POLOHOVÉ REGULAČNÍ SMYČKY DVOJHMOTOVÉHO SYSTÉMU S PŘÍMÝM ODMĚŘOVÁNÍM, UMOŽŇUJÍCÍ NÁVRH PARAMETRŮ RYCHLOSTNÍHO I POLOHOVÉHO REGULÁTORU.	6-87
OBR. 6-25 – BLOKOVÉ SCHÉMA ŘÍZENÍ POHONU POMOCÍ FUNKCE DSC FIRMY SIEMENS [14].	6-88
OBR. 6-26 – POLOHOVÁ REGULAČNÍ SMYČKA DOPLŇENÁ DOPŘEDNÝM REGULÁTOREM RYCHLOSTI.	6-89
OBR. 7-1 – NAMĚŘENÉ PRŮBĚHY PŘI BUZENÍ NEZATÍŽENÉHO POHONU HARMONICKOU ZDVIHOVOU ZÁVISLOSTÍ.	7-94

OBR. 7-2 – FREKVENČNÍ CHARAKTERISTIKA RYCHLOSTNÍ SMYČKY S JASNOU DOMINANTOU REZONAČNÍHO KMITOČTU ZPŮSOBENÉHO VLIVEM MECHANICKÉ PODDAJNOSTI REDUKČNÍHO HŘÍDELE PRO PŘIPOJENÍ SETRVAČNÍKU.	7-96
OBR. 7-3 – NAMĚŘENÉ PRŮBĚHY POHONU SE SETRVAČNÍKEM BUZENÉHO HARMONICKOU ZDVIHOVOU ZÁVISLOSTÍ.	7-97
OBR. 7-4 – NAMĚŘENÉ PRŮBĚHY POHONU S REDUKTOREM BUZENÉHO HARMONICKOU ZDVIHOVOU ZÁVISLOSTÍ.	7-99
OBR. 8-1 – BLOKOVÉ SCHÉMA KOMPENZAČNÍ STRUKTURY ZALOŽENÉ NA EXTERNÍM A INTERNÍM ODMĚŘOVÁNÍ.	8-104
OBR. 8-2 – VÝSLEDKY ZE SIMULACÍ NA MATEMATICKÉ MODELU DVOJHMOTOVÉHO SYSTÉMU VLEVO BEZ A VPRAVO S KOMPENZACÍ POMOCÍ EXTERNÍHO A INTERNÍHO SNÍMAČE - BUZENÍ PAR. ZDVIHOVOU ZÁVISLOSTÍ (270min^{-1}).	8-106
OBR. 8-3 – VÝSLEDKY Z MĚŘENÍ NA REÁLNÉM DVOJHMOTOVÉM SYSTÉMU VLEVO BEZ A VPRAVO S KOMPENZACÍ POMOCÍ EXTERNÍHO A INTERNÍHO SNÍMAČE - BUZENÍ PARABOLICKOU ZDVIHOVOU ZÁVISLOSTÍ (270min^{-1}).	8-107
OBR. 8-4 – BLOKOVÉ SCHÉMA APLIKACE KOMPENZAČNÍ STRUKTURY S MODELEM ZÁTĚŽE VE ZPĚTNÉ VAZBĚ. .	8-109
OBR. 8-5 – VÝSLEDKY Z MĚŘENÍ NA REÁLNÉM DVOJHMOTOVÉM SYSTÉMU VLEVO BEZ A VPRAVO S KOMPENZACÍ VYUŽÍVAJÍCÍ MATEMATICKÝ MODEL ZÁTĚŽE - BUZENÍ PARABOLICKOU ZDVIHOVOU ZÁVISLOSTÍ (270min^{-1}).	8-110
OBR. 8-6 – PRŮBĚH RYCHLOSTI NA MOTOROVÉ HŘÍDELI MĚŘENÉ V USTÁLENÉ ČÁSTI ZDVIHOVÉ ZÁVISLOSTI PŘI STUDENÉ A ZAHŘÁTÉ PŘEVODOVCE.	8-112
OBR. 8-7 – NENULOVÝ MOMENT V USTÁLENÉ ČÁSTI PŘI BUZENÍ POHONU PARABOLICKOU ZDVIHOVOU ZÁVISLOSTI.	8-113
OBR. 8-8: BLOKOVÉ SCHÉMA KOMPENZAČNÍ METODA S INVERZNÍM REGULÁTOREM.	8-114
OBR. 8-9 – BLOKOVÉ SCHÉMA APLIKACE INVERZNÍHO FILTRU PŘED PROUDOVOU REGULAČNÍ SMYČKOU.	8-115
OBR. 8-10 – BLOKOVÉ SCHÉMA PRO ODVOZENÍ PŘENOSU POTŘEBNÉHO K NÁVRHU INVERZNÍHO FILTRU.	8-115
OBR. 8-11 – DETAILNÍ POHLED NA PROBLÉMOVÉ PÓLY PŘENOSU S_3 A S_4 (ČERVENÉ KŘÍŽE), NA KTERÉ JSOU NAVRHOVÁNY NULY INVERZNÍHO FILTRU N_3 A N_4 (ZELENÁ KRUHY).	8-116
OBR. 8-12 – AMPLITUDOVÁ A FÁZOVÁ FREKVENČNÍ CHARAKTERISTIKA NAVRŽENÉHO INVERZNÍHO FILTRU.	8-117
OBR. 8-13 – VÝSLEDKY DOSAŽENÉ NA REÁLNÉM SYSTÉMU VLEVO BEZ A VPRAVO S AKTIVOVANÝM INVERZNÍM FILTREM PŘED PROUDOVÝM REGULÁTOREM - BUZENÍ PARABOLICKOU ZDVIHOVOU ZÁVISLOSTÍ (240min^{-1}).	8-118
OBR. 8-14 – REAKCE SYSTÉMU NA JEDNOTLIVÉ IMPULSY ZV-TVAROVAČE A VÝSLEDNICE JEJICH SPOLEČNÉHO PŮSOBENÍ.	8-119
OBR. 8-15 – POROVNÁNÍ ROBUSTNOSTI TVAROVAČŮ ZV, ZVD, ZVDD, EI PRO MĚNÍCÍ SE PARAMETRY ZÁTĚŽE.	8-122
OBR. 8-16 – ZPOŽDĚNÍ ZPŮSOBENÉ TVAROVAČEM SE ČTYŘMI PULSY (ZVDD).	8-122
OBR. 8-17 – PRINCIPIELNÍ BLOKOVÉ SCHÉMA KOMPENZAČNÍ METODY INPUT SHAPING.	8-126
OBR. 8-18 – VÝSLEDKY Z MĚŘENÍ NA REÁLNÉM DVOJHMOTOVÉM SYSTÉMU VLEVO BEZ A VPRAVO S AKTIVOVANÝM ZV-TVROVAČEM - BUZENÍ PARABOLICKOU ZDVIHOVOU ZÁVISLOSTÍ (270min^{-1}).	8-127

Seznam zkratk a značek

B_SPLINE	Bézier Splines	Interpolační metoda, využívající Bézierových funkcí jednotky Simotion.
BICO	Binnector Connector technology	
C_SPLINE	Cubic Splines	Interpolační metoda, využívající kubických funkcí, používaná jednotkou Simotion.
C240	Simotion C240	Jednotka pro řízení pohybu firmy Siemens
CAD	Computer Aided Design	
CAM	Computer Aided Manufacturing	
DCC	Drive Control Chart	Softwarový nástroj, umožňující vytvářet v ŘJ Sinamics nestandardní řídicí struktury
DP	Disertační práce	
DRIVE-CliQ		Speciální rozhraní sloužící ke komunikačnímu propojení jednotlivých modulu ŘJ Sinamics
DSC	Dynamic Servo Control	Technologie zvyšující dynamiku polohové smyčky ŘJ Sinamics/Simotion.
DSP	Digital Signal Processor	
DZ	Dopravní zpoždění	
Encoder	Snímač polohy	
GMK	Geometrické místo kořenu	Metoda pro syntézu regulátorů
MC	Motion Controller	ŘJ pro řízení pohybu
PB	Profibus	Sběrnice využívaná pro komunikaci jednotek Simotion a Sinamics
PID	Proporcionálně- integračně – derivační regulátor	
PMSM	Permanent Magnet Synchronous motor	Synchronní motor s permanentním rotorovým buzením
PT1		Systém prvního řádu
PWM	Pulsně šířková modulace	
ŘJ	Řídicí jednotka	
S120	Sinamics S120	Řídicí jednotka pohonů firmy Siemens AG, určených pro náročné aplikace
SCD	Simulin Control Design	
TANDEM II	Výzkumný projekt FT-TA5/129 – řešený v období 03/2008 - 12/2010.	Výzkum, simulace, modelování a aplikace elektronických vaček v řídicích systémech výrobních strojů
TUL	Technická Univerzita v Liberci	
VDI 2143		Norma pro návrh vačkových mechanismů
VÚTS	Výzkumný ústav textilních strojů Liberec	
ZN	Ziegler-Nicholz	Experimentální metoda pro seřízení PID regulátoru.
ZV	Zero vibration	Tvarovač se dvěma pulsy.
ZVD	Zero vibration and derivation	Tvarovač se třemi pulsy.
ZVDD	Zero vibration, first and second derivation	Tvarovač se čtyřmi pulsy.

Seznam použitých symbolů

A_i	Amplituda i-tého impulsu
Amp	Amplituda odezvy sinusového rozvoje metody Input Shaping
B_{32}	Vlastní tlumení hřídele
B_i	Suma všech koeficientů sinusového rozvoje metody Input Shaping
BW	Šířka pásma frekvenční charakteristiky (pokles amplitudy o -3dB)
$c_{ms \rightarrow min}$	Konstanta pro přepočet ms na minuty
d	Rotující souřadnice ztotožněná s tokem motoru.
den	Polynom jmenovatele
$F_{OS\varphi}^{2H}(s)$	Přenos otevřené polohové smyčky s nepřímým odměřováním polohy pracovního členu.
$F_{OS\varphi 3}^{2H}(s)$	Přenos otevřené polohové smyčky s přímým odměřováním polohy pracovního členu.
$F_{OS\omega}^{2H}(s)$	Přenos otevřené rychlostní smyčky dvojhmotového systému.
$F_{US\varphi}^{2H}(s)$	Přenos uzavřené polohové smyčky s nepřímým odměřováním polohy pracovního členu.
$F_{US\varphi 3}^{2H}(s)$	Přenos uzavřené polohové smyčky s přímým odměřováním polohy pracovního členu.
$F_{US\omega}^{2H}(s)$	Přenos uzavřené rychlostní smyčky dvojhmotového systému.
f_{den}	Vlastní frekvence jmenovatele přenosové funkce filtru žádaných hodnot.
$F_{DZ}(s)$	Přenos bloku dopravního zpoždění.
$F_{OSIq}^{DZ}(s)$	Přenos otevřené proudové smyčky jednohmotového systému zatížené DZ.
$F_{USIq}^{DZ}(s)$	Přenos uzavřené proudové smyčky jednohmotového systému zatížené DZ.
f_{num}	Vlastní frekvence čitatele přenosové funkce filtru žádaných hodnot.
$F_{OSIq}(s)$	Přenos otevřené proudové smyčky jednohmotového systému.
$F_{OS\varphi}(s)$	Přenos otevřené polohové smyčky jednohmotového systému.
$F_{OS\omega}(s)$	Přenos otevřené rychlostní smyčky jednohmotového systému.
$F_{USIq}(s)$	Přenos uzavřené proudové smyčky jednohmotového systému.
$F_{US\varphi}(s)$	Přenos uzavřené polohové smyčky jednohmotového systému.
$F_{US\omega}(s)$	Přenos uzavřené rychlostní smyčky jednohmotového systému.
$H(s)$	Přenosová funkce filtru žádané hodnoty proudu příp. rychlosti.
i_{ACT}	Aktuální hodnota momentotvorné složky proudu reálného servopohonu.
I_d	Tokotvorná složka proudu.
I_q	Momentotvorná složka proudu.
I_{rated}	Jmenovitý proud
i_{SET}	Žádaná hodnota momentotvorné složky proudu.
i_{SIM}	Aktuální hodnota momentotvorné složky proudu matematického modelu servopohonu.
i_{SIMOpt}	Aktuální hodnota momentotvorné složky proudu matematického modelu servopohonu s optimalizovanými parametry.
J_1	Moment setrvačnosti vstupního kola reduktoru
J_2	Výstupní moment setrvačnosti
J_2	Moment setrvačnosti výstupního kola reduktoru
J_3	Moment setrvačnosti zátěže (setrvačníku)
J_C	Celkový redukovaný moment setrvačnosti působící na hřídel motoru.
J_{celk}	Celkový redukovaný moment setrvačnosti na hřídel motoru jednohmotového systému
J_{motor}	Moment setrvačnosti rotoru (hřídele motoru).
J_{Tot}	Celkový redukovaný moment setrvačnosti na hřídel motoru dvojhmotového systému
k	Konstanta motoru.
K	Amplituda impulsů metody Input Shaping
k_1	Váhový koeficient ovlivňující velikost signálu měřené rychlosti na hřídeli motoru kompenzační metody s modelem zátěže a se zpětnou vazbou z externího enkodéru

k_2	Váhový koeficient ovlivňující velikost signálu estimované resp. měřené rychlosti na pracovním členu hřídeli motoru kompenzační metody s modelem zátěže resp. se zpětnou vazbou z externího enkodéru
k_3	Váhový koeficient ovlivňující velikost kompenzačního signálu metod s modelem zátěže a se zpětnou vazbou z externího enkodéru
k_{32}	Torzní tuhost hřídele
$K_{CEL\omega}$	Celkové zesílení rychlostní smyčky (substituce).
k_e	Napěťová konstanta
k_I	Proporcionální konstanta proudového regulátoru reálného servopohonu.
k_{IOpt}	Optimalizovaná hodnota proporcionální konstanty proudového regulátoru pro matematický model.
k_m	Momentová konstanta
k_t	Torzní tuhost
K_W	Váhový koeficient dopředné rychlostní vazby.
K_φ	Proporcionální konstanta polohového regulátoru.
K_ω	Proporcionální konstanta rychlostního regulátoru, do reálné ŘJ.
$K_{\omega Opt}$	Optimalizovaná hodnota proporcionální konstanty rychlostního regulátoru pro matematický model.
$L_{1\sigma}$	Indukčnost jedné cívky statorového vinutí.
L_d	Podélná indukčnost
L_H	Vzájemná indukčnost statoru a rotoru.
L_q	Příčná indukčnost
M	Elektromagnetický moment motoru.
M_{IN}	Zátěžný způsobený vstupním kolem reduktoru.
M_{Load}	Zátěžný moment.
M_{Motor}	Hnací moment motoru.
M_{OUT}	Zátěžný způsobený výstupním kolem reduktoru.
M_{rated}	Jmenovitý moment
M_Z	Celkový redukovaný zátěžný moment na hřídel motoru.
n	Nula přenosu.
n_{ACT}	Aktuální hodnota otáček měřená na motorové hřídeli reálného servopohonu.
n_{cmd}	Žádaná hodnota otáček přicházející v telegramu sběrnice PB z nadřazené jednotky Si-motion do ŘJ pohonu Sinamics S120.
n_m	Jmenovité otáčky
n_R	Maximální vstupní otáčky
n_{SET}	Žádaná hodnota otáček na motorové hřídeli.
n_{SIM}	Aktuální hodnota otáček měřená na motorové hřídeli matematického modelu servopohonu.
n_{SIMOpt}	Aktuální hodnota otáček měřená na motorové hřídeli matematického modelu servopohonu s optimalizovanými parametry.
num	Polynom čitatele
OP	Překmit v procentech (poměr maxima a velikosti skoku).
p	Převod
p_{OPT}	Optimální převod.
p_p	Počet pólpárů
q	Rotující souřadnice ztotožněná s momentem motoru.
R	Odpor vinutí a přívodních kabelů
s	Pól přenosu otevřené smyčky.
T	Časová konstanta bloku PT1, sloužící k úpravě fáze kompenzačního signálu.

t	Čas
T_{DZ}	Celková hodnota dopravního zpoždění proudové smyčky.
T_{DZI}	Dopravní zpoždění způsobené taktem proudové regulační smyčky.
T_I	Integrační časová konstanta proudového regulátoru reálného servopohonu.
t_i	Čas ve kterém působí, aktuální impuls metody Input Shaping
T_{IOpt}	Optimalizovaná hodnota časové konstanty proudového regulátoru pro matematický model.
T_K	Čas po odeznění přechodové fáze zdvihové závislosti, po kterém dochází k odepnutí kompenzačního signálu.
t_n	Čas ve kterém působí, poslední impuls metody Input Shaping
T_p	Dosažení prvního maxima při skokové odezvě (peak time)
T_{PB}	Perioda vzorkování polohové smyčky jednotky Simotion C240 (125μs).
T_{POS}	Perioda vzorkování polohové smyčky jednotky Simotion C240 (125μs).
T_{PWM}	Dopravní zpoždění způsobené PWM modulací.
T_R	Doba náběhu na 90% žádané veličiny (velikosti skoku)
T_S	Integrační časová konstanta rychlostního regulátoru reálného servopohonu.
T_S	Doba regulace (čas při kterém se ustálí překlmy na $\pm 2\%$)
T_{SOpt}	Optimalizovaná hodnota časové konstanty rychlostního regulátoru pro matematický model.
T_{SPD}	Perioda vzorkování rychlostní smyčky jednotky Sinamics S120 (125μs).
T_ω	Integrační časová konstanta rychlostního regulátoru, do reálné ŘJ.
$T_{\omega Opt}$	Integrační časová konstanta rychlostního regulátoru, do simulačního modelu.
U_d	Průmět fázoru statorového napětí do osy d.
U_q	Průmět fázoru statorového napětí do osy q.
v	Pól přenosu uzavřené smyčky.
α	Stacionární souřadnice (vodorovná).
β	Stacionární souřadnice (příčná).
ΔT	Perioda impulsů metody Input Shaping
ε_1	Úhlové zrychlení na hřídeli motoru.
ε_3	Úhlové zrychlení na pracovním členu dvojmotového servomechanismu.
η_1	Účinnost kompenzační metody při tlumení kmitů měřených na začátku ustálené fáze (po odeznění přechodové fáze) zdvihové závislosti.
η_2	Účinnost kompenzační metody při tlumení kmitů měřených na konci ustálené fáze zdvihové závislosti.
λ	Koeficient přídavného polynomu inverzního filtru
ξ_{den}	Poměrné tlumení jmenovatele přenosové funkce filtru žádaných hodnot.
ξ_L	Poměrné tlumení zátěže při zablokované motorové hřídeli.
ξ_{LM}	Poměrné tlumení volně kmitající dvojmotové soustavy.
ξ_{num}	Poměrné tlumení čitatele přenosové funkce filtru žádaných hodnot.
τ_E	Elektrická časová konstanta.
τ_M	Mechanická časová konstanta.
φ_1	Úhlová poloha na hřídeli motoru (na vstupu reduktoru)
φ_{actMC}	Aktuální úhlové natočení hřídele, přicházející v telegramu sběrnice PB z ŘJ pohonu Sinamics S120 do nadřazené jednotky Simotion (vzorkování 1ms).
$\varphi_{actS120}$	Aktuální úhlové natočení hřídele, sloužící pro uzavření polohové smyčky DSC v jednotce Sinamics S120 (vzorkování 125μs).
Φ_B	Magnetický tok vyvolaný permanentními magnety v rotoru PMSM.
φ_{cmd}	Žádané úhlové natočení přicházející v telegramu sběrnice PB z nadřazené jednotky Simotion do ŘJ pohonu Sinamics S120.

φ_{err}	Vlečná chyba (rozdíl žádané a aktuální polohy nezatížený DZ)
Φ_i	Fáze odezvy na i-tý impuls
χ	Činitel interakce, vyjadřující rozložení setrvačných hmot systému.
Ψ_d	Průmět fázoru magnetického toku motoru do osy d.
Ψ_q	Průmět fázoru magnetického toku motoru do osy q.
ω	Úhlová rychlost souřadnic d-q.
ω_1	Úhlová rychlost na hřídeli motoru (na vstupu reduktoru)
ω_2	Úhlová rychlost na výstupu reduktoru
ω_3	Úhlová rychlost na pracovním členu servomechanismu
ω_{el}	Elektrická úlová rychlost.
Ω_L	Vlastní frekvence zátěže při zablokované motorové hřídeli.
Ω_{LM}	Vlastní frekvence volně kmitající dvojhmotové soustavy.
ω_{mech}	Úlová frekvence motorové hřídele (rotoru).
$\mathcal{J}$	Transformační úhel pro vektorovou regulaci.

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 řídících jednotek střídavých servopohonů, společně s vyššími rychlostmi výkonových spínacích členů, umožnil realizovat poměrně složité řídicí algoritmy ve vysokých taktech 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 cizí 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 převážně 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 ve 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 dosahované 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 servopohonů. 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. Potlačěním 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.

1.2 Členění práce

Text disertační práce je členěn do devíti kapitol. Hned v druhé kapitole je popsána problematika a základní terminologie elektronických vaček, kterými se celá disertační práce zabývá. Nejprve je stručně pojednáno o základních pojmech a funkčních principech klasických vačkových mechanismů. Na základě analogie je pak vysvětlen princip elektronických vaček a v závěru této kapitoly jsou pak obě varianty, tedy klasické mechanické a elektronické vačky porovnány. Další text disertační práce se pak zaměřuje právě do oblasti elektronických vaček.

Třetí kapitola nejprve stručně popisuje měřicí pracoviště, které umožnilo provádět experimenty s vysoce dynamicky zatěžovanými servopohony. V dalších pasážích pak popisuje jednotlivé komponenty elektronické vačky, které bylo využito k experimentálním účelům disertační práce. V závěru kapitoly je věnována pozornost zdvihovým závislostem a jejich interpretaci v řídicí jednotce elektronické vačky.

Čtvrtá kapitola se zabývá matematickým modelováním systému elektronické vačky. Nejprve je popsán tzv. D-Q model synchronního motoru s permanentním rotorovým buzením, vycházející problematiku tzv. vektorového řízení a následně uvedena i některá jeho zjednodušení. Dále se kapitola zabývá modelováním regulační struktury reálné řídicí jednotky a rovněž i matematickým popisem jednotlivých variant kinematických řetězců zátěžných mechanismů, na kterých byly dále prováděny experimenty.

V páté kapitola jsou pak jednotlivé matematické modely verifikovány s reálným systémem. Hlavním cílem této kapitoly bylo ověřit jejich shodu, případně upravit některé z parametrů, doplnit regulační strukturu o další funkční bloky, či nalézt lépe vyhovující nastavení jednotlivých regulátorů.

Na základě takto verifikovaných modelek je pak v šesté kapitole provedena syntéza kaskádní regulační struktury. Nejprve jsou vždy analyticky odvozeny přenosy jednotlivých regulačních smyček a pomocí kořenových hodografů a metody GMK vysvětleny doporučené postupy při syntéze jednotlivých z nich. Mimo syntézy zpětnovazebních regulátorů je v téže kapitole vysvětlen i postup pro návrh dopředné regulace a filtrů žádaných hodnot proudu či rychlosti.

Sedmá kapitola se pak zabývá popisem experimentu, ve kterém byly testovány elektronické vačky s různými konfiguracemi kinematických řetězců. Cílem tohoto experimentu bylo nalézt takové parametry regulační struktury, při kterých bude minimalizována tzv. vlečná chyba polohového servomechanismu. Snahou bylo tedy dosáhnout daným servomechanismem co největší polohové přesnosti předepsané a skutečné vykonané zdvihové závislosti.

Celá práce pak vrcholí osmou kapitolou, která se zabývá problematikou kompenzace kmitů na pracovních členech servomechanismů s mechanicky poddajnými členy v kinematickém řetězci. Kapitola je rozdělena do dvou částí, ve kterých rozebírá zpětnovazební a přímovazební metody, které projevily schopnost účinně kompenzovat reziduální kmity v simulacích na sestavených matematických modelech, ale i na reálném systému.

V závěrečné deváté kapitole jsou pak shrnuty dosažené výsledky disertační práce a zhodnoceny její přínosy.

Při psaní textu práce bylo dbáno na přílišné nezatěžování textu obrázky či grafy z měření, které pro pochopení nejsou naprosto nezbytné. Tím není řečeno, že jsou pro čtenáře nezajímavé. Proto jsou uvedeny v elektronické podobě na přiloženém CD.

2 Problematika elektronických vaček

V textu disertační práci je často pojednáváno o elektronických vačkách. Jelikož je tento termín poměrně nový, věnuje se tato úvodní kapitola právě této tematice.

Elektronická vačka v podstatě nahrazuje složité kinematické řetězce klasických vačkových mechanismů polohově řízeným servomotorem. Jelikož elektronické vačky vycházejí z problematiky klasických vačkových mechanismů, jsou si jejich základní principy velice blízké. Proto bude v následující kapitole nejprve proveden stručný úvod do problematiky a základní terminologie klasických vačkových mechanismů.

Na těchto základních principech pak bude vysvětlen princip elektronických vaček. V závěru této kapitoly jsou pak shrnuty výhody a nevýhody obou těchto variant. Z důvodu omezeného prostoru disertační práce se práce nemůže touto tematikou zabývat doširoka. Navíc existuje celá řada publikací, věnovaných přímo tomuto tématu, jako například [1], [2].

2.1 Klasické vačkové mechanismy

Vačkových mechanismů se často využívá v konstrukcích strojů, jejichž technologie vyžadují realizaci složitých pracovních pohybů. Obvyklé aplikace vačkových mechanismů jsou například v obráběcích, textilních, sklářských, balících strojích.

Vačkovým je nazýván mechanismus s jedním stupněm volnosti, jehož kinematický řetězec je tvořen alespoň jednou vačkou, která je spojena s ostatními členy řetězce minimálně jednou kinematickou dvojicí. Vačkou je pak označena část mechanismu, která svou činnou plochou a prostřednictvím obecné kinematické dvojice, vyvoluje žádaný pohyb hnaného členu. Pokud vykonává posuvný pohyb, je hnaný člen nazýván zvedákem. Je-li vyvozený pohyb rotační, nazýváme ho vahadlem [1].

Pro správnou funkci vačkového mechanismu je třeba, aby byl udržován stálý kontakt hnaného členu s vačkou. K tomu je potřeba vyvinout přitlačnou sílu. Obvykle se tento problém řeší přitlačnou pružinou, tíhovou silou nebo hydraulickými či pneumatickými prvky. Přitlačné síly však působí proti vlastnímu pohybu hnacího mechanismu, čímž klesá jeho účinnost. Další možností pro udržení stálého kontaktu je přidání nadbytečné kinematické vazby, jak je tomu například u drážkové vačky, nebo dvojvačkového mechanismu. Takováto vačka disponuje více činnými plochami, kterými působí minimálně na dva hnané členy, navzájem spojenými tuhou vazbou. Aby byla zajištěna pohyblivost celého mechanismu, musí obě činné plochy spolu korespondovat. Příklady typických vačkových mechanismů jsou uvedeny na Obr. 2-1.

Návrh vačkových mechanismů je netriviální. Skládá se ze dvou základních úloh, kinematické analýzy a syntézy. K těmto účelům lze využít speciální návrhové softwary CAD (Computer Aided Design). Hlavním cílem kinematické syntézy je navrhnout požadované zdvihové závislosti pracovních členů vačkových mechanismů. Analýzou lze pak nalézt průběhy kinematických veličin (rychlosti a zrychlení) ostatních členů kinematického řetězce vačkového mechanismu. Výstupem je tedy vztah mezi hnacím a hnaným členem mechanismu. Ze zjištěných kinematických veličin pak lze odvodit dynamické poměry v celém

mechanismu (sily, momenty). V případě, když některá z kinematických či dynamických veličin přesahuje tolerovanou mez, je pak nutné navrženou zdvihovou závislost upravit tak, aby vyhověla všem omezením celého mechanismu.



Obr. 2-1 – Vlevo příklady klasických vaček od firmy ZZ-Antriebe GmbH, vpravo typické příklady krokových mechanismů.

Pro správnou funkci vačkových systémů je nezbytné, aby byly činné plochy vaček precizně obrobena. Výroba se obvykle provádí na přesných numericky řízených obráběcích strojích CAM (Computer Aided Manufacturing). Takovéto stroje jsou schopny přímé spolupráce s návrhovými softwary a to v takové míře, že si dle výkresu sami generují sekvenci operací nutných k výrobě konkrétní vačky.

2.2 Mechanismy s elektronickou vačkou

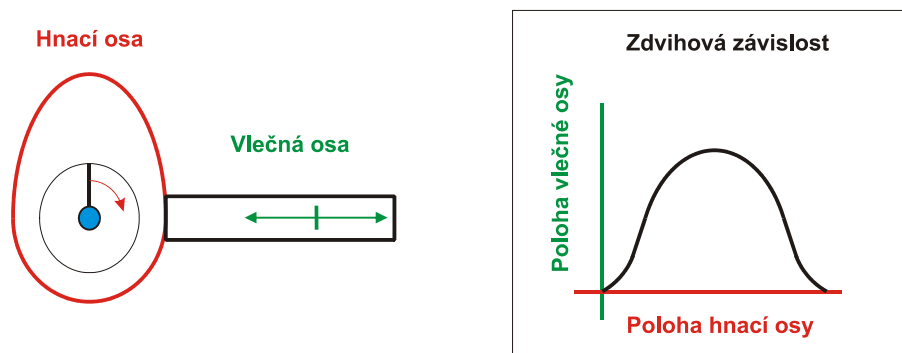
Pojem elektronická vačka je v oboru průmyslové automatizace poměrně nový. Tímto termínem je obvykle označován elektrický regulovaný pohon s nadřazenou jednotkou pro řízení pohybu (MC - Motion Controller).

Elektrickým regulovaným pohonem rozumíme elektrický servomotor s výkonovou řídicí jednotkou. V moderních výrobních strojích jsou v současné době nejpoužívanějšími typy elektrických servomotorů synchronní motory s permanentními magnety v rotoru. Jejich pohyb je řízen pomocí výkonové řídicí jednotky, která k těmto účelům nejčastěji používá tzv. vektorové řízení. Jednotka na základě vektorového řízení vypočte velikost a fázi statorového proudu, který je realizován pomocí pulzně šířkové modulace (PWM), podle které je pak řízeno spínání výkonových tranzistorů a realizováno napájení statorového vinutí motoru. Jistým standardem pro regulaci polohy či rychlosti stejnosměrných motorů, se v minulosti stala kaskádní regulace, která se osvědčila i v případě řízení střídavých servomotorů. Obvykle je realizována pomocí tří do sebe vnořených zpětnovazebních regulačních smyček (proudové, rychlostní a polohové). Pro dosažení požadovaných hodnot dílčích veličin využívá výhod jednoduchosti klasické P a PI regulace.

Nadřazená jednotka typu MC přináší do procesu regulace polohově řízeného pohonu jistý nadstandard. Umožňuje řídit pohyb více os (řádově desítek) a díky rozsáhlé knihovně funkcí lze například jejich pohyb vzájemně synchronizovat pohyby, nebo dokonce svázat jednotlivé osy do základních typů manipulátorů. Jednoduchým způsobem tak lze řídit polohu koncového bodu zvoleného manipulátoru, stačí jen zadat MC jednotce, jeho rozměry a ona pak sama generuje žádané hodnoty jednotlivým jeho osám. Nebo pomocí synchronizačních funkcí realizovat elektronické vazby typu převodovka či elektronická vačka, mezi jednotlivými řízenými osami MC jednotkou.

Vlastní realizace elektronické vačky se u řídicích jednotek různých výrobců liší. Disertační práce však k tomu využívá kombinaci výkonové jednotky Sinamics S120 a MC Simotion od firmy Siemens, která oproti ostatním výrobcům nabízí uživateli jistý nadstandard. Princip elektronických vaček proto bude v dalším textu vysvětlen na konkrétním řešení od firmy Siemens.

Jak už název napovídá, elektronická vačka nahrazuje složitou mechanickou vazbu stroje elektrickým regulovaným pohonem v polohové regulační vazbě. Mechanická vačka je v podstatě nahrazena elektronickým předpisem zdvihové závislosti, který je uložen v řídicí MC jednotce regulovaného pohonu. Zdvihová závislost je obvykle v MC reprezentována předpisem ve formě tabulky hodnot či parametrických funkcí a udává vztah polohy vlečné (hnané) osy k poloze hnací. Elektronická vazba je pak v MC jednotce řešena jako synchronizační úloha. Poloha vlečné osy (obvykle fyzická) je vázána dle zvolené zdvihové závislosti k poloze hnací osy (obvykle virtuální-sofwarově simulované). Od okamžiku synchronizace je již další pohyb vlečné osy vyvozen z pohybu osy hnací. Ten může být rovněž vázaný k pohybu jiné osy, obvykle se však využívá pohybu hnací osy konstantní rychlostí.

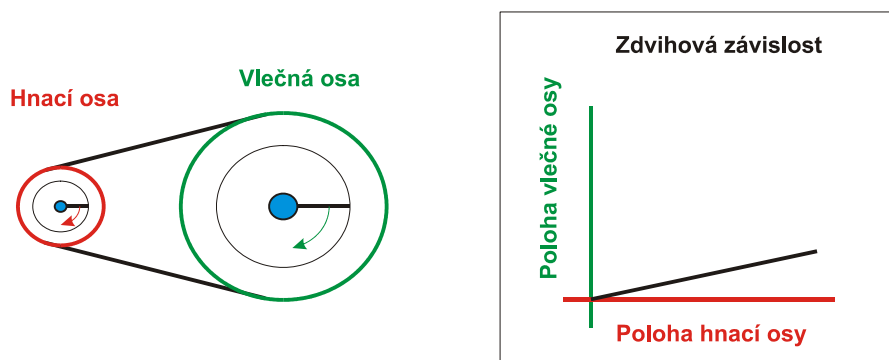


Obr. 2-2 – Zdvihová závislost s příkladem klasického vačkového mechanismu (vlevo), který by daný zdvih vykonával [3].

Synchronizace se obvykle provádí k takzvané virtuální ose, jejíž funkce je softwarově generovaná MC. Hnací osou však může být i libovolná jiná fyzická osa řízená MC, případně i osa externí, jejíž veličina je sledována pomocí externího snímače připojeného k MC. Synchronizaci žádané polohy vlečné osy lze buďto provést k žádané poloze vlečné osy či poloze aktuální (měřené). Obvykleji se však doporučuje synchronizaci provést k hodnotě žádané. Vlečná osa pak může být opět virtuální či fyzickou osou systému. V případě potřeby lze k této ose synchronizovat pohyb dalších os systému a vytvořit tak celý strom vazeb,

nebo synchronizovat více os k jedné hnací ose apod. V tomto ohledu není představivost stanovena mez.

Zdvihová závislost tedy udává vazební vztah polohy hnací a vlečné osy. Tento vztah může být obecně nelineární. Pokud by však vazební vztah byl přece jen definován přímkou, pak by elektrický pohon nebyl ničím jiným, nežli elektronickou převodovkou. Převodový poměr takové převodovky by pak byl dán směrnici přímky (viz. Obr. 2-3). K tomuto účelu však v jednotce Simotion existují speciální funkce, pro které není potřeba složitě editovat lineární zdvihovou závislost, ale pouze zadat převodový poměr mezi jednotlivými osami, jejichž pohyb je třeba svázat v daném poměru [3].



Obr. 2-3 – „Zdvihová závislost“ elektronické převodovky [3].

Zdvihové závislosti lze vytvořit buď pomocí externího softwaru, který je specializován přímo k tomuto účelu a výslednou závislost pak importovat ve formě tabulky či parametrické funkce do řídicího systému. Další možností je využít nástroje pro tvorbu zdvihových závislostí softwaru Simotion Scout, zaštiťujícího celý projekt s kompletní parametrizací obou jednotek Simotion a Sinamics. Při návrzích zdvihových závislostí je však třeba dbát určitých zásad. Existují obecná pravidla a zásady, které jsou shrnuty v normě VDI 2143 [4].

Elektronické vačky lze realizovat, jak klasickými rotačními, tak i přímými (lineárními) servomotory. Přičemž volba závisí na požadavcích konkrétní aplikace. Přímým pohonem nebo použitím kombinace klasického rotačního pohonu s lineární jednotkou, je možné realizovat posuvný pohyb zvedáku. Přímé spojení hřídele rotačního pohonu ve funkci elektronické vačky pak může nahradit funkci vahadla.

2.3 Porovnání mechanismů s klasickou elektronickou vačkou

Řešení obecně nelineárních vazebních vztahů pomocí klasických vačkových mechanismů přináší nesporné výhody, ale nese s sebou i jisté nevýhody. Výhodou klasických vačkových mechanismů je jejich spolehlivost, nenáročnost na řídicí systém hnací osy a v neposlední řadě pak velmi vysoké dynamické síly, které lze těmito klasickými mechanismy vyvodit.

Nevýhodou pak může být poměrně nízká flexibilita výroby při použití takovýchto systému na stroji, u něhož dochází k časté úpravě velikosti či tvaru trajektorie zdvihové závislosti. Takováto úprava totiž většinou vyžaduje rozebrat větší či menší část stroje, vačku vy-

jmout, vyměnit, či nechat upravit tvar její činné plochy, což ve svém důsledku často přináší ohromné časové prostoje. Každé časové zdržení přináší dané firmě finanční ztráty. Další nevýhodou klasických vaček je velmi omezená a v některých případech i prakticky nemožná kompenzace reziduálních kmitů v případě přítomnosti mechanicky poddajných členů v kinematickém řetězci vačkových mechanismů. Kvůli těmto nevýhodám jsou v moderních strojích pružné automatizace často nahrazovány klasické vačky elektronickými.

Jejich velkou výhodou je oproti klasickým vačkovým mechanismům veliká 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. Jelikož jsou zdvihové závislosti v MC reprezentovány pouhými matematickými vztahy, které zabírají v paměti MC jen minimální prostor, není jejich počet nikterak omezen. Případná úprava tvaru lze provádět i offline a velikosti zdvihu lze u některým MC (jako například Simotion) provádět i za běhu dané elektronické vačky. Tímto lze časové prodlevy radikálně zkrátit a tím se výrobní stroj s elektronickou vačkou stává vysoce flexibilní. Pokud tedy v konkrétní aplikaci dochází k časté obměně výroby a z hlediska silových poměrů je možné nahradit klasický vačkový mechanismus elektronickou vačkou, přináší toto řešení oproti klasickému velkou výhodu.

Další nesporné výhody přináší použití elektronických vaček v případech, ve kterých je potřeba účinně zasáhnout proti reziduálním kmitům na pracovním členu servomechanismu. Kinematické řetězce výrobních strojů jsou často zatíženy konstrukčními či technologickými nedostatky, typu nízké torzní tuhosti, mechanickými vůlemi apod., které dohromady s velkými setvačnými hmotami (působících na jednotlivé části stroje), mohou vyvolat tyto parazitní reziduální kmity s větší či menší frekvencí a amplitudou. Nejproblematictější jsou nízké frekvence (okolo 100Hz), které mají typicky větší amplitudu kmitů a svým působením značně degradují polohovou přesnost celého servomechanismu. Pokud je mechanismus řešen pomocí klasické mechanické vačky, jsou možnosti kompenzace těchto kmitů značně omezené, dost často i nemožné. Většinou se tento problém řeší pomocí kinetostatické analýzy [2] mechanismu, při níž se hledá vhodný průběh zdvihové závislosti a rychlost hnacího členu, při které je amplituda kmitů minimální. Takto exaktně zjištěnou rychlost přirozeně nelze měnit bez toho, aby amplituda kmitů nevzrůstala. Kompenzace kmitů touto metodou je tedy dosti omezená. Existuje však celá řada jiných kompenzačních strategií. Jsou založeny na zpětnovazebních strukturách, které generují potřebné akční zásahy působící proti vzniku těchto kmitů, nebo přímo upravují žádané hodnoty servopohonu tak, aby kmity nebyly buzeny vůbec, nebo alespoň s minimální amplitudou. Díky tomu, že je u klasických vačkových mechanismů pohyb vlečné (hnané) osy vyvozen z pohybu osy hnací pomocí pevné vačky, je aplikace takovýchto metod do řídicích systémů klasických vačkových mechanismů téměř nemožná. Elektronické vačky jsou v tomto ohledu daleko otevřenější. Řídicí jednotky moderních pohonů, kterými jsou funkce elektronické vačky realizovány, nabízejí možnost aplikace a ověření i těchto speciálních algoritmů, jimiž jsou v podstatě zdvihové závislosti upravovány tak, aby k těmto kmitům nedocházelo, nebo alespoň ne s tak velkou amplitudou.

I přes všechny uvedené výhody elektronických vaček a nevýhody vaček klasických lze konstatovat, že pro případ mnoha aplikací jsou stále klasické vačkové mechanismy nenahraditelné. Je to především díky jejich vysoké dynamice a velikosti sil, které je možné je-

jich pomocí vyvodit. Existuje ovšem omezená skupina aplikací, u nich je náhrada klasického vačkového mechanismu elektronicky možná. Takováto řešení pak přináší danému výrobnímu stroji značné výhody:

- Návrh a výroba se oproti klasickým vačkovým mechanismům značně zjednoduší. Není třeba navrhovat, kreslit, vyrábět složitý vačkový mechanismus. Stačí pouze navrhnout žadáný průběh zdvihové závislosti, naprogramovat řídicí systém a vhodně seřídit regulační strukturu elektronické vačky tak, aby vyhověl dynamickým požadavkům dané aplikace.
- Změna zdvihové závislosti či úprava jejího tvaru nebo velikosti zdvihu, je oproti klasickým mechanismům jednoduchá a časově nenáročná. Jednoduše stačí pouze synchronizovat pohon k jiné, již vytvořené zdvihové závislosti, nebo vytvořit závislost novou, do jednotky nahrát a synchronizovat k ní reálný pohon. Případná pouhá úprava měřítka zdvihu lze u některých MC jednotek provádět za běhu dané vačky.
- Odstraněním nadbytečných prvků z kinematického řetězce stroje se minimalizuje i zátěžný moment působící na hřídel motoru a tím i energetické ztráty.
- Otevírá se možnost aplikovat speciální algoritmy pro kompenzaci reziduálního kmitání, v případě výskytu dalších hmot regulovaného systému, které dovolují provozovat stroj v širokém rozsahu pracovních rychlostí.

Aby však byla náhrada klasického vačkového mechanismu plnohodnotná, je nutné seřídit regulační strukturu elektrického pohonu tak, aby dosáhl, pokud možno, co nejvyšší dynamiky, čímž je možné minimalizovat tzv. vlečnou chybu (zvýšit polohovou přesnost servomechanismu). Čím nižší je vlečná chyba servomechanismu, tím věrněji pohon kopíruje předepsanou zdvihovou závislost a tím kvalitnější náhrady klasického vačkového mechanismu elektronickým je možné dosáhnout.

3 Měřicí pracoviště pro testování elektronických vaček

Pro experimentální účely disertační práce bylo s výhodou využito unikátního měřicího pracoviště, které mohlo vzniknout díky finančním prostředkům poskytnutým Ministerstvem průmyslu a obchodu (MPO) při řešení výzkumného projektu TANDEM II, o kterém bylo pojednáno v úvodních kapitolách. Toto pracoviště sestává z robustního stolu, umožňující sestavit různé typy kinematických řetězců a hravě odolávat rázům, které jsou při testování dynamiky elektronických vaček elektrickým servopohonem vyvozovány. Dále je tvořeno řídicím systémem elektronické vačky, servomotorem a externími čidly, umožňující snímat polohu pracovního členu daného servomechanismu. Jednotlivé testované kinematické řetězce v rámci disertační práce, včetně komponent systému elektronické vačky, budou blíže popsány v příslušných podkapitolách.

3.1 Stavba mechanismu

Hlavní nosník pracoviště tvoří masivní ocelový stůl, jenž umožňuje ke své pracovní desce upevnit příčníky, pro uchycení servomotoru a celého rozvodového mechanismu, včetně zátěže. Pracovní deska a všechny podpůrné komponenty byly navrženy tak, aby měřicí pracoviště umožňovalo sestavit různé varianty kinematického řetězce servomechanismu a na něm pak testovat vlivy vložených převodů, velkých setrvačných hmot a v neposlední řadě mechanicky poddajných členů.



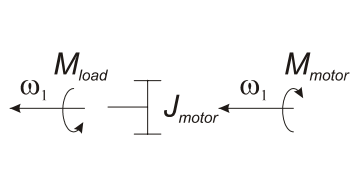
Obr. 3-1 – Zkušební stůl a na něm sestaven kinematický řetězec s poddajnou mechanickou vazbou zatížený setrvačníkem.

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. Nejprve bude zkoumán vliv jednotlivých komponent kinematického řetězce na dynamiku pohonu. V druhé části pak bude sledován vliv mechanicky poddajných členů kinematického řetězce a setrvačné zátěže na vznik reziduálních kmitů. Snahou bude pokusit se nalézt takové kompenzační struktury, kterými bude možné tyto kmity potlačit.

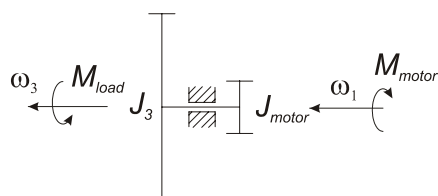
Tab. 3-1 – Důležité parametry komponent kinematického řetězce servomechanismu

Člen	Par.	Popis	Hodnota	Jednotka
Reduktor	p	Převod	33/1	[-]
	J_1	Vstupní moment setrvačnosti	0,003935	[kgm ²]
	J_2	Výstupní moment setrvačnosti	0,000798	[kgm ²]
	k_t	Torzní tuhost	350 650	[Nm/rad]
	n_R	Maximální vstupní otáčky	3 000	[s ⁻¹]
Poddajná hřídel	k_{32}	Torzní tuhost hřídele	900	[Nm/rad]
	B_{32}	Vlastní tlumení hřídele	0.2	[Nms/rad]
Zátěž	J_3	Moment setrvačnosti zátěže	0,105525	[kgm ²]

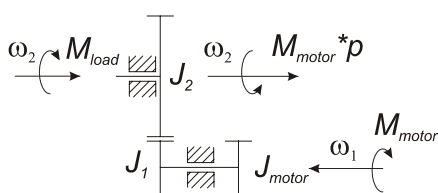
Jednotlivé typy kinematických řetězců, testovaných v rámci disertační práce, zachycují následující obrázky (Obr. 3-2 až Obr. 3-5). Tyto řetězce se podařilo vytvořit pomocí komponent uvedených v tabulce Tab. 3-1. Otáčky hřídele servomotoru tedy byly redukovány předepjatou bezvůlovou převodovkou Spinea TS 170-33-TC-P24. Díky předepnutí ozubených kol reduktoru je možné minimalizovat jejich mechanickou vůli. Daní za to je pak poměrně nízká účinnost takové převodovky, způsobená vyššími pasivními odpory takové převodovky. Disertační práce se nezabývá vlivem mechanických vůlí na vznik reziduálních kmitů. Poddajný člen dvojhmotového systému je tvořen dutou ocelovou hřídelí s nízkou torzní tuhostí, proto byla zvolena právě tato bezvůlová převodovka. Pro zvýšení poddajnosti pružné hřídele jsou po její délce vyfrézovány dvě drážky na protilehlých stranách. Zátěž celého servomechanismu je pak tvořena hmotným setrvačником.



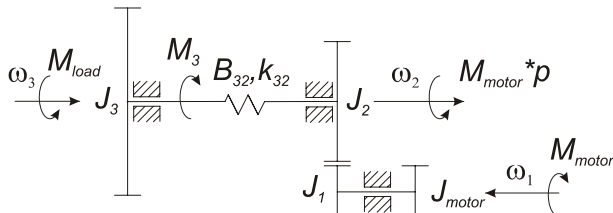
Obr. 3-2 – Servomotor zatížený momentem M_{load} .



Obr. 3-3 – Servomotor zatížený setrvačnou hmotou.



Obr. 3-4 – Servomotor s reduktorem.



Obr. 3-5 – Servomotor s reduktorem. Reduktor spojen se setrvačným pružným hřídelí.

3.2 Komponenty elektronické vačky

Jak bylo předesláno, elektronická vačka obvykle sestává z elektrického regulovaného pohonu a nadřazené jednotky pro řízení pohybů typu MC. Hlavním kritériem při výběru komponent elektronické vačky byla schopnost vyhovět požadavkům kladeným na dynamiku pohonu a současně otevřenost řídicího systému k implementaci speciálních kompenzačních struktur, schopných účinným způsobem zakročit proti působení reziduálních kmitů na pracovním členu servomechanismu.

Většina výrobců nabízí celou řadu standardních prvků, ale i pro konkrétního výrobce specifických funkcí, kterými lze ovlivnit dynamiku v pozitivním slova smyslu. Málokterý výrobce však v současné době nabízí uživateli možnost hlubšího zásahu do stávajících regulačních struktur výkonových řídicích jednotek. Pokud se tedy v kinematickém řetězci daného stroje vyskytují mechanicky poddajné prvky, které způsobují vznik reziduálních kmitů na pracovním členu, proti kterým je třeba zasáhnout, nezbyvá nic jiného, nežli řešit problém mimo řídicí jednotku. Obvykle je přitom ze stávajícího řídicího systému využita pouze výkonová část se zpětnovazební proudovou smyčkou. Rychlostní, případně i polohová vazba, společně se speciálním algoritmem pro kompenzaci kmitů, je pak řešena mimo standardní řídicí jednotku pohonu, ve speciálním signálovém procesoru (DSP). Takováto řešení jsou však pro zákazníka problematická, především z hlediska komplikovaného servisu takovýchto speciálních řešení, garance spolehlivosti atd. Dodavatelé jsou, čím dál více tlačeni k použití výhradně standardně vyráběných prvků průmyslové automatizace a takovýmto jednoúčelovým řídicím jednotkám se pokud možno vyhnout.

Jistý nadstandard v tomto ohledu přinášejí řídicí jednotky pohonů od předního světového výrobce automatizační techniky firmy Siemens. Firma se rozhodla svým vlajkovým lodím Sinamics S120 (S120), z oblasti standardních pohonů, poskytnout prostor a nástroje, kterými lze realizovat vlastní řídicí (kompenzační) algoritmy přímo v jejich programovatelné paměti a ovlivnit jimi i stávající kaskádní regulační strukturu pohonu. Prvním nástrojem je tzv. technologie BICO [5], která v podstatě nedělá nic jiného, nežli zpřístupňuje důležité parametry své regulační struktury pro čtení (BIInector) či zápis (COInector). Druhým nástrojem, který celé dílo dokončuje, je pak řídicí jednotkou poskytnutá programovatelná paměť a softwarový nástroj Drive Control Chart (DCC) [6], který nabízí uživateli díky rozsáhlé knihovně funkcí realizovat vlastní regulační algoritmy přímo v řídicí jednotce pohonu a patřičným způsobem pak ovlivnit funkci stávající kaskádní regulační struktury.

Kvůli výše zmíněným nesporným výhodám, které nabízí firma Siemens oproti konkurenci v oblasti elektrických pohonů a elektronických vaček, byly jednotlivé komponenty vybrány právě z jejího sortimentu. Řídicí systém sestává z výkonové jednotky elektrického pohonu S120, nadřazené řídicí jednotky Simotion C240 (C240) a dalších komponent, které jsou shrnuty v Tab. 3-2.

Řídicí jednotka Simotion pracuje v pravidelných taktech, jejichž periodu je možné předem nastavit. S délkou výpočetního cyklu pak přímo souvisí i perioda cyklické komunikace po sběrnici PB. Prostřednictvím tohoto komunikačního kanálu si jednotka Simotion vyměňuje důležité informace s pohonem S120 ve formě komunikačních telegramů, v předem stanoveném rámci. Jelikož Simotion v podstatě uzavírá polohovou smyčku nad rychlostní,

kteřá je realizována ve vlastním servopohonu S120, potřebuje k tomu nutně znát před každým započatým výpočetním cyklem aktuální stav servopohonu (aktuální polohu aj.). Na konci výpočetního cyklu naopak posílá žádané hodnoty a jiné povely, servopohonu S120. Proto musí být komunikační cyklus synchronizován s taktem MC jednotky. Řídící jednotka Simotion slouží také k realizaci složitých pohybových funkcí či různých vazebních vztahů mezi jednotlivými osami, jako jsou elektronické převodovky, vačky a jiné složité vázané pohyby více os.

Jednotky tohoto typu jsou nazývány tzv. *Motion Controllery* (MC), nebo-li jednotky pro řízení pohybu. Firma Siemens tuto jednotku nabízí ve třech základních provedeních C, D a P (viz. katalog [7]). Každé provedení má své výhody i nevýhody, při výběru typu jednotky závisí na konkrétní aplikaci. V jednotlivých variantách jsou pak nabízeny různé výkonové řady těchto jednotek. Pro účely DP, byla vybrána varianta C, především díky její vysoké modularitě, která jí umožňuje jednoduché rozšíření o další funkční moduly (např. moduly vstupů a výstupů apod.). Vybraná jednotka C240 je navíc z nejvýkonnější řady varianty C, což mimo jiné umožňuje zrychlit komunikační cyklus po sběrnici Profibus DP (PB) s pohonem S120 na 1ms a tím i zvýšit dynamickou odezvu regulovaného systému.

Tab. 3-2 – Komponenty řídicího systému elektronické vačky

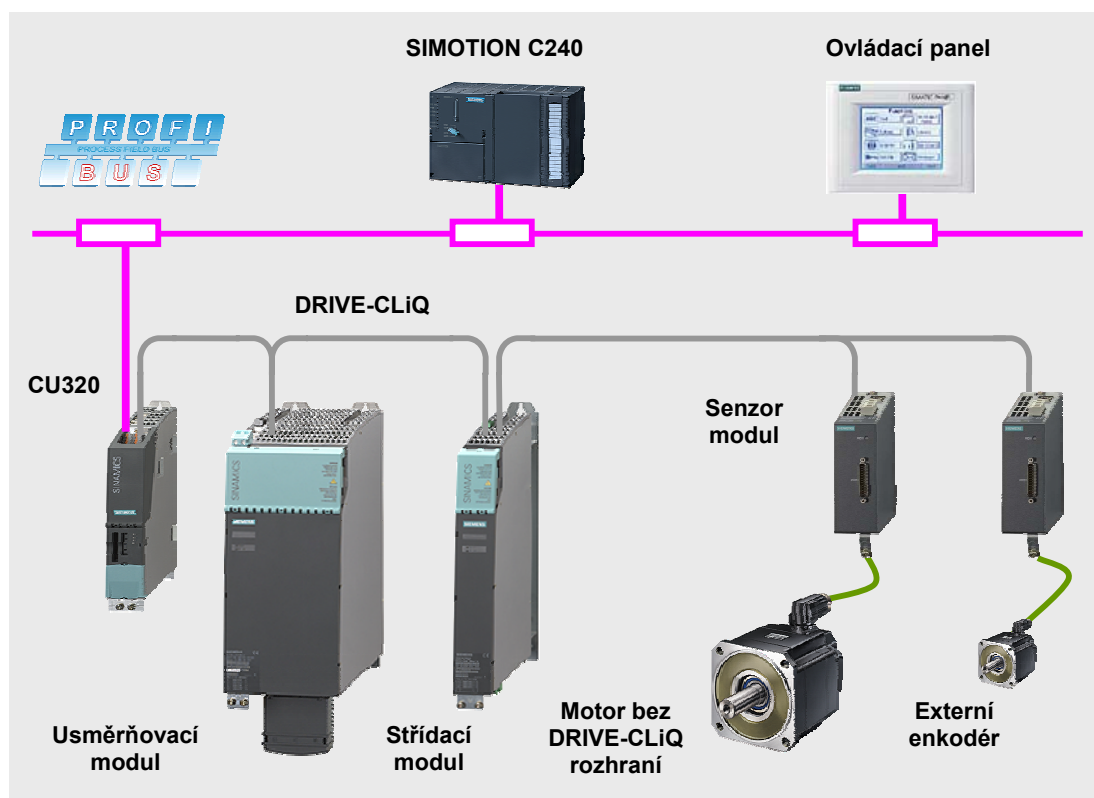
Označení	Popis
Simotion C240	Nadřazená řídicí jednotka typu MC
Sinamics S120 – CU320	Centrální jednotka pohonů Sinamics
Sinamics S120 – Active Line Module 32kW	Řízený usměrňovač schopný rekuperace
Sinamics S120 – Single Motor Module 9,7kW	Střídací modul pro připojení jedné fyzické osy
Sinamics S120 – Senzor Module SMC20	Pro připojení motorového snímače polohy do ŘJ
Sinamics S120 – Senzor Module SMC30	Pro připojení externího snímače polohy do ŘJ
TP177B	Dotykový ovládací panel
Motorový snímač polohy	2048 inc/rot – Sin/Cos
Externí snímač polohy	1024 inc/rot – TTL

Výkonová část řídicího systému elektronické vačky je pak realizována modulárním systémem Sinamics S120. V předchozích odstavcích byly zmíněny nesporné výhody této jednotky, které nabízí oproti konkurenci, proto není potřeba na tomto místě dále vysvětlovat důvody, které nás vedly právě k výběru této jednotky.

Ovládání elektronické vačky je možné provádět pomocí dotykového panelu TP177. V rámci DP byla vytvořena aplikace umožňující komfortním způsobem ovládat tok programového kódu v jednotce C240 a tím pohodlně ovládat funkce elektronické vačky. Blokové schéma celého systému je znázorněno na Obr. 3-6.

Celý systém pohonu S120 je modulární, sestává z jednotlivých funkčních celků. Jádrem celého pohonu je centrální jednotka CU320, která kromě realizace kaskádní regulace rychlosti (polohy), řízení funkce všech zbylých modulů výkonové jednotky S120, také spravuje komunikaci s jednotkou C240, od které dostává povely a odesílá jí aktuální stavy a měřené hodnoty. Propojení jednotlivých modulů s centrální jednotkou CU320 je realizováno prostřednictvím jednoúčelového komunikačního rozhraní Drive-CLiQ. Dalším funkčním modul

není nic jiného, nežli řízený usměrňovač (*Active line modul*). Přívodem do tohoto modulu je běžná trojfázová síť. Jeho úkolem je napájet a udržovat stabilizované napětí na stejnosměrném meziobvodu, ke kterému lze připojit jednotlivé motorové střídače (*Motor moduly*). Motorový střídač obsahuje výkonové tranzistory zapojené do trojfázového můstku. Na jeho výstupu je díky algoritmu pulzní šířkové modulace (PWM) generováno potřebné trojfázové napětí, kterým je napájeno statorové vinutí servomotoru.



Obr. 3-6 – Blokové schéma systému elektronické vačky firmy Siemens.

Pro účely disertační práce je využíván synchronní servomotor s permanentními magnety v rotoru (PMSM). Firma Siemens nabízí širokou škálu výkonových řad svých synchronních servomotorů. Pro účely disertační práce byl vybrán servomotor typu 1FT6. Tato řada motorů, je díky sníženému momentu setrvačnosti rotorové hřídele, předurčena pro nasazení v dynamicky náročných aplikacích. Servomotor byl pro účely disertační práce záměrně naddimenzován, aby výkonově vyhověl provozu, jak s převodovkou, tak i bez ní. Motor je vybaven inkrementálním snímačem polohy typu sin/cos s rozlišením 2048 pulzů na otáčku, což umožňuje dosahovat velmi vysokých polohových přesností. V Tab. 3-3 jsou uvedeny identifikované parametry pro sestavení matematických modelů a důležité katalogové parametry servomotoru, zbylé parametry motoru, lze nalézt v katalogu automatizační techniky firmy Siemens [7].

Aktuální poloha měřená na hřídeli motoru interním motorovým snímačem je zavedena zpět do řídicího systému pomocí tzv. *Senzor modulu*, který je stejně tak, jako všechny ostatní moduly pohonu, s centrální jednotkou CU320 propojen komunikačním rozhraním

Drive-CliQ. Podobným způsobem je do systému zaveden i signál z externího snímače, který slouží k odměřování aktuální polohy přímo na pracovním členu kinematického řetězce servomechanismu. Tato informace má pro většinu experimentů pouze informativní charakter, na rozdíl od aktuální polohy z interního snímače, která slouží k realizaci zpětné polohové, ale i rychlostní vazby. V provedených experimentech externí snímač sloužil převážně k posouzení účinnosti, anebo k vlastní realizaci, zpětnovazebních kompenzačních metod, které blíže rozebírá kapitola osmá.

Tab. 3-3 – Parametry servomotoru 1FT6 084-8AC71-3AA0

Par.	Popis	Hodnota	
L_q	Příčná indukčnost	9,9767	[mH]
L_d	Podélná indukčnost	10,6695	[mH]
R	Odpor vinutí a přívodních kabelů	1,081	[Ω]
k_e	Napěťová konstanta	144	[V]
k_m	Momentová konstanta	2,26	[Nm/A]
J_{motor}	Moment setrvačnosti rotoru	0,0048	[kgm ²]
p_p	Počet pólů	4	[-]
M_{rated}	Jmenovitý moment	16,9	[Nm]
I_{rated}	Jmenovitý proud	8,3	[A]
n_m	Jmenovité otáčky	2000	[1/min]

3.3 Zdvihové závislosti pro testování elektronických vaček

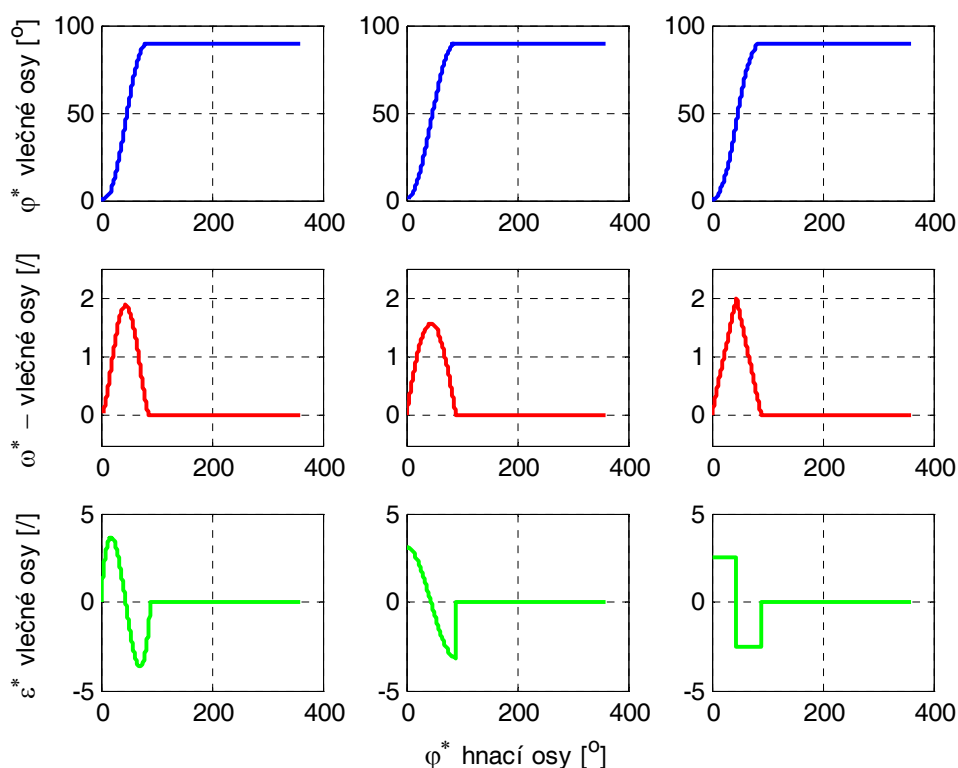
Jak bylo řečeno výše, disertační práce je zaměřena na zkoumání systémů buzených neperiodickými zdvihovými závislostmi. Typická aplikace, u které je potřeba vykonat podobný pohyb, je například kroková převodovka s klasickými vačkami nebo pohon otočného stolu. Zdvihová závislost sestává z pohybové a klidové části. Princip lze vysvětlit na otočném stole, na kterém v klidové části zdvihové závislosti probíhá montáž a v přechodové je polotovár přesouván z jednoho pracoviště k druhému. V takovém případě je v klidové části požadována konstantní poloha (nulová rychlost). V přechodové části stroje v podstatě výroba stojí, jednotlivá pracoviště, umístěná kolem stolu, čekají na přísun polotovaru, proto je potřeba tuto část provést v co nejkratší době. Tím lze zkrátit časové prostoje a zvýšit produktivitu stroje.

Neperiodické zdvihové závislosti jsou velmi vhodné pro testování dynamiky elektronických vaček. Pro účely projektu TANDEM II a rovněž pro účely disertační práce, byly navrženy zdvihové závislosti, ve kterých je veškerý pohyb vykonán zhruba v první čtvrtině celého cyklu. Zbývající tři čtvrtiny zdvihové závislosti tvoří klidovou část, ve které musí servopohon udržovat konstantní polohu.

V pohybové části lze prověřit kvalitu regulace v přechodových stavech. Hlavní sledovanou veličinou zde bude tzv. vlečná chyba, která udává rozdíl mezi žádaným a skutečně vykonaným zdvihem. Velikost chyby je dostatečně vypovídajícím parametrem, ze kterého lze posoudit kvalitu regulace. Hlavním cílem v této části bude vhodným nastavením regulační soustavy pohonu minimalizovat tuto vlečnou chybu.

Vlivy poddajnosti mechanismu jsou pak nejsnáze identifikovatelné v klidové části zdvihové závislosti, ve které má servomechanismus udržovat konstantní polohu. Vlivem mechanicky poddajných členů a velkých setrvačných hmot může docházet ke vzniku reziduálních kmitů, které jsou nejvíce patrné právě v klidových částech zdvihové závislosti.

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 dvojmotových systémů. Abychom mohli tento vliv posoudit, byly vytvořeny celkem tři zdvihové závislosti (polynommická, 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. 3-7).



Obr. 3-7 – Neperiodické zdvihové závislosti definované (zleva) polynommickou, harmonickou a parabolickou funkcí.

Všechny tyto zdvihové závislosti jsou v DP využívány k experimentálním účelům. Jejich návrh a realizace proběhla v externím návrhovém softwaru již v rámci řešení projektu TANDEM II. Do řídicího systému pak byly importovány ve formě tabulky o dvou sloupcích (poloha hnací a vlečné osy).

Jak bylo řečeno výše, elektronická vačka je systémem Simotion řešena jako synchronizační úloha. Poloha vlečné osy je vázána prostřednictvím zdvihové závislosti (reprezentované elektronickým předpisem) k poloze hnací osy. Četnost cyklu zdvihu, vykonávané

vlečnou osou, je tedy dán z rychlosti hnací osy. Jelikož zdvihová závislost nepředstavuje průběh polohy v čase, ale závislost polohy vlečné osy na poloze osy hnací, není možné ponechat zdvihovou závislost zadávanou ve formě tabulky. Takto reprezentovaná zdvihová závislost je nespojitá, mezi jednotlivými body není definovaná. Je tedy nezbytné proložit jednotlivé body regresní křivkou a získat tak vztah, díky kterému bude možné odvodit žádanou polohu vlečné osy, pro jakoukoli polohu osy hnací, jinými slovy- znát polohu vlečné osy pro libovolný časový okamžik, při obecném pohybu hnací osy.

Jednotka Simotion k tomuto účelu nabízí celkem tři druhy interpolačních funkcí (lineární, B_SPLINE – Bézierovou funkcí, C_SPLINE – kubickou funkcí) [3]. Nejprve byla použita lineární interpolace, ovšem pro naše účely se příliš neosvědčila. Spojuje totiž nedefinovaný interval mezi dvěma sousedními vzorky tabulky úsečkou. Následující interval je opět spojen úsečkou, ovšem bez ohledu na směrnici úsečky předchozího intervalu. V místě mezi dvěma intervaly je proto výsledná zdvihová závislost nespojitá. Z tohoto důvodu musí pohon v těchto místech vykonat prudkou změnu rychlosti a zrychlení (proudu, momentu), čímž může poměrně snadno dojít k saturaci těchto akčních veličin. Tím může být dosti ovlivněna i kvalita celého regulačního procesu (velikost vlečné chyby apod.). Proto je vhodnější pro interpolaci použít některou z aproximačních metod (B_SPLINE nebo C_SPLINE). Pro účely DP se lépe hodila interpolační metoda využívající Béziérových funkcí. Díky ní bylo možné provést spojitou aproximaci všemi body tabulky, kterými je zdvihová závislost reprezentovaná. Výsledkem pak byla zdvihová závislost, která je v celém svém intervalu spojitá. Jak bude popsáno dále, díky tomu je možno dosáhnout i podstatně vyšších polohových přesností.

4 Matematické modely

Návrh a simulace speciálních kompenzačních struktur, stejně tak jako syntéza kaskádního regulačního obvodu, pokud se nejedná o syntézu experimentální, si vyžadují sestavit matematický model zkoumaného dynamického systému. Existují různé přístupy k matematickému modelování. Jedním z nich je experimentální identifikace, která se provádí na základě aproximace přechodové či jiné charakteristiky, změřené na reálném systému, přenosem n -tého řádu. Koeficienty přenosu jsou postupně upravovány tak, aby dosahoval lepší shody s reálným systémem. Pokud jsou však předem známy všechny parametry systému a fyzikální principy modelovaného systému, je výhodnější matematický model sestavit pomocí matematicko-fyzikální analýzy. Matematický model lze pak sestavit pomocí odvozených diferenciálních rovnic, které popisují mechanické, elektromagnetické a elektrické vlastnosti konkrétního 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 subsystémy. Prvním z nich je matematický model PMSM, druhým matematický model řídicího systému a posledním model mechanické stavby servomechanismu. Odvozením matematických modelů dílčích subsystémů se zabývají následující podkapitoly.

K účelu matematického modelování, simulacím, verifikacím a syntéze dynamických systémů, je s výhodou použít software MATLAB. Díky obsáhlým knihovnám funkcí a podpůrných nástrojů, dokáže v tomto ohledu značně ulehčit práci. Umožňuje totiž ve svém podpůrném nástroji *Simulink*, pomocí rozsáhlé knihovny funkčních bloků, intuitivním grafickým způsobem sestavit matematické modely dynamických systémů. Na těchto modelech lze pak pomocí implementovaných numerických výpočetních metod provádět simulaci chování těchto dynamických systémů v diskrétním čase. Rovněž disponuje podpůrnými nástroji usnadňující syntézu regulačních obvodů či analýzu dynamických systémů aj. Díky tomuto softwaru je možné sestavit a verifikovat dynamický systém s jeho reálným vzorem, a dále pak provést syntézu jeho regulační struktury. Na takovémto verifikovaném systému lze pak dále ověřovat funkčnost speciálních regulačních metod, určených pro kompenzaci reziduálního kmitání vícehmotových systémů apod.

4.1 Synchronní servomotor s permanentními magnety

Prvním popisovaným subsystém je tvořen synchronním motorem s permanentními magnety v rotoru. Tento střídavý motor v současné době téměř plně nahrazuje v dynamicky náročných aplikacích servomotorů jeho stejnosměrného předchůdce. Především je to díky substituci mechanického komutátoru elektronickým, lepším možnostem chlazení, nízkým momentům setrvačnosti rotoru apod.

Základem tohoto synchronního stroje je trojfázové satorové vinutí napájené trojfázovým harmonickým napětím. Díky němu se kolem satoru vytváří magnetické točivé pole, ve kterém je unášen rotor motoru. Ten je na rozdíl od satoru nutné napájet stejnosměrným napětím. Klasické synchronní stroje mají rotor napájený pomocí kroužků. Synchronní stro-

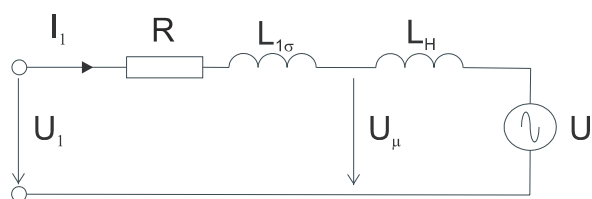
je s rotorovým vinutím se nejčastěji používají jako generátory elektrické energie, nebo pohony velkých strojů o řádových výkonech MW. Jejich výhodou oproti asynchronním generátorům je, že dokáží samy kompenzovat účiník dodávané energie změnou budícího proudu.

V aplikaci servomotorů středních a malých výkonů se však používají synchronní stroje s permanentním buzením. Rotor takovýchto strojů je tvořen permanentními magnety. Obvykle je tvořen slitinami kovů vzácných zemin jako například Nd-Fe-B. Současný výzkum v oblasti synchronních servopohonů je směřován právě do oblasti permanentních magnetů, neboť lze jimi zásadním způsobem ovlivňují vlastnosti PMSM.

Fyzikální jevy probíhající v synchronních servomotech jsou známy a v minulosti o nich bylo pojednáno v mnoha publikacích, věnujících se střídavým strojům, jako například [8], [9]. Chování synchronního stroje lze popsat soustavou diferenciálních rovnic a vytvořit tak jeho matematický model. Synchronní stroj s permanentními magnety funguje v podstatě na obráceném principu stejnosměrného stroje, u kterého je stator napájen stejnosměrným napětím (permanentním magnetem) a rotor je díky mechanickému komutátoru napájen pulzujícími střídavými napětími. Díky této analogii se často využívá matematického modelu stejnosměrného motoru k popisu synchronního stroje, přitom je však třeba respektovat jistá omezení [10]. V případě disertační práce bude PMSM popsán sofistikovanějším matematickým modelem D-Q a jeho zjednodušenou (lineární) variantou. V případech aplikace polohové kaskádní regulační struktury na PMSM je rovněž často přenos proudové regulační smyčky, která zahrnuje i matematický model motoru, vzhledem k jejímu řádově vyššímu propustnému pásmu, oproti nadřazené rychlostní a polohové smyčky, uvažován jako jednotkový (ideální).

4.1.1 D-Q model PMSM

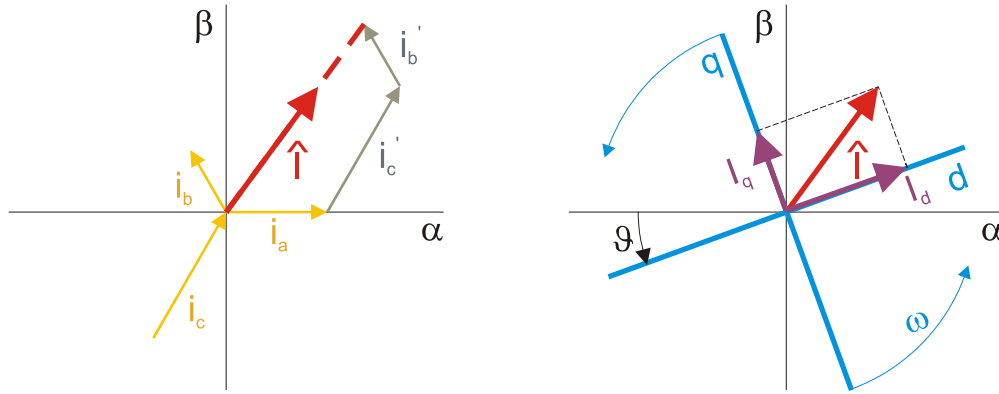
Matematický model PMSM lze popsat z rovnic odvozených z náhradního schématu jedné fáze tohoto motoru, které je uvedeno na Obr. 4-1.



Obr. 4-1 – Náhradní schéma jedné cívky statorového vinutí synchronního motoru s permanentními magnety.

Kde R je odpor a $L_{1\sigma}$ označuje rozptylovou indukčnost jedné cívky statorového vinutí. L_H pak vyjadřuje vzájemnou indukčnost statoru a rotoru. Z tohoto schématu se nejprve odvodí napěťové rovnice a rovnice magnetického toku pro každou ze tří fází statoru zvlášť. Působení všech tří cívek lze promítnout do dvou cívek, které jsou však k sobě navzájem kolmé a přitom leží v osách ortogonálního stacionárního (statorového) souřadného systému α, β ($u_1, u_2, u_3 \rightarrow U_\alpha, U_\beta$) (viz. Obr. 4-2 vlevo). Rotor se však otáčí vůči statorovým sou-

řadnicím úhlovou rychlostí ω , synchronně s elektromagnetickým točivým polem. Proto je v dalším kroku nutné opět transformovat působení fiktivních cívek stacionárního systému α, β do rotujících ortogonálních souřadnic d, q ($U_\alpha, U_\beta \rightarrow U_d, U_q$). Tyto souřadnice již rotují frekvencí magnetického točivého pole statoru. Jsou tedy společně s rotorem unášeny úhlovou rychlostí ω .



Obr. 4-2 – Transformace proudů jednotlivých fází do pravoúhlých stacionárních souřadnic (vlevo) α, β a poté do rotujících souřadnic d, q (vpravo).

Laplaceovy obrazy výsledných již transformovaných vztahů pak vypadají následovně

$$U_d = RI_d + \Psi_d \cdot s - \omega \Psi_q = RI_d + L_d I_d \cdot s - \omega L_q I_q, \quad (1)$$

$$U_q = RI_q + \Psi_q \cdot s + \omega \Psi_d = RI_q + L_q I_q \cdot s + \omega (L_d I_d + \Phi_B), \quad (2)$$

$$\Psi_d = L_d I_d + \Phi_B, \quad (3)$$

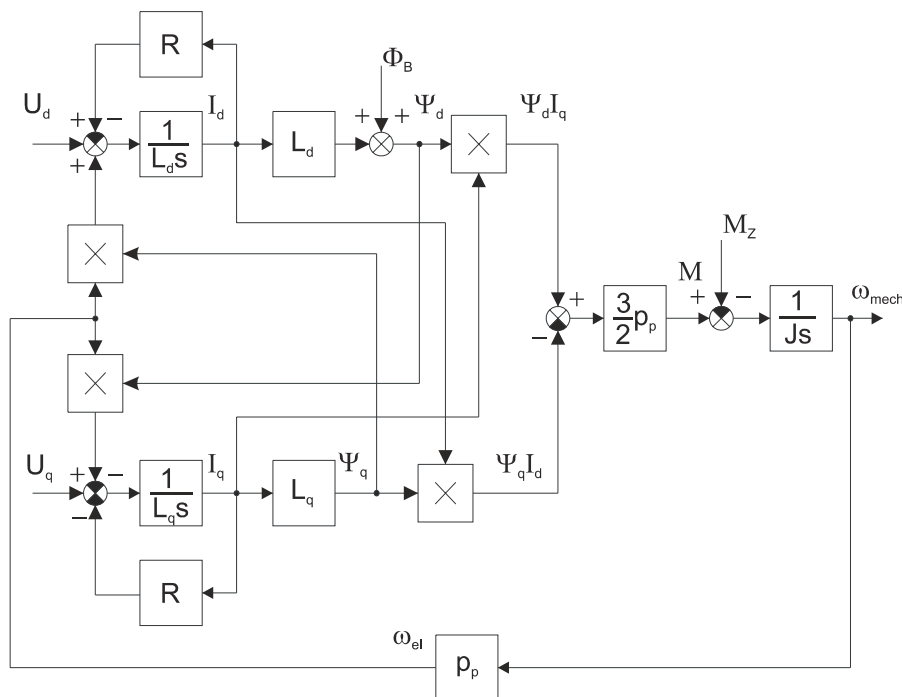
$$\Psi_q = L_q I_q. \quad (4)$$

Kde s je Laplaceův operátor, L_d a L_q jsou indukčnosti statorového vinutí v podélné a příčné ose a Φ_B je magnetický tok vyvolaný permanentními magnety rotoru, který je orientován ve směru podélné osy d . Pro elektromagnetický moment motoru a elektrickou úhlovou rychlost pak platí

$$M = -\frac{3}{2} p_p (\Psi_q I_d - \Psi_d I_q) = \frac{3}{2} p_p [\Phi_B I_q + (L_d - L_q) I_d I_q], \quad (5)$$

$$\omega_{el} = p_p \cdot \omega_{mech} = p_p \left(\frac{M - M_z}{J \cdot s} \right). \quad (6)$$

Hlavní složku momentu motoru vyjadřuje první součin v hranaté závorce. Je vytvářen q složkou proudu a magnetickým tokem permanentních magnetů, proto je často nazývána momentotvornou složkou. Druhý součin má význam jen u motoru s vyniklými póly na rotoru, u nichž neplatí rovnost $L_d = L_q$. Z rovnic (3) až (7) je již možné sestavit výsledný D-Q model PMSM (Obr. 4-3).



Obr. 4-3 – D-Q model synchronního motoru s permanentními magnety.

4.1.2 Lineární model PMSM

V předchozí podkapitole byl popsán přesný model D-Q, který je rovněž používán jako základ vektorové regulace PMSM. Jak bude ukázáno, tak model při verifikacích vykazuje velmi dobrou shodu s reálným servomotorem. Jeho nevýhodou je jeho složitost a dále pak nelinearita způsobená násobením dvou stavových veličin i_d a i_q , jak je patrné z rovnice (5).

Jak je popsáno v [11], tak z tohoto nelineárního modelu je díky způsobu používaného vektorového řízení PMSM možno vytvořit model lineární. Jak bude vysvětleno při řízení PMSM, na maximální moment se regulátorem proudu i_d má udržovat konstantní magnetický tok. Magnetický tok je za normálních okolností vytvořen permanentními magnety v rotoru. Proto je možné v oblasti pod jmenovitými otáčkami řídit složku proudu i_d , ovlivňující magnetický tok (z tohoto důvodu nazývanou tokotvorná složka statorového proudu), na nulovou hodnotu [8]. V takovém případě je tedy PMSM řízen na maximálním hnací moment, neboť veškerý proud je koncentrován do složky i_q .

Nad jmenovitými otáčkami motoru tomu tak není. V této oblasti je nutné provést odbuzení statorového vinutí, neboť se zvyšující se rychlosti narůstá i napětí ve statoru, které je třeba udržovat pod limitními hodnoty. Jak je zřejmé z rovnice (7), tak je toto napětí možné regulovat nastavením složky i_d do záporných hodnot.

$$U = j\omega(L_d I_d + L_q I_q) + j\omega\phi_B. \quad (7)$$

S ohledem na maximální možný proud, který je měnič schopný dodávat, je však nutné, mimo i_d složky proudu, rovněž omezovat i složku i_q podle vztahu

$$I_{q\max} = \pm \sqrt{I_{\max}^2 - I_d^2}. \quad (8)$$

Proto je následující model použitelný pouze v oblasti pod jmenovitými otáčkami motoru, kde není potřeba odbuzovat statorové vinutí a proud i_d je regulován na nulovou hodnotu. Rovnice (1) až (5) se tímto podstatně zjednoduší na tvar

$$U_d = -\omega L_q I_q, \quad (9)$$

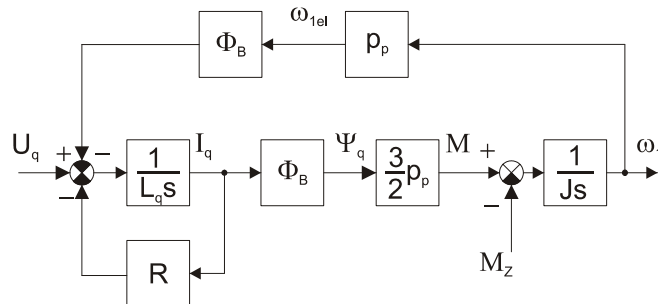
$$U_q = R I_q + \Psi_q \cdot s = R I_q + L_q I_q \cdot s + \omega \Phi_B, \quad (10)$$

$$\Psi_d = \Phi_B, \quad (11)$$

$$\Psi_q = L_q I_q, \quad (12)$$

$$M = \frac{3}{2} p_p (\Phi_B I_q). \quad (13)$$

Z těchto rovnic lze následně sestavit lineární matematický model vektorově řízeného synchronního servomotoru. Blokové schéma lineárního modelu PMSM je znázorněno na následujícím obrázku (viz. Obr. 4-4).



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

4.2 Matematický model elektrického regulovaného pohonu

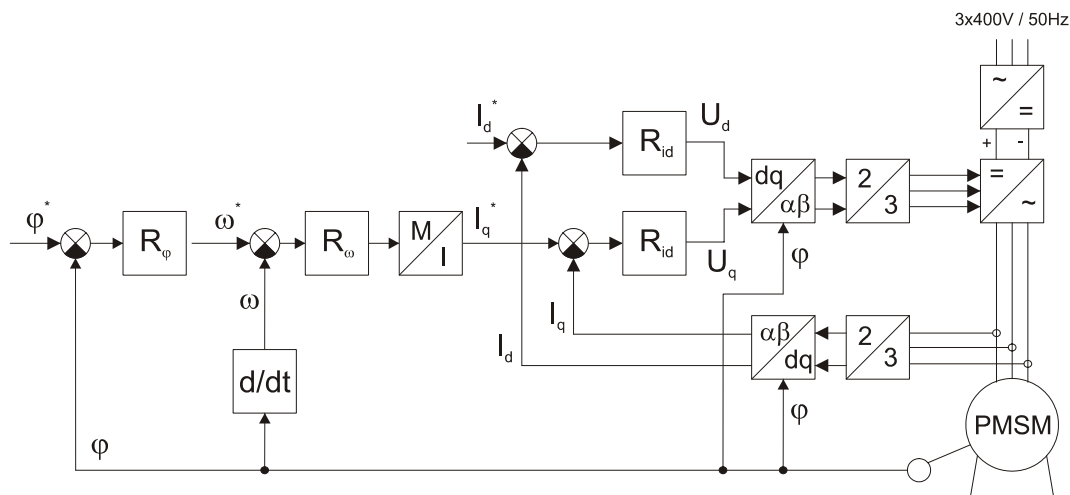
Pod pojmem elektrický regulovaný pohon je rozuměn elektrický motor, jehož pohyb je řízen výkonovou řídicí jednotkou. Teprve s kvalitním řízením mohou elektrické motory dosahovat vysoké polohové přesnosti, dynamiky a stálosti otáček. Jak bylo předesláno výše, v moderních aplikacích servomotorů jsou v současné době nejpoužívanějšími stroji synchronní motory s permanentními magnety (PMSM). Dříve nenahraditelné stejnosměrné servomotory byly těmito konkurenty vytlačeny z trhu. Stalo se tak především díky tomu, že se podařilo poměrně věrně zrcadlit jeho pozitivní vlastnosti vektorově řízeným synchronním pohonem, který současně odbourává jeho největší nedostatky. Mechanická komutace stejnosměrného motoru je realizována řídicí jednotkou PMSM elektronicky, k čemuž

ovšem nutně potřebuje znalost aktuální polohy rotoru. Synchronní servomotory proto často bývají ve standardu vybaveny integrovanými čidly polohy.

Způsoby řízení PMSM je velmi rozsáhlá a náročná problematika, okolo které bylo v minulosti napsáno mnoho publikací, jako například [8], [9], [12] aj. V aplikacích, kde jsou kladeny vysoké nároky na dynamiku pohonu, se v současné době stává již standardem vektorově řízený PMSM. Existuje celá řada strategií vektorového řízení (řízení na účinník 1, maximální účinnost, řízení na maximální moment) popsanych v [8], [12], [13] aj. Nejčastěji používanou metodou vektorového řízení PMSM je právě řízení na maximální moment, při které je tokotvorná složka proudu i_d udržována na nulové hodnotě.

Ke správné funkci vektorového řízení je třeba znát v každém regulačním kroku informaci o aktuálním natočení rotorového souřadného systému $d-q$ vůči statorovému $\alpha-\beta$, znát tedy velikost transformačního úhlu ϑ . Jedno možností jak tento údaj získat je snímáním aktuální polohy. V případě že motor nedisponuje přímým odměřováním polohy rotoru, je možné tento údaj dopočítat pomocí matematického modelu stroje. Jak bylo řečeno výše, tak PMSM standardně bývají vybaveny polohovými čidly, které je dále rovněž využíváno k realizaci rychlostní či polohové zpětné vazby.

Na Obr. 4-5 je znázorněno blokové schéma vektorového řízení, na kterém je aplikována polohová kaskádní regulační struktura. Můžeme si všimnout, že schéma obsahuje regulátor polohy, rychlosti a proudu, které jsou zapojeny v kaskádě. Dále je vidět, že zpětnovazební regulace proudu je realizována pomocí dvou paralelních regulátorů. Jak bylo zmíněno výše, proudy všech třech fází statorového vinutí lze nahradit jedním fázorem a ten je pak možné promítnout do dvou navzájem kolmých os d , q . Těmito regulátory lze pak jednotlivé složky statorového proudu ovlivňovat nezávisle.



Obr. 4-5 – Blokové řízení vektorového řízení PMSM (oddělené řízení obou složek proudu).

Složkou promítnutou do osy d jsme schopni ovlivnit magnetický tok vyvolaný statorovým vinutím a q složkou moment motoru. Jelikož každá z těchto složek ovlivňuje různou fyzikální veličinu, jsou obě tyto složky řízeny separátně dvěma regulátory. V obou případech se jedná o regulátor typu PI. Výstupy z obou regulátorů mají díky fyzikální podstatě

jejich proporcionálních konstant rozměr Volt. Generují se tedy jimi žádané hodnoty napětí U_d a U_q . Přenosová funkce PI regulátoru používaná jednotkou S120 je následující

$$R_{PI}(s) = K_p \cdot \left(1 + \frac{1}{T_I s} \right) = K_p \left(\frac{T_I s + 1}{T_I s} \right) = \frac{K_p T_I s + K_p}{T_I s}. \quad (14)$$

Kde K_p je proporcionální konstanta PI regulátoru a T_I je jeho integrační časová konstanta. Proudová smyčka je ze všech tří smyček nejrychlejší. Jejím úkolem je regulovat snižující se vliv indukčnosti a rostoucí indukované napětí při vysokých rychlostech, které mají za následek i pokles momentu motoru [10]. Propustné pásmo této smyčky se obvykle pohybuje v rozmezí 1 až 2 kHz.

Nad ní je uzavírána rychlostní zpětnovazební regulace. Narozdíl od proudové smyčky je propustné pásmo rychlostní smyčky řádově stovky Hertz (100 až 400 Hz). Hlavním funkcí rychlostního regulátoru je odstranění tzv. statické otáčkové poddajnosti, která má za následek pokles rychlosti se zatížením motoru [10]. Stejně tak jako u proudových regulátorů i zde je použit regulátor typu PI, na jehož výstupu je pak díky fyzikálnímu rozměru proporcionální složky regulátoru generována žádaná hodnota momentu. Z té je pak následně pomocí vztahu (5) pro D-Q nebo (13) pro linearizovaný model, vyjádřena žádanou hodnotu momentotvorné složky i_q .

Na rozdíl od vnitřních regulačních smyček je regulace polohy již většinou prováděna pouze pomocí proporcionálního regulátoru. Integrační složka zde díky jednoznačné matematické provázanosti rychlosti a polohy je již nadbytečná [10]. Polohová smyčka bývá nejpomalejší smyčkou kaskády. Hodnoty jejího propustného pásma bývají řádově desítky Hertz. Stejně tak, jak tomu bylo i v předchozích případech, polohový regulátor na svém výstupu generuje díky fyzikálnímu rozměru proporcionální konstanty žádanou hodnotu podřízené smyčky kaskády, tedy žádanou hodnotu úhlové rychlosti (otáček rotoru).

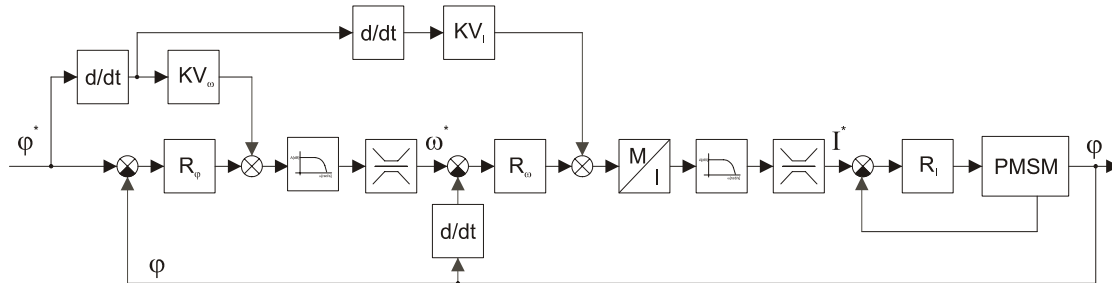
Kaskádní regulační soustava se často z důvodu zvýšení dynamiky doplňuje o tzv. dopředné regulátory. Jak již z názvu plyne, tyto regulátory ke své funkci nevyužívají zpětné signály, proto dokáží velmi rychle generovat akční zásahy. Obvykle se používají dvě varianty dopředné regulace, rychlostní a proudová.

Nadto bývá reálná regulační struktura pohonu doplněna o podpůrné prvky, které dále zlepšují regulační proces. Jsou jimi například filtry žádaných hodnot regulovaných veličin (žádané rychlosti či proudu), bloky pro výpočet odbuzení při provozu nad jmenovitými otáčkami, omezovače jednotlivých fyzikálních veličin (poloha, rychlost, proud, moment, výkon) atd. (viz. Obr. 4-6).

Polohovou kaskádní regulaci, doplněnou o přímé regulátory, jsme schopni dosáhnout kvalitních výsledků ve smyslu vysoké dynamiky pohonu, díky které je možné zvýšit i polohovou přesnost servomechanismu v ustálených i přechodových stavech.

Pokud se však v kinematickém řetězci servomechanismu vyskytují i jiné druhy poddajnosti, nežli ta, kterou tvoří elektromagnetická poddajnost vazby stator-rotor, dochází na koncovém členu tohoto servomechanismu ke vzniku tzv. reziduálních kmitů. Takovéto systémy jsou problematicky říditelné. Výše popsaná regulační struktura často není schopná proti těmto kmitům zakročit. V takových případech je nutno přistoupit k aplikaci speciál-

ních kompenzačních struktur či metod, kterými je možno tyto kmity úplně, nebo alespoň částečně utlumit. Nicméně, precizní seřízení kaskádní regulační struktury, včetně dopředných vazeb, je dobrým základem pro jejich funkci. Těmito metodami se dále zabývá osmá kapitola.



Obr. 4-6 – Blokové schéma kaskádní regulační struktury.

4.3 Matematický model mechanismu

V předchozích kapitolách byly popsány modely, kterými lze popsat chování polohově řízeného elektrického pohonu. V posledním kroku matematického modelování testovaného dynamického systému zbývá vyjádřit matematické modely mechanických částí stroje. V kapitole 3.1 byly popsány jednotlivé kinematické řetězce, na kterých probíhaly v rámci řešení DP experimenty, jejichž úkolem bylo zvyšování dynamiky servomotoru, ale i metoda kompenzace reziduálních kmitů (servomechanismy s dvojitým druhem poddajnosti).

- Nezátížený servomotor (Obr. 3-2)
- Servomotor se setrvačníkem spojen pevnou vazbou (Obr. 3-3)
- Servomotor s reduktorem (Obr. 3-4)
- Servomotor s reduktorem spojeným pružnou vazbou se setrvačníkem (Obr. 3-5)

Poddajnost kinematického řetězce prvních třech servomechanismů je tak nepatrná, že je ji možné zanedbat. Jsou tedy tvořeny pouze jedinou poddajností, kterou tvoří elektromagnetická poddajnost vazby rotoru se statorem. Takovéto systémy lze tedy jako tzv. jednohmotové. Jinými slovy, díky idealizaci pevnosti všech částí systému, lze redukovat veškeré momenty setrvačnosti a zátěžné momenty, které jednotlivé členy způsobují, přímo na hřídel servomotoru dle následujících vzorců

$$J_{Celk} = J_{motor} + J_1 + \frac{J_2 + J_3}{p^2}, \quad (15)$$

$$M_Z = M_{IN} + \frac{M_{OUT} + M_{load}}{p}. \quad (16)$$

Kde p je převodový poměr reduktoru, J_{motor} je celkový redukovaný moment setrvačnosti jednohmotového systému působící na hřídel motoru, J_{motor} je moment setrvačnosti motoru,

J_1 vstupního kola, J_2 vstupního kola reduktoru a J_3 setrvačnicku. M_Z je pak celkový zátěžný moment působící na hřídel motoru, M_{IN} zátěžný moment, způsobený pasivním odporem vstupního kola, M_{OUT} způsobený pasivním odporem výstupního kola a M_{load} zátěžný moment, působící na pracovním členu servomechanismu.

Jednohmotový systém je tedy tvořen pouze jedinou elektromagnetickou poddajnou vazbou statoru s rotorem, který je na své hřídeli zatížen touto celkovou redukovanou zátěží. Jeho blokové schéma vypadá obdobně jako na Obr. 4-3 a Obr. 4-4 s tím rozdílem, že za J je dosazen celkový redukovaný moment setrvačnosti J_{celk} .

Pomocí těchto jednohmotových servomechanismů budou testovány vlivy jednotlivých jejich komponent na dynamiku servopohonu. Při každé změně struktury kinematického řetězce bude opakovaně řešena syntéza regulační struktury, s cílem dosáhnout maximální polohové přesnosti elektronické vačky.

Pokud se však v kinematickém řetězci nacházejí členy s určitým dalším druhem poddajnosti (mechanická vůle, nízká torzní tuhost), jak je tomu v posledním čtvrtém případě (viz. Obr. 3-5), není již možné redukovat momenty setrvačnosti a zátěžné momenty tímto způsobem. Kromě výše jmenované elektromagnetické poddajné vazby se ještě v kinematickém řetězci vyskytují další, např. mechanicky poddajné vazby (v našem konkrétním případě způsobené nízkou torzní tuhostí hřídele spojující výstup reduktoru se setrvačnickem). V takovýchto případech lze provádět podobné redukce zátěžných momentů či momentů setrvačnosti, jako v předchozím případě, ale pouze v rozmezí dvou sousedících poddajností. V našem případě lze tedy hmotné části kinematického řetězce, nacházející se mezi elektromagnetickou poddajnou vazbou a pružnou hřídelí, redukovat na hřídel motoru dle následujícího vztahu

$$J_{Tot} = J_{motor} + J_1 + \frac{J_2}{p^2}. \quad (17)$$

Kde J_{motor} je redukovaný moment setrvačnosti působící na hřídel motoru. Je tedy vztažen k elektromagnetické poddajné vazbě mezi statorem s rotorem a dohromady. Dohromady s touto vazbou pak vytvářejí první hmotu systému. Hmotné části, nacházející se za mechanicky poddajným členem (pružnou hřídelí), pak redukuje ke druhé poddajné vazbě. Jejich společné působení vytváří další hmotu systému. V našem případě se jedná pouze o moment setrvačnosti setrvačnicku J_3 .

Dvojhmotový systém pak lze vyjádřit z následujících matematických rovnic, vyjadřujících momentovou rovnováhu na hřídeli motoru (18) a na pružné hřídeli (20) a vzájemnou interakci obou hmot systému (19).

$$M_{Motor} = J_{Tot} \omega_1 \cdot s + \frac{M_3}{p}, \quad (18)$$

$$M_3 = k_{32} \left(\frac{\varphi_1}{p} - \varphi_3 \right) + B_{32} \left(\frac{\omega_1}{p} - \omega_3 \right) = \left(\frac{\omega_1}{p} - \omega_3 \right) \left(\frac{k_{32}}{s} + B_{32} \right), \quad (19)$$

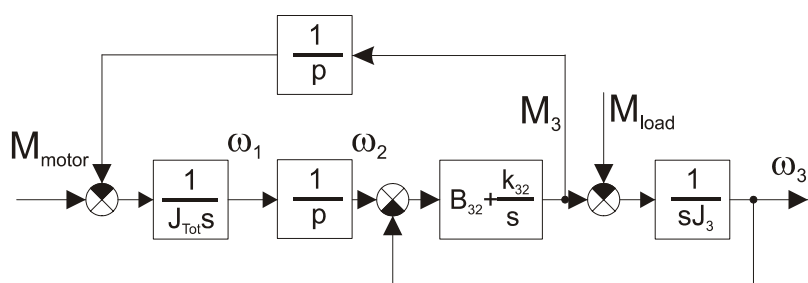
$$M_3 = J_3 \omega_3 \cdot s + M_{Load}. \quad (20)$$

Kde B_{32} je koeficient tlumení a k_{32} je torzní tuhost poddajného členu redukovaná na záťaž servomechanismu, tedy za převodovku. M_3 je záťažný moment působící na výstupní člen reduktoru a M_{load} je pak záťažný moment, působící na koncový člen servomechanismu. Moment setrvačnosti a koeficient tlumení pružného členu jsou obvykle velice nízké, proto se i v praxi často zanedbávají.

Poslední chybějící rovnicí nutnou k popisu mechanické části systému je vztah pro výpočet převodového poměru

$$p = \frac{\omega_1}{\omega_2} \quad (21)$$

Z rovnic (18) až (21) je pak možné sestavit blokové schéma servomechanismu s dvojím druhem poddajnosti.



Obr. 4-7 – Blokové schéma dvojmotového dynamického systému.

5 Verifikace matematických modelů

V předchozí kapitole byly odvozeny matematické modely synchronního servomotoru, řídicího systému a kinematického řetězce rozváděcího pohyb k pracovnímu členu servomechanismu. Abychom však mohli na takto sestavených modelech testovat vliv struktury kinematického řetězce na dynamiku pohonu, či sledovat účinnost kompenzačních struktur k potlačení reziduálních kmitů, vzniklé vlivem poddajnosti kinematického řetězce, je nezbytné nejprve tyto sestavené modely verifikovat.

Hlavním účelem verifikace je, co nejvíce přiblížit chování reálného a simulovaného systému, abychom pak mohli z reakce simulovaného systému usuzovat i chování systému reálného. Verifikace obvykle probíhá porovnáváním odezev reálného a simulačního systému na totožné buzení. Porovnávány jsou obvykle přechodové nebo frekvenční charakteristiky, tedy odezvy na skokovou změnu žádané veličiny či bílý šum na vstupu regulačního obvodu.

Při verifikaci se obvykle postupuje stejně tak, jako při syntéze regulačního obvodu, tedy od vnitřní regulační smyčky směrem k vnější. Teprve potom až nalezneme vyhovující parametry pro vnitřní smyčku, má teprve smysl postupovat dále k verifikaci nadřazených smyček, tedy rychlostní a polohové.

Verifikaci matematických modelů lineárních či nelineárních dynamických systémů je možné pohodlně provést pomocí nástrojů softwaru *Matlab* a jeho grafickému editoru *Simulink*. Pro účely verifikace matematických modelů byla proto v *Simulinku* sestavena simulační schémata jednotlivých zpětnovazebních smyček, dle odvozených matematických vztahů v předešlé kapitole. Pomocí programových kódů vytvořených v rámci DP, k těmto účelům bylo možné jednak porovnat odezvy simulovaného a reálného systému, ale i patřičným způsobem optimalizovat parametry regulátoru do matematického modelu zkoumaného systému. Výsledky, které jsou prezentovány v této kapitole, byly dosaženy při verifikaci matematického modelu systému s dvojím druhem poddajnosti.

5.1 Verifikace proudové smyčky

Jak bylo vysvětleno v kapitole 4.2, proudová regulace je realizována dvěma regulátory, kterými jsou ovlivňovány obě složky fázoru statorového proudu. Každá z nich má vliv na jinou fyzikální veličinu. Magnetický tok motoru je možné ovlivnit tzv. tokotvornou složkou I_d a elektromagnetický moment motoru momentotvornou složkou I_q statorového proudu.

Jelikož je dostatečný magnetický tok motoru vytvořen rotorovými permanentními magnety, není potřeba, alespoň při provozu motoru v oblasti pod jmenovitými otáčkami, ovlivňovat složkou I_d magnetický tok. Proto se často tato složka řídí příslušným regulátorem na nulovou hodnotu a veškerý proud tekoucí do statorového vinutí je pak roven momentotvorné složce I_q . Jinými slovy veškerý statorový proud je přeměňován na kroutící moment motoru, proto je často tento způsob řízení nazýván řízením na maximální moment. I když jsou obě složky řízeny dvěma separátními regulátory, mají obvykle totožná nastavení.

V předchozí kapitole byl matematicky popsán tzv. D-Q model PMSM a jeho zjednodušená lineární verze, která neumožňuje řídit tokotvornou složku proudu. Jelikož je však i

u plné verze tato složka řízena na nulovou hodnotu, tak se oba modely v oblasti pod jmenovitými otáčkami chovají téměř identicky. Při verifikacích obou modelů bylo dosaženo totožných výsledků. Z důvodu jejich duplicity jsou v této kapitole uvedeny pouze jednou.

Jak bylo řečeno, pro verifikaci nadřazených regulačních smyček je potřeba, aby vnitřní proudová smyčka vykazovala dobrou shodu s reálným modelem. Verifikace za účelem ověření správnosti matematických modelů používaných v DP, proto začíná rovněž u nejvnitřnější proudové smyčky. Je prováděna na základě porovnávání odezev reálného a simulovaného (matematicky modelovaného) systému. V ideálním případě by oba systémy vybuzené totožným signálem měly mít identickou odezvu. Matematický model systému je však uvažován jako lineární, kdežto reálný systém bývá velice často navíc zatížen dopravním zpožděním či nelinearitami.

Proto musí být regulační schéma doplňováno o další prvky, kterými bude možné dosáhnout jeho lepší shody s reálem. Ve skutečnosti nikdy nelze dosáhnout ideální shody obou těchto systémů, snahou je však alespoň jejich chování k sobě maximálně přiblížit. To lze provést jednak doplněním matematického modelu o další funkční bloky či přenosy, nebo například nalezením vhodnějších parametrů regulační soustavy.

Pokud chceme posoudit linearitu reálného pohonu v určitém širším pracovním rozsahu nastavení parametrů jednotlivých regulátorů, je potřeba provést sérii měření odezev při různých nastaveních konkrétní regulační smyčky. Na rozdíl od matematických modelů jsou jednotlivé akční veličiny reálného pohonu omezovaly (max. proud, moment, výkon, otáčky apod.). Proto je vhodné doplnit schéma o nelineární prvky typu nasycení, kterými je možné podobným způsobem omezit hodnoty jednotlivých akčních veličin i v simulacích. I tak je však stále nutné při volbě velikosti testovaného budicího signálu dbát na to, abychom stále zůstávali, pokud možno, v lineární oblasti, kde nejsou jednotlivé akční veličiny limitovány. Mimo tuto oblast se totiž modely již rozcházejí.

Verifikace proudové smyčky, ale i smyček nadřazených, byla tedy provedena na sérii proměřených odezev na vhodně navržené skokové a frekvenční budicí signály. Přitom byly nejprve porovnávány odezvy reálného systému a jeho matematického modelu. V případě potřeby pak byla regulační schémata doplněna o další funkční bloky, jako například přenosem aproximující dopravního zpoždění apod. a drobné neshody odezev pak upravovány vhodnějším nastavením parametrů regulační soustavy pro matematický model.

Při srovnávání odezev reálného systému a matematického modelu proudové smyčky se ukázalo, že reálný systém je zatížen dopravním zpožděním. Proto bylo nutné doplnit simulační schéma blokem, který podobným způsobem zatíží i matematický model. V literatuře [10] je popsán způsob aproximace dopravního zpoždění pomocí racionální lomené funkce druhého řádu tzv. Padeho rozvoje

$$F_{DZ}(s) \approx \frac{\frac{T_{DZ}^2}{12}s^2 - \frac{T_{DZ}}{2}s + 1}{\frac{T_{DZ}^2}{12}s^2 + \frac{T_{DZ}}{2}s + 1}. \quad (22)$$

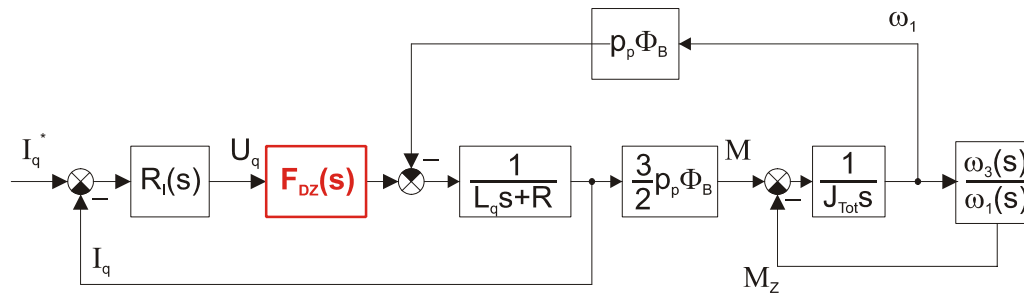
Do této funkce je však nutné nalézt vhodné časové konstanty prvků, které dopravní zpoždění na reálném systému způsobují. Ke zpoždění dochází jednak na obvodu pulzně šířkové modulaci (PWM), jehož pomocí se napájí statorové vinutí řízeného servomotoru. Důležitým parametrem PWM modulace je frekvence spínání (f_{PWM}). Tato frekvence je u měniče S120 nastavitelná, v našem případě byla rovna 4 kHz. Časová konstanta dopravního zpoždění, způsobená PWM modulací (T_{PWM}), se obvykle počítá, jako střední hodnota signálu, tedy polovina periody PWM

$$T_{PWM} = \frac{1}{2 \cdot f_{PWM}}. \quad (23)$$

Druhá část dopravního zpoždění je způsobena výpočetním taktem proudové regulační smyčky (T_{DZI}). Cyklus proudové smyčky jednotky S120 je roven 125 μs . Výsledné dopravní zpoždění je možno získat součtem obou těchto dílčích časů

$$T_{DZ} = T_{PWM} + T_{DZI}. \quad (24)$$

Přenos aproximující dopravní zpoždění (22) se obvykle zapojuje za proudový regulátor tak, jak je doplněno i blokové schéma proudové regulace pohonu s mechanicky poddajnou zátěží na následujícím obrázku.



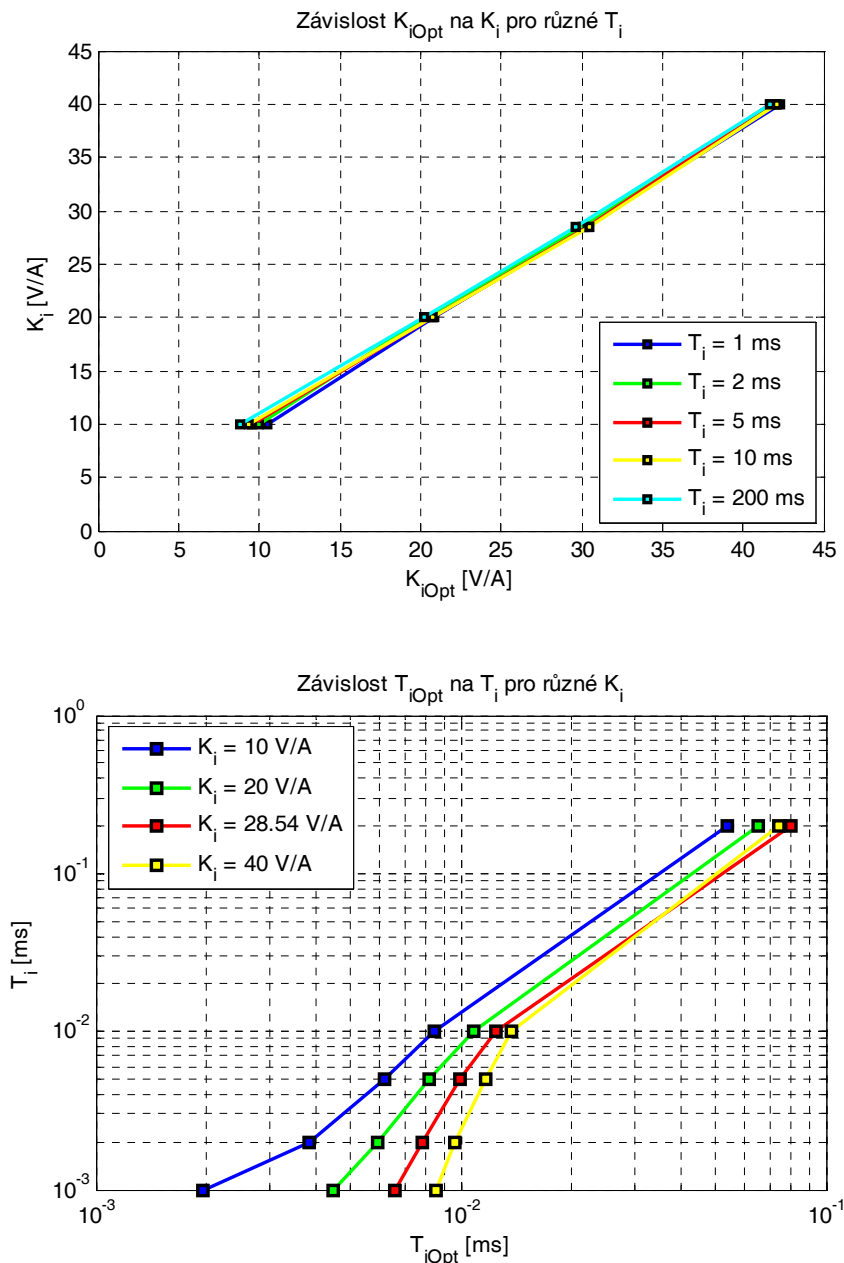
Obr. 5-1 – Blokové schéma proudové smyčky dvojhmotového systému s PMSM zatížená dopravním zpožděním.

Tímto způsobem se podařilo výrazným způsobem přiblížit tvar odezvy matematického modelu proudové smyčky s reálným systémem. Model však dosahoval zhruba dvakrát většího překmitu oproti reálnému systému (viz. Obr. 5-3 - průběh I_{SIM}). Pro dosažení lepších shod modelu s reálným systémem bylo tedy nutné provést úpravu parametrů proudového regulátoru. K tomuto účelu byl vypracován ve zmíněném softwaru programový kód, který na bázi minimalizace kvadratického funkcionálu optimalizuje parametry proudového regulátoru. K tomuto účelu bylo použito integrálního kvadratického kritéria, jehož tvar byl průběžně upravován, až dospěl svého finálního stavu

$$K_{rit} = \int_{T1}^{T2} \left[(y_{Real}(t) - y_{Sim}(t))^2 + 10 \cdot \left(\frac{d}{dt} y_{Real}(t) - \frac{d}{dt} y_{Sim}(t) \right)^2 \right] dt. \quad (25)$$

Kritérium je vypočteno z kvadrátu rozdílu odezvy získaných měření na reálném a simulaci na matematickém modelu a váhově upraveného kvadrátu rozdílu jejich derivací. Původní kritérium bylo počítáno bez derivací, ovšem pro lepší shodu v kmitavých fázích

bylo však kritérium doplněno o rozdíl derivací obou signálů. Parametry vstupující do minimalizace byly vždy parametry regulátoru v tomto případě proudového. Tímto se podařilo nalézt jejich vhodnější hodnoty, kterými bylo možné dosáhnout lepších shod odezev obou systémů buzených totožným signálem. Minimalizace byla provedena pro celou provedenou sérii měření, při různých nastaveních proudového regulátoru. Ze získaných hodnot pak mohly vzniknout křivky, které zobrazují závislost jednotlivých parametrů reálného systému na optimalizovaných parametrech matematického modelu.

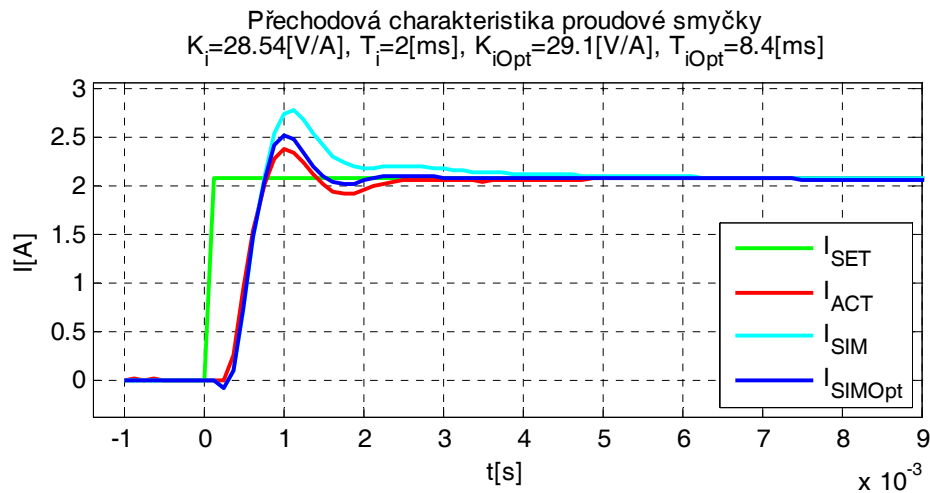


Obr. 5-2 – Závislosti parametrů proudového regulátorů reálného systému (K_i, T_i) na optimali-

zvaných parametrech pro lineární matematický model PMSM (K_{iOpt}, T_{iOpt}).

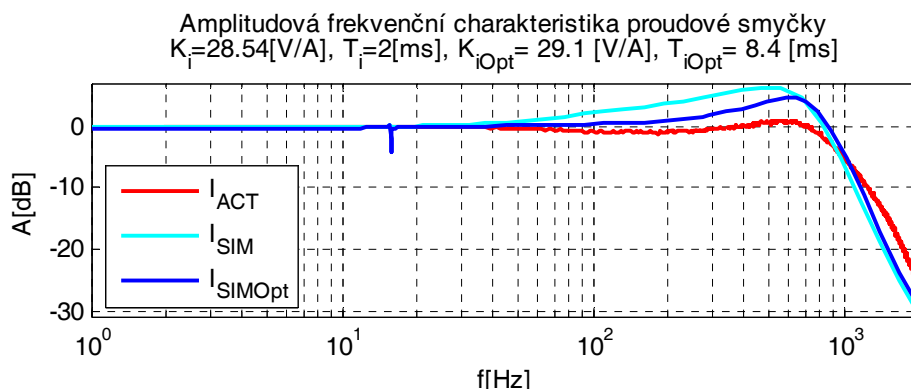
Na horním obrázku můžeme vidět závislosti proporcionální složky K_i nastavené v řídicím systému S120 (pro různé hodnoty integrační časové konstanty T_i) na optimalizované proporcionální konstantě do matematického modelu K_{iOpt} . Z průběhů lze konstatovat, že závislost mezi proporcionálními složkami je lineární. Spodní graf pak zobrazuje podobnou závislost, ovšem časové konstanty T_i (pro různé hodnoty proporcionální konstanty K_i) reálného systému a optimalizované integrační časové konstantě T_{iOpt} do modelu. Zde je však narozdíl od předchozího případu patrná jistá nelinearita, zvláště pak pro nižší hodnoty časové konstanty PI regulátoru.

Příklad odezvy na skokovou změnu žádané hodnoty proudu je uveden na Obr. 5-3. Kde i_{SET} je žádaná veličina, i_{ACT} představuje odezvu reálného systému, i_{SIM} odezvu modelu při totožném nastavení regulátoru, jako na reálném systému a i_{SIMOpt} pak průběh s vhodnějšími parametry. Grafy odezev pro různá nastavení proudového regulátoru a přehledná tabulka dosažených výsledků jsou uvedeny v příloze na CD.



Obr. 5-3 – Odezva reálného systému, matematického modelu s totožnými parametry (I_{SIM}) a s upravenými parametry (I_{SIMOpt}) proudového regulátoru, na skokovou změnu žádaného proudu.

Vhodnější parametry byly rovněž ověřeny i ve frekvenční oblasti. Na Obr. 5-4 je vidět frekvenční charakteristika reálného systému, simulovaného s nezměněnými parametry a simulovaného s optimalizovanými parametry proudového regulátoru. Je zřejmé, že tvar charakteristiky se optimalizací parametrů proudového regulátoru rovněž přiblížit reálnému systému. Shoda sice není 100%, nicméně šířka pásma reálného systému i matematického modelu je téměř shodná. Z těchto důvodů je možné konstatovat, že takto upravený matematický model je již vyhovující pro další použití. Na průběhu frekvenční charakteristiky si můžeme všimnout patrného vzrůstu a následnému poklesu amplitudy v okolí kmitočtu 15 Hz. Jak bude dále ukázáno, takovéto chování je charakteristické pro vícehmotové systémy. Každá hmota systému se pak projevuje takovou rezonancí a následnou antirezonancí na frekvenční charakteristice systému. V tomto případě tedy jde o systém dvojhmotový, jelikož je na frekvenční charakteristice přítomen pouze jedna tato dvojice.



Obr. 5-4 – Frekvenční charakteristika proudové smyčky reálného systému, matematického modelu s totožnými parametry regulátoru (I_{SIM}) a modelu s upravenými parametry (I_{SIMOpt}).

5.2 Verifikace rychlostní smyčky

Na takto verifikovaný model proudové smyčky mohla být následně aplikována a verifikována smyčka rychlostní. Ta, alespoň u řídicího systému S120, již není zatížena žádným dalším dopravním zpožděním, neboť je vykonávána ve stejném výpočetním cyklu, jako smyčka proudová a na jejím výstupu je generována přímo žádaná hodnota pro podřízenou smyčku.

Jak bylo zmíněno ve čtvrté kapitole, věnující se matematickému modelování PMSM, z důvodu zkrácení výpočetních časů při numerických simulacích v *MATLABu*, či zjednodušení vztahů přenosu této a nadřazené regulační smyčky, je často uvažován zjednodušený model proudové regulační smyčky. Vychází se z faktu, že propustné pásmo proudové smyčky bývá řádově vyšší, nežli propustné pásmo rychlostního regulátoru, a proto je často přenos proudové smyčky zanedbáván, neboli uvažován jako ideální (jednotkový).

V této kapitole bude nejprve verifikována „plná“ rychlostní smyčka s D-Q modelem (resp. linearizovaným modelem) a následně i rychlostní smyčka uvažující ideální (jednotkový) přenos proudové smyčky.

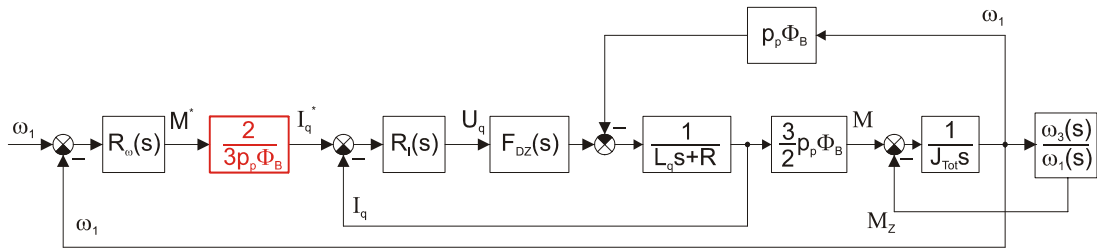
5.2.1 Verifikace rychlostní smyčky lineárního modelu PMSM

Jak bylo předesláno v kapitole 4.2, akční zásah rychlostního regulátoru jednotky S120 představuje díky fyzikálnímu rozměru proporcionální složky jednotky S120 žádanou hodnotu momentu. Ta, po průchodu momentovým omezovačem, musí být konvertována na rozměr žádané hodnoty momentotvorné složky proudu. Úpravou vztahů (5) získáme tížený vztah pro D-Q model (26) a ze vztahu (13) pro linearizovaný model (27)

$$I_q = \frac{2}{3} \cdot \frac{M}{p_p \cdot (\phi_B + (L_d + L_q) \cdot I_d)}, \quad (26)$$

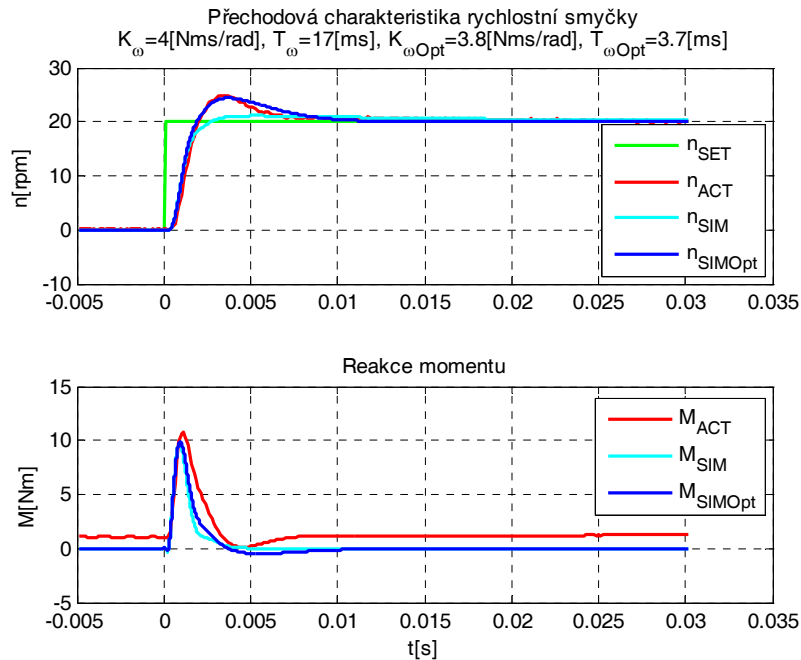
$$I_q = \frac{2}{3} \cdot \frac{M}{p_p \cdot \phi_B}. \quad (27)$$

Před vstupem do rozdílového proudového regulátoru pak tento konvertovaný signál prochází proudovým omezovačem. Simulační model tedy musí být doplněn jednak omezovači akčních veličin, ale hlavně blokem pro konverzi momentu na proud (viz. Obr. 5-5). Limitní hodnoty omezovačů, stejně tak jako parametry rychlostní smyčky, byly převzaty z jednotky S120. Pro nastavení proudové regulace byly použity optimalizované parametry, získané při verifikaci popsané v předešlé podkapitole ($K_{iOpt}=29.1\text{V/A}$, $T_{iOpt}=8.4\text{ms}$). Takto nastavený model byl následně verifikován. Stejně tak, jako v předchozím případě, byla k tomuto účelu provedena sada měření (skokových a frekvenčních odezev) pro různá nastavení parametrů rychlostního regulátoru v jednotce S120.



Obr. 5-5 – Blokové schéma rychlostní smyčky PMSM s mechanicky poddajnou zátěží.

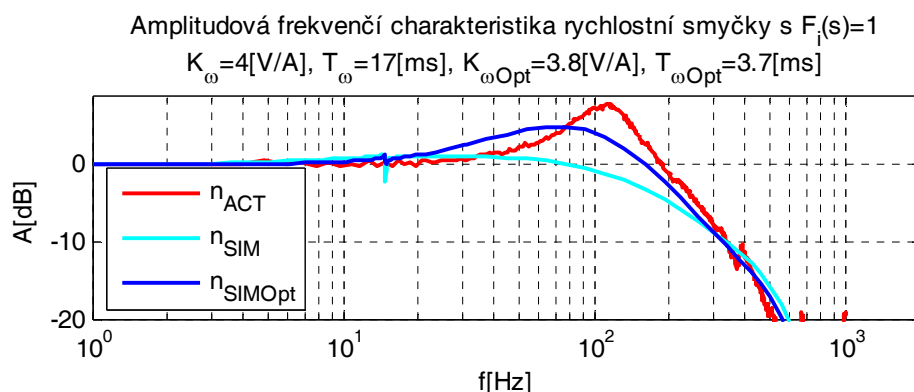
Stejně tak, jako v předchozím případě musely být parametry rychlostní regulace (převzaté z jednotky S120) optimalizovány, neboť pomocí nich nebyla shoda obou systémů dostatečná. Proto bylo opět přistoupeno k optimalizaci parametrů regulátoru pomocí minimalizace kvadratického kritéria (25), čímž se podařilo nalézt lépe vyhovující parametry pro matematický model, jejichž pomocí bylo možno dosáhnout podstatně lepší shody viz. Obr. 5-6.



Obr. 5-6 – Odezva D-Q modelu skok žádané rychlosti a reakce momentu na toto buzení (dole).

Z odezvy rychlostní smyčky (reálného systému n_{act} , simulovaného s převzatými parametry n_{SIM} a simulovaného s optimalizovanými parametry n_{SIMOpt}) na buzení jednotkovým skokem (viz. Obr. 5-6) lze konstatovat, že díky optimalizaci parametrů rychlostního regulátoru se podařilo dosáhnout velmi dobré shody modelu s reálem. Reakce momentu uvedená na témže obrázku je rovněž dobrá, alespoň co se týče jejího tvaru. Na jejím průběhu je však patrný jistý momentový offset, který bude diskutován v další textu. Frekvenční charakteristiky obou těchto systémů rovněž vykazují po optimalizaci dobrou shodu jak tvarem, tak i šířkou propustného pásma (zhruba 200Hz) (viz. Obr. 5-7).

V obou grafech jsou znázorněny průběhy odezev reálného systému S120 (n_{act}), modelu s převzatými parametry z jednotky S120 (n_{SIM}) a s optimalizovanými parametry (n_{SIMOpt}). Z dosažených výsledků pomocí optimalizace parametrů lze konstatovat, že se takto seřízený matematický model chová obdobně, jako reálný systém a je možné ho použít pro další experimenty.

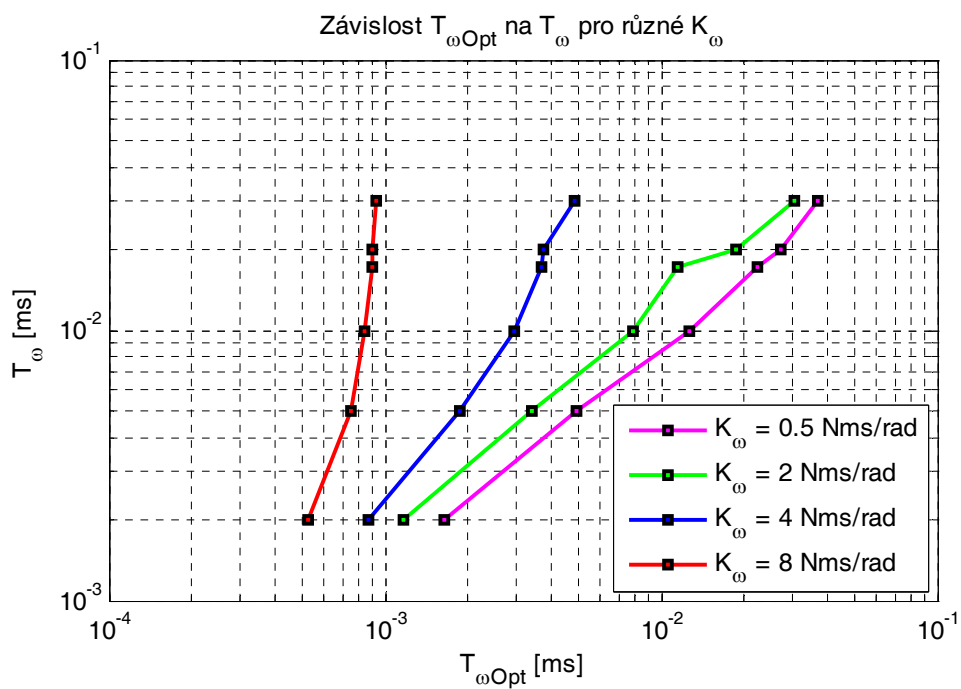
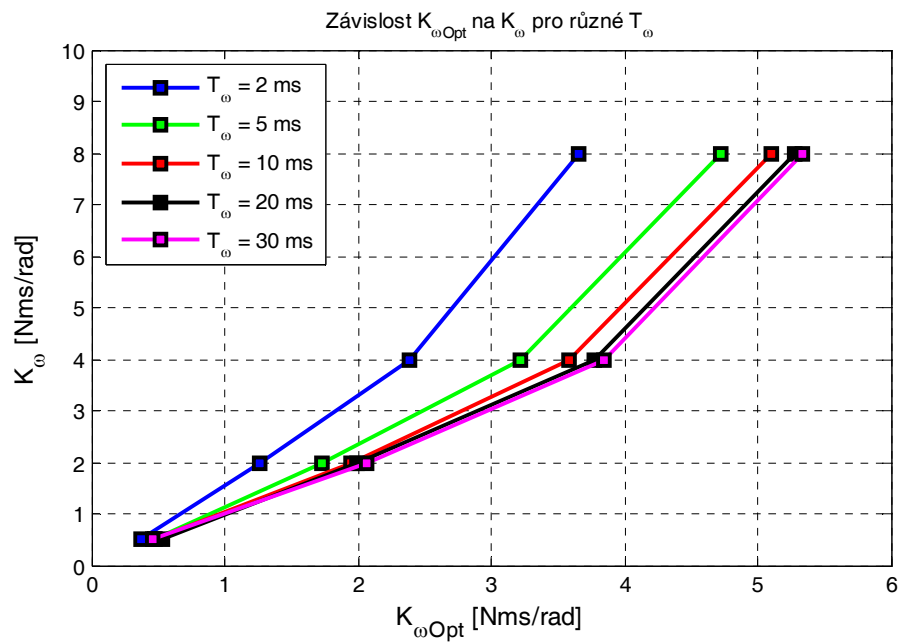


Obr. 5-7 – Frekvenční charakteristika rychlostní smyčky D-Q modelu.

Na příloženém CD jsou pak v příslušném dokumentu uvedeny dosažené výsledky verifikace a optimalizace pro celou sérii provedených měření. Je zde vidět, že pro nižší hodnoty proporcionální složky a vyšší časové konstanty rychlostního regulátoru, bylo docíleno dobré shody modelu s reálným systémem i bez optimalizace. Při ostřejším naladění jedné, nebo druhé složky regulátoru, již tomu tak není a odezvy se rozcházejí.

To je možné pozorovat i na následujících grafech (viz. Obr. 5-8), které vznikly na základě dosažených výsledků optimalizace parametrů rychlostního regulátoru. Grafy opět stejně, jako v případě proudové smyčky, reprezentují závislost jednotlivých parametrů reálného systému (K_ω , T_ω) na optimalizovaných parametrech matematického modelu ($K_{\omega Opt}$, $T_{\omega Opt}$).

Na horním obrázku je vidět závislosti mezi proporcionální složkou K_ω pro různá nastavení integrační časové konstanty T_ω rychlostního regulátoru reálného řídicího systému S120 a optimalizované proporcionální konstantě $K_{\omega Opt}$ do matematického modelu. Je patrné, že pro nižší hodnoty proporcionální složky (zhruba do hodnoty 4Nms/rad) jsou závislosti téměř lineární. Při vyšších zesíleních se již model zřejmě projevují jisté nelinearity, se kterými matematickým modelováním systému nepočítá.



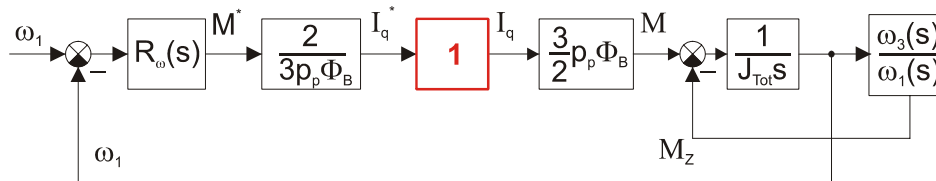
Obr. 5-8 – Závislosti parametrů rychlostního regulátorů reálného systému (K_{ω} , T_{ω}) na optimalizovaných parametrech ($K_{\omega Opt}$, $T_{\omega Opt}$) pro lineární matematický model PMSM.

Spodní graf pak zobrazuje závislost časové konstanty T_{ω} (pro různé hodnoty proporcionální konstanty K_{ω}) reálného pohonu S120 a optimalizovaných hodnotách integrační časové konstanty $T_{\omega Opt}$ do modelu. Stejně jako v předchozím případě je vidět, že pro nižší hod-

noty proporcionální složky a vyšší časové konstanty, je závislost téměř lineární. Při ostřejším naladění regulátoru se však od lineárního charakteru vzdalujeme. Při takovémto dynamickém seřízení se již zřejmě projevuje další nelinearita, se kterou model již nepočítá, proto je nutné se s parametry pohybovat pod těmito kritickými hodnotami.

5.2.2 Verifikace rychlostní smyčky s jednotkovým přenosem proudové smyčky

Při analýze rychlostní či polohové smyčky se často přistupuje k určitým zjednodušením matematických modelů. Často se z předpokladu, že proudová smyčka má řádově vyšší propustné pásmo, nežli nadřazené smyčky, její přenos zanedbává, je tedy uvažován za ideální (jednotkový). V našem případě je tento předpoklad splněn. Blokové rychlostní smyčky se značně zjednoduší.



Obr. 5-9 – Uzavřená regulační smyčka s ideálním přenosem proudové regulace.

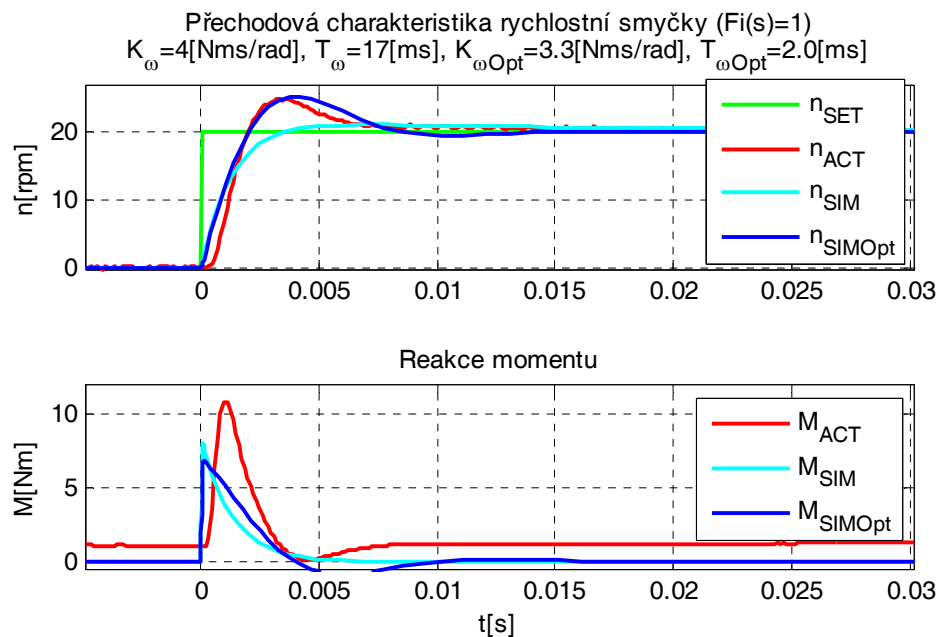
Jak bylo řečeno výše, tak výstup rychlostního regulátoru má díky fyzikálnímu rozměru proporcionální konstanty rozměr momentu. Tato veličina lze pak konvertovat pomocí vztahu (27) na rozměr momentotvorné složky proudu. Přenos proudové smyčky je jednotkový, čili z blokového schéma PMSM (viz. Obr. 5-5) zbude pouze vztah (13), který převádí aktuální hodnotu proudu na moment. Díky jednotkovému přenosu proudové smyčky lze dále vykrátit z blokového schéma rovněž i vztahy (13) a (27), které jsou vzájemně inverzní a jejich působení se tím vyruší (viz. Obr. 5-9).

Takto vytvořený matematický model rychlostní regulační smyčky byl následně verifikován obdobným způsobem jako v předchozím případě. Matematický model s převzatými parametry rychlostního regulátoru z reálné řídicí jednotky S120 opět nevykazoval příliš dobrou shodu. I v tomto případě tedy musela být provedena optimalizace parametrů rychlostního regulátoru pomocí minimalizace kvadratického kritéria. Díky ní se opět podařilo získat takové parametry rychlostního regulátoru, kterými bylo možné přiblížit odezvy matematického modelu a reálného systému.

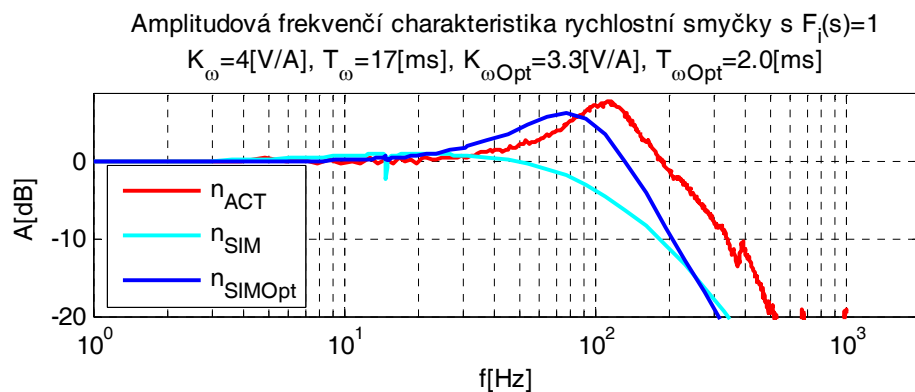
Na Obr. 5-10 je vidět odezva rychlostní smyčky (reálného systému n_{act} , simulovaného s převzatými parametry n_{SIM} a simulovaného s optimalizovanými parametry n_{SIMOpt}) na skokovou změnu žádané veličiny. Porovnáme-li přechodové části odezvy reálného a simulovaného systému, je na nich možné si všimnout jisté neshody. Ta je způsobená právě idealizací proudové smyčky, která mimo jiné obsahovala i blok aproximace dopravního zpoždění. Totéž je možné pozorovat i na průbězích reakce momentu na provedený skok žádané rychlosti. Je zřejmé, že jsme se zanedbáním přenosu proudové smyčky, včetně bloku aproximujícího dopravního zpoždění, dopustili chyby, která se projevuje menší shodou modelu rychlostní smyčky v přechodových fázích. Nicméně celkový tvar reakce matematického

modelu na skokové buzení, díky provedené optimalizaci jeho parametrů rychlostního regulátoru, relativně dobře vystihuje chování reálného systému.

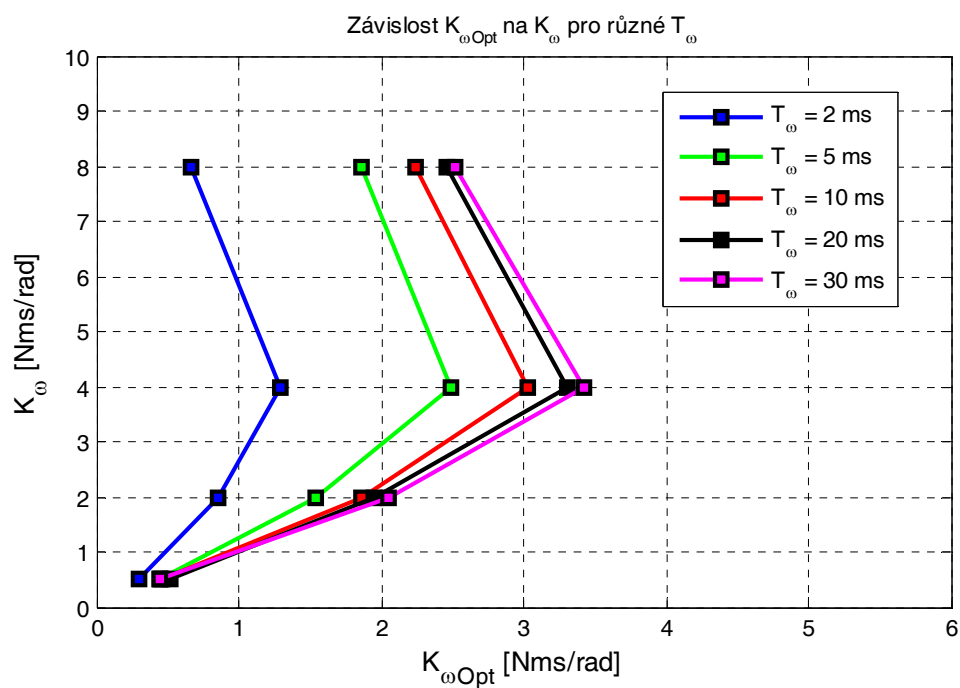
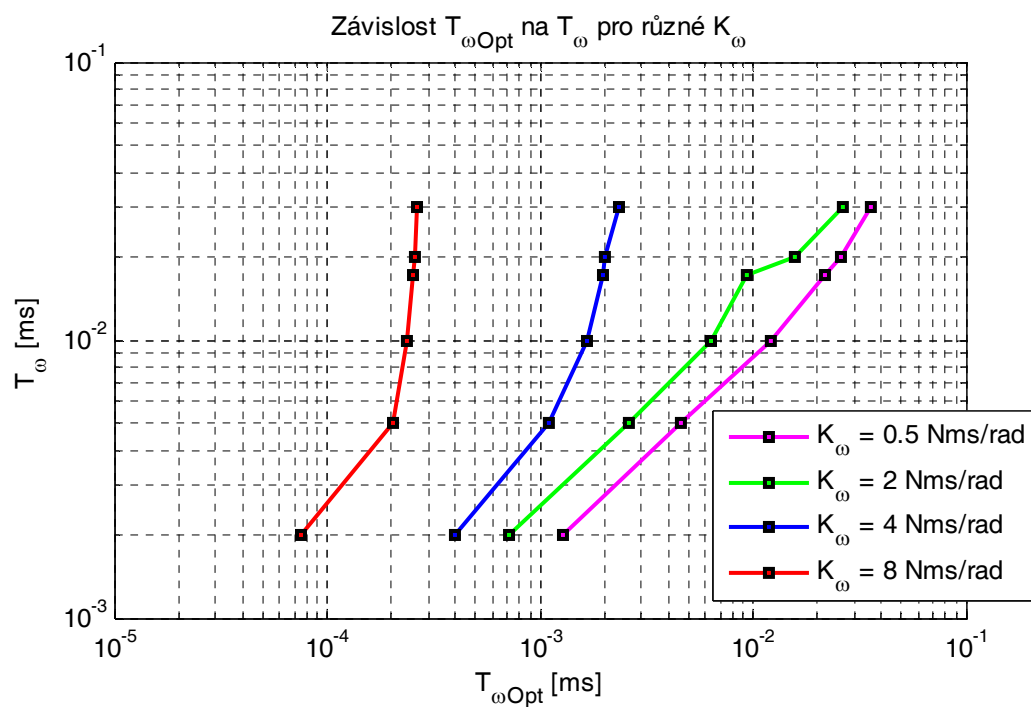
Na obrázku Obr. 5-11 je vidět frekvenční charakteristika reálného systému n_{act} , simulovaného s převzatými parametry n_{SIM} a simulovaného s optimalizovanými parametry n_{SIMOpt} . Jak je vidět, tak ani ve frekvenční oblasti se tímto modelem nepodařilo dosáhnout tak dobré shody jako v případě s „plného“ modelu PMSM. Tento fakt jenom potvrzuje vyřčené pochybení, kterého jsme se dopustili při idealizaci proudové smyčky. Optimalizací parametrů jsme sice opět tvar simulované frekvenční charakteristiky přiblížili skutečnosti, nicméně shoda není zdaleka tak dobrá, jako u „plného“ modelu (viz. Obr. 5-7).



Obr. 5-10 – Odezva rychlostní smyčky modelu uvažující ideální přenos proudové smyčky na skokovou změnu žádané rychlosti (nahore) a reakce momentu na toto buzení (dole).



Obr. 5-11 – Frekvenční charakteristika rychlostní smyčky uvažující ideální přenos proudové



Obr. 5-12 – Závislosti parametrů rychlostního regulátorů reálného systému (K_{ω} , T_{ω}) na optimalizovaných parametrech ($K_{\omega Opt}$, $T_{\omega Opt}$) matematického modelu s ideálním přenosem proudové smyčky.

Pomocí optimalizovaných parametrů pro celou provedenou sérii měření (viz. tabulka v příloze na CD) byly opět vytvořeny závislosti nastavených konstant PI regulátoru v systému S120 a optimalizovanými parametry pro matematický model. Z grafu prezentujícího závislosti proporcionální složky K_ω (pro různé T_ω) reálného systému S120 a optimalizované složky $K_{\omega Opt}$ pro model je opět vidět, že pro menší hodnoty zhruba do 4Nms/rad a vyšší integrační konstanty T_ω má závislost téměř lineární charakter. Pro vyšší hodnoty se již křivka od lineárního značně odklání a to daleko zřetelněji, nežli u „plného“ modelu na Obr. 5-8. Zřejmě to opět bude způsobeno další nelinearitou typu saturace, se kterou model nepočítá. Nelineární charakter je v tomto případě zřejmě značně ovlivněn i zanedbáním, kterého jsem se dopustil při idealizaci přenosu proudové smyčky a dopravního zpoždění (DZ), kterým byla zatížena. Jak bude ukázáno dále, díky působnosti DZ v přenosu proudové smyčky se mohou póly uzavřené regulační smyčky, při velkých zesílení proporcionální konstanty, dostat i do nestabilní oblasti. DZ má totiž dvě nuly (kořeny čitatele) v pravé (nestabilní) polorovině komplexní roviny, k nimž při rostoucím zesílení směřují dva póly (kořeny jmenovatele). Z toho tedy plynou jistá omezení pro volbu parametrů tohoto typu modelu.

Spodní graf opět zobrazuje závislost mezi časovou konstantou regulátoru reálného systému S120 T_ω a matematického modelu $T_{\omega Opt}$, pro různá nastavení proporcionální složky K_ω rychlostního regulátoru. Znovu je vidět, že pro ostřejší naladění rychlostní smyčky (vyšší zesílení a nižší časové konstanty) se závislost značně odklání od lineárního charakteru, což poukazuje na nepřesnost modelu při takovýchto nastaveních.

5.3 Verifikace polohové smyčky

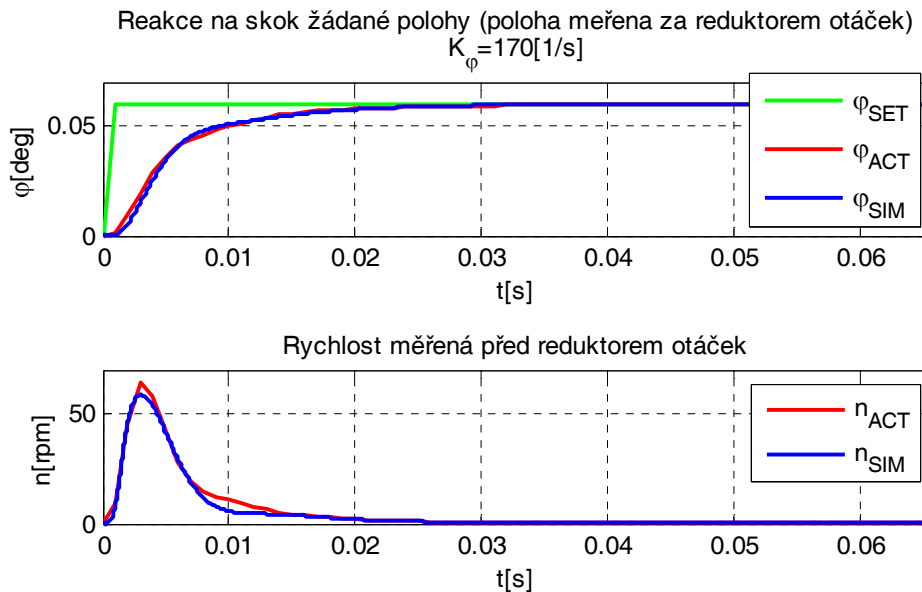
Po úspěšné verifikaci rychlostní smyčky bylo možné přistoupit k ověření polohové smyčky. Stejně tak, jako v předchozích dvou případech, i tato smyčka byla verifikována porovnáním odezev na skok žádané hodnoty a frekvenčních charakteristik. Stejně tak, jako u rychlostní smyčky, pak byla prověřena shoda přesného lineárního modelu PMSM, ale i zjednodušeného modelu, uvažující ideální přenos proudové smyčky.

5.3.1 Verifikace polohové smyčky lineárního modelu PMSM

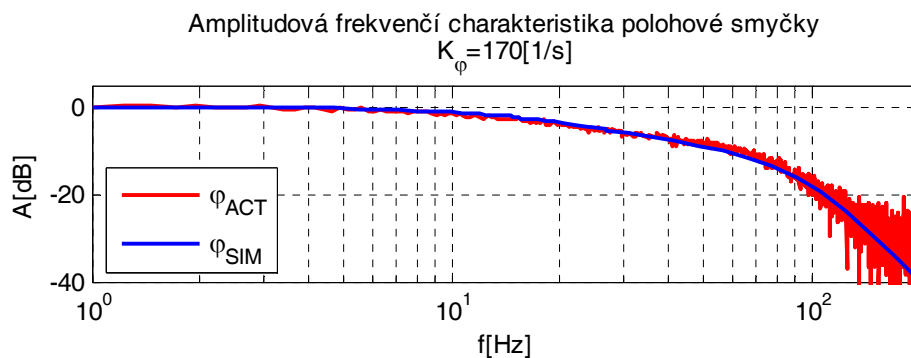
Řídicí systém elektronické vačky firmy Siemens se skládá z řídicí jednotky pohonu Sinamics a MC Simotion. Elektrickým pohonem S120 jsou realizovány celkem dvě ze tří smyček kaskády, proudová a rychlostní. Polohová regulační smyčka je, na rozdíl od podřazených smyček kaskády, uzavírána až v jednotce Simotion. Oba systémy spolu vzájemně komunikují pomocí pravidelně cyklujících vstupních a výstupních komunikačních telegramů, ve kterých si vyměňují důležité informace, týkající se regulace pohonu. Komunikace probíhá v pravidelných intervalech (tzv. isochronním módu). Z toho by vyplývalo, že díky tomu musí docházet ke zpoždění, které zatíží i polohovou regulaci. V kapitole 6.5 však bude vysvětleno, že díky funkci DSC tomu tak není a regulační pochod je od tohoto dopravního zpoždění oprostěn.

Díky tomu, že polohová smyčka je díky DSC uzavírána prakticky až v jednotce S120 a pracuje ve stejném výpočetním cyklu, jako rychlostní a proudová, není nutno doplňovat model polohové smyčky o další blok dopravního zpoždění, ale pouze jen o omezovač maximální rychlosti pohonu. Takto doplněnou smyčku bylo již pak možné podrobit verifikaci

s reálným systémem. Stejně tak, jako v předchozím případě, byly opět proměřeny odezvy na skok žádané veličiny a frekvenční charakteristiky, pro různá nastavení proporcionální konstanty polohového regulátoru. Přitom bylo dbáno na to, aby žádná z akčních veličin nebyla pohonem saturována. Z dosažených výsledků skokových odezev, tak i na frekvenčních charakteristikách na obrázcích Obr. 5-13 a Obr. 5-14 a v příloze na CD, bylo dosaženo velmi dobrých shod obou těchto odezev i bez optimalizace proporcionálního zesílení polohového regulátoru. Velmi dobře se shoduje i reakce rychlosti na skokovou veličinu na Obr. 5-13. Z tohoto důvodu nebyla optimalizace parametrů v případě polohové smyčky nutná.



Obr. 5-13 – Odezva polohové smyčky D-Q modelu na skokovou změnu polohy a reakce rychlosti.

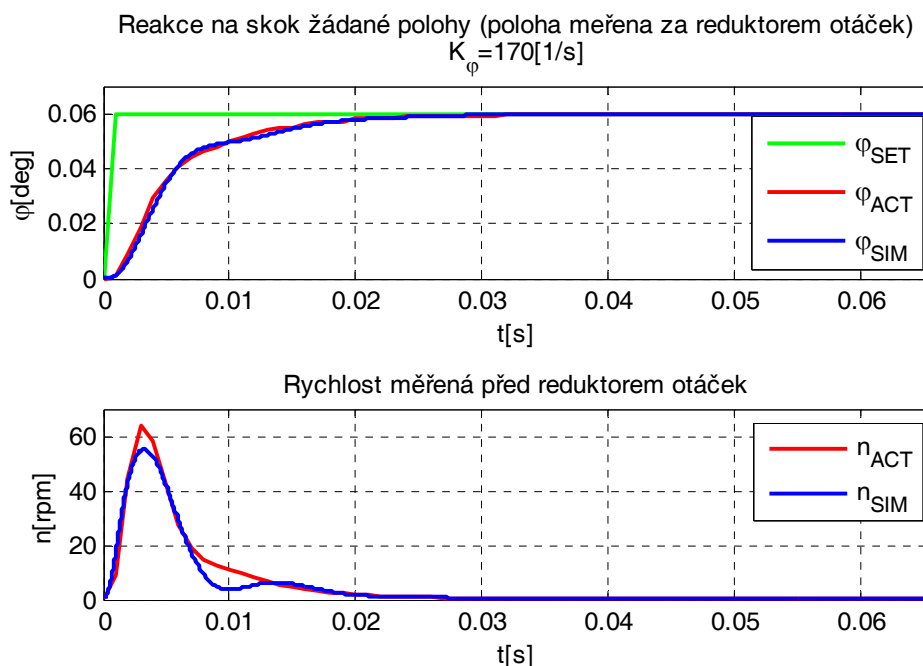


Obr. 5-14 – Frekvenční charakteristika polohové smyčky D-Q modelu.

5.3.2 Verifikace polohové smyčky s jednotkovým přenosem proudové smyčky

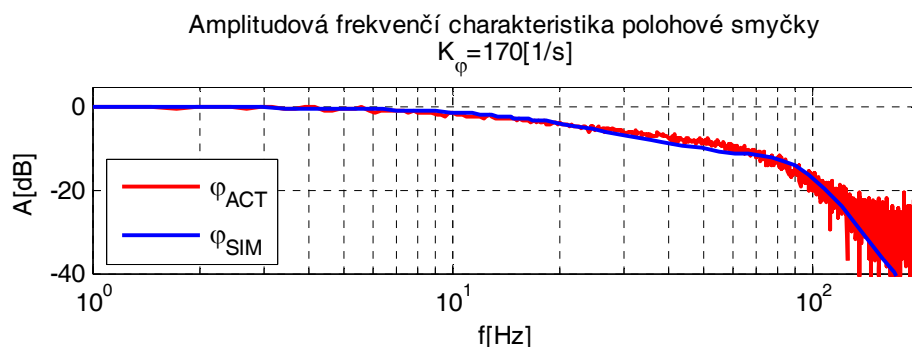
Podobných výsledků jako v předchozím případě, bylo dosaženo i při simulacích na matematickém modelu s ideální proudovou smyčkou. I tato polohová smyčka byla doplněna o

nelineární blok saturace žádané rychlosti, který stejně tak, jak tomu je v reálném systému S120, omezuje maximální rychlost (při kladném či záporném smyslu otáčení). Opět pomocí provedené série měření pro různé nastavení polohové smyčky, byla provedena verifikace této zjednodušené varianty matematického modelu. Stejně tak, jako v předchozím případě, se podařilo dosáhnout velmi dobré shody obou systémů, jak pro odezvu na skoková buzení Obr. 5-15, tak i shodu frekvenčních charakteristik Obr. 5-16, i bez optimalizace parametrů polohového regulátoru. Porovnáme-li tyto odezvy s odezvami „plného“ modelu polohové smyčky, lze konstatovat lepší shodu u „plného“ modelu.



Obr. 5-15 – Odezva polohové smyčky s ideálním přenosem proudové smyčky na skokovou změnu polohy a reakce rychlosti.

Nicméně i tato zjednodušená varianta je použitelná a může dobře posloužit při prvotních odhadech chování systému, například při testování kompenzačních struktur pro potlačení reziduálních kmitů dvojhmotových systémů apod.



Obr. 5-16 – Frekvenční charakteristika polohové smyčky s ideálním přenosem proudové smyčky.

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

Kvalitní seřízení polohové kaskádní regulační struktury může mít zásadní vliv na dynamiku pohonu. Kaskádní regulace sestává obvykle ze tří vzájemně se obklopujících zpětnovazebních smyček, tedy vnitřní proudové, prostřední rychlostní a vnější polohové. Syntézou jednotlivých regulátorů kaskádní regulace jsme schopni výrazně zkrátit odezvy servopohonu na změnu žádaných hodnot a tím zvýšit i jeho polohovou přesnost.

Při syntéze regulační struktury je logické začít se seřizováním vnitřní proudové smyčky. Ta bývá předběžně a pro většinu aplikací i dostatečně seřizena od výrobce. Obvykle se však doporučuje provést identifikaci parametrů pomocí automatických funkcí měniče. Proudová regulace ovlivňuje elektrické děje v motoru, mechanické parametry stroje nemají na její chování zásadní vliv. Elektrické děje jsou pro daný pohon předem dané, proto ve většině případů toto automatické seřízení proudové regulační smyčky řídicí jednotky pohonu ve většině aplikací vyhoví a další syntéza často nepřináší výrazné zlepšení.

To ovšem neplatí v případě rychlostní smyčky, která je dosti citlivá na každou změnu parametrů mechanické zátěže připojené k hřídeli motoru. Každá změna konfigurace mechanismu si většinou vyžádá opětovné naladění celé regulační struktury (tedy mimo proudové smyčky). Automatické ladící funkce rychlostního či polohového regulátoru, jsou rovněž téměř standardními funkcemi moderních pohonů. Fungují na bázi měření a analýzy frekvenčních charakteristik, ze kterých se pak stanovují vhodnější parametry pro rychlostní či polohový regulátor, včetně nastavení filtrů žádané hodnoty proudu. Jejich výsledky, však narozdíl od podobných funkcí proudové regulace, nejsou zcela přesvědčivé. Nicméně často dobře poslouží pro prvotní nastavení před následnou „ruční“ syntézou regulátoru. V praxi se často rychlostní regulátor nastavuje experimentálně přímo na reálném pohonu. K tomu je možno využít některou z osvědčených experimentálních metod, jako je zobecněná Ziegler-Nicholsonova metoda (metoda čtvrtinového tlumení), metoda pokus omyl [15] apod. Tyto metody jsou v praxi velmi oblíbené, neboť jejich pomocí můžeme snadno nalézt uspokojující hodnoty parametrů jednotlivých regulátorů. Ovšem pokud si chceme být jistí, že ze servomotoru získáváme skutečné maximum, je vhodné provést analýzu zkoumaného dynamického systému a seřadit regulátor některou z analytických metod pro návrh parametrů PID regulátorů, jako jsou například metoda optimálního modulu, metoda geometrického místa kořene (GMK) [16] apod.

Jakmile se podaří optimalizovat parametry kaskádní regulace (odezva regulačního procesu se již dalším laděním nelepší), ale stále ještě není dosažena požadovaná dynamika, je třeba přistoupit k aplikaci dopředných regulátorů rychlosti či proudu. Těmito přímými vazbami je možné dále zvyšovat dynamiku pohonu.

Výrobci automatizační techniky dále nabízejí pro své řídicí jednotky pohonů často i své vlastní metody pro zvyšování dynamiky svých pohonů. Příkladem může být metoda DSC (*Dynamic Servo Control*), vyvinutá firmou Siemens pro své jednotky, nebo fázové řízení (*Phase Control*) jednotek od firmy Yaskawa aj.

Konfigurace kinematického řetězce servomechanismu v některých případech vyvolá vznik rušivých efektů ve formě vibrací pracovního členu. Příčinou těchto vibrací často bývají mechanické vůle či konečné tuhosti jednotlivých částí kinematického řetězce a velké momenty setrvačnosti, se kterými pak servomechanismus pracuje. Jsou-li frekvence těchto kmitů mimo frekvenční rozsah rychlostní regulace, je možné na ně aplikovat některé z kaskády filtrů žádaných hodnot proudu řídící jednotky. Pokud tomu tak není a jejich frekvence je tak nízká, že zasahuje do frekvenčního pásma rychlostního regulátoru, nebývá již takovýto jednoduchý způsob filtrace účinný. V takovém případě je třeba provést hlubší analýzu dynamického systému a na jejím základě pak aplikovat některé ze speciálních kompenzačních strategií. O nich však bude pojednáno více v osmé kapitole.

6.1 Analýza kinematického řetězce servomechanismu

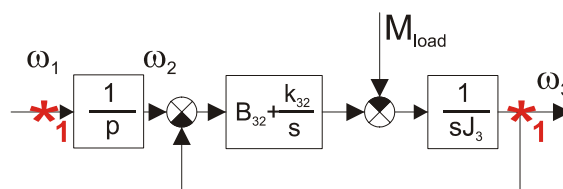
Na regulaci rychlosti či polohy má zásadní vliv mechanická stavba stroje. Proto i při syntéze těchto regulačních smyček musí být respektován vliv jednotlivých částí kinematického řetězce na chování servopohonu.

Jak je popsáno v kapitole 4.3, vykazuje-li kinematický řetězec dostatečnou pevnost, tj. žádný z jeho členů není charakterizován výraznou mechanickou či jinou poddajností, je možné při modelování takového servomechanismu všechnu hmotu kinematického řetězce (momenty setrvačnosti, zátěžné momenty) koncentrovat přímo na hřídel motoru dle (15).

Když je však poddajnost některého členu kinematického řetězce nezanedbatelná, tak by podobná koncentrace hmoty na hřídel motoru zatížila matematický model servomechanismu značnou chybou. Proto je nutné tuto hmotu koncentrovat do míst, kde dochází k výrazné změně poddajnosti řetězce. Hmotné části lze tedy koncentrovat pouze v rámci dvou sousedních poddajností. Výsledný systém v takovém případě není charakterizován pouze jednou hmotou, ale více hmotami, které jsou rozloženy do příslušných míst kinematického řetězce, ve kterých se nachází konkrétní poddajný člen. Takovéto systémy jsou proto v praxi často nazývány vícehmotovými.

Jak bylo popsáno v kapitole 4.3, tak matematický model dvojhmotového systému, kterým se i DP zabývá, lze popsat pomocí rovnic (18) až (21), vyjadřujících momentovou rovnováhu na hřídeli, vzájemnou interakci obou hmot a vztah pro výpočet převodového poměru reduktoru.

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.



Obr. 6-1 – Blokové schéma pro odvození přenosu mezi rychlostí motoru a rychlostí na zátěži..

Tento přenos lze jednoduše vyjádřit z vytyčené větve blokového schématu na obrázku Obr. 6-1, která čítá pouze jednu zpětnovazební smyčku. Přenos je pak následující

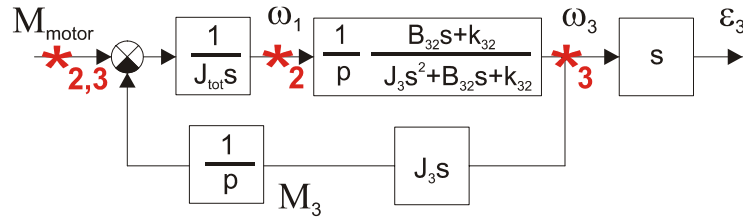
$$\frac{\omega_3(s)}{\omega_1(s)} = \frac{\frac{1}{p} \left(\frac{B_{32}s + k_{32}}{s} \right) \frac{1}{J_3 s}}{1 + \left(\frac{B_{32}s + k_{32}}{s} \right) \frac{1}{J_3 s}} = \frac{\frac{1}{p} \left(\frac{B_{32}}{k_{32}} s + 1 \right)}{\frac{J_3}{k_{32}} s^2 + \frac{B_{32}}{k_{32}} + 1} = \frac{\frac{1}{p} \left(\frac{2\xi_L}{\Omega_L} s + 1 \right)}{\frac{s^2}{\Omega_L^2} + \frac{2\xi_L}{\Omega_L} + 1}. \quad (28)$$

Kde Ω_L vyjadřuje je vlastní frekvenci zátěže při zablokované hřídeli motoru a ξ_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)

$$\Omega_L = \sqrt{\frac{k_{32}}{J_3}}, \quad \xi_L = \frac{B_{32}}{2} \sqrt{\frac{1}{J_3 k_{32}}}. \quad (29)$$

Poměrné tlumení vlastních kmitů pružné hřídele většinou bývá zanedbatelné, proto je někdy uvažováno i jako nulové $B_{32}=0$. Tím se přenos (28) značně zjednoduší, ale jak bude ukázáno dále, regulace takového systému značně zkomplikuje.

Dále bude vyjádřen přenos mezi hnacím momentem motoru a rychlostí měřenou na hřídeli motoru.



Obr. 6-2 – Blokové schéma pro odvození interakce obou hmot systému..

Na Obr. 6-2 je vytyčena větev č.2, ze které dostaneme tížený přenos, který má následující tvar

$$\frac{\omega_1(s)}{M_{Motor}(s)} = \frac{\frac{1}{J_{Tot}s}}{1 + \frac{1}{J_{Tot}s} \left(\frac{B_{32}s + k_{32}}{J_3 s^2 + B_{32}s + k_{32}} \right) \frac{J_3 s}{p^2}} = \frac{p^2 (J_3 s^2 + B_{32}s + k_{32}) \frac{1}{s}}{J_C \left[\frac{p^2 J_{Tot} J_3}{J_C} s^2 + B_{32}s + k_{32} \right]}. \quad (30)$$

Jak je vidět, byla zavedena substituce pro celkový redukovaný moment setrvačnosti působící na hřídel motoru

$$J_C = p^2 J_{Tot} + J_3. \quad (31)$$

Jak je známo, zrychlení je definováno jako první derivace rychlosti podle času, což odpovídá v Laplaceově obraze násobení operátorem s . Ze vztahu (30) je pak již jednoduché vyjádřit přenos mezi zrychlením a momentem servomotoru,

$$\frac{\varepsilon_1(s)}{M_{Motor}(s)} = \frac{p^2 \left(\frac{J_3}{k_{32}} s^2 + \frac{B_{32}}{k_{32}} s + 1 \right)}{J_C \left(\frac{p^2 J_{Tot} J_3}{J_C k_{32}} s^2 + \frac{B_{32}}{k_{32}} s + 1 \right)} \cdot \frac{1}{s} \cdot s = \frac{p^2 \left(\frac{s^2}{\Omega_L^2} + \frac{2\xi_L}{\Omega_L} s + 1 \right)}{J_C \left(\frac{s^2}{\Omega_{LM}^2} + \frac{2\xi_{LM}}{\Omega_{LM}} s + 1 \right)}. \quad (32)$$

Kde Ω_{LM} vyjadřuje je vlastní kmitočet volně kmitající zátěže dvojhmotové soustavy a ξ_{LM} její poměrné tlumení

$$\Omega_{LM} = \sqrt{\frac{J_C k_{32}}{p^2 J_{Tot} J_3}}, \quad \xi_L = \frac{B_{32}}{2} \sqrt{\frac{J_C}{p^2 J_{Tot} J_3 k_{32}}}. \quad (33)$$

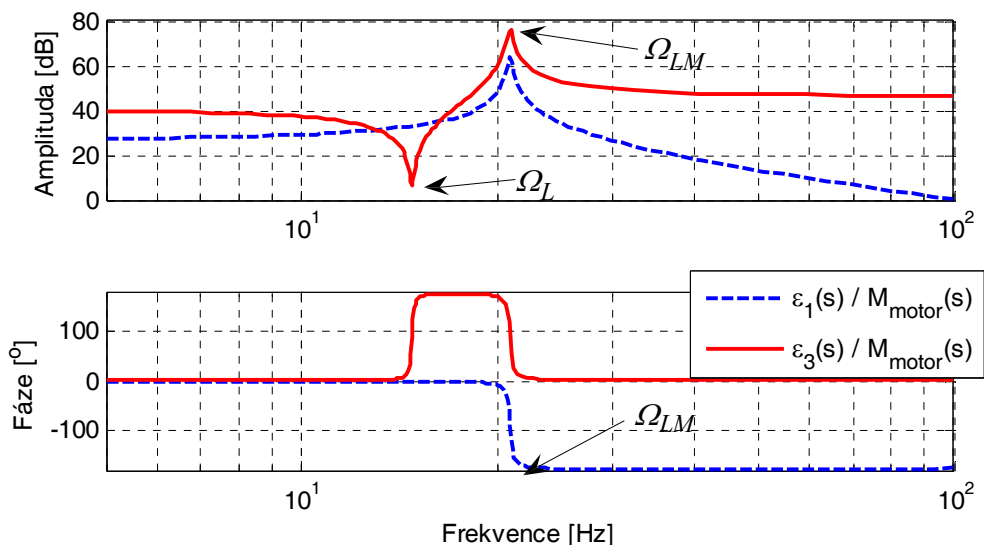
Pro odvození přenosu mezi hnacím momentem motoru a rychlostí pracovního členu mechanismu lze využít již odvozených přenosů. Tedy přenosu mezi hnacím momentem a zrychlením na hřídeli motoru (32) a přenosu mezi rychlostí na motorové hřídeli a rychlostí na pracovním členu (28), který je roven v podstatě roven přenosu mezi zrychlením motoru a zrychlením na pracovním členu tedy

$$\frac{\varepsilon_3(s)}{M_{Motor}(s)} = \frac{\varepsilon_1(s)}{M_{Motor}(s)} \cdot \frac{\varepsilon_3(s)}{\varepsilon_1(s)} = \frac{p \left(\frac{2\xi_L}{\Omega_L} s + 1 \right)}{J_C \left(\frac{s^2}{\Omega_{LM}^2} + \frac{2\xi_{LM}}{\Omega_{LM}} s + 1 \right)}. \quad (34)$$

Z přenosových funkcí (32) a (34) plynou jistá omezení, které platí pro regulaci dvojhmotových systémů. Omezení bude vysvětleno pomocí frekvenčních charakteristik vytvořených z obrazových přenosů (32) a (34) na následujícím obrázku (viz. Obr. 6-3).

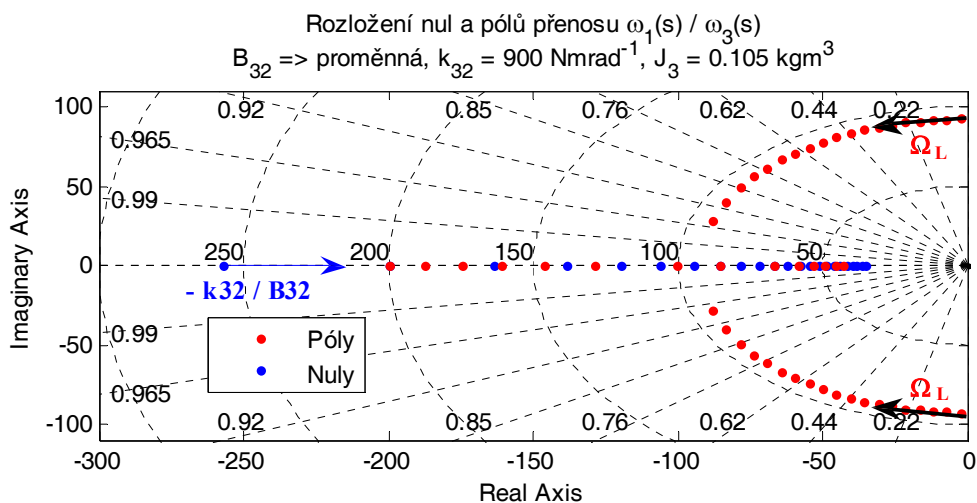
Pohledem na frekvenční charakteristiky Obr. 6-3 lze konstatovat, že v oblasti frekvencí menších nežli vlastní frekvence zátěže (pracovního členu) Ω_L (definované vztahem (29)), se systém chová jako jednohmotový. Pracovní člen tedy kmitá ve fázi se hřídelí motoru. Čím více se však frekvence blíží kmitočtu Ω_L , tím větší množství energie se akumuluje v pružině, kterou tvoří mechanicky poddajný člen kinematického řetězce. Mezi kmitočty Ω_L a Ω_{LM} začíná pracovní člen mechanismu opět zrychlovat, což je způsobeno naakumulovanou energií v tomto pružném členu. Zrychlení obou hmot dosahují svého maxima na kmitočtu Ω_{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 tohoto vyplývá, že sebelepším seřízením regulační struktury nemůže ovlivnit toto chování pracovního členu v oblasti nad vlastní frekvencí zátěže Ω_L [10].

Jak bude názorně ukázáno na příslušných kořenových hodogramech Obr. 6-4 až Obr. 6-7, na velikost vlastních frekvencí Ω_L a Ω_{LM} a poměrných tlumení ξ_L a ξ_{LM} , mají značný vliv jednotlivé parametry zátěže, jako je tuhost hřídele k_{32} , tlumení B_{32} , moment setrvačnosti zátěže J_3 , rotoru J_{Tot} anebo převodového poměru p .



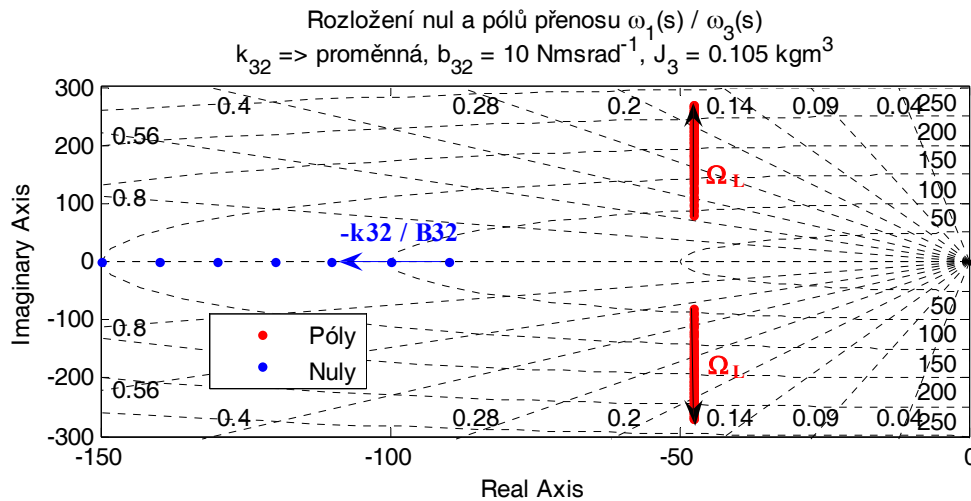
Obr. 6-3 – Frekvenční charakteristiky přenosu mezi hnacím momentem a zrychlením na hřídeli (červený plný) a přenosu mezi hnacím momentem a zrychlením na pracovním členu .

Zobrazíme-li nuly (kořeny polynomu čitatele) a póly (kořeny polynomu jmenovatele) odvozených přenosů (28) a (32) v komplexní rovině a budeme-li měnit vždy pouze jeden ze zmíněných parametrů, můžeme pozorovat, jak se mění poloha nul a pólů přenosů a tím i velikost jejich vlastní frekvence Ω_L či Ω_{LM} a tlumení ζ_L , ζ_{LM} . První hodograf na Obr. 6-4 ukazuje vliv velikosti vlastní tlumení pružné hřídele B_{32} na změnu polohy pólů a jediné nuly ($-k_{32}/B_{32}$) přenosu (28). Jak je vidět frekvence Ω_L zůstává konstantní a mění se jen tlumení těchto kmitavých pólů ζ_L , což je i v souladu se vztahy (29).



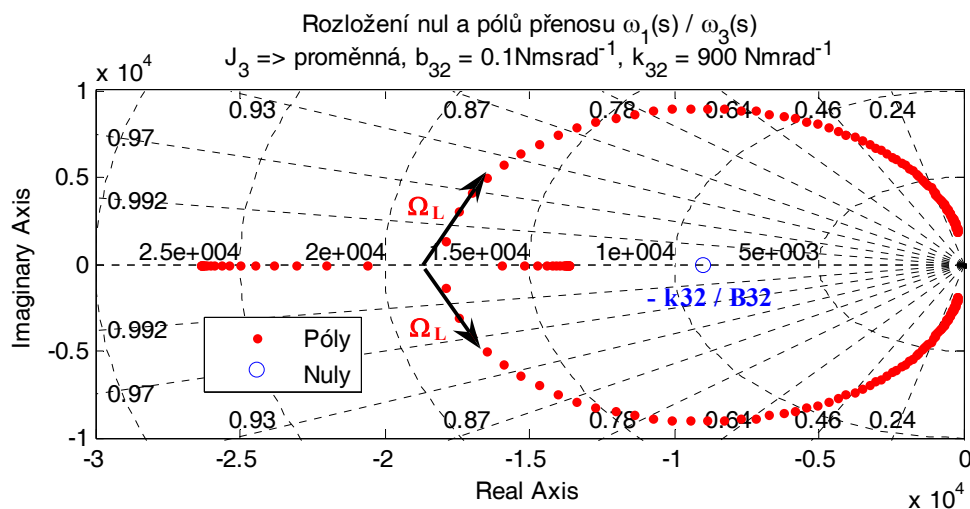
Obr. 6-4 – Vliv rostoucího tlumení B_{32} pružné hřídele na Ω_L a ζ_L zátěže.

Následující hodograf znázorňuje průběh nuly a pólů téhož přenosu, ovšem při rostoucí torzní tuhosti k_{32} pružné hřídele. Jak je vidět, i v tomto případě dochází k nárůstu frekvence Ω_L . Přitom dochází i k poklesu tlumení kmitavých pólů ζ_L , což opět koresponduje s (29).



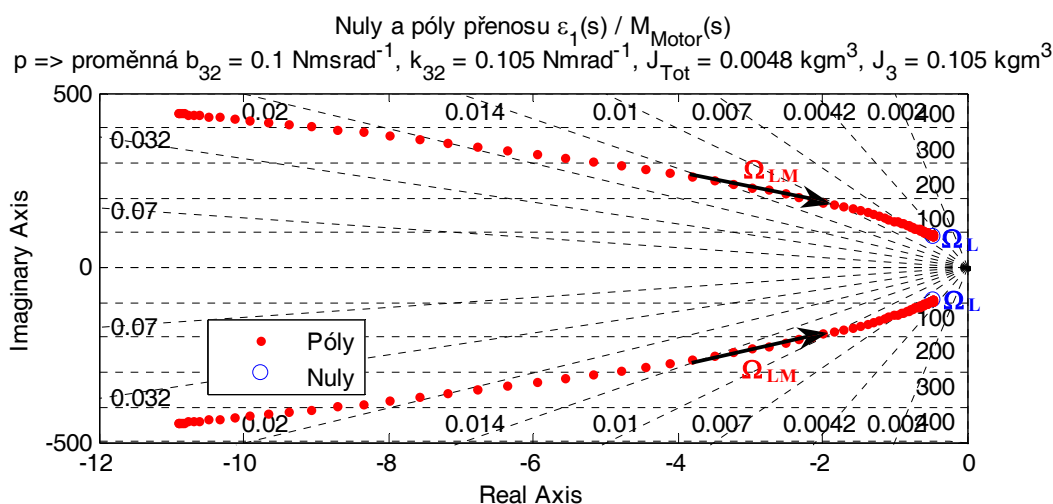
Obr. 6-5 – Vliv rostoucí tuhosti pružné hřídele k_{32} na Ω_L a ζ_L zátěže.

Třetí hodograf zobrazuje trajektorie nul a pólů stejného přenosu při rostoucím momentu setrvačnosti zátěže J_3 . Můžeme pozorovat, že poloha jediné nuly přenosu (28) zůstává konstantní, což potvrzuje i vztah, kterým je vypočítávána ($-k_{32}/B_{32}$). Póly při rostoucím momentu setrvačnosti nejprve opustí reálnou osu a poté opisují kružnici s poloměrem ($-k_{32}/B_{32}$) směrem k imaginární ose. Jejich frekvence Ω_L klesá stejně tak, jako jejich tlumení ζ_L , což lze opět potvrdit i vztahy (29).



Obr. 6-6 – Vliv rostoucí momentu setrvačnosti zátěže J_3 na Ω_L a ζ_L zátěže.

Poslední hodograf znázorňuje trajektorii nul a pólů přenosu (32) při rostoucím převodu reduktoru p (s rostoucí redukcí otáček servomotoru). S rostoucím převodem se póly přenosu přibližují k imaginární ose, čímž dochází ke snížení jejich tlumení ζ_{LM} , rovněž i frekvence Ω_{LM} klesá na nižší orbit, vzhledem k počátku komplexní roviny. Převodový poměr nemá vliv na póly vlastní kmitočty Ω_L , který se v přenosu (32) nachází pouze v čitateli. Vše zde zmíněné potvrzují i vztahy pro výpočet Ω_L , ζ_L (29) a Ω_{LM} , ζ_{LM} (33).



Obr. 6-7 – Vliv rostoucí převodu reduktoru p na Ω_{LM} a ζ_{LM} zátěže.

Nutno poznamenat, že podobný hodograf bychom získali i pro případ proměnného momentu setrvačnosti, působícího na hřídel motoru J_{Tot} , odvozený z přenosu (32). Moment setrvačnosti nemá vliv na vlastní kmitočet Ω_L , ale pouze Ω_{LM} . Při rostoucím momentu setrvačnosti J_{Tot} , se začnou póly přenosu vzdalovat od imaginární i reálné osy. Kmitočet Ω_{LM} má tedy s rostoucím momentem setrvačnosti působící na hřídel motoru rostoucí tendenci.

Ze vztahu (33) je dále patrné, že na pozici rezonanční špičky tj. velikost frekvence Ω_{LM} , má značný vliv velikost převodového poměru reduktoru (viz.obrazové přenosy (32) a (34)). Se zvyšujícím se převodem se frekvence Ω_{LM} snižuje a blíží se ke kmitočtu Ω_L , čímž se i snižuje velikost rezonančních špiček a změna fáze není tak razantní. Což je i případ testovaného dvojhmotového systému v DP. Frekvenční charakteristiky Obr. 6-3 byly tedy pro názornost vytvořeny pro nižší hodnotu převodového poměru reduktoru, nežli je použita na reálném servomechanismu.

V literatuře [10] je uvedeno, že ke změnám parametrů zátěže (tuhost, tlumení, moment setrvačnosti, převod) může docházet i za běhu stroje např. ohřevem maziv reduktorů (pokles tlumení), opotřebením reduktoru (ztráta předpětí a tím i jeho tuhosti), nebo změně setrvačnosti zátěže (rozložení hmot pákových mechanismů robotů - vliv na celkový redukováný moment setrvačnosti), změně tuhosti (proměnná tuhost v celém rozsahu pohybu kučlíkového šroubu) apod., což může mít značný vliv na regulaci pohonů takovýchto servomechanismů. Takovéto problémy nastaly i při experimentech prováděných v rámci DP, více je o nich pojednáno v kapitole 8.1.3.

6.2 Syntéza proudového regulátoru

Kaskádní regulace polohy je realizována ve třech zpětnovazebních smyčkách. Vnitřní proudová, nad ní rychlostní a celou trojici uzavírající polohová zpětná vazba. Při syntéze celé kaskády je však nutné postupovat systematicky. Seřízení vnitřní smyčky ovlivňuje funkci vnější, proto je vhodné nejprve začít právě syntézou vnitřní smyčky, kterou představuje smyčka proudová.

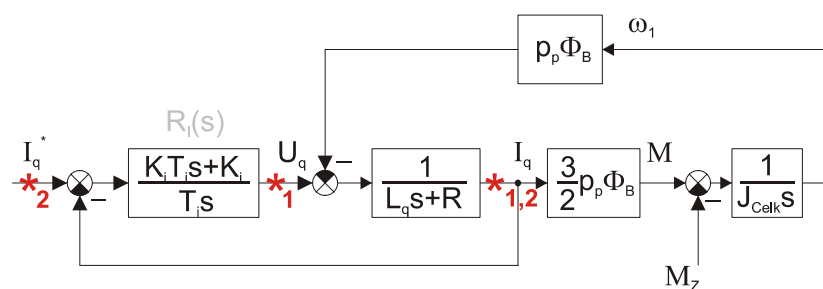
Proudový regulátor většinou bývá poměrně kvalitně seřízen již od výrobce. Nicméně pokud chceme pohonem dosáhnout vysoké dynamiky, je dobré parametry alespoň ověřit, popřípadě nalézt jejich vhodnější nastavení.

Postup při seřizování proudové smyčky bude vysvětlen pomocí metody geometrického místa kořene (GMK), používané při syntéze regulátoru. Její funkce je založená na znalosti matematického modelu, nebo alespoň přenosových funkcí sledovaného dynamického systému. Známe-li polohu nul a pólů otevřeného regulačního obvodu v komplexní rovině a strukturu uzavřeného obvodu, jsme schopni zobrazit trajektorie pólů (kořenové hodografy) uzavřeného regulačního obvodu pro různá nastavení jednotlivých parametrů regulátoru a díky tomu i posuzovat jeho stabilitu.

Díky softwarovému prostředí *Matlab Simulink* a jeho nástroji *Simulink Control Designer* (SCD), je syntéza regulační soustavy metodou GMK, oproti klasickému graficko-početnímu způsobu řešení GMK, značně zjednodušena. SCD pracuje přímo se simulačním schématem dynamického systému vytvořeným v prostředí *Matlab Simulink*. V tomto schéma stačí označit pomocí vstupních a výstupních bodů větev schématu, kterou si přejeme analyzovat. SCD z ní vyjádří stavový popis a nabídne uživateli výběr parametrů (z příslušných bloků ve schématu), kterými bude možné ovlivňovat chování systému (obvykle parametry regulátoru). SCD pro každý z vybraných parametrů zobrazí kořenový hodograf, pomocí nichž lze provádět jejich syntézu a současně přitom okamžitě sledovat odezvy uzavřeného regulačního obvodu (přechodové funkce, frekvenční charakteristiky, impulsní odezvy aj.). Tímto interaktivním způsobem lze poměrně snadno dospět k hledanému optimu.

Sledované parametry nástrojem SCD však nemusí být nutně pouze konstanty regulátoru, mohou jimi být i jakékoli jiné parametry systému. Jednoduchým způsobem lze pomocí tohoto nástroje zjistit, jaký vliv má konkrétní parametr matematického modelu na chování celého systému.

Postup při syntéze proudové regulační smyčky bude vysvětlen pomocí analýzy obrazových přenosů otevřených a uzavřených regulačních smyček, odvozených z verifikovaného lineárního matematického modelu PMSM bez zátěže.



Obr. 6-8 – Lineární model PMSM s proudovým regulátorem pro odvození přenosu proudové smyčky.

Na Obr. 6-8 je blokové schéma proudové smyčky jednohmotového systému s lineárním modelem PMSM. Z něho lze jednoduše odvodit obrazový přenos mezi napětím a proudem podle naznačené cesty č.1

$$\frac{I_q(s)}{U_q(s)} = \frac{J_{Celk}s}{J_{Celk}L_q s^2 + J_{Celk}Rs + \frac{3}{2}k^2} = \frac{\frac{2}{3} \frac{J_{Celk}}{k^2} s}{\tau_E \tau_M s^2 + \tau_M s + 1}. \quad (35)$$

Kde byly zavedeny následující substituce

$$k = P_p \Phi_B, \quad \tau_M = \frac{2}{3} \frac{RJ_{Celk}}{k^2}, \quad \tau_E = \frac{L_q}{R}. \quad (36)$$

Jak bylo řečeno, vektorové řízení vychází z analogie řízení DC motoru. Proto i v případě PMSM můžeme stejně jako u DC motoru označit τ_M mechanickou časovou konstantu a τ_E elektrickou časovou konstantou motoru. Z přenosové funkce mezi napětím a proudem motoru (35) vidíme, že systém má celkem dva póly a jednu nulu. Jediná nula přenosu leží v počátku komplexní roviny. Z přenosu (35) je jednoduché vyjádřit přenos otevřené smyčky proudového regulátoru

$$F_{OSI_q}(s) = R_I(s) \cdot F_{I_q U_q}(s) = \left(\frac{K_i T_i s + K_i}{T_i s} \right) \frac{\frac{2}{3} \frac{J_{Celk}}{k^2} s}{\tau_E \tau_M s^2 + \tau_M s + 1} = \frac{K_i \left(s + \frac{1}{T_i} \right) \cdot \frac{2}{3} \frac{J_{Celk}}{k^2}}{\tau_E \tau_M s^2 + \tau_M s + 1}. \quad (37)$$

Z přenosu otevřené smyčky (37) je patrné, že jediný pól PI regulátoru se vykompenzoval s nulou otevřené smyčky, ležící v počátku komplexní roviny. Otevřená smyčka má tedy pouze jednu nulu danou, která je způsobena jmenovatelem PI regulátoru $-1/T_i$. Ze jmenovatele přenosu otevřené smyčky jsme schopni zjistit polohu pólů s_1 a s_2 otevřeného regulačního obvodu pomocí vztahu

$$s_{1,2} = \frac{-\tau_M \pm \sqrt{\tau_M^2 - 4\tau_E \tau_M}}{2\tau_E \tau_M}. \quad (38)$$

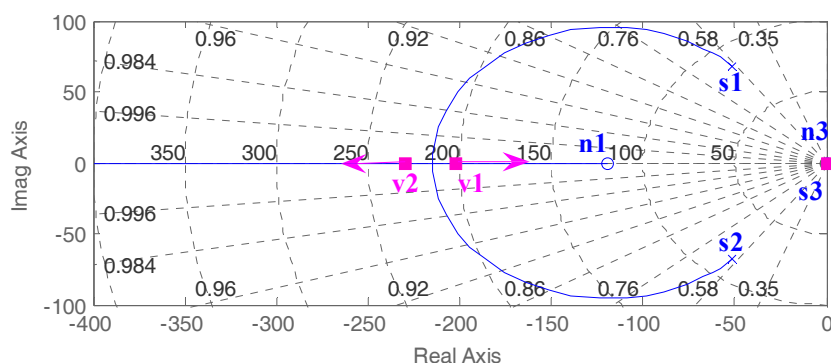
Ze vztahu (38) vypívá, že pokud bude $\tau_M < 4\tau_E$, tak budou oba dva póly otevřené smyčky komplexně sdružené a systém bude tlumeně kmitavý, což je i náš případ (viz. Obr. 6-9). Kdyby platilo $\tau_M = 4\tau_E$, systém by byl aperiodický, měl by dvojnásobný reálný pól a jeho odezva by nevykazovala žádné kmity, stejně tak jako v případě $\tau_M > 4\tau_E$, kdy je systém přetlumený.

Z přenosu otevřené smyčky je již jednoduché vyjádřit přenos uzavřené proudové smyčky (na Obr. 6-8 větev č.2)

$$F_{USI_q}(s) = \frac{F_{OSI_q}(s)}{1 + F_{OSI_q}(s)} = \frac{K_i(T_i s + 1) \cdot \frac{2}{3} \frac{J_{Celk}}{k^2}}{T_i \tau_E \tau_M s^2 + T_i \left(\tau_M + \frac{2}{3} \frac{J_{Celk}}{k^2} K_i \right) s + \left(T_i + \frac{2}{3} \frac{J_{Celk}}{k^2} K_i \right)}. \quad (39)$$

Jak je vidět, uzavřená smyčka má stejně tak, jako otevřená, jednu nulu v bodě $-1/T_i$ a póly v_1 a v_2 , které lze opět vyjádřit řešením kvadratické rovnice charakteristického polynomu uzavřené smyčky.

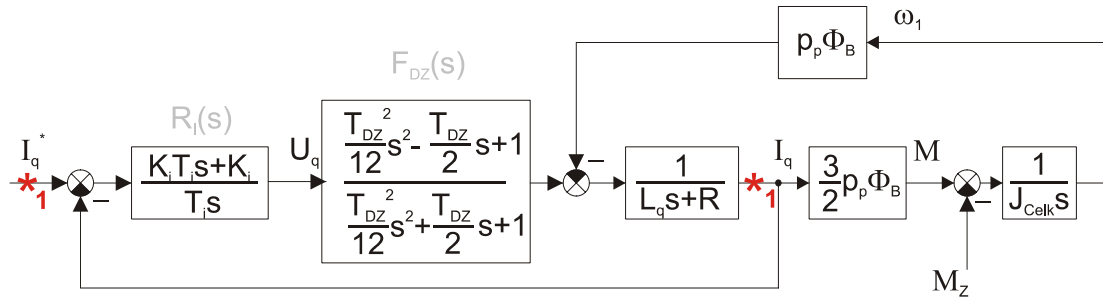
Ze znalosti přenosu otevřené smyčky jsme schopni vykreslit kořenový hodograf, který je znázorněn na dalším obrázku. Čárkované půlkružnice vytyčují oblasti konstantní úhlové frekvence ω a přímky směřující ze středu do různých směrů, pak vyznačují místa s konstantní hodnotou tlumení ζ . Hodograf znázorňuje trajektorii pólů uzavřené regulační smyčky při konstantní integrační časové konstantě PI regulátoru (poloha nuly n_1). Póly uzavřeného regulačního obvodu v_1 a v_2 (označeny růžovými čtverci) se z původního místa, které je dané polohou pólu otevřené smyčky s_1 a s_2 (označeno modrými křížky), začnou vlivem rostoucí tendence proporcionální konstanty PI regulátoru vzdalovat směrem od imaginární osy. Při tomto pohybu opisují kružnici se středem v nulovém bodě $n_1 = -1/T_i$ uzavřené regulační smyčky. Průměr kružnice je tedy dán velikostí integrační časové konstanty PI regulátoru. Póly opíší celou kružnici a setkávají se na reálné ose (místo kde má kvadratická rovnice dvojnásobný kořen). Při dalším zvyšování se vydávají opačnými směry po reálné ose. Pól v_2 směřuje od imaginární osy do $-\infty$ a v_1 míří směrem k nule n_1 , tedy do středu kružnice. Pól v počátku svou pozici nemění, je to onen vykrácený pól regulátoru s nulou otevřeného regulačního obvodu.



Obr. 6-9 – Kořenový hodograf uzavřené proudové regulační smyčky s PMSM (jednomotový systém) bez dopravního zpoždění.

Při syntéze regulátoru se snažíme oddálit póly co nejdále od imaginární osy tak, aby póly uzavřené regulační smyčky měly co nejvyšší vlastní frekvenci a tlumení blíží se hodnotě jedna. Čím dále jsou póly v_1 a v_2 od imaginární osy, tím dynamičtěji se obvod chová. Při nekonečném zesílení proudového regulátoru by pól v_1 uzavřené smyčky splynul s nulou n_1 PI regulátoru a druhý by byl v $-\infty$. V takovém případě by byl přenos uzavřené proudové smyčky roven jedné. Tohoto stavu ovšem u reálného pohonu, díky limitovaným akčním veličinám, nelze dosáhnout. Při návrhu regulátoru musí být vždy brán zřetel na omezení jednotlivých veličin.

V kapitole 5.1 bylo řečeno, že reálná proudová smyčka je na svém vstupu navíc zatížena dopravním zpožděním (DZ). Jak bude ukázáno, toto DZ má značný vliv na stabilitu uzavřené proudové smyčky. V následujících odstavcích je proto dále odvozen přenos otevřené a uzavřené smyčky, zatížené tímto DZ, dle následujícího blokového schéma.



Obr. 6-10 – Lineární model PMSM s proudovým regulátorem zatížený dopravním zpožděním.

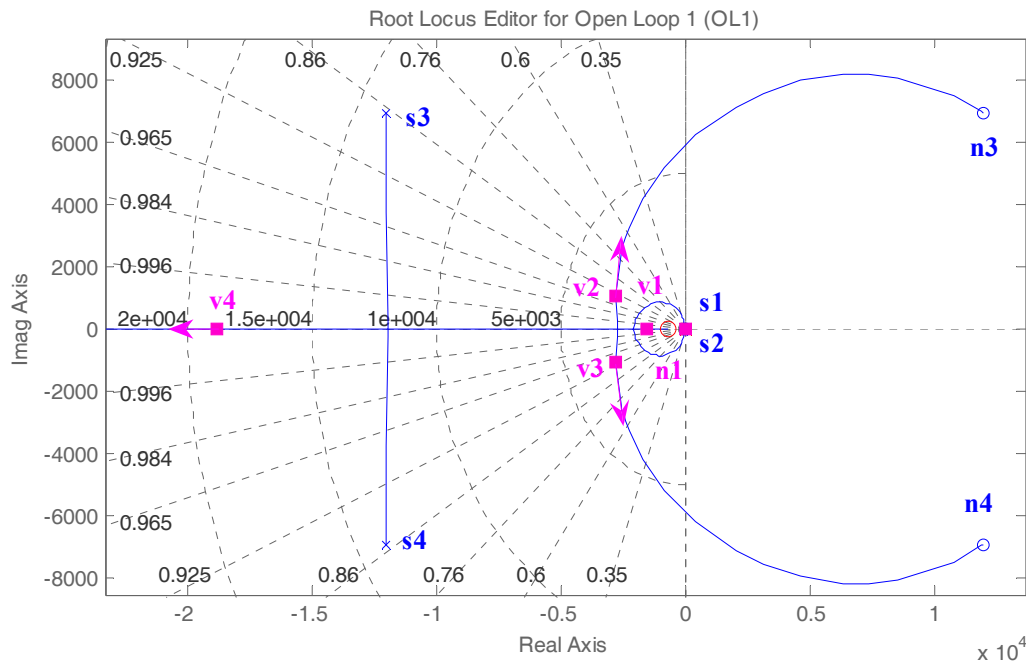
Při odvozování postupujeme obdobně jako v předchozím případě, odvodíme však rovnou přenos otevřené smyčky podle vyznačené větve č.1, který vypadá následovně

$$F_{OSI_q}^{DZ}(s) = \frac{K_i \left(s + \frac{1}{T_i} \right) \cdot \left(\frac{T_{DZ}^2}{12} s^2 - \frac{T_{DZ}}{2} s + 1 \right) \frac{2}{3} \frac{J_{Celk}}{k^2}}{\frac{T_{DZ}^2}{12} \tau_E \tau_M s^4 + \left(\frac{T_{DZ}^2}{12} \tau_M + \frac{T_{DZ}}{2} \tau_E \tau_M \right) s^3 + \dots + \left(\frac{T_{DZ}^2}{12} + \tau_E \tau_M + \frac{T_{DZ}}{2} \tau_M \right) s^2 + \left(\frac{T_{DZ}^2}{2} + \tau_M \right) s + 1} \quad (40)$$

Stejně tak, jako v předchozím případě, došlo k vykrácení pólu regulátoru s nulou přenosu mezi napětím a proudem. Porovnáním (37) a (40) vidíme, že DZ do přenosu otevřené smyčky přidává dva komplexně sdružené póly s_3 a s_4 v levé polorovině a symetricky umístěné nuly n_3 a n_4 v nestabilní části komplexní roviny, tedy v pravé polorovině. Uzavřením zpětnovazební smyčky proudového PI regulátoru jsme schopni parametry PI regulátoru ovlivňovat polohu pólů a nul uzavřeného regulačního obvodu proudu, jehož přenos je následující

$$F_{USI_q}^{DZ}(s) = \frac{\frac{2}{3} \frac{J_{Celk}}{k^2} \left(\frac{T_{DZ}^2}{12} K_i T_i s^3 + K_i \left(\frac{T_{DZ}^2}{12} - \frac{T_{DZ}}{2} T_i \right) s^2 + K_i \left(T_i - \frac{T_{DZ}}{2} \right) s + K_i \right)}{\frac{T_{DZ}^2}{12} T_i \tau_E \tau_M s^4 + T_i \left(\frac{T_{DZ}^2}{12} \tau_M + \frac{T_{DZ}}{2} \tau_E \tau_M + \frac{T_{DZ}^2}{18} \frac{J_{Celk}}{k^2} K_i \right) s^3 + \dots + \left(T_i \left(\frac{T_{DZ}^2}{12} + \tau_E \tau_M + \frac{T_{DZ}}{2} \tau_M - \frac{T_{DZ}}{3} \frac{J_{Celk}}{k^2} K_i \right) + \frac{T_{DZ}^2}{18} \frac{J_{Celk}}{k^2} K_i \right) s^2 + \dots + \left(T_i \left(\frac{T_{DZ}}{2} + \tau_M + \frac{2}{3} \frac{J_{Celk}}{k^2} K_i \right) - \frac{T_{DZ}}{3} \frac{J_{Celk}}{k^2} K_i \right) s + \left(T_i + \frac{2}{3} \frac{J_{Celk}}{k^2} K_i \right)} \quad (41)$$

Z přenosů otevřené a uzavřené smyčky jsme schopni sestavit následující hodograf.



Obr. 6-11 – Kořenový hodograf uzavřené proudové regulační smyčky PMSM (jednomotový systém) s dopravním zpožděním.

Jsou na něm zřetelně vidět komplexně sdružené nuly n_3 a n_4 v pravé polorovině a na stejné frekvenci, ovšem v levé polorovině komplexně sdružené póly s_3 a s_4 otevřené regulační smyčky, vzniklé vlivem DZ (22). 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 ($-1/T_i$), stejně tak jako v předchozím případě bez DZ, 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 směrem 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 při syntéze regulátoru. 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.

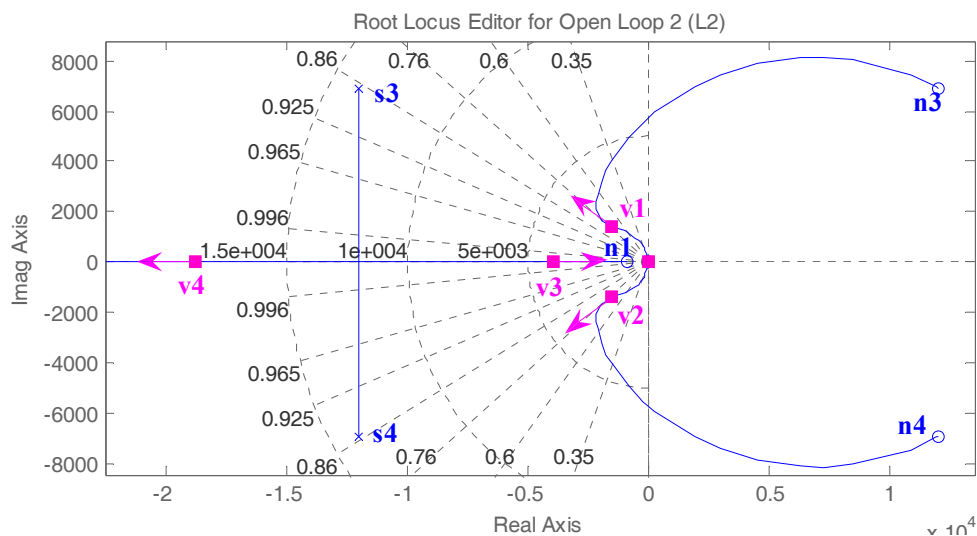
Odvození přenosových funkcí proudové smyčky dvojhmotového systému by značně zatížili vlastní text práce, navíc se připojením další hmoty proudové smyčky rozložení nul a pólů, ani tvar trajektorií hodografu významně nezmění. Přenos otevřené smyčky má o dva póly a dvě nuly navíc. Jelikož jsou tyto nuly a póly blízko sebe, tak póly uzavřené smyčky při rostoucím zesílení směřují směrem k těmto blízkým nulám.

Jak bylo zmíněno, syntéza proudového regulátoru ve většině případů nepřináší další zvýšení dynamiky regulačního pochodu oproti té, které je dosaženo pomocí parametrů zís-

kaných z automaticky ladících funkcí proudového regulátoru pohonu S120. Nicméně toto tvrzení bude alespoň ověřeno. K tomu tedy opět využijeme metodu GMK. Na začátku této kapitoly bylo zmíněno, že se při syntéze regulátoru snažíme oddálit póly uzavřeného regulačního obvodu, pokud možno, co nejdále od imaginární osy. Vliv dopravního zpoždění ovšem stanovuje v tomto oddalování jisté limity a negativně působí na stabilitu celého systému.

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. Čím blíže budou v_2 a v_3 k imaginární ose, tím roste jejich frekvence a klesá tlumení (viz. Obr. 6-11). Snižováním zesílení se tlumení zvyšuje, nicméně, jak je vidět na hodografu, póly se dostávají na nižší frekvenci a dynamika odezvy klesá.

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 (snížování časové konstanty) nakonec dojde k roztržení kružnice a ke změně tvaru trajektorie těchto pólů tak, jak je vidět na následujícím obrázku (viz. Obr. 6-12). Takovýto tvar trajektorie pólů není příliš vhodný, neboť se tím trajektorie pólů v_1 a v_2 nebezpečně přiblíží k imaginární ose, čímž dochází i k poklesu tlumení jejich vlastní frekvence.



Obr. 6-12 – Kořenový hodograf nevhodně seřazené časové konstanty proudového PI regulátoru.

Při syntéze regulátoru se tedy musí hledat kompromis mezi tlumením kmitavých pólů a rychlostí odezvy systému. Naladění regulátoru vždy 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 seřadit tak, aby přechodová charakteristika byla monotónní (aperiodická). Naopak, pokud je pohon řízen v rychlostní či polohové smyčce, což je i náš případ, potřebujeme těmto smyčkám zajistit co nejvyšší dynamiku podřazené proudové smyčky. V takových případech lze tolerovat kladný, případně i záporný překmit na přechodové cha-

rakteristice. Aktuální hodnota proudu se však musí co nejrychleji ustálit na žádané hodnotě. Nadřazená smyčka pak tento překmit vyreguluje.

Tab. 6-1 – Parametry proudové regulace

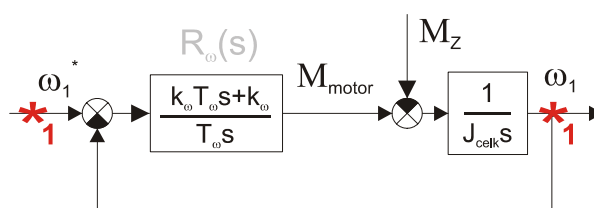
Par.	Popis	Hod.	Jedn.
K_i	Proporcionální konstanta v S120	28,54	[V/A]
T_i	Integrační konstanta v S120	2	[ms]
K_{iOpt}	Proporcionální konstanta do modelu	29,1	[V/A]
T_{iOpt}	Integrační konstanta do modelu	0.0084	[ms]
BW	Šířka propustného pásma	903	[Hz]
OP	Překmit	12	[%]
Tr	Doba náběhu (0,9% žádané hodnoty)	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.

Proto bývají moderní řídicí jednotky velmi často vybaveny nástroji, kterými lze provést automatické naladění rychlostního regulátoru. Jejich výsledky však nejsou tak kvalitní, aby vyhověly vysokým požadavkům na dynamiku pohonu, jako jsou kladeny například na aplikaci v případě DP. Nicméně, většinou alespoň dobře poslouží například při oživování pohonu (první uvedení pohonu do chodu), či jako odrazový můstek při jejich další syntéze.

Existuje celá řada metod pro syntézu regulačního obvodu. V našem případě bude opět využito metody GMK. Nejprve tedy provedeme analýzu dynamického systému. Pro jednoduchost získávaných přenosů bude analýza provedena na zjednodušeném matematickém modelu. Při něm vycházíme z předpokladu, že kvalitně seřízená proudová smyčka obvykle bývá řádově rychlejší, nežli smyčka rychlostní, proto lze uvažovat její přenos, jako ideální (viz. 5.2.2). Blokové schéma rychlostní smyčky nezatíženého servomotoru pak vypadá následovně.



Obr. 6-13 – Uzavřená rychlostní regulační smyčka jednohmotového systému s ideálním přenosem proudové smyčky.

Přenos otevřené rychlostní smyčky je následující

$$F_{OS\omega}(s) = \frac{K_i T_i s + K_i}{T_i s} \cdot \frac{1}{J_{Celk} s} = \frac{K_i T_i s + K_i}{T_i J_{Celk} s^2}. \quad (42)$$

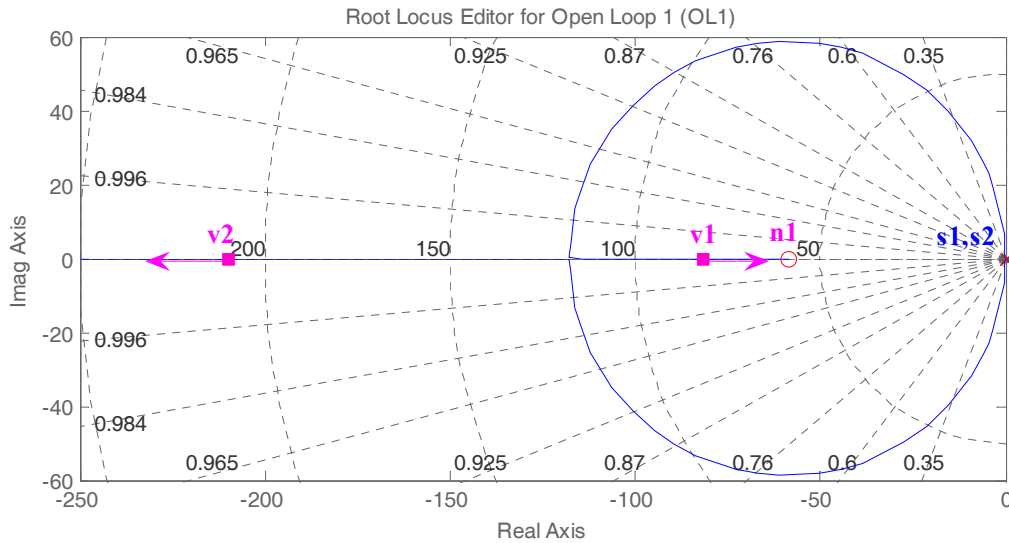
Jak je vidět, přenos otevřené smyčky má dvojnásobný pól umístěn v počátku $s_1, s_2 = 0$ a jednu nulu danou integrační konstantou PI regulátoru $n_1 = -1/T_i$. Přenos uzavřené smyčky pak vypadá následovně

$$F_{US\omega}(s) = \frac{F_{OS\omega}(s)}{1 + F_{OS\omega}(s)} = \frac{K_\omega T_\omega s + K_\omega}{T_\omega J_{Celk} s^2 + K_\omega T_\omega s + K_\omega} = \frac{T_\omega s + 1}{\frac{T_\omega J_{Celk}}{K_\omega} s^2 + T_\omega s + 1}. \quad (43)$$

Uzavřená smyčka má dva póly v_1 a v_2 a jednu nulu n_1 , která určuje poloměr kružnice trajektorie pólů. Póly v_1 a v_2 po kružnici putují z počátku komplexních souřadnic, tedy z pozice pólů otevřené smyčky s_1 a s_2 . Póly uzavřené smyčky lze vypočítat z charakteristické rovnice přenosu uzavřené smyčky (43) následovně

$$s_{1,2} = \frac{-K_\omega T_\omega \pm \sqrt{(K_\omega T_\omega)^2 - 4T_\omega J_{Celk} K_\omega}}{2T_\omega J_{Celk}}. \quad (44)$$

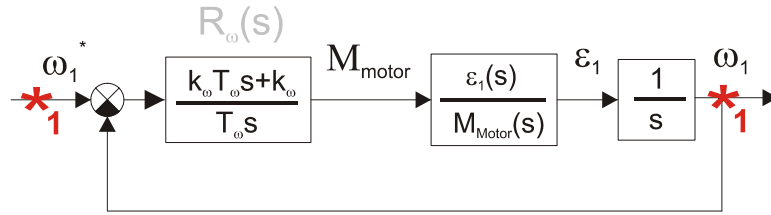
Póly putují po kružnici, když je determinant záporný a střetnou se na reálné ose, když je determinant nulový. Při dalším zvyšování proporcionální složky je determinant kladný a oba póly jsou reálné. Pól v_1 putuje k nule n_1 a druhý pól směřuje od imaginární osy do $-\infty$ (viz. kořenový hodograf na obrázku Obr. 6-14).



Obr. 6-14 – Kořenový hodograf rychlostní smyčky PMSM (jednohmotový systém) s ideálním přenosem proudové smyčky.

Takto se chová jednohmotový systém. V rámci disertační práce však bude zkoumána dynamika komplikovanějších mechanismů, proto bude v následujících odstavcích analyzována rychlostní smyčka dvojhmotového systému. Stejně tak, jako v předchozím případě i zde bude z důvodu jednodušších přenosových funkcí zanedbáván přenos proudové smyčky.

Blokové schéma pro odvození přenosu rychlostní smyčky dvojhmotového systému vypadá následovně.



Obr. 6-15 – Uzavřená rychlostní regulační smyčka dvojhmotového systému uvažující ideální proudovou smyčku.

K odvození přenosu otevřené rychlostní smyčky dvojhmotového systému bude použit již odvozený vztah (32), pro přenos mezi hnacím momentem a zrychlením (potažmo rychlostí) na motorové hřídeli.

$$F_{OS\omega}^{2H}(s) = R_{\omega}(s) \cdot \frac{\varepsilon_1(s)}{M_{motor}(s)} \cdot \frac{1}{s} = \frac{K_{\omega} T_{\omega} s + K_{\omega}}{T_{\omega} s} \cdot \frac{p^2 \left(\frac{s^2}{\Omega_L^2} + \frac{2\xi_L}{\Omega_L} s + 1 \right)}{J_C \left(\frac{s^2}{\Omega_{LM}^2} + \frac{2\xi_{LM}}{\Omega_{LM}} s + 1 \right)} \cdot \frac{1}{s}. \quad (45)$$

Otevřená rychlostní smyčka dvojhmotového systému má stejně tak, jako jednohmotový systém, dva póly s_1 a s_2 v počátku a dále jednu nulu n_1 v bodě $-1/T_i$. Další dva póly s_3 a s_4 a nuly n_3 a n_4 , které byly doplněny přenosem (32). Pro nulové tlumení vlastních kmitů pružné hřídele ($B_{32}=0$) by byly póly i nuly ryze imaginární.

Přenos uzavřené rychlostní smyčky je pak následující

$$\begin{aligned} F_{US\omega}^{2H}(s) &= \frac{K_{CEL\omega} \cdot (T_{\omega} s + 1) \cdot p^2 \left(\frac{s^2}{\Omega_L^2} + \frac{2\xi_L}{\Omega_L} s + 1 \right)}{\left(\frac{s^4}{\Omega_{LM}^2} + \frac{2\xi_{LM}}{\Omega_{LM}} s^3 + s^2 \right) + K_{CEL\omega} \cdot (T_{\omega} s + 1) \cdot p^2 \left(\frac{s^2}{\Omega_L^2} + \frac{2\xi_L}{\Omega_L} s + 1 \right)} = \\ &= \frac{p^2 \cdot K_{CEL\omega} (T_{\omega} s^3 + (2T_{\omega} \Omega_L \xi_L + 1) s^2 + (T_{\omega} \Omega_L^2 + 2\Omega_L \xi_L) s + \Omega_L^2)}{\frac{s^4}{\chi + 1} + \left(\frac{2\Omega_{LM} \xi_L}{\sqrt{\chi + 1}} + K_{CEL\omega} T_{\omega} \right) s^3 + (\Omega_L^2 + K_{CEL\omega} (2\xi_L \Omega_L T_{\omega} + 1)) s^2 + \\ &\quad + K_{CEL\omega} (T_{\omega} \Omega_L^2 + 2\Omega_L \xi_L) s + K_{CEL\omega} \Omega_L^2} \end{aligned} \quad (46)$$

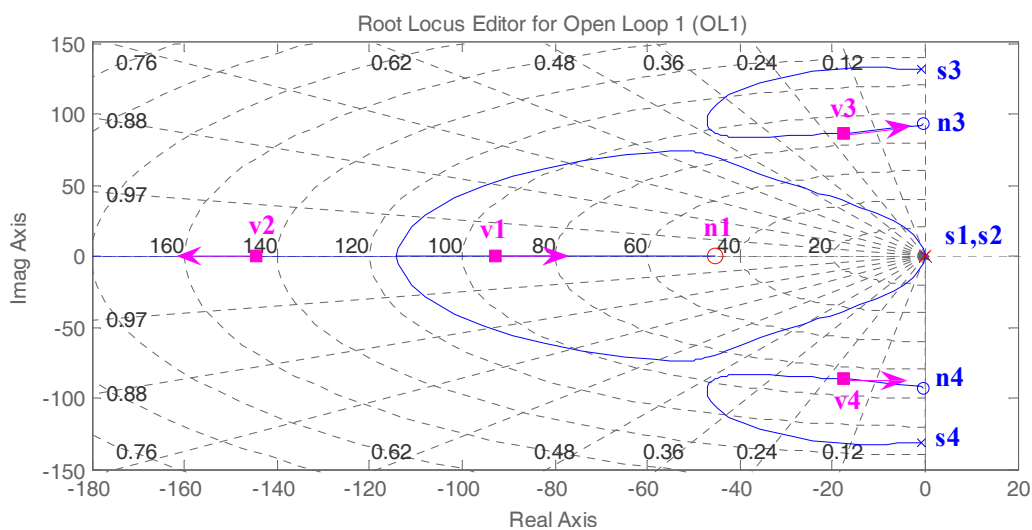
Při odvozování byly zavedeny následující substituce

$$K_{CEL\omega} = \frac{K_{\omega}}{T_{\omega} J_C}, \quad \Omega_{LM} = \sqrt{\frac{k_{32}}{J_3}} \cdot \sqrt{1 + \frac{J_3}{p^2 J_{Tot}}} = \Omega_L \sqrt{1 + \chi}. \quad (47)$$

Kde χ je tzv. činitel interakce, který vyjadřuje rozložení setrvačných hmot systému. Pomocí něho je definován i takzvaný optimální převod, při kterém platí energetická rovnováha před a za převodem. Podrobně je problém optimálního převodu rozebrán v literatuře [10], proto na tomto místě jsou uvedeny pouze vztahy pro jeho výpočet

$$\chi = \frac{J_3}{p^2 J_{Tot}} = 1, \quad p_{OPT} = \sqrt{\frac{J_3}{J_{Tot}}} . \quad (48)$$

Další obrázek již představuje kořenový hodograf, který prezentuje trajektorie pólů uzavřené rychlostní regulační smyčky dvojhmotového systému s nulovým tlumením B_{32} . Abychom přiblížili kmitavé póly a nuly blíže k reálné ose, byl použit nižší převodový poměr reduktoru, nežli který je použit na reálném systému.

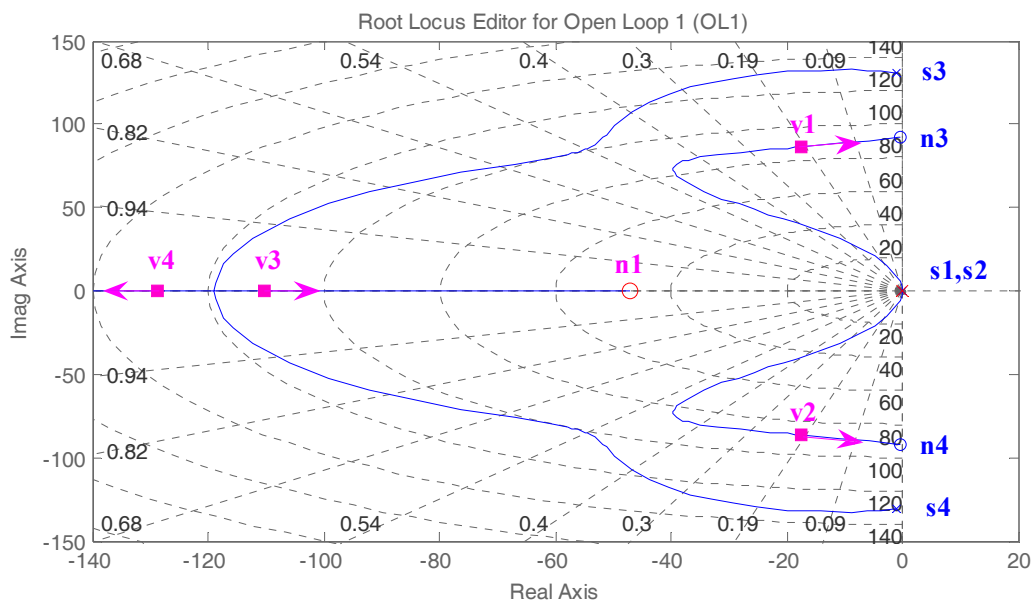


Obr. 6-16 – Kořenový hodograf rychlostní smyčky s ideálním přenosem proudové smyčky dvojhmotového systému pro mírnější nastavení integrační konstanty regulátoru.

Na hodografu vidíme, že póly v_1 a v_2 s rostoucím zesílením putují z původního místa definované 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 regulátoru $n_1 = -1/T_i$. Póly v_3 a v_4 vycházejí z pozic pólů otevřené smyčky s_3 a s_4 a po půlkružnici směřují směrem ke svým blízkým nulám n_3 a n_4 .

Snižováním časové konstanty dochází ke vzdalování nuly n_1 směrem od imaginární osy, dochází ke zvětšování poloměru kružnice pólů v_1 a v_2 . Dochází i k její čím dál větší deformaci, vlivem blízkosti trajektorií pólů v_3 a v_4 , až dojde k jejímu roztržení a změně trajektorií pólů v_1 , v_2 , v_3 a v_4 . Kořenový hodograf pak vypadá následovně (viz. Obr. 6-17).

Trajektorie pólů v_1 a v_2 vychází opět 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 .



Obr. 6-17 – Kořenový hodograf rychlostní smyčky s ideálním přenosem proudové smyčky dvojhmotového systému pro ostřejší naladění integrační konstanty regulátoru..

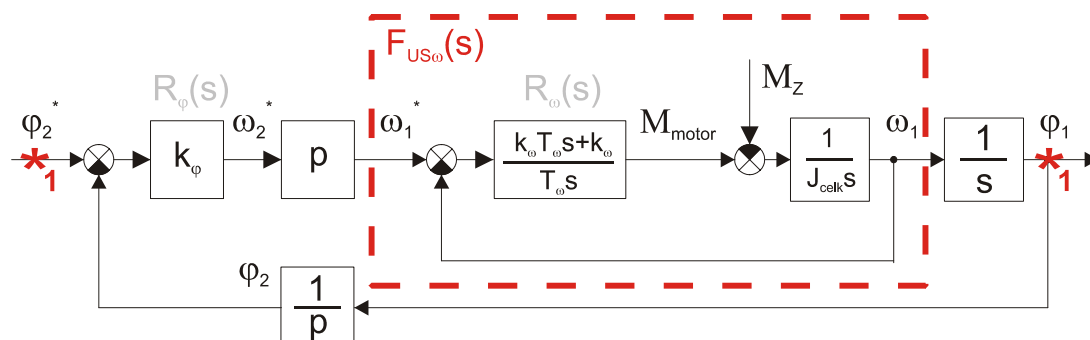
Při seřizování rychlostního regulátoru se opět snažíme, pokud možno, co nejvíce oddálit póly uzavřené smyčky od imaginární osy, abychom poskytli pomalejší nadřazené polohové smyčce dostatečný prostor v levé (stabilní) polorovině, ovšem tak, aby póly zůstaly stále na kružnici (měl by se tedy zvyšovat její poloměr). Jak je vidět na hodografech na Obr. 6-16 a Obr. 6-17, dva póly (v prvním případě v_3 a v_4 nebo v_1 a v_2 v druhém případě) uzavřené smyčky vždy zůstávají poblíž imaginární osy a směřují k pólům n_3 a n_4 , bez ohledu na to, jak je nastavená integrační konstanta regulátoru. Proto je nutné při volbě obou parametrů regulátoru nalézt jistý kompromis, kterým se podaří oddálit všechny kmitavé póly, pokud možno, co nejdále od imaginární osy.

Jak bude ukázáno, kvalitní seřízení rychlostní smyčky velice úzce souvisí se stabilitou polohové regulační smyčky. Proto musí být při syntéze rychlostního regulátoru brán zřetel na rezervu stability pro polohový regulátor.

V rámci disertační práce proběhlo testování dynamiky servomechanismu při různých konfiguracích kinematického řetězce. Každá z nich si vyžádala individuální seřízení rychlostního regulátoru, tak i polohového regulátoru. Všechna zjištěná nastavení při syntéze těchto regulačních smyček metodou GMK jsou uvedeny v tabulce Tab. 6-2

6.4 Syntéza polohového regulátoru

Při syntéze polohového regulátoru postupujeme obdobně, jako při seřizování vnitřních smyček. Odvodíme tedy nejprve obrazové přenosy otevřených a z nich pak vyjádříme přenosy smyček uzavřených. Nejprve bude tedy odvozen přenos polohové smyčky jednohmotového systému, dle následujícího blokového schéma.



Obr. 6-18 – Uzavřená polohová regulační smyčka jednohmotového systému s ideální proudovou smyčkou

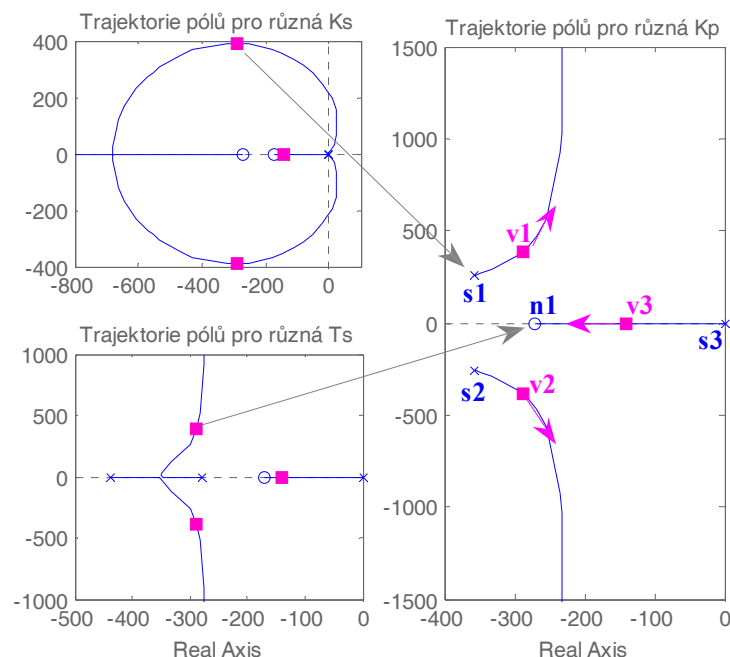
K odvození přenosu otevřené polohové smyčky lze využít již odvozeného přenosu uzavřené rychlostní regulační smyčky (43) v předešlé kapitole.

$$F_{OS\varphi}(s) = K_\varphi \cdot p \cdot F_{OS\omega}(s) \cdot \frac{1}{s} = \frac{K_\varphi \cdot p \cdot (T_\omega s + 1)}{\frac{T_\omega J_{Celk}}{K_\omega} s^3 + T_\omega s^2 + s} \quad (49)$$

Integrátor, kterým je získána z aktuální rychlosti poloha, způsobuje astatismus přenosu otevřené regulační smyčky, vytváří tedy pól v počátku. Uzavřeme-li tuto smyčku, tak její přenos bude mít následující tvar

$$F_{US\varphi}(s) = \frac{F_{OS\varphi}(s)}{1 + F_{OS\varphi}(s) \frac{1}{p}} = \frac{p \cdot (T_\omega s + 1)}{\frac{T_\omega J_{Celk}}{K_\varphi K_\omega} s^3 + \frac{T_\omega}{K_\varphi} s^2 + \left(\frac{1}{K_\varphi} + T_\omega \right) s + 1} \quad (50)$$

Jak bylo řečeno výše, na stabilitu polohové regulační smyčky má značný vliv i seřízení smyčky rychlostní. Proto bude postup při jejím seřizování vysvětlen na následujícím hodografu (viz. Obr. 6-19), kterým je možné měnit jak parametry polohového regulátoru, tak i rychlostního. Takový hodograf je možné vytvořit pomocí nástroje *Simulink Control Design* softwarového prostředí *MATLAB Simulink*. Tímto nástrojem je možné provést analýzu, ale i syntézu regulační soustavy matematického modelu vytvořeného v prostředí *MATLAB Simulink*. K tomu si tento nástroj nejprve vyjádří stavový popis uživatelem označené části obvodu, kterou je potřeba analyzovat. Následně nabídne uživateli výběr jednotlivých bloků, ze kterého analyzovaný systém sestává a kterým hodláme ovlivňovat chování systému. Obvykle tedy jsou k tomuto účelu voleny bloky vyjadřující parametry příslušného regulátoru (můžou to však být i libovolné jiné matematické bloky, ze kterých model sestává). Tento nástroj je pak schopen vytvořit kořenové hodografy (pro každý takto vybraný parametr). Díky nim lze provádět syntézu regulačního obvodu a současně sledovat odezvy takto seřazeného regulačního obvodu. Na následujícím obrázku jsou znázorněny hodografy polohové regulační smyčky jednohmotového systému. Lze jimi navrhovat parametry polohové, ale i regulační smyčky současně a sledovat, jak nastavení jednotlivých parametrů rychlostního regulátoru ovlivňuje rozložení nul a pólů polohového regulátoru a naopak.

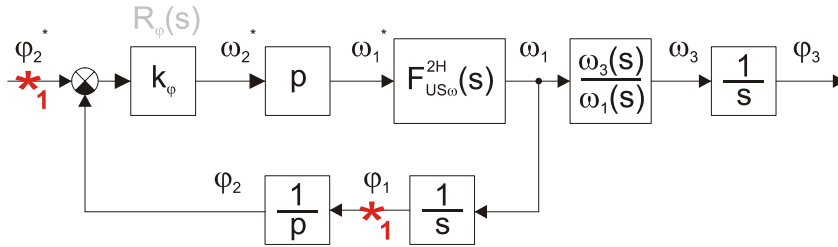


Obr. 6-19 – Kořenové hodografy polohové regulační smyčky jednohmotového systému, umožňující návrh parametrů rychlostního i polohového regulátoru.

Hodograf v pravé části Obr. 6-19, znázorňuje rozložení nul a pólů polohové smyčky v závislosti na velikosti zesílení proporcionálního polohového regulátoru (k_p). Hodograf v horní levé části obrázku ukazuje trajektorii pólů polohové smyčky v závislosti na velikosti zesílení (k_w) a dolní na integrační časové konstantě (T_w) rychlostního regulátoru. Při rostoucím k_w se póly v_1 a v_2 uzavřené rychlostní regulační smyčky a tím pádem i póly otevřené polohové regulační smyčky s_1 a s_2 oddalují směrem od imaginární osy. S nimi se pohybuje i celá trajektorie hodografu polohové regulační smyčky směrem od imaginární osy. Snižováním velikosti časové konstanty integrátoru rychlostní smyčky T_w se vzdaluje nula polohové regulační smyčky od imaginární osy a póly otevřené regulační smyčky s_1 a s_2 se oddalují směrem od reálné osy (opisují přitom kružnici o čím dál větším poloměru, viz. Obr. 6-16). Tyto popsání vlivy parametrů rychlostní regulace na polohovou jsou na Obr. 6-19 naznačeny šipkami mezi těmito třemi hodografy. Při klesajícím zesílení rychlostního regulátoru se trajektorie pólů v_1 a v_2 (v závislosti na k_p) přibližuje směrem k imaginární ose, až dojde k jejímu protnutí. Trajektorie tedy sahá do pravé poloviny, ve které je polohová regulační smyčka nestabilní. Stejně tak tomu je i při velmi malé integrační časové konstantě, která mění strmost trajektorie těchto pólů. Popsaný vzájemný vliv parametrů rychlostního a polohového regulátoru lze pozorovat i ze samotného obrazového přenosu otevřené (49) a uzavřené regulační smyčky (50). Při syntéze rychlostního regulátoru tedy musí být dbáno na stabilitu polohové regulační smyčky. Pokud možno, ji tedy seřídít tak, aby trajektorie jejich pólů nezasahovaly do nestabilní části komplexní roviny.

Jelikož se DP nezabývá pouze zkoumáním vlivů pouze jednohmotových systémů, ale i dvojhmotových, bude v dalším kroku odvozen přenos otevřené a uzavřené polohové regulační smyčky dvojhmotového systému s nepřímým odměřováním polohy pracovního členu

mechanismu (tedy se zpětnou polohovou vazbou realizovanou signálem z interního motorového snímače polohy), dle blokového schéma na následujícím obrázku.



Obr. 6-20 – Uzavřená polohová regulační smyčka dvojhmotového systému uvažující ideální proudovou smyčku, polohová smyčka uzavírána interním snímačem polohy (snímač na hřídeli motoru).

Jak je naznačeno na obrázku, přenos otevřené regulační smyčky je výhodné opět odvodit pomocí již vyjádřeného přenosu uzavřené rychlostní smyčky (46).

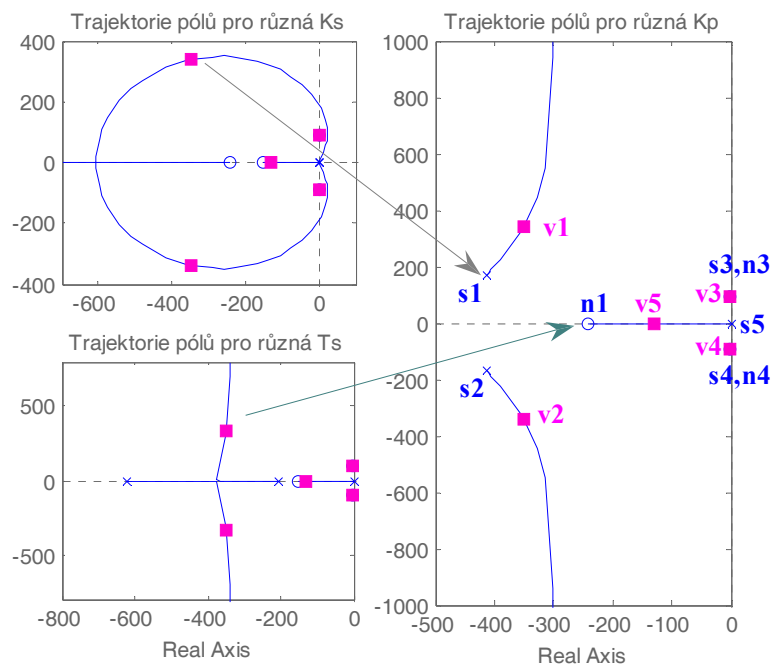
$$F_{OS\varphi}^{2H}(s) = \frac{K_{\varphi} \cdot p^3 \cdot K_{CEL\omega} (T_{\omega} s^3 + (2T_{\omega} \Omega_L \xi_L + 1) s^2 + (T_{\omega} \Omega_L^2 + 2\Omega_L \xi_L) s + \Omega_L^2)}{\frac{s^5}{\chi + 1} + \left(\frac{2\Omega_{LM} \xi_L}{\sqrt{\chi + 1}} + K_{CEL\omega} T_{\omega} \right) s^4 + \dots} \quad (51)$$

$$+ (\Omega_L^2 + K_{CEL\omega} (2\xi_L \Omega_L T_{\omega} + 1)) s^3 + K_{CEL\omega} (T_{\omega} \Omega_L^2 + 2\Omega_L \xi_L) s^2 + K_{CEL\omega} \Omega_L^2 s$$

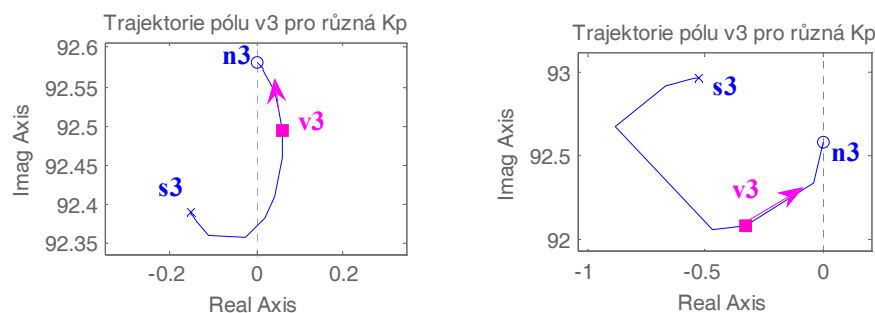
Z přenosu otevřené regulační smyčky je již jednoduché odvodit přenos uzavřené regulační smyčky, nicméně vztah je velice rozsáhlý, pro vysvětlení není zcela nezbytný, proto zde bude pouze naznačen vztah pro jeho výpočet

$$F_{US\varphi}^{2H}(s) = \frac{F_{OS\varphi}(s)}{1 + \frac{F_{OS\varphi}(s)}{p}} = \frac{K_{\varphi} \cdot p \cdot \text{num}(F_{US\omega}^{2H}(s))}{\text{den}(F_{OS\varphi}^{2H}(s)) + K_{\varphi} \cdot \text{num}(F_{US\omega}^{2H}(s))} \quad (52)$$

Kde předpona *num* (numerator) označuje, že z uvedeného přenosu v závorce je využit pouze čitatel a předpona *den* (denominator) naopak využívá pouze jmenovatel. Uzavřená polohová regulační smyčka má celkem pět pólů a tři nuly, z toho póly v_3 a v_4 a nuly n_3 a n_4 jsou komplexně sdružené. Obě tyto 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 pozicí 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 však 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, jak je naznačeno šipkami na obrázku Obr. 6-21. Jak je ukázáno na Obr. 6-22, nevhodným nastavením rychlostního regulátoru (při koeficientu tlumení B_{32} blízkého nule), pak mohou trajektorii pólů v_3 a v_4 zasahovat i do nestabilní části komplexní roviny. Proto je třeba dbát již při seřizování rychlostního regulátoru na rezervu stability polohové smyčky.



Obr. 6-21 – Kořenové hodografy polohové regulační smyčky dvojhmotového systém s interním odměřováním polohy, umožňující návrh parametrů rychlostního i polohového regulátoru.

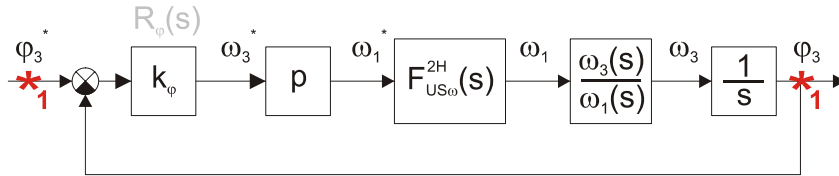


Obr. 6-22 – Detail různých tvarů trajektorie pólu v_3 uzavřené polohové regulační smyčky dvojhmotového systému s nulovým koeficientem tlumení $B_{32}=0$, pro různá nastavení rychlostního regulátoru.

V technické praxi se rovněž velmi často používá tzv. přímé polohové zpětné vazby. V takovém případě je polohová zpětná vazba uzavírána pomocí zpětné vazby z externího snímače polohy umístěného přímo na pracovním členu servomechanismu. Blokové schéma takového servomechanismu je vidět na Obr. 6-23.

Jak je vidět, tak k odvození přenosu polohové smyčky s přímým odměřováním, lze opět využít již vyjádřeného přenosu uzavřené rychlostní smyčky dvojhmotového systému (46) a přenosu mezi rychlostí na hřídeli motoru a rychlostí pracovního členu servomechanismu (28). Přenos otevřené smyčky pak vypadá následovně

$$F_{\varphi 3}^{2H}(s) = K_{\varphi} \cdot p \cdot F_{US\omega}^{2H}(s) \cdot \frac{\omega_3(s)}{\omega_1(s)} \cdot \frac{1}{s} = \frac{K_{\varphi} \cdot K_{CEL\omega} \cdot (T_{\omega}s + 1) \cdot p^2 \cdot \left(\frac{B_{32}}{k_{32}}s + 1 \right)}{s \cdot \text{den}(F_{US\omega}^{2H}(s))}. \quad (53)$$



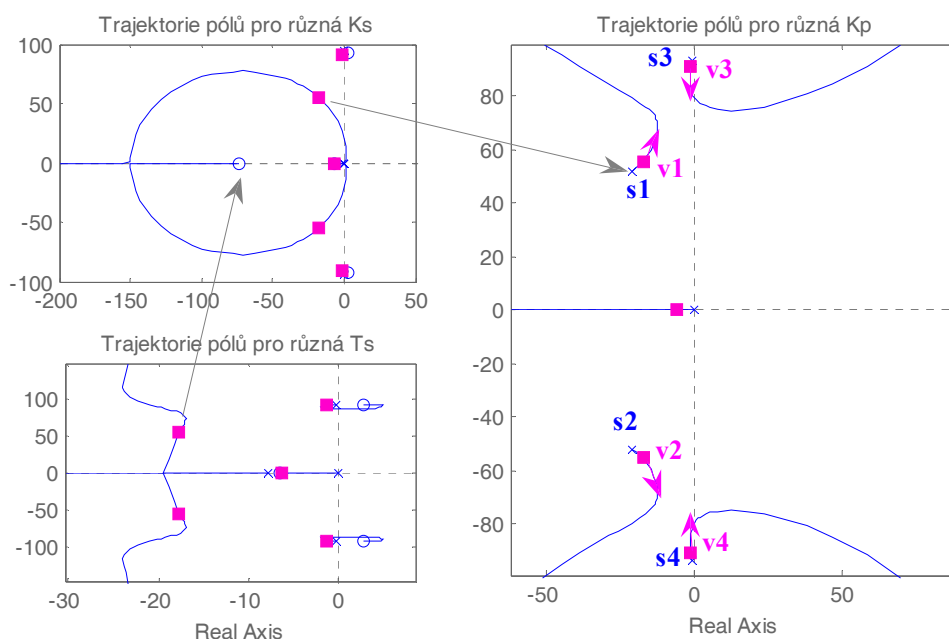
Obr. 6-23 – Uzavřená polohová regulační smyčka dvojhmotového systému s přímým odměřováním (polohový snímač přímo na pracovním členu), rychlostní smyčka uzavírána klasicky.

Otevřená polohová smyčka přenosu má pět pólů a v případě nenulového poměrného tlumení B_{32} druhé hmoty má dvě nuly. První z nich n_1 od rychlostního regulátoru a druhá n_2 z přenosu (28). Porovnáme-li přenosy otevřené smyčky s nepřímým (51) a s přímým odměřováním (53), můžeme si všimnout, že oba přenosy mají totožné póly, ovšem polynom čitatele přišel o dvě komplexně sdružené nuly nacházející se poblíž imaginární osy. K těmto nulám v případě uzavřené polohové smyčky s nepřímým odměřováním konvertovaly póly v_3 a v_4 . V tomto případě (viz. Obr. 6-24) trajektorie těchto pólů kříží imaginární osu a směřují z původních pozic do kladného nekonečna, kde je systém nestabilní. Takováto polohová smyčka je velice citlivá na seřízení regulátorů kaskády. Umožňuje však dosáhnout lepší statické tuhosti polohové přesnosti na pracovního členu servomechanismu. Nicméně, jak je zmíněno v literatuře [10], díky tomu, že je zpětnovazební signál pro uzavření rychlostní vazby měřen na hřídeli motoru a polohové smyčky až na pracovním členu mechanismu, dochází u systému s malým tlumením ζ_L (což je i náš případ) k tomu, že se v oblasti problematického kmitočtu Ω_L tyto dvě vazby hádají mezi sebou. Z hlediska lepší koordinace obou vazeb je proto vhodnější použít metody s nepřímým odměřováním, která navíc umožňuje nastavit vyšší zesílení polohového regulátoru a tím i docílit vyšší dynamiky pohonu. A kompenzaci kmitů vyřešit jinými způsoby (viz. osmá kapitola).

V předchozích proudové regulace byly parametry regulátorů optimalizovány na základě analýzy přechodové charakteristiky (odezva systému na jednotkový skok žádané veličiny). Návrh parametrů rychlostní a polohové regulační smyčky bylo tedy provedeno dohromady pomocí nástroje SCD (metody GMK). Přitom byla vyhodnocována přechodová charakteristika, tedy odezva polohové regulační smyčky na jednotkový skok (měřený na hřídeli motoru). Přičemž bylo hledáno takové nastavení regulační struktury, které bude vykazovat vysokou dynamiku.

Kinematické buzení jednotkovým skokem však není pro polohovou regulační smyčku příliš šetrné, některé akční veličiny proto mohou být saturovány svými omezovači. Jelikož SCD nepracuje s nelineárními prvky, omezovače akčních veličin tedy nebere při analýze, ani syntéze v potaz. Proto bylo nutné při hledání vhodných parametrů současně zjištěná nastavení kontrolovat v simulacích na matematickém modelu polohové regulační smyčky sestaveným v *Similinku*. V numerických simulacích (softwarového nástroje *MATLAB Simulink*) na matematickém modelu polohové regulační smyčky již osazené omezovače jednot-

livých akčních veličin fungují a lze tedy zjistit, zda při konkrétním nastavení regulační smyčky nedochází k saturaci některých z nich. Polohová smyčka je přitom buzena pomocí zdvihové závislosti nejvyšší povolenou rychlostí (stanovené z maximální povolené rychlosti na vstupu reduktoru, což odpovídá 50 cyklů/s). Hlavním kritériem kvality regulace je velikost a průběh polohové odchylky, neboli vlečné chyby. Takto popsaným způsobem se podařilo poměrně rychle nalézt vhodné parametry pro rychlostní a polohovou smyčku pro jednotlivé konfigurace servomechanismu (viz. Tab. 6-2).



Obr. 6-24 – Kořenové hodografy polohové regulační smyčky dvojhmotového systému s přímým odměřováním, umožňující návrh parametrů rychlostního i polohového regulátoru.

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_{ϕ}	[1/s]	376	38	376	376
K_w	[%]	100	100	100	100

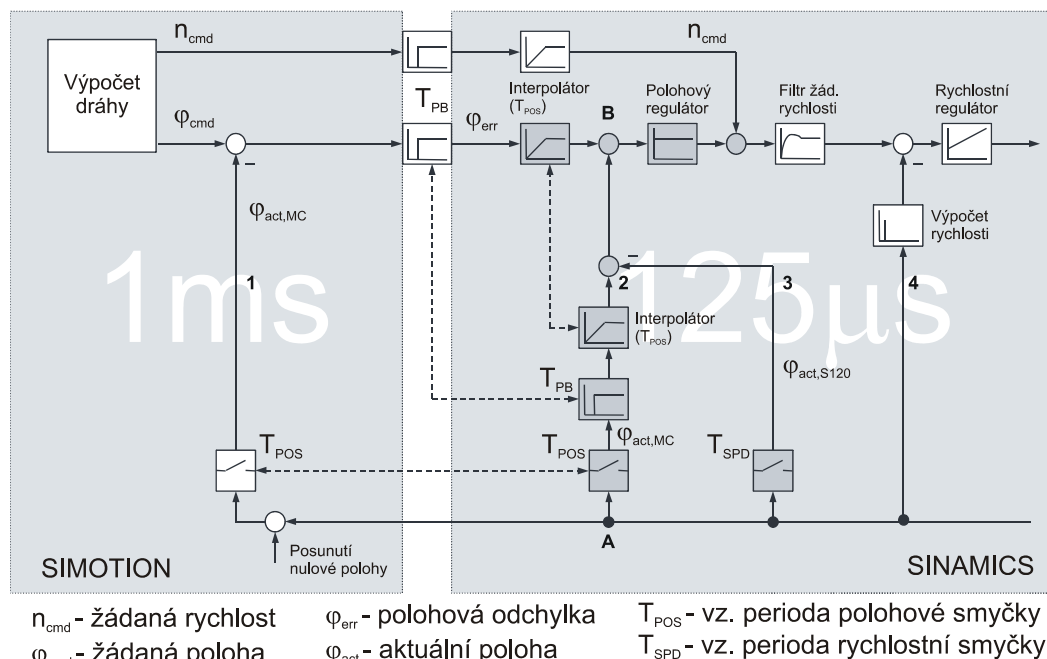
6.5 Řízení využívající metodu DSC

V kapitole 5.3 byla popsána struktura polohové smyčky v řídicím systému elektronické vačky firmy Siemens. Jak bylo řečeno výše, polohová smyčka je uzavírána mimo řídicí jednotku S120, až v nadřazené jednotce Simotion C240 (MC). Obě jednotky spolu komunikují pomocí vstupních a výstupních telegramů, v pevně stanovených pravidelných komu-

nikáčnických taktech tzv. isochronní provoz na sběrnici Profibus (v našem případě byla nastavena na 1ms). Polohová regulace je tedy rovněž prováděna v taktu nadřazené jednotky MC, tedy osmkrát pomaleji, nežli smyčka rychlostní (125μs). Polohová smyčka v každém taktu vyhodnotí regulační odchylku žádané od aktuální polohy. Regulační odchylka je násobena proporcionální konstantou a jednotkou MC posílána pohonu S120, kde dále slouží jako žádaná hodnota rychlosti. Čím delší je perioda vzorkování aktuální polohy (perioda cyklu polohové smyčky), tím větší regulační odchylka je rozdílovým členem regulátoru vyhodnocována a tím větší akční zásahy jsou požadovány po podřízených smyčkách. Jelikož proporcionální konstanta polohového regulátoru je v podstatě zesilovač regulační odchylky, musí být jeho velikost volena šetrně, tak aby nedocházelo k saturaci jednotlivých akčních veličin. Nicméně díky pomalé periodě vzorkování je velikost zesílení a tím i dynamika polohové regulační smyčky značně limitována.

Tuto nevýhodu firma Siemens kompenzuje pomocí funkce DSC (Dynamic Servo Control) [5], [14], která umožňuje zvýšit dynamiku polohové regulační smyčky zrychlením jejího opakovacího taktu a to až na velikost taktu rychlostní smyčky. Tohoto zrychlení je dosaženo následovně.

Řídicí struktura DSC je znázorněna na Obr. 6-25. Je možné si všimnout, že obsahuje celkem tři větve, které uzavírají polohovou smyčku (viz. číselné označení). Větev č.1 představuje původní polohovou regulační smyčku, která se uzavírá až v MC a její signál je vzorkován periodou (T_{POS} – vzorkovací perioda polohové smyčky – 1ms) a navíc zatížen dopravním zpožděním (T_{PB}).



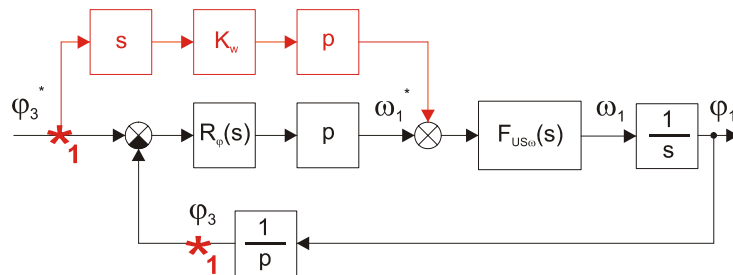
Obr. 6-25 – Blokové schéma řízení pohonu pomocí funkce DSC firmy Siemens [14].

Větev č.2 je již realizovaná v jednotce S120, ale jak naznačují přerušované čáry na obrázku, větev je zatížena stejným dopravním zpožděním (T_{PB}), vzorkována a interpolována stejnou periodou (T_{POS}), jako signál ve větvi č.1. Svým působením odstraňuje ze signálu (φ_{err}), přicházejícího z MC do S120, vliv větve č.1. Obvod se tedy chová jako otevřená polohová regulační smyčka.

Třetí větev již není zatížena tímto zpožděním a je vzorkována frekvencí rychlostní smyčky (T_{SPD} – vzorkovací perioda rychlostní smyčky – $125\mu s$). Tato větev již uzavírá tuto „otevřenou“ polohovou smyčku, neboť jak bylo řečeno, větve č.1 a č.2 své působení, díky znaménkům u rozdílových členů se navzájem vyruší. Díky DSC je tedy uzavírána polohová regulační smyčka přímo v jednotce S120, je vykonávána osmkrát rychleji a navíc není zatížena dopravním zpožděním na komunikačním kanálu mezi oběma jednotkami (T_{PB}). Díky tomu je možné nastavit větší proporcionální zesílení polohového regulátoru a tím dále zvyšovat dynamiku pohonu.

6.6 Dopředné řízení rychlosti a proudu

Pouhá klasická kaskádní polohová regulace často nedokáže vyhovět extrémním nárokům na dynamiku pohonu. Z tohoto důvodu se dále nasazují tzv. dopředné regulační vazby, kterými jsme schopni polohovou odchylku v přechodových stavech značně redukovat. Kaskádní regulace polohy je nejčastěji doplňována o přídatné rychlostní (předkorekční) signály. V takovém případě je předkorekční signál počítán pomocí derivace signálu, nesoucí informaci o žádané poloze pohonu. Derivací je v podstatě z žádané polohy získán průběh žádané rychlosti. Amplituda tohoto signálu pak před vlastním zavedením do součtového členu, umístěného před rychlostním regulátorem, bývá ještě upravena pomocí vhodně zvolených váhových koeficientů.



Obr. 6-26 – Polohová regulační smyčka doplněná dopředným regulátorem rychlosti.

Princip dopředné regulace rychlosti bude vysvětlen pomocí analýzy blokového schéma na Obr. 6-26. Přenos uzavřené regulační smyčky vypadá následovně

$$F_{US\varphi}^{FF}(s) = \frac{p \cdot (K_w \cdot s + K_\varphi) \cdot F_{US\omega}(s) \cdot \frac{1}{s} \cdot \frac{1}{p}}{1 + p \cdot \left(K_\varphi \cdot F_{US\omega}(s) \cdot \frac{1}{s} \cdot \frac{1}{p} \right)} = \frac{(K_w \cdot s + K_\varphi) \cdot F_{US\omega}(s)}{s + K_\varphi \cdot F_{US\omega}(s)}. \quad (54)$$

Jak je vidět, kdyby byl přenos uzavřené rychlostní regulační smyčky ideální (roven jedné), a váhový koeficient K_w rovněž roven jedné, měl by i přenos uzavřené regulační smyčky jednotkový přenos. Uzavřená smyčka s takto seřízeným dopředným regulátorem by měla za všech okolností nulovou regulační odchylku. Tento idealizující případ je však v praxi nereálný, nicméně nic nemění na faktu, že kvalitním seřízením váhového koeficientu dopředné regulace lze výrazným způsobem zvýšit polohovou přesnost servomechanismu.

Pokud v pracovních cyklech pohonu dochází k velmi složitým časovým změnám žádané rychlosti, tak ani rychlostní předkorekční signály nejsou schopny účinně zasáhnout vůči velké polohové regulační odchylce v přechodových stavech. Tehdy je nutné nasadit dopřednou regulaci momentu (proudu). Stejně tak, jako v předchozím případě i momentové (proudové) předkorekční signály jsou upravovány pomocí derivace a váhového koeficientu.

Návrh váhových koeficientů obou těchto vazeb musí být prováděn v souladu s aplikací, ve které bude servopohon nasazen. V souladu se zdvihovou závislostí či polohovým profilem, který bude servopohon za provozu vykovávat. Literatura [10] jako příklad uvádí rozdílné seřízení parametrů pro dvousý kartézský manipulátor, který bude vykonávat lineární interpolaci a kruhovou interpolaci. Vychází se tedy z typických budících funkcí, které jsou při konkrétní aplikaci vykonávány. V prvním případě tedy polohová rampa (pohyb konstantní rychlostí) a v druhém případě pak harmonická změna polohy. V mnoha aplikacích často bývá průběh polohy složitější. Návrh těchto váhových koeficientů je tedy vhodné seřizovat tak, aby jejím působením bylo dosaženo všech požadavků dané aplikace. V našem případě bylo hlavní kritérium minimalizace polohové vlečné chyby, tedy dosažení maximální polohové přesnosti elektronické vačky.

6.7 Aplikace filtru žádaných hodnot

Výše bylo řečeno a dokázáno, že mechanická poddajnost prvku kinematického řetězce servomechanismů může neblaze ovlivnit polohovou přesnost, ale i samotnou stabilitu servomotoru. Tyto mechanické poddajnosti společně se setrvačnostmi jednotlivých prvků tvoří další hmoty systému a jsou charakterizovány vlastními frekvencemi. Díky rychlostní vazbě ze snímače na hřídeli motoru či proudové zpětné vazbě, jsou kmity přenášeny i do regulačního systému. Lze je tedy dobře pozorovat například na frekvenčních charakteristikách rychlostní či proudové zpětné vazby. Na těchto charakteristických kmitočtech se totiž objevují rezonanční špičky, jejichž velikost je závislá na velikosti tlumení jejich amplitudy. V komplexní rovině se kmitavé póly, které vibrace způsobují, nacházejí poblíž imaginární osy a velikost jejich tlumení bývá velmi malá.

Omezovače akčních veličin však někdy, díky příliš vysoké amplitudě těchto kmitů, nedovolují pohon provozovat, čili nelze ani identifikovat jejich frekvence. Proto je obvykle nutné seřadit regulační strukturu méně dynamičtěji (stačí nastavení rychlostního a polohového regulátoru), čímž je možné i snížit amplitudu jejich kmitů. Z rezonančních špiček pak lze snadno odečíst frekvence kmitů a na tuto frekvenci pak aplikovat některý z filtrů žádaných hodnot. Nejúčinnější většinou bývají filtry typu úzkopásmová zadrž, které stačí nastavit na tuto problémovou frekvenci a zvolit vhodnou šířku pásma a tlumení. Filtry druhého řádu jsou standardem většiny výrobců řídicích jednotek a jsou obvykle zařazeny před rozdí-

lový člen proudového a rychlostního regulátoru. Proto jsou také nazývány filtry žádaných hodnot. Obecná přenosová funkce takového filtru má následující tvar

$$H(s) = \frac{\frac{s^2}{\Omega_{num}^2} + \frac{2\zeta_{num}}{\Omega_{num}}s + 1}{\frac{s^2}{\Omega_{den}^2} + \frac{2\zeta_{den}}{\Omega_{den}}s + 1} = \frac{\frac{s^2}{(2\pi \cdot f_{num})^2} + \frac{2\zeta_{num}}{2\pi \cdot f_{num}}s + 1}{\frac{s^2}{(2\pi \cdot f_{den})^2} + \frac{2\zeta_{den}}{2\pi \cdot f_{den}}s + 1}. \quad (55)$$

Většina výrobců ve struktuře svých elektrických pohonů zařazuje hned několik stupňů filtrů žádaných hodnot proudu či rychlosti. V našem případě je jednotkou S120 nabízena čtyřstupňová filtrace žádaného proudu a dvoustupňová filtrace rychlosti [5]. Filtry lze využít buď jako pásmové zádrže či dolní propusti, u kterých stačí zadat filtrovanou frekvenci a šířku pásma, případně velikost redukce, u pásmových zádrží pak i hloubku filtrace (velikost sedla amplitudové charakteristiky filtru).

Tato metoda však je účinná jen v některých případech, převážně pokud se pokoušíme odfiltrovat frekvenci řádově od stovky hertz. V případě nižších frekvencí je většinou nutné provést hlubší analýzu systému a navrhnout speciální filtr „volnou“ editací parametrů f_{num} , f_{den} , ζ_{num} a ζ_{den} obecné formule (55). Návrh těchto speciálních filtrů již není zcela triviální a vyžaduje znalost přenosové funkce soustavy.

Jak je vidět, filtr tedy doplní přenos o dva póly a dvě nuly (v případě dolní propusti bez redukce jen o dva póly). Nuly filtru by měly být nastaveny, pokud možno, totožně k problémovým kmitavým pólům jmenovatele, aby jejich působením v přímé větvi byl jejich účinek vykompenzován. Póly filtru při dokonalém účinku kompenzace pak nahrazují problémové póly soustavy. Z toho vyplývá, že póly filtru musí mít větší tlumení, nežli problémové kmitavé póly soustavy, aby filtr účinně kompenzoval kmity. Jak bude ukázáno dále, tímto způsobem lze účinně redukovat i poměrně problematické nízké frekvence vznikajících na více-motových systémech. Více se však tomuto tématu bude věnovat osmá kapitola.

7 Testování dynamiky elektronických vaček

V předchozích kapitolách byl vysvětlen postup při syntéze regulační soustavy, pomocí něhož se podařilo nalézt vhodnější parametry regulačního struktury servopohonu, zatíženého různými typy kinematických řetězců. V této kapitole pak budou takto zjištěné parametry regulační soustavy ověřeny, případně i upraveny tak, aby byla i reálnými servomechanismy docílena podobná polohová přesnost, jako v simulacích.

Ve všech případech k tomu bylo s výhodou využito funkce DSC, které umožňuje zvýšit dynamiku polohové smyčky tím, že v podstatě zvyšuje rychlost jejího výpočetního cyklu (viz. kapitola 6.5). Výsledná dynamika je rovněž velmi výrazně navýšena použitím dopředných regulátorů rychlosti a v neposlední řadě i kvalitním seřízením regulátorů celé kaskádní struktury.

Jak se ukázalo, dynamiku reálné elektronické vačky silně ovlivňuje i volba interpolační funkce, kterou jsou prokládány jednotlivé body zdvihových závislostí (definované pomocí tabulky hodnot polohy hnací a vlečné osy).

Zdvihové závislosti, pomocí nichž jsou v DP elektronické vačky testovány, byly vytvořeny ve speciálním softwaru pro návrh vačkových závislostí a do projektu, zaštiťujícího kompletní konfiguraci řídicí jednotky, importovány ve formě tabulky o dvou sloupcích (poloha hnací a vlečné osy). Před vlastním použitím těchto elektronických předpisů bylo nezbytné takovéto nespojitě funkce proložit regresní křivkou a získat tak pro libovolnou polohu hnací osy polohu vlečné osy. K tomu MC jednotka Simotion nabízí tři duhy interpolačních metod (lineární, kubickou a Bézierovými funkcemi).

Lineární interpolace, se příliš neosvědčila. Jak bylo řečeno výše, lineární interpolace spojuje jednotlivé body, kterými je zdvihová závislost definována, úsečkou. Neprovádí tedy regresi. Dva sousední intervaly jsou proloženy úsečkami s různými směrniciemi a na hranicích těchto intervalů je zdvihová závislost nespojitá. Díky tomu dochází při kinematickém buzení servopohonu takovouto zdvihovou závislostí k prudkým skokům na jeho akčních veličinách (rychlosti, proudu, momentu). Takovýmto buzením pak poměrně snadno dojde k saturaci některé z nich. Výsledný regulační proces rychlosti a proudu je kmitavý. Kvůli tomu musí být omezena i dynamika pohonu, neboť aby nedocházelo k saturacím, je třeba snížit zesílení jednotlivých regulátorů. Tím ovšem odstraňujeme důsledek těchto kmitů.

Příčinu lze odstranit použitím vhodnějších metod interpolace. Podstatně lepších výsledků se podařilo dosáhnout pomocí zdvihových závislostí, které byly interpolovány pomocí Bézierových parametrických funkcí. Tento druh interpolace aproximuje tvar zdvihové závislosti tak, že přechod mezi jednotlivými body je plynulý. Zdvihová závislost je pak spojitá v celém intervalu. Za běhu elektronické vačky při stejných rychlostech a se stejným seřízením regulační struktury, jako případě lineární interpolace, kmitavé složky již nevznikají (viz. obrázky v příloze na CD), což umožňuje i celou regulační strukturu naladit podstatě dynamičtěji. Z těchto důvodů byla pro účely DP využita právě tato interpolační metoda.

Jak bylo řečeno, elektronické vačky bývají velice náročné na dynamiku pohonu. V pracovním cyklu elektronické vačky totiž dochází k prudkým změnám pohybu (rozběhy, zastavování či reverzace). Díky elektromagnetické vazbě rotoru se statorem je při těchto

prudkých změnách předávána kinetická energie z rotoru na stator, který má snahu v tomto pohybu pokračovat. Tento efekt je dále umocněn setrvačnou zátěží kinematického řetězce. Z tohoto důvodu je při jejich testování potřeba, elektrický servopohon včetně celého mechanismus zátěže pevně připevnit k masivní konstrukci, která bude schopna těmto dynamickým rázům odolávat. Jednotlivé testované servomechanismy (viz. kapitola 3.1), tedy byly připevněny na masivní testovací ocelový laboratorní stůl, který díky své variabilitě dovoluje sestavit různé struktury kinematických řetězců a díky své robustnosti dokáže hravě dynamickým účinkům odolávat.

7.1 Dynamika nezatíženého servopohonu

Při testování dynamiky se logicky jako první krok nabízí začít s nezatíženým motorem. Mimo jiné tím zjistíme, jaké maximální dynamiky jsme schopni daným servomotorem, řídicí jednotkou pohonu a MC, vůbec dosáhnout. S každou další zátěží, působící na hřídel motoru, jsme nuceni jít s dynamikou směrem dolů. Mechanická zátěž takto vysoce-dynamicky naladěné struktury nezatíženého pohonu může způsobit jeho nestabilitu. V takovém případě je třeba opětovně provést syntézu celého regulačního obvodu a nalézt takové parametry, při kterých bude systém stabilní a jeho odezva bude dostatečně dynamická.

V kapitole šesté byl vysvětlen postup při syntéze kaskádní regulační struktury servopohonu, přičemž byly nalezeny vhodné parametry, při kterých matematické modely vykazovaly v simulacích velmi vysokou dynamiku. Tyto parametry bylo potřeba ověřit i na reálném systému. V případě parametrů rychlostní a proudové regulace k tomu bylo nutné, dle zjištěných závislostí v páté kapitole, konvertovat hodnoty matematického modelu do hodnot, hodících se pro jednotku S120. Takto zjištěné hodnoty se však nevyhnuly nutnosti další optimalizace přímo v reálné řídicí jednotce. Díky této konverzi a optimalizaci pak bylo možné docílit podobných výsledků polohové vlečné chyby, jako v simulacích na matematických modelech.

K řízení polohové regulační smyčky pak bylo s výhodou použito metody DSC (viz. kapitola 6.5) a dopředné rychlostní regulace. V případě polohové regulační smyčky bylo rovněž potřeba zjištěné parametry polohové regulace, dále upravit a to přímo na míru, dané zdvihové závislosti. Nebyla tedy testována na skokové buzení, které pro tuto smyčku ani není příliš vhodné. Kvalita seřízení zpětnovazební polohové regulace a rovněž i nastavení váhového koeficientu dopředné rychlostní regulace, byla posuzována z odezvy systému na kinematické buzení, dle navržených zdvihových závislostí. Hlavním kritériem při tom byla tzv. vlečná chyba, která definuje rozdílem žádané a skutečné polohy servomotoru. Tímto způsobem byl systém testován při různých rychlostech a typech zdvihových závislostí (polynomická, harmonická i parabolická).

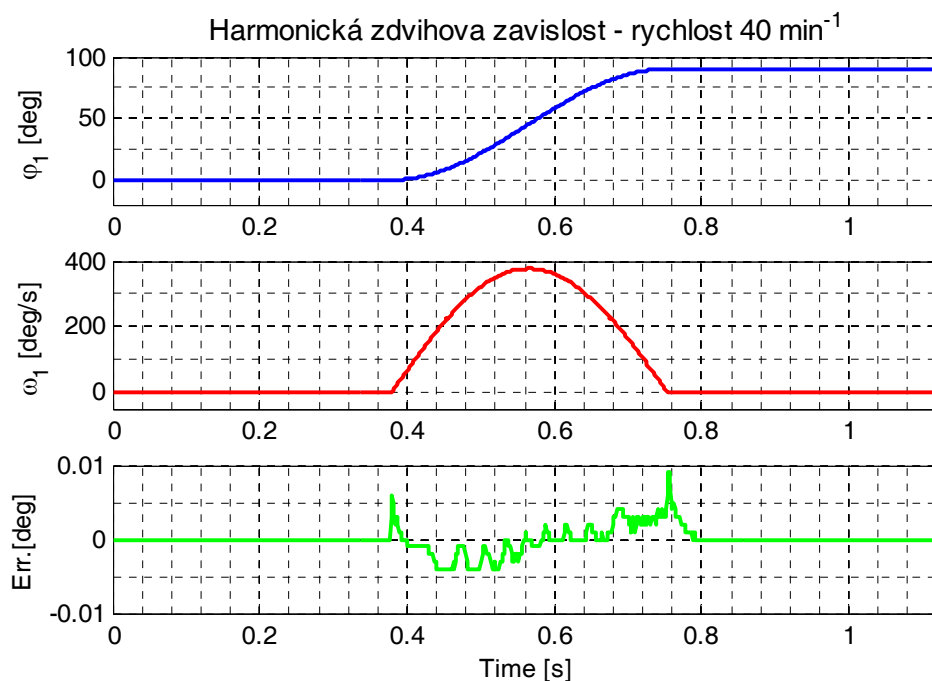
Za běhu elektronické vačky pak byly upravovány parametry polohového regulátoru a váhového koeficientu dopředné regulace tak, aby byla schopna sledovat předepsanou zdvihovou závislost s maximální možnou přesností. Zároveň bylo dbáno na to, aby díky ostře naladěné regulaci nebyla vykonávaná zdvihová závislost zatížena kmity. Ty vznikají díky kmitavým (komplexním) pólům polohové regulační smyčky, které se při rostoucím zesílení

(proporcionální konstantě) regulátoru přibližují k imaginární ose. Tím totiž klesá i tlumení vlastní frekvence těchto pólů (viz. Obr. 6-21).

Je však velice komplikované stanovit optimum. Velice přitom záleží na požadavcích, které jsou kladeny na konkrétní aplikaci elektronické vačky. Optimem konkrétní aplikace může být dosažení minimální kladné a záporné hodnoty polohové vlečné chyby, nebo absolutně nekmitavý průběh v klidové části zdvihové závislosti apod. Jisté však je, že konkrétním nastavením parametrů polohového regulátoru lze dosáhnout obojího.

V našem případě byl hledán kompromis mezi těmito dvěma požadavky, tedy minimalizace vlečné chyby a současně co nejrychlejšího uklidnění regulačního pochodu v klidové části zdvihové závislosti.

Váhový koeficient dopředné rychlostní regulace se u všech zdvihových závislostí, proměřovaných při různých rychlostech, osvědčilo nastavit na 100%, tedy na hodnotu 1 [rad/s]. Při menších hodnotách docházelo ke změně tvaru, ale hlavně k dosti výraznému zvýšení polohové vlečné chyby. Díky takto seřízené dopředné vazbě, ale i zbytku regulační struktury, bylo možné docílit výsledků, uvedených v Tab. 7-1. Příklad průběhu sledovaných veličin (polohy, rychlosti a vlečné chyby) finálně seřízeného regulačního obvodu je uveden na následujícím obrázku.



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

Nutno poznamenat, že dosahovaná vlečná chyba byla na prahu měřitelnosti daným snímačem polohy, což je patrné i z jejího průběhu na Obr. 7-1.

Jak je vidět v Tab. 7-1, každá z navržených zdvihových závislostí zatěžuje pohon jiným způsobem (viz. Obr. 3-7). Proto si i každá z nich vyžádala nalézt konkrétní nastavení polohového regulátoru. Podobně tomu je i s rostoucí rychlostí elektronické vačky, s níž stoupají

i strmosti jednotlivých žádaných veličin a tím se může pohon dostat do saturace. Aby k tomuto nedocházelo, je potřeba snížit jeho dynamiku. Z důvodu lépe zřetelné závislosti rychlosti elektronické vačky na velikosti vlečné chyby bylo při všech testovaných rychlostech ponecháno stejné nastavení kaskádní regulační struktury, které bylo optimalizováno pro nejvyšší z nich.

Tab. 7-1 – Výsledky testování dynamiky elektronické vačky (nezatížený servopohon)

Typ	f	K_{ϕ}	K_w	K_{ω}	T_{ω}	Φ_{ERR}	
	[1/min]	[1/s]	[%]	[Nms/rad]	[ms]	[rad]	
Pol.	40	530	100	4	17	-0,005	0,005
	50	530	100	4	17	-0,007	0,007
	60	530	100	4	17	-0,010	0,010
Har.	40	480	100	4	17	-0,004	0,009
	50	480	100	4	17	-0,005	0,013
	60	480	100	4	17	-0,008	0,019
Par.	40	510	100	4	17	-0,007	0,005
	50	510	100	4	17	-0,013	0,010
	60	510	100	4	17	-0,020	0,013

7.2 Dynamika servopohonu zatíženého setrvačником na hřídeli motoru

Druhý zkoumaný servomechanismus byl tvořen servomotorem, zatíženým setrvačником (viz. Obr. 3-3), jehož parametry jsou uvedeny v tabulce Tab. 3-1. Motorová hřídel byla příliš krátká, aby k ní bylo možné připevnit setrvačnik. Proto musel být motorový hřídel, pomocí pevné spojky a nastavovací hřídele, prodloužen. Setrvačnik tedy byl připojen až k nastavovací hřídeli.

Nastavení pohonu bylo nejprve ponecháno tak, jako v předchozím případě. Pouhým povelím osy (nabuzením statoru) se však po chvíli motor rozkmital a díky ochranám pohonu byl pohyb zastaven. Jakmile ochrany řídicího systému zjistí, že dochází k netlumeným kmitům, automaticky odstaví chod motoru.

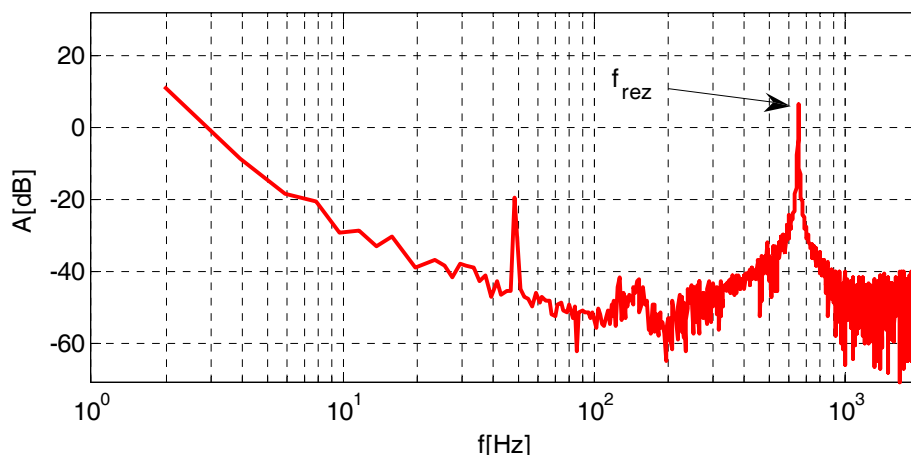
Velkou setrvačnou hmotou se jednak projevila mechanická poddajnost kinematického řetězce, tvořenou motorovou hřídelí, pevnou spojkou a prodlužovací hřídelí, na kterou setrvačnik působil. Připojením setrvačné zátěže rovněž došlo k tomu, že se některé z kmitavých pólů polohové regulační smyčky posunuly směrem do kladné poloviny komplexní roviny, kde je systém nestabilní.

Jelikož se kmitočet nacházel nad frekvenčním pásmem rychlostní smyčky, dostala se jeho střídavá složka až do žádané hodnoty proudu a celý systém se na této frekvenci rozkmital. Takový stav je pro servomechanismus z hlediska silového namáhání velice nebezpečný a je nutné mu zamezit.

Aby však bylo možné identifikován kmitočet těchto rezonančních kmitů, je nutné nejprve snížit proporcionální zesílení polohového a rychlostního regulátoru a zvýšit jeho inte-

grační konstantu. Tím dojde k návratu kmitavých pólů zpět do stabilní oblasti a tedy i ke zvýšení tlumení amplitudy kmitů.

Díky tomu již bylo možné proměřit i frekvenční charakteristiky rychlostní a proudové smyčky, jejichž pomocí se podařilo identifikovat rezonanční frekvenci, která má za příčinu vznik těchto rezonančních kmitů. Jak je vidět na frekvenční charakteristice rychlostní smyčky (viz. Obr. 7-2), jasně dominuje rezonanční kmitočet 655 Hz, který se díky jeho pozici ve slyšitelném frekvenčním pásmu a vysoké amplitudě projevoval i akusticky.



Obr. 7-2 – Frekvenční charakteristika rychlostní smyčky s jasnou dominantou rezonačního kmitočtu způsobeného vlivem mechanické poddajnosti redukčního hřídele pro připojení setrvačníku.

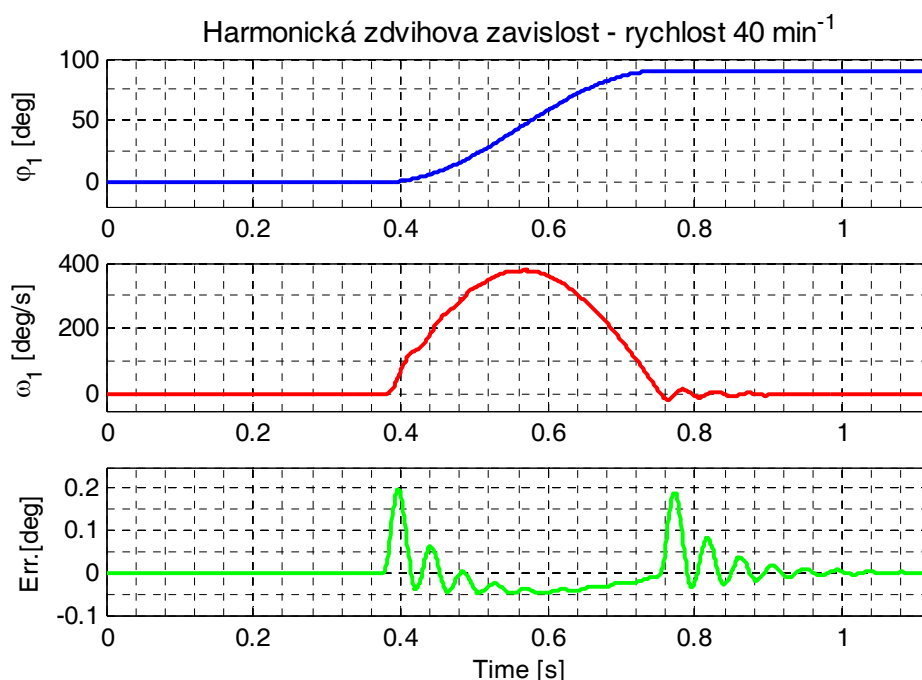
Jak je popsáno v kapitole 6.7, na rezonanční kmitočet lze nastavit jeden z filtrů žádaných hodnot rychlostní či proudové vazby. Proti takto vysokým kmitočtům jsou však účinnější filtry žádané hodnoty proudu. Na zjištěnou frekvenci tedy byl nastaven jeden z filtrů (proudové žádosti) typu pásmová zadrž s nekonečnou hloubkou a nulovou redukcí. Filtr působí v pásmu 250Hz, okolo této kritické rezonanční špičky.

Tímto jednoduchým filtrem se skutečně podařilo potlačit kmitavé póly systému a tím výrazně přispět k jeho stabilitě. Z tohoto důvodu mohlo být přistoupeno k opětovné syntéze rychlostního a polohového regulátoru, aniž by byla ohrožena jeho stabilita. Nejprve tedy byla seřízena rychlostní smyčka. Díky velké setrvačnosti bylo komplikované najít vhodné parametry, kterými se podaří snížit překmit na rychlostní přechodové charakteristice pod dvacet procent. Nakonec se tak podařilo, pomocí seřízení uvedeného v Tab. 7-2.

Nastavení polohového regulátoru probíhalo obdobným způsobem, jako v případě nezátíženého servopohonu, tedy jako odrazový můstek posloužila hodnota zjištěná ze syntézy regulačního schématu, nicméně její hodnotu bylo nutné rovněž, jako v předchozím případě ještě upravit, dle nároků jednotlivých zdvihových závislostí. Syntéza proporcionální konstanty regulátoru tedy opět probíhala za běhu jednotlivých zdvihových závislostí, při různých rychlostech virtuální osy (rychlostech elektronické vačky). Nastavení váhového koeficientu dopředné rychlostní regulace se stejně tak, jako v předchozím případě, osvědčilo ponechat na 100%. Finální seřízení celé regulační soustavy, včetně dosažených výsledků vlečných chyb při různých rychlostech vačky, shrnuje Tab. 7-2.

Tab. 7-2 - Výsledky testování dynamiky elektronické vačky (servopohon zatížený setrvačníkem)

Typ	f	K_ϕ	K_w	K_ω	T_ω	ϕ_{ERR}	
	[1/min]	[1/s]	[%]	[Nms/rad]	[ms]	[rad]	
Pol.	40	350	100	8	35	-0,059	0,077
	50	350	100	8	35	-0,108	0,130
	60	350	100	8	35	-0,185	0,212
Har.	40	250	100	8	35	-0,049	0,198
	50	250	100	8	35	-0,099	0,307
	60	250	100	8	35	-0,172	0,442
Par.	40	250	100	8	35	-0,320	0,161
	50	250	100	8	35	-0,508	0,265
	60	250	100	8	35	-0,714	0,361



Obr. 7-3 – Naměřené průběhy pohonu se setrvačníkem buzeného harmonickou zdvihovou závislostí.

Porovnáme-li výsledky vlečných chyb, dosažených v tomto a předchozím experimentu, ve kterém byla zkoumána dynamika nezatíženého pohonu, lze konstatovat, že díky rostoucí setrvačné zátěži dochází ke značné degradaci polohové přesnosti elektronické vačky. Setrvačník totiž ze své podstaty působí proti prudkým změnám rychlosti a tím působí proti dynamice pohonu (snaží se setrvat v konstantním pohybu daným směrem). Proti tomu však musí servopohon napřímo spojený se setrvačníkem, buzený takto komplikovanými zdvihovými závislostmi, působit podstatně většími momenty, nežli v případě, kdy byl motor naprázdno, nebo byl zatížen pouze pasivními odpory reduktoru (viz. kapitola 7.3). Díky

omezené stabilitě, způsobené velkou setrvačnou zátěží, není možné dosáhnout tak vysoké dynamiky a tím i polohové přesnosti, jako v těchto dvou variantách.

Opět, jako v předchozím měření lze konstatovat, že s rostoucí rychlostí stoupá i velikost vlečné chyby (klesá polohová přesnost). Velikost i tvar průběhu vlečné chyby rovněž závisí na typu funkce, kterou je daná zdvihová závislost definována.

Z pohledu na průběhy prvních a druhých derivací (viz. Obr. 3-7) jednotlivých zdvihových závislostí je vidět, jakým způsobem je servopohon při kinematickém buzení danou zdvihovou závislostí namáhán. Speciálně pak skokové průběhy zrychlení na parabolické či harmonické zdvihové závislosti. Systém není schopný dostatečně přesně sledovat takového skokové změny zrychlení, což má za následek nárůst polohové vlečné chyby.

7.3 Dynamika servopohonu s bezvůlovým reduktorem na hřídeli motoru

Dalším proměřovaný servomechanismem byl servomotor, jehož otáčky jsou redukovány reduktorem s převodovým poměrem 33/1 (viz. Obr. 3-4). Reduktor je velmi často využíván v pomaloběžných aplikacích, které vyžadují velké momenty na hřídeli. Moment na hřídeli motoru je díky reduktoru na jeho výstupu p -krát vyšší, otáčky pak naopak p -krát nižší. Použitím reduktoru pak není potřeba dimenzovat tak výkonný motor (dražší) a nahradit ho motorem slabším (levnějším). Potřebný moment je pak dohnán pomocí reduktoru. Pokud však reduktor není předepjatý, projevují se v něm mechanické vůle, které vnášejí do systému další druh poddajnosti. Mechanickou vůli tedy lze kompenzovat předepnutím ozubených kol reduktoru. Předepjatý reduktor má však vyšší pasivní odpory, čímž klesá účinnost přenosu kinetické energie, což je v podstatě dané za bezvůlovost. Servomotor musí k překonání těchto pasivních odporů na svém hřídeli vyvodit větší moment, oproti nepředepjatým převodovkám. Energie takto vložená se třením mění v teplo, čímž klesá účinnost reduktoru, tedy množství převedené energie ze vstupu reduktoru na jeho výstup. V případě DP byla prioritou minimální vůle, proto byl vybrán právě předepjatý reduktor od firmy Spinea.

Jelikož je reduktor předepjatý, nevnaší tedy do systému další druh poddajnosti a zkoumaný servomechanismus v této kapitole mohl být uvažován jako jednohmotový. Všechny hmoty mohly být dle rovnice (17) redukovány na hřídel motoru.

Testování dynamiky pak probíhalo obdobně, jako u nezatíženého servopohonu. Nejprve tedy byly ověřeny parametry regulace, zjištěné při syntéze regulačního obvodu v šesté kapitole. Jejich hodnoty byly následně upraveny tak, aby i reálný servomechanismus dosáhl podobné minimalizace polohové vlečné chyby, jaké bylo docíleno i v numerických simulacích na matematických modelech.

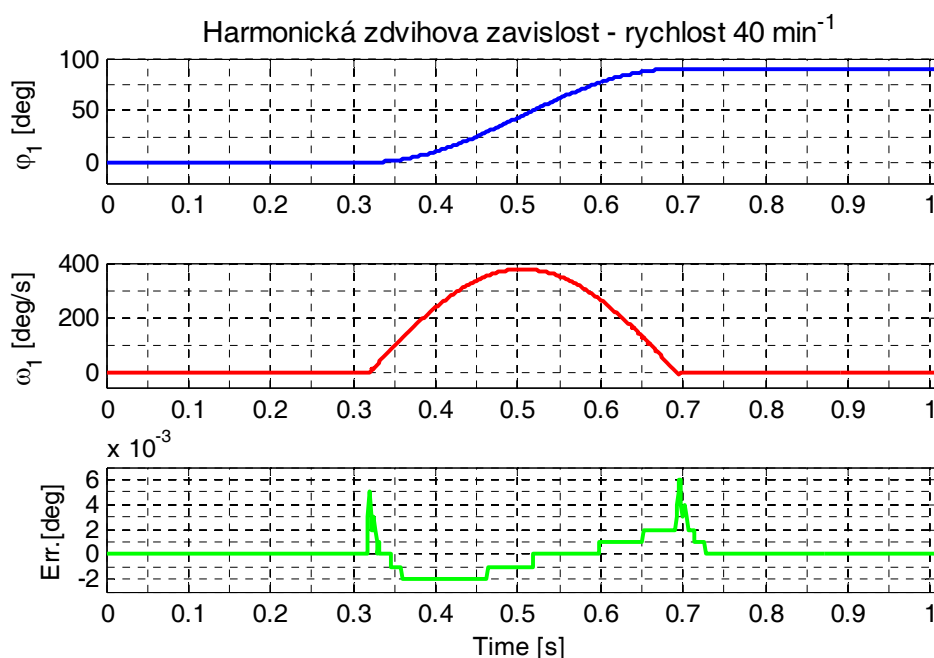
Polohový regulátor pak rovněž, jako v předchozích případech, byl nejprve nastaven dle výsledků syntézy a jeho hodnoty pak následně upraveny tak, aby jimi bylo možné minimalizovat polohovou odchylku. Váhový koeficient dopředné rychlostní regulace se opět, pro případ všech zdvihových závislostí, provozovaných při různých rychlostech, osvědčilo nastavit na 100%, tedy na hodnotu 1 [rad/s], díky němuž se podařilo značně minimalizovat polohovou vlečnou chybu elektronické vačky.

Dosažené výsledky z měření vlečných chyb při kinematickém buzení polohové smyčky servopohonu různými zdvihovými závislostmi a pro různé rychlosti elektronické vačky,

včetně nastavených parametrů kaskádní regulační struktury, shrnuje Tab. 7-3. Přičemž měření pro rychlost vačky 60 cyklů za minutu bylo z důvodu překročení maximální povolené vstupní rychlosti reduktoru vynecháno.

Tab. 7-3 – Výsledky testování dynamiky elektronické vačky (servopohonu s reduktorem).

Typ	f	K_{φ}	K_w	K_{ω}	T_{ω}	Φ_{ERR}	
	[1/min]	[1/s]	[%]	[Nms/rad]	[ms]	[rad]	
Pol.	40	600	100	4	17	-0,003	0,003
	50	600	100	4	17	-0,006	0,005
Har.	40	550	100	4	17	-0,002	0,006
	50	550	100	4	17	-0,004	0,010
Par.	40	580	100	4	17	-0,012	0,005
	50	580	100	4	17	-0,023	0,009



Obr. 7-4 – Naměřené průběhy pohonu s reduktorem buzeného harmonickou zdvihovou závislostí.

8 Metody vedoucí k potlačení reziduálních kmitů na dvojmotových dynamických systémech

Ve čtvrté kapitole, zabývající se modelováním dynamického systému servomechanismu, byly odvozeny vztahy, kterými lze matematicky popsat chování elektrického pohonu s PMSM, mechanické části stroje a jejich vzájemné interakce. Dále bylo řečeno, že pokud jsou jednotlivé komponenty kinematického řetězce dostatečně pevné, lze jejich minimální poddajnost zanedbat a označit celý servomechanismus, jako jednohmotový systém. Jinými slovy, momenty setrvačnosti jednotlivých členů kinematického řetězce servomechanismu redukovat na hřídel motoru. Veškerou hmotu servomechanismu v podstatě nahradíme jedním setrvačníkem, který by měl mít, za předpokladu skutečně zanedbatelných pružností a vůlí či jakýchkoli jiných druhů poddajností kinematického řetězce, stejné vlastnosti, jako originální (nahrazovaný) kinematický řetězec. Jediná hmota systému je pak formována tímto náhradním setrvačníkem a elektromagnetickou poddajnou vazbou statoru s rotorem.

Pokud jsou však některé poddajné vazby kinematického řetězce nezanedbatelné, tato substituce již není možná a je třeba separovat hmoty do více míst. Tehdy mluvíme o systémech vícehmotových. Zátěž v tomto případě redukovat lze, ovšem pouze v rámci jednotlivých hmot. Každá hmota systému je pak charakterizována vlastním kmitočtem. Při kinematickém buzení takovéhoto systému může vlivem těchto dalších hmot systému docházet i k reziduálním kmitům na pracovním členu kinematického řetězce. Samotnými kmity pak může být značně degradována polohová přesnost celého servomechanismu, proto je vhodné je nějakým způsobem potlačit. Samotná kaskádní regulační struktura většinou není schopná proti těmto kmitům účinně zasáhnout a proto se často musí tento problém řešit jinak.

Jedním ze způsobů, kterým lze tento problém řešit, je minimalizace amplitudy těchto kmitů pomocí analýzy tzv. reziduálního spektra. Tato metoda je používána pro tlumení kmitů na klasických vačkových mechanismech, ale jak popisuje literatura [2], tak jí lze rovněž použít i pro kompenzaci reziduálních kmitů na pracovních členech kinematických řetězců elektronických vaček. Reziduální spektrum lze získat z první derivace odezvy pracovního členu servomechanismu na buzeního konkrétní zdvihovou závislostí. Analýzou tohoto spektra lze pak stanovit parametry (otáček, úhel zdvihu nebo vlastní frekvence zátěže Ω_L), při nichž bude kmitání minimální. Metoda však stanovuje konkrétní frekvence cyklů vačky, při kterých bude amplituda kmitů minimální (za předpokladu konstantních parametrů tohoto mechanismu). Při konstrukci stroje se však většinou dopředu neví, k jakým kmitočtům bude na jeho pracovním členu docházet. V některých aplikacích je navíc potřeba měnit rychlosti elektronické vačky. V takových případech již tato metoda nemůže vzneseným požadavkům vyhovět a musí se přistoupit k aplikaci jiných metod.

Existuje celá řada alternativních metod, kterými lze dosáhnout uspokojivých výsledků tlumení reziduálních kmitů, nezávisle na zvolené rychlosti elektronické vačky či velikosti zdvihu, některé z nich jsou i částečně robustní vůči změnám vlastní frekvence zátěže. Kompenzace reziduálních kmitů bylo v minulosti, ale je i v současné době, často diskutované téma. Výsledkem dlouholetého bádání je celá řada publikovaných metod, kterými lze účinně potlačit reziduální kmity, vznikajících na takovýchto systémech. Příkladem mohou být metody stavových pozorovatelů, publikované Y. Horim [17], G. Brandenburgem [18],

R. Zhangem [19], metody kompenzace pomocí stavového H_∞ regulátoru popsané Y. Horim [20], K. Petrem [21], metoda zpětnovazebního stavového pozorovatele s akceleračním regulátorem Y. Horiho [22], řízení s vnucenou dynamikou J. Vittek [23], metoda inverzní dynamiky [33], nebo široce rozpracované téma dopředných tvarovačů signálu N.C. Singera [28], [29], [30], W. Singhose [31], T. Tuttle [38] a mnoha dalších.

Většina z nich však zásadním způsobem upravuje řídicí strukturu pohonu, jako například [20], [21], [22], [23]. Realizace takto složitých kompenzačních struktur se kvůli tomu v praxi většinou řeší mimo standardní řídicí jednotku, ve speciálním signálovém procesoru. Z celé řídicí jednotky pohonu je pak většinou využívána pouze výkonová část (řízení proudu potažmo momentu). Jejich výhodou je volnost při tvorbě regulačních struktur, ovšem velkou nevýhodou je komplikovaný servis v případě poruchy těchto speciálních řešení. Právě proto je poměrně často kladen velký tlak ze strany zadavatelů na maximální standardnost konkrétního řešení. Někteří výrobci regulovaných pohonů naštěstí začínají ve svých řídicích jednotkách poskytovat uživatelům jistý prostor a možnosti pro aplikace nestandardních algoritmů. Jejich možnosti však nejsou neomezené a mají své hranice. Jak bude ukázáno, ne každý algoritmus je jimi realizovatelný. Disertační práce se proto zabývá právě popisem těch struktur, které se ve standardně průmyslově vyráběném řídicím systému elektronické vačky podařilo úspěšně zprovoznit.

V zásadě lze kompenzační algoritmy rozdělit do dvou skupin, na metody zpětnovazební ([17] až [27]) a metody působící v přímé větvi ([28] až [39]). Oběma druhy se DP zabývá v následujících podkapitolách. V rámci disertační práce se simulačně podařilo otestovat celou řadu metod. Na reálném systému se ovšem z výše zmíněného důvodu podařilo aplikovat jen některé z nich. Právě tyto metody jsou v následujících odstavcích popsány.

Za účelem testování účinnosti jednotlivých metod bylo nutné sestavit kinematický řetězec, vykazující výraznou mechanickou poddajnost, projevující se na nízkém kmitočtu. Pro regulaci jsou nízké kmitočty reziduálních kmitů, jejichž tlumení se blíží k nule, velice problematické, ale pro testování účinnosti jednotlivých algoritmů ideální. Kinematický řetězec proto sestával z bezvůlové převodovky, redukující otáčky servopohonu a výstup reduktoru byl spojen pružnou hřídelí se setrvačником, který zároveň tvořil koncový (pracovní) člen celého servomechanismu (viz. Obr. 3-5). Celý servomechanismus tedy obsahoval celkem dva druhy poddajnosti. Elektromagnetickou poddajnost vazby statoru s rotorem servomotoru a mechanickou poddajnost, způsobenou nízkou torzní tuhostí hřídele, spojující výstup reduktoru se setrvačником.

8.1 Zpětnovazební metody

Zpětnovazební metody jsou obvykle náročnější, co se týče jejich nasazení v řídicích strukturách standardních jednotek. Jsou založeny na generování příslušného kompenzačního signálu, na základě pozorování či odhadu jednotlivých stavových veličin servopohonu. Jejich strukturou generované kompenzační signály jsou pak obvykle zaváděny zpět do řídicí struktury. Většinou do míst, sloužících k připojení přídatných žádaných hodnot (před proudovým či rychlostním regulátorem). Různé zpětnovazební metody mají různou strukturu, ovšem v jednom se všechny shodují. Vyžadují od řídicí jednotky volný prostor v paměti

řídící jednotky a prostor pro jejich realizaci, což u sériově vyráběných jednotek pohonů není zcela běžnou věcí.

Jak bylo v kapitole 3.2 zmíněno, tak jistý nadstandard v tomto ohledu, oproti jiným výrobům, nabízí řídící jednotky pohonů Siemens. Firma se rozhodla svým vlajkovým lodím (Sinamics S120) z nabízeného portfolia pohonů více otevřít svojí regulační strukturu a umožnit uživatelům díky technologii BICO číst či zapisovat hodnoty do celé řady důležitých parametrů v celé řídící struktuře.

Softwarový nástroj DCC dále umožňuje, díky široké škále nabízených funkčních bloků, realizovat ve „volně“ programovatelné paměti řídící jednotky obvod, který bude cyklicky vykonávat libovolně složitou matematickou funkci. Do DCC lze díky technologii BICO napojit libovolné parametry, určené ke čtení, pomocí nichž lze s nimi strukturou vytvořenou v DCC realizovat příslušné matematické operace a výsledek zavést zpátky do řídící struktury. Tímto se stává DCC společně s BICO mocným nástrojem, díky kterému lze realizovat libovolně složitou kompenzační strukturu, jejímiž výstupy (kompenzačními signály apod.) lze pak patřičným způsobem zasahovat do stávající regulační struktury a tím ovlivňovat její funkci.

V rámci DP se podařilo simulačně ověřit celou řadu zpětnovazebních metod, většinu z nich se však z následujících důvodů v reálné jednotce S120 zprovoznit nepodařilo, jako například [17], [18], [19] aj. V aplikovatelnosti struktur, vytvořených nástrojem DCC, existují však jisté limity. Problém spočívá v nejkratším možném cyklu, ve kterém lze konkrétní řídící strukturu vykonávat. Nejkratší možný cyklus, který lze konkrétní struktuře nastavit, je 1ms. V porovnání se 125 μ s vzorkovací periody proudové a rychlostní smyčky (hodnota dána polovinou periody spínací frekvence tranzistorů PWM modulace) je tento čas poměrně dlouhý a proto pro aplikaci v těchto smyčkách nepříliš vhodný. Nicméně existuje možnost, jak signál z DCC do rychlostní regulace připojit a nezatížit ji přitom přílišnou chybou v důsledku 8krát pomalejšího cyklu DCC. Jak bylo řečeno MC jednotka posílá pohonu S120 v synchronizovaném taktu sběrnice PB (1ms) jednak polohovou regulační odchylku, tak i signál dopředné rychlostní regulace. Tento signál je v taktu rychlostní smyčky S120 (125 μ s) ještě před vstupem do součtového členu, nacházejícího se před rychlostním regulátorem, interpolován. Díky tomuto interpolačnímu nástroji lze následujícím trikem zmíněnou nevýhodu částečně kompenzovat.

Díky BICO technologii je možné dopřednou vazbu z interpolátoru odpojit a zavést ji nejprve do kompenzační struktury v DCC. Zde k ní přičíst generovaný kompenzační signál a výsledek zavést zpět do původního místa před interpolátor. Jelikož pracuje s periodou rychlostní smyčky 125 μ s a díky svým funkcím je schopen odhadnout trend výslednice obou signálů. Z interpolátoru již pak tento signál putuje do součtového členu před rychlostním regulátorem. Tímto způsobem se podařilo aplikovat pouze ty kompenzační struktury, které jsou určené pro aplikaci v rychlostní regulaci.

Všechny metody byly nejprve ověřeny simulačně na sestavených a verifikovaných matematických modelech dvojhmotového systému. Přitom byly hledány takové parametry kompenzačních struktur, jimiž by se povedlo minimalizovat reziduální kmity a zároveň neovlivňovat stabilitu systému. Syntéza příslušných parametrů dané kompenzační struktury probíhala opět metodou GMK a její softwarové podpory SCD prostředí *MATLAB Simulink*.

Teprve potom, co se konkrétní kompenzační struktura osvědčila simulačně, byla implementována do řídicí jednotky S120 a její funkce následně testována i na reálném dvojmotovém systému.

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

První úvahy nás logicky zavedly k aplikaci přímého odměřování polohy na pracovním členu externím snímačem, jakožto primárního zpětnovazebního signálu, uzavírajícího polohovou regulační smyčku. Implementace tohoto způsobu řízení ve standardní řídicí jednotce pohonu S120 neznamenal velký problém, neboť tento způsob regulace je v praxi poměrně často používán. Většina moderních řídicích jednotek ho proto standardně podporuje. Jak bylo zmíněno v kapitole 6.4, která se mimo jiné i syntézou regulační struktury s přímým odměřováním zabývá, je efektivita této metody, pro kompenzaci reziduálních kmitů o nízkých frekvencích a poměrně vysokých amplitudách (jako v případě DP), poměrně nízká. Regulační strukturu je přitom velice obtížné, dost často i nemožné seřídit tak, aby vyhověla jednak požadavkům na potřebnou dynamiku a současně účinně tlumila takovéto kmity, neboť je většinou k dispozici velmi malý prostor, ve kterém je polohová regulační smyčka stabilní. V rámci DP se proto nepodařilo nalézt takové parametry, při nichž by docházelo k uspokojivému tlumení vznikajících reziduálních kmitů. Z těchto důvodů bylo od této varianty ustoupeno a testování se ubralo jiným směrem.

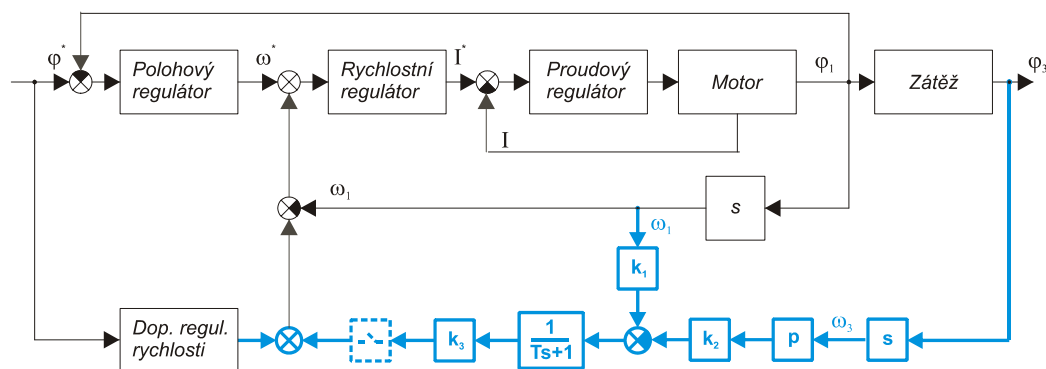
Další testovaná metoda ke své funkci opět využívá externí snímač polohy rychlosti koncového členu kinematického řetězce. Nikterak však k uzavírání primární polohové zpětné, ale pro realizaci kompenzačního signálu speciální regulační strukturou. Polohová smyčka je tedy uzavírána pomocí zpětné vazby z interního motorového snímače polohy a signál z externího snímače je zaveden do této kompenzační struktury, vytvořené v DCC. Jak bylo předesláno výše, kompenzační signál je vhodné zavést do součtového členu před rychlostní regulátor. Z tohoto důvodu by měl mít rozměr rychlosti. Jak je známo rychlost a poloha jsou jednoznačně matematicky vázány (rychlost je definována jako přírůstek polohy v čase, neboli je rovna první derivaci polohy v čase). Proto je nejprve nutné parametr s údajem o aktuální poloze pracovního členu, zavedený do řídicí struktury v DCC, konvertovat na rychlost pomocí numerické derivace, která je standardní součástí knihovny funkcí nástroje DCC. Údaj o měřené poloze na externím členu je v S120 reprezentován ve formě přírůstků (inkrementů snímače). Proto je potřeba ho převést do jednotek, se kterými pracuje i pohon S120. Snímač má rozlišení 1024 pulzů na jednu otáčku (tu je možné tedy reprezentovat desetibitovým binárním údajem). Tento údaj navíc jednotka S120 rozšiřuje o dalších dvanáct bitů. Jedné otáčky pak tedy odpovídá číslo 2^{21} , přičemž poslední zbývající bit ($12+10=22$) slouží v řídicí jednotce k reprezentaci znaménka. Přepočet rychlosti v otáčkách za minutu, z polohy v počtech impulsů (*inc*), lze pak vyjádřit následujícím vztahem

$$\omega \left[\frac{1}{\text{min}} \right] = \frac{d}{dt} \left(\phi[\text{inc}] \cdot \frac{p \cdot c_{ms \rightarrow \text{min}}}{2^{21}} \right) = \frac{d}{dt} \left(\phi[\text{inc}] \cdot \frac{33 \cdot 1000 \cdot 60}{2^{21}} \right). \quad (56)$$

Vztah rovněž zohledňuje i převodový poměr a upravuje velikost rychlosti na pracovním členu do stejného měřítka, jako je snímána rychlost interním motorovým snímačem. Před

vlastním zavedením tohoto signálu do regulační struktury je třeba upravit jeho velikost i fázi tak, aby kmity kompenzačního signálu byly, pokud možno, v protifázi s reziduálními kmity na pracovním členu a velikost kompenzačního signálu neohrožovala stabilitu rychlostní regulační smyčky. Signál je však nositelem údaje aktuální rychlosti. Obrácením fáze a zpětným zavedením do regulační struktury je tedy docíleno toho, že kompenzační signál působí proti dynamice rychlostní smyčky. Snížením váhového koeficientu je možné toto působení potlačit, ovšem tím je i zmenšována amplituda měřených kmitů. Čímž klesá i účinnost této metody kompenzovat reziduální kmity. Ač tato metoda prokázala jistou schopnost částečně tlumit reziduální kmity, její účinek nebyl zdaleka tak efektivní, jako finální varianta.

Podstatně lepšího tlumícího efektu bylo v simulacích, ale i na reálném systému docíleno kompenzační strukturou [24], [25], ve které je využíváno obou snímačů polohy, tedy jak externího, tak interního (motorového) snímače (viz. Obr. 8-1).



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

Princip je jednoduchý a ve svém důsledku napravuje nedostatky předchozí varianty. Jak je vidět na blokovém schéma, kompenzační struktura ke své funkci využívá signály z obou snímačů polohy, tedy polohy motorové hřídele měřené interním snímačem a pracovního členu mechanismu, měřené externím snímačem polohy. Rozdílem rychlosti měřené na motorové hřídeli (téměř nekmitavý průběh) a rychlosti pracovního členu (kmitavý průběh), získané z derivace úpravou polohového signálu externího snímače dle (56), lze odstranit ze signálu nosnou informaci o aktuální rychlosti a získat tak čistý průběh reziduálních kmitů. Interní snímač je však rovněž nositelem informace reziduálních kmitů. Na rozdíl od kmitů měřených pomocí externího snímače, mají tyto kmity téměř zanedbatelnou amplitudu. Je tomu tak jednak kvůli vlastnostem vloženého převodu (viz. kapitola 8.1.3), ale hlavně díky akumulaci dynamického účinku kmitů (jejich kinetické energie) pružným členem. Především díky pružnému členu jsou na interním snímači detekovány pouze zbytkové amplitudy těchto kmitů. Proto je amplituda kmitů, získávaná z rozdílu obou signálů, snižena pouze minimálně.

Blokové schéma barevně na Obr. 8-1 odlišuje standardní prvky regulačního obvodu (černá - tenká) od prvků nestandardních, doplněných ve volně programovatelné paměti ŘJ, prostřednictvím nástroje DCC (modrá - široká). V jednotce pohonu S120 primárně slouží snímané signály aktuální polohy motorové hřídele k uzavření zpětnovazební polohové, ale i

rychlostní regulační smyčky. V případě rychlostní smyčky však musí být z údaje o snímané poloze získána aktuální rychlost motorového hřídele. Tuto konverzi (derivaci aktuální polohy a následnou filtraci) provádí již sama řídicí jednotka pohonu S120. Z tohoto důvodu je i tento blok derivace ve schématu na Obr. 8-1 vyznačen černě (což značí standardní prvek jednotky S120). Aktuální rychlost motorové hřídele je pak ve struktuře pohonu S120 zpřístupněna a je možné ji bez větších obtíží použít i ve struktuře DCC. Všechny měřené veličiny jsou však v jednotce S120 reprezentovány procentuálně vzhledem k referenční hodnotě. Proto pokud chceme získat signál v konkrétních jednotkách, je třeba tento údaj vynásobit jejich referenční hodnotou.

Pro externí snímač již takový komfort S120 nenabízí, avšak výše zmíněnou konverzi (56), lze poměrně jednoduše provést přímo ve struktuře DCC. Tím je tedy možné konvertovat signály z externího snímače polohy koncového členu (v přírůstcích) do rychlosti (v otáčkách za minutu). Jelikož je aktuální poloha pracovního členu, narozdíl od polohy potažmo rychlosti motorové hřídele, snímána až za převodovkou, je součástí konverze rovněž úprava její velikost převodovým poměrem reduktoru p . Touto konverzí lze tedy upravit oba signály do stejných jednotek a měřítek. Na Obr. 8-1 je konverze z inkrementů pro jednoduchost vynechána a jsou v něm pouze znázorněny bloky derivace s a převodu p .

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, tedy je 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 k 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.

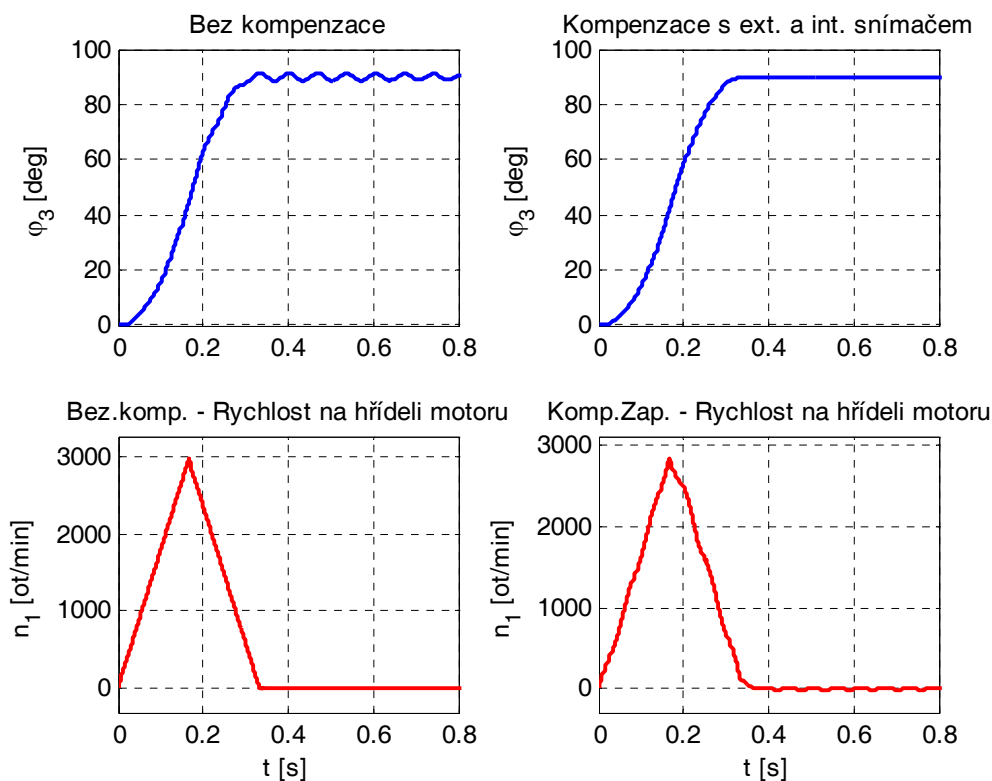
Jak je vidět na Obr. 8-1, kompenzační struktura je dále doplněna o přenos prvního řádu (PT1) s jednotkovým zesílením a o nelineární prvek (typu dvoupolohového relé). Časovou konstantou T přenosu PT1 lze příčinným způsobem upravovat fázi kompenzačního signálu. Mimo to rovněž působí na výstupu, jako jednoduchý filtr typu dolní propust. Důvody pro aplikaci nelineárního prvku (pouze v případě aplikace kompenzační struktury na reálném systému) jsou uvedeny níže.

V simulacích se díky výše zmíněným regulačním prvkům kompenzační struktury podařilo dosáhnout velmi dobrých účinku tlumení reziduálních kmitů. Při hledání váhových koeficientů k_1 až k_3 bylo s výhodou použito výše popisovaného nástroje SCD. Nastavení časové konstanty T vřazeného přenosu PT1 proběhlo experimentálně, přičemž bylo snahou dosáhnout protifáze kmitů na průbězích rychlosti hřídele motoru a na pracovního mechanismu. Tab. 8-1 shrnuje parametry dosažené syntézou kompenzační struktury simulovaného (ale i reálného) systému. Přičemž zachycuje dvě různá nastavení, kterých bylo v simulacích dosaženo. V prvním případě byl přenos PT1 zcela vyřazen. Systém při buzení zdvihovou závislostí vykazoval v ustálené části větší překmit (OP), ale kmitý se rychle ustálily (η_1 – začátek ustálené části, η_2 – konec ustálené části), kdežto v druhém případě byla hledána taková časová konstanta T vřazeného přenosu PT1, kterou bude možné dosáh-

nout protifáze měřených na hřídeli motoru a pracovním členu. Při tomto nastavení byl minimalizován překmit, ale kmity se díky nižšímu tlumení ustalovaly podstatně déle, nežli v předchozím případě.

Tab. 8-1 – Výsledky dosažené díky kompenzační strukture s ext. a int. odměřováním polohy

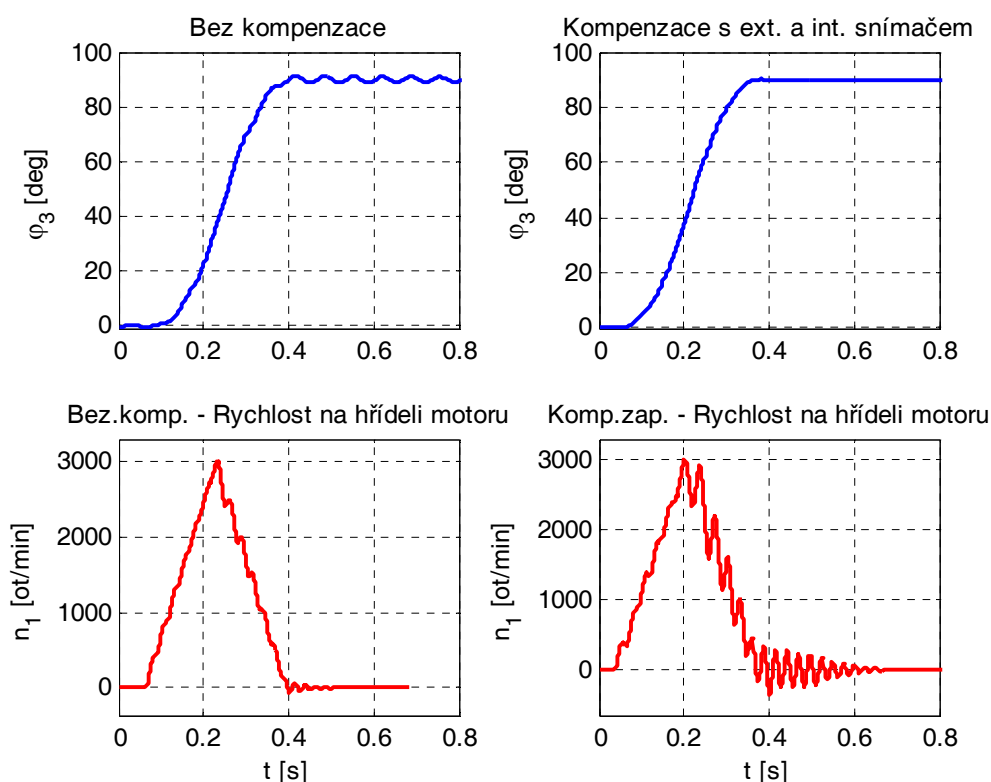
	K_φ	K_w	K_ω	T_ω	k_1	k_2	k_3	T	T_K	OP	η_1 / η_2
	[1/s]	[%]	[Nms/rad]	[ms]	[-]	[-]	[-]	[ms]	[ms]	[%]	[%]
Sim.1	170	100	3,77	3,7	1	25	0,05	0	-	0,16	88 / 100
Sim.2	170	100	3,77	3,7	1	25	0,05	12	-	0,02	98 / 99
Reál.	170	100	4	17	0,03	1	$4e^{-4}$	2	20	0,38	79 / 91



Obr. 8-2 – Výsledky ze simulací na matematické modelu dvojhmotového systému vlevo bez a vpravo s kompenzací pomocí externího a interního snímače - buzení par. zdvihovou závislostí (270min^{-1}).

Podobně, jako v simulacích i při aplikaci kompenzační struktury v reálném systému, se podařilo reziduální kmity výrazným způsobem potlačit. Váhové koeficienty byly seřizeny experimentálně, stejně tak, jako časová konstanta zpožďovacího členu prvního řádu PT1. Narozdíl od simulací však musela být navíc regulační struktura doplněna nelineárním prvem typu dvoupolohového relé. Na pracovním členu dvojhmotového systému docházelo stejně tak jako v simulacích, po odeznění přechodové části zdvihové závislosti, k ustálení kmitů. Vlivem stále působící kompenzační vazby se však kmity v zápětí znovu vyvolaly.

Na Obr. 8-3, kde je zachycen mimo jiné i průběh aktuální rychlosti na hřídeli motoru reálného systému, v grafu nalevo s vypnutou a napravo se zapnutou kompenzací. Z průběhu rychlosti na hřídeli motoru při zapnuté kompenzaci v ustálené fázi zdvihové závislosti je vidět, že motorová hřídel kmitá. Díky účelně navržené časové konstantě bylo možné srovnat kmity na průbězích rychlosti motorové hřídele a pracovního členu do vzájemné protifáze. Po odeznění přechodové části zdvihové závislosti díky tomu dochází k utlumení kmitů a ke krátkému klidu. Nicméně právě vlivem PT1 je tento klid zaznamenáván se zpožděním, čili motorová hřídel stále kmitá, čímž znovu dojde k vybuzení kmitů celého dvojmotového systému.



Obr. 8-3 – Výsledky z měření na reálném dvojmotovém systému vlevo bez a vpravo s kompenzací pomocí externího a interního snímače - buzení parabolickou zdvihovou závislostí (270min^{-1}).

Z tohoto důvodu musel být ještě do obvodu navíc vřazen nelineární prvek, jehož pomocí je kompenzační signál po utlumení kmitů odepínán (za dobu T_K po ukončení přechodové fáze) a znovu připojen, až se začátkem nového cyklu vačky. Kompenzační strukturou, seřízenou dle posledního řádku tabulky (Tab. 8-1), se podařilo značným způsobem snížit amplitudu kmitů a díky nelineárnímu prvku, který po odeznění kmitů odpojoval kompenzační strukturu, nedocházelo k jejich opětovnému vybuzení.

Testování funkčnosti metody s konstantními parametry kompenzační struktury proběhlo při různých rychlostech hnací osy (elektronické vačky). Díky tomu se podařilo ověřit její invarianci vůči změnám rychlosti. Horní strop přirozeně opět tvoří omezovače jednotlivých

akčních veličin, pokud se ovšem pohybujeme pod nimi, v pracovní oblasti servopohonu, je tato metoda schopná účinně kmity potlačit.

Kompenzační struktura vykazuje i určitou invarianci vůči změnám parametrů zátěže (proměnné frekvenci Ω_L). Vlivem vysokého namáhání, kterým zpětně působila setrvačná zátěž na mechanicky poddajnou hřídel a z druhé strany přes reduktor působící hnací moment servomotoru, došlo v místě největšího namáhání poddajné hřídele k jejímu naprasknutí. Tímto došlo k poklesu tuhosti, která tvoří jeden ze základních parametrů dvojhmotového systému a tím i ke snížení kmitočtu reziduálních kmitů Ω_L (z 15 Hz na 10 Hz) i tlumení ζ_L (viz. kapitola 6.1 a Obr. 6-5). Jelikož jsou však kmity odměřovány přímo na pracovním členu, tak se efekt jejich tlumení touto metodou nikterak nezměnil. Z tohoto důvodu byl tento defekt odhalen až při testování druhé metody, popisované v následující podkapitole. Větší změny parametrů zátěže však již vyžadují, pro docílení kvalitního efektu tlumení, provést opětovné seřízení kompenzační struktury.

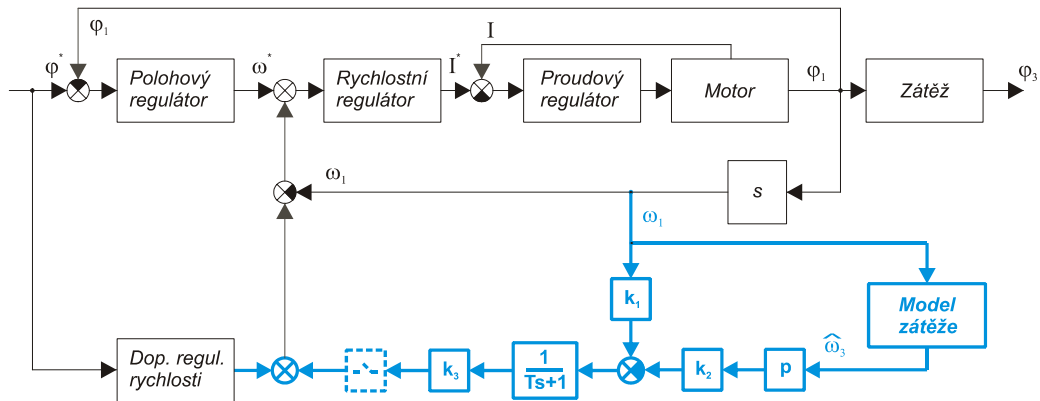
8.1.2 Regulační struktura s modelem zátěže ve zpětné vazbě

Jak je vidět z naměřených grafů na Obr. 8-3, tak předchozí metoda prokázala schopnost účinně potlačit kmity, vznikající vlivem existence dalších hmot systému. Jak bylo zmíněno, její velkou výhodou je částečná robustnost vůči změnám parametrů zátěže. Její nevýhodou však může být nutnost přímého odměřování polohy pracovního členu servomechanismu externím snímačem polohy. Někdy totiž není technicky možné přímo odměřovat polohu pracovního členu servomechanismu, jako například u ramen průmyslových robotů apod. Proto bylo snahou dalšího zkoumání v kompenzační struktuře nahradit tento 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 momentu (potažmo odměřované momentotvorné složky proudu) či z otáček na hřídeli motoru, pomocí matematického modelu zátěžného mechanismu [26], [27] (viz. kapitola 4.3 a 6.1). Jednodušší a přesnější variantou odhadu rychlosti na pracovním členu je získán predikcí pomocí blokového schéma na Obr. 6-1, z aktuální rychlosti měřené motorovým snímačem. Jak je vidět na Obr. 8-4, kompenzační struktura předchozí varianty (viz. Obr. 8-1) je tedy doplněna o model mechanicky poddajné zátěže, který svou funkcí nahrazuje nutnost externího odměřování polohy. Zbytek kompenzační struktury předchozí varianty zůstává nezměněn. Kompenzační signál je 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 struktury v reálném systému použít.

Jak se ukázalo, schopnost kompenzační struktury tlumit reziduální kmitání velice úzce souvisí s přesností matematického modelu, se skutečným mechanicky poddajným kinematickým řetězcem reálného servomechanismu. Robustnost metody je v tomto ohledu poměrně nízká. Pokud tedy dojde za běhu stroje ke změně parametrů jeho kinematického řetězce,

ať už vlivem opotřebení nebo změny momentu setrvačnosti zátěže aj., není již modelem odhadovaná frekvence reziduálních kmitů Ω_L na pracovním členu přesná. V závislosti na míře odlišnosti modelu se skutečným servomechanismem pak klesá poměrně strmě schopnost kompenzační struktury eliminovat reziduální kmitů na pracovním členu servomechanismu. Při velkých odlišnostech odhadované a skutečné frekvence Ω_L může pak dojít k tomu, že kompenzační struktura naopak amplitudu kmitů na pracovním členu zesiluje, což v extrémních případech může vést až k nestabilitě celého systému.



Obr. 8-4 – Blokové schéma aplikace kompenzační struktury s modelem zátěže ve zpětné vazbě.

Jak bylo zmíněno v předchozí kapitole 8.1.1, v průběhu testování došlo k defektu pružné hřídele. Únavou materiálu, ze které je hřídel vyrobená, došlo vlivem extrémního namáhání při testování kompenzačních struktur k jejímu naprasknutí. Prasklina se objevila v místě, kde dochází k největším změnám pružnosti, tedy tam kde končí, resp. začíná vyfrézovaná drážka duté hřídele, která záměrně zvyšuje její pružnost. Tím došlo i ke změně vlastního kmitočtu druhé hmoty z 15Hz na 10Hz. Vlivem odlišnosti kmitočtů vznikajících na skutečném systému a kmitočtů modelem odhadovaných, byl účinek kompenzace kmitů mizivý.

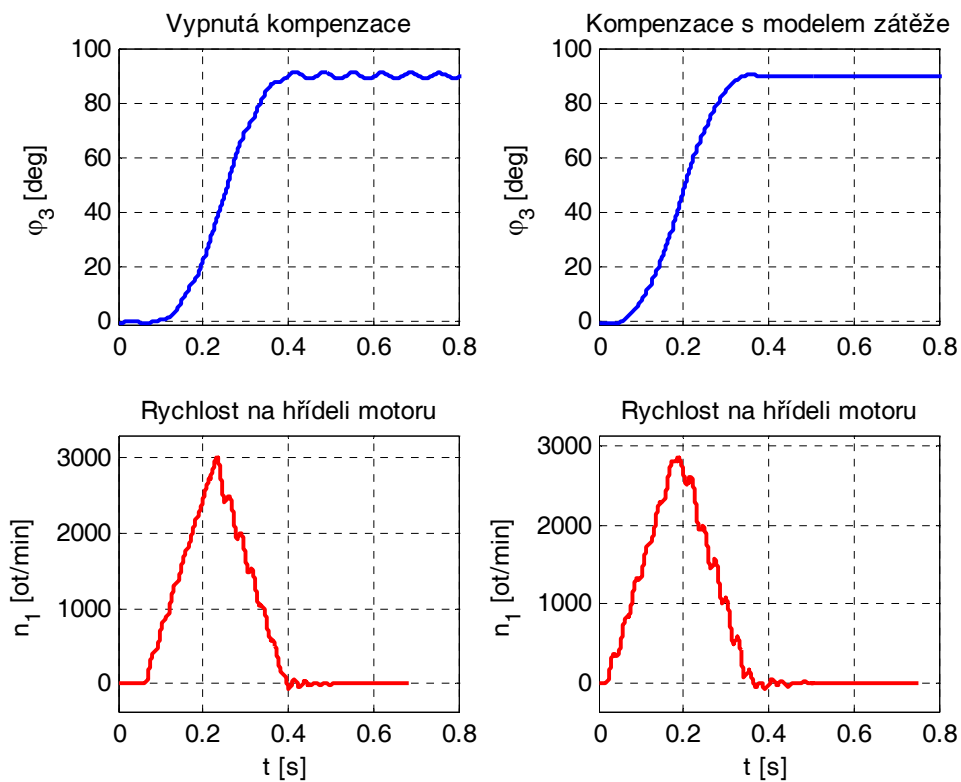
Abychom znovu docílili kvalitního tlumení, musely být upraveny konstanty matematického modelu dle aktuálního stavu zátěže. Pomocí analýzy signálu z externího snímače polohy byl zjištěn posun kmitočtu reziduálních kmitů z původních 15Hz na 10Hz. Ze vzorce pro výpočet Ω_L (29) je zřejmé, že velikost frekvence reziduálních kmitů závisí na momentu setrvačnosti zátěže a konstantě pružnosti poddajného členu. Jelikož moment setrvačnosti zůstal nezměněn, nutně muselo dojít ke změně pružnosti. To poukazuje na naprasklou pružnou hřídel. Ze vzorce (29) bylo, tím pádem, již jednoduché získat, díky známé frekvenci kmitů a momentu setrvačnosti setrvačníku, aktuální konstantu pružnosti hřídele k_{32} ($f_L=10\text{Hz} \rightarrow k_{32}=410\text{Nm/rad}$). Po úpravě modelu v kompenzační struktuře, pomocí takto zjištěné aktuální konstanty pružnosti, bylo opět docíleno požadované účinnosti kompenzační struktury.

Z toho vyplývá, že pokud jsou parametry zátěžného mechanismu dostatečně přesně zjištěny a jejich velikosti jsou za normálního provozu stroje neměnné, je touto metodou možné dosáhnout podobných výsledků, jako předchozí variantou, ovšem bez nutnosti externího odměřování pracovního členu servomechanismu. Toto tvrzení nejlépe dokládá i tabulka dosažených hodnot (Tab. 8-2) a měření na reálném systému Obr. 8-5. Průběhy ze simulací

jsou naprosto totožné s těmi, kterých bylo dosaženo v případě metody, vyživající externí a interní odměřování polohy (viz. Obr. 8-2). Simulační schéma totiž využívá v kompenzační struktuře tentýž model zátěže, na kterém byla v předchozím případě přímo odměřována poloha. Proto nejsou jejich průběhy v této podkapitole prezentovány.

Tab. 8-2 – Výsledky dosažené díky kompenzační struktuře s modelem zátěže ve zpětné vazbě

	K_φ	K_w	K_ω	T_ω	k_1	k_2	k_3	T	T_K	OP	η_1 / η_2
	[1/s]	[%]	[Nms/rad]	[ms]	[-]	[-]	[-]	[ms]	[ms]	[%]	[%]
Sim.1	170	100	3,77	3,7	1	25	0,05	0	-	0,16	88 / 100
Sim.2	170	100	3,77	3,7	1	25	0,05	12	-	0,02	98 / 99
Reál.	170	100	4	17	$3,3e^{-}$	1	$3e^{-4}$	2	150	0,28	80 / 92



Obr. 8-5 – Výsledky z měření na reálném dvojmotovém systému vlevo bez a vpravo s kompenzací využívající matematický model zátěže - buzení parabolickou zdvihovou závislostí (270min^{-1}).

8.1.3 Nerealizované zpětnovazební kompenzační metody

Nízká robustnost předchozí metody jasně vytyčila směr dalšího zkoumání k metodám, kterými by bylo možné neduhy této varianty napravit. K tomu bylo nezbytné kompenzační strukturu obdařit funkcí automatické adaptace matematického modelu zátěže, jak nabízí například zpětnovazební metoda, se stavovým pozorovatelem poruchy [27]. Ta opět pracuje

s matematickým modelem zátěže (viz. Obr. 4-7), jenž je v tomto případě buzen žádanou hodnotou momentu (počítanou však již z momentotvorné složky proudu). Parametry modelu kompenzační struktury jsou průběžně upravovány pomocí rozdílu aktuální měřené a modelem odhadované rychlosti na hřídeli motoru (pomocného kompenzačního signálu). Rozdíl obou signálů poukazuje na aktuální shodu parametrů matematického modelu a reálného systému. V případě, že jsou parametry naprosto totožné, je rozdíl obou signálů nulový (matematický model odpovídá realitě). Pokud tomu tak není, je rozdíl obou rychlostí roven kmitavému signálu o kolísající amplitudě. Pomocí tohoto signálu a speciálně navržených váhových koeficientů, jsou vytvořeny korekční signály, kterými je možné patřičným způsobem upravit chování celého matematického modelu dvojmotového systému tak, aby se opět shodoval s realitou. V simulacích tato metoda fungovala bezchybně a vykazovala částečnou rezistenci vůči změnám parametrů kinematického řetězce a zátěžného momentu.

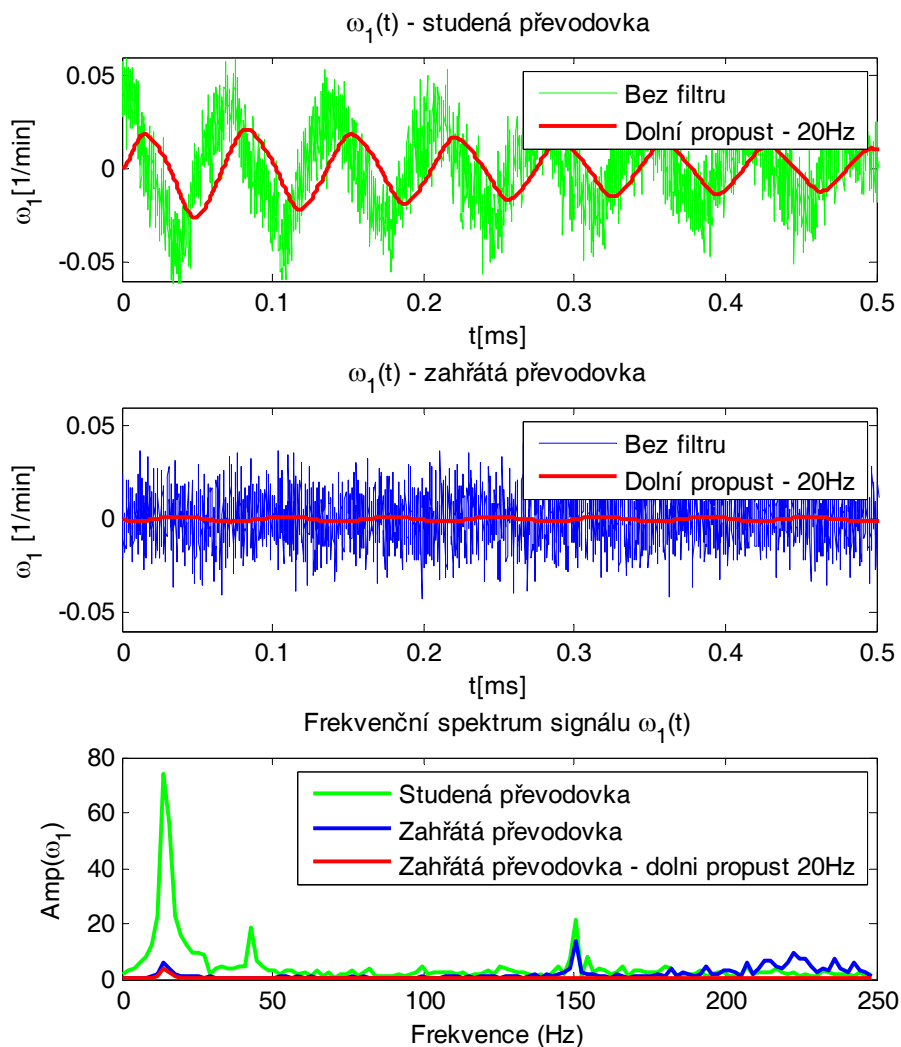
Na reálném systému se však ukázalo, že je kinematický řetězec zatížen další nelinearitou, což byl jeden z důvodů, proč se aplikace této metody nezdařila. Jsou způsobeny jinými vlastnostmi převodovky za studena a za tepla, kdy je olej převodovky jejím provozem zahřátý. Na průběhu rychlosti (potažmo polohy) snímané na hřídeli motoru jsou při studené převodovce daleko lépe patrné zbytkové kmity, přenášené ze zátěže přes pružný člen a reduktor na hřídel motoru. Převodovka za studena, vlivem vyšší viskozity oleje, lépe přenáší nízké kmitočty (cca do 150Hz), v jejichž spektru se nacházejí i zbytkové reziduální kmity a hůře vysoké. To znamená, že na průběhu rychlosti motorové hřídele se zbytkové kmity projevují poměrně vysokou amplitudou.

Zahřeje-li se olej v převodovce delším provozem, jeho viskozita klesne (je tekutější), se situace obrací. Za tepla tedy naopak lépe přináší vysoké kmitočty (od 150Hz a výše) a hůře nízké. Na průběhu rychlosti již zbytkové kmity nejsou téměř znatelné, neboť zaniknou v šumu lépe přenášených vysokých kmitočtů (viz. Obr. 8-6). Proto bylo nutné použít filtr typu dolní propust, abychom ze signálu získali pouze amplitudu reziduálních kmitů. Popsaný efekt je nejlépe pozorovatelný z Fourierovy transformace signálu studené a zahřáté převodovky na Obr. 8-6. Jak je vidět na průbězích měřených a filtrovaných signálů rychlosti na hřídeli motoru, filtr opět posouvá fázi měřených reziduálních kmitů.

Aby tato metoda byla účinná, bylo by nutné obdařit regulační strukturu nelineárním, chovajícím se inverzně ke změně teploty převodovky, aby amplituda kmitů byla stále konstantní. Odhad takovéto nelinearity je však téměř nemožný. Jelikož je korekce modelu založená právě na porovnávání frekvencí a amplitud zbytkových reziduálních kmitů na průbězích rychlosti reálného pohonu a matematického modelu, nebylo možné tuto metodu v reálném systému aplikovat.

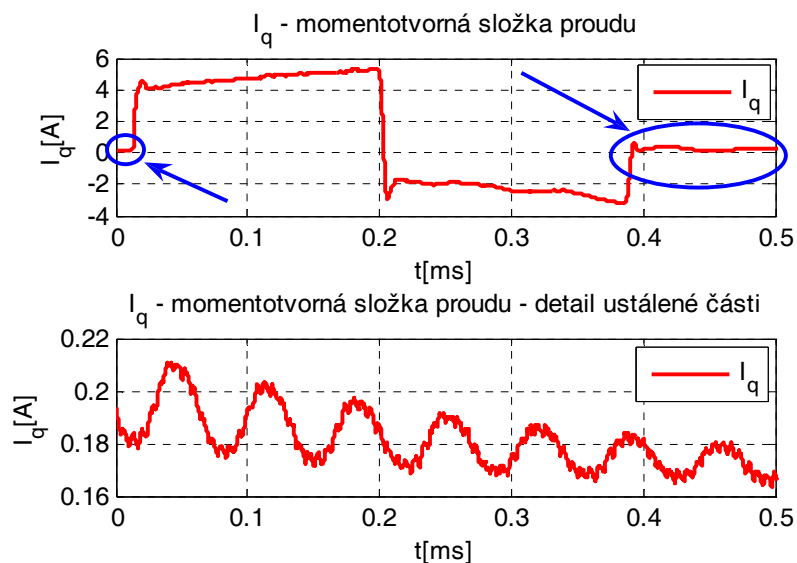
Jak bylo řečeno, stavový pozorovatel poruchy používá (mimo údaje aktuální rychlosti motorové hřídele) pro buzení svého matematického modelu jednotkou dopočítávaný údaj aktuálního momentu (aktuální hodnoty momentotvorného proudu). Narozdíl od simulačního schéma, na kterém byla metoda simulačně testována, ovšem reálný systém vykazuje v přechodových i ustálených stavech (kdy je žádaná poloha a rychlost nulová) trvalý kladný setpoint, který se navíc v přechodových částech zdvihové závislosti dále zvyšuje (viz. grafy z měření přechodové a ustálené části zdvihové závislosti Obr. 8-7). Integrací této hodnoty získáme signál, kterým má trvale rostoucí průběh (s různou směrnici). Takový průběh již

neodpovídá rychlosti na hřídeli motoru, neboť výsledkem integrace kladné hodnoty proudu je trvalý nárůst (integrace kladné konstanty je konstantní stoupání). Toto byl další z důvodů, kvůli kterým se nepodařilo kompenzační metodu se stavovým pozorovatelem v praxi aplikovat a důvodem, proč bylo od ní ustoupeno.



Obr. 8-6 – Průběh rychlosti na motorové hřídeli měřené v ustálené části zdvihové závislosti při studené a zahřáté převodovce.

Metoda se stavovým pozorovatelem nebyla však jedinou, kterou se díky nenulovosti proudu, při ustálené hodnotě otáček, nepodařilo zprovoznit. Byly jimi v simulacích opět fungující metody, publikované Y. Horim [17] či G. Brandenburg [18], založené na zpracovávání údajů měřeném proudu a rychlostí na hřídeli motoru.



Obr. 8-7 – Nenulový moment v ustálené části při buzení pohonu parabolickou zdvihovou závislostí.

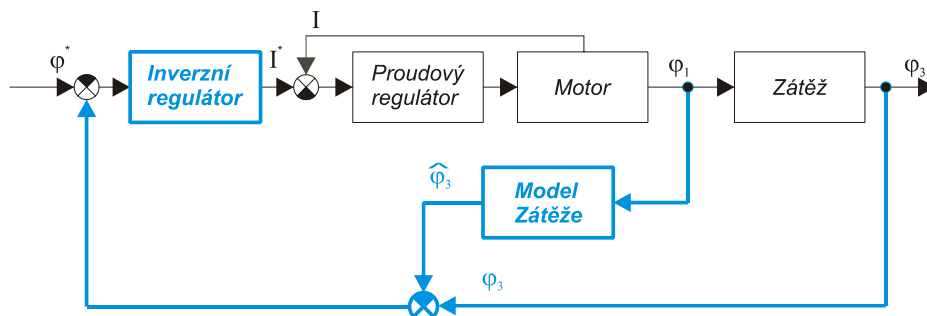
8.2 Metody aplikovatelné v přímé vazbě

Mimo zpětnovazebních metod, se v praxi ke kompenzaci reziduálních kmitů velmi často používá tzv. přímovazebních metod. Tyto metody fungují na principu úpravy žádaných hodnot v přímé větvi regulovaného systému [28] tak, aby výsledný efekt regulace pracovního členu byl nekmitavý. Jak bude ukázáno v této podkapitole, tak aplikace některých z těchto přímých metod lze provést pomocí standardních prostředků, stávající kaskádní regulační struktury řídicího systému. Typickými příkladem může být např. metoda inverzní dynamiky [32] či metoda „Input shaping“ [28].

8.2.1 Kompenzace kmitů pomocí regulátoru s inverzní dynamikou

Základní myšlenkou této regulační metody je vytvořit takový regulátor, který svou dynamikou bude působit proti dynamice regulované soustavy a zajistí tak, aby regulovaný systém přesně sledoval žádanou veličinu. K vytvoření takového regulátoru je nutné znát přesný matematický model, ze kterého lze vyjádřit přenos regulované soustavy. Regulátor je pak vytvořen inverzí tohoto přenosu, tedy prohozením čitatele se jmenovatelem. Inverzí je však často produkován přenos, který má derivační charakter, tedy stupeň polynomu v čitateli je větší, nežli stupeň jmenovatele. Přenos s derivačním charakterem je fyzikálně nerealizovatelný, proto musí být polynom jmenovatele doplněn o takové póly, které nezpůsobí jeho nestabilitu a současně jimi nebude zpomalen regulační proces. Stupeň přidávaného polynomu musí být minimálně takový, aby čítec a jmenovatel měly stejný řád [34]. Jmenovatel se obvykle doplňuje n -polynomy $(\lambda \cdot s + 1)$, díky kterým získá výsledný přenos systému n -násobným kořen $-1/\lambda$. Chování takovýchto kořenů má tedy aperiodický charakter, neboť aby byl systém stabilní, tak musí být λ kladné.

Původní myšlenka metody je nahradit tímto regulátorem polohovou a rychlostní regulační smyčku [34]. Jak je vidět na následujícím obrázku (viz. Obr. 8-8), místo těchto dvou regulátorů je před rozdílový člen proudového regulátoru vřazen tento inverzní regulátor. Aby byla zvýšena robustnost této metody, je regulační schéma dále doplněno o přímé odměřování polohy pracovního členu a paralelně vřazeného matematického modelu poddajného mechanismu. Rozdílem přímo odměřované a modelem estimované polohy pracovního členu je verifikována správnost modelu a případné rozdíly zavedeny do rozdílového členu před inverzní regulátor, kterým by docházelo ke korekci inverzního filtru.



Obr. 8-8: Blokové schéma kompenzační metoda s inverzním regulátorem.

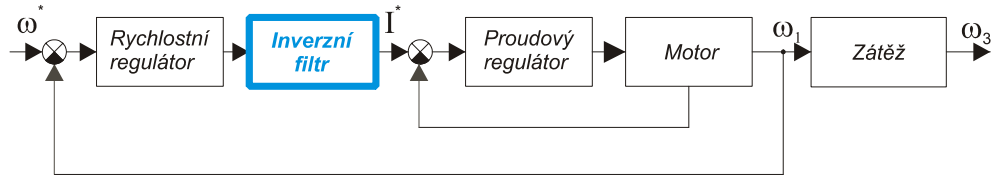
Je zřejmé, že tato regulační struktura dosti zásadně zasahuje do stávající kaskádní regulační struktury, ze které v podstatě ponechává pouze proudovou regulační smyčku. Rychlostní a polohový regulátor je nahrazen navrženým inverzním přenosem, který využívá pouze korekční zpětnou vazbu pro úpravu inverzního filtru. Takováto regulační struktura by sice byla možná nástrojem DCC v jednotce S120 realizovatelná s tím, že pohon byl provozován pouze v proudové (momentové) vazbě a zbytek regulace by pak byl realizován inverzním regulátorem vytvořeným nástrojem DCC. S ohledem na to, že by však vytvořená regulační struktura inverzního filtru měla působit v proudové regulační smyčce (125 μ s), postrádá její aplikace smysl. Jak bylo totiž řečeno výše, nejrychlejší výpočetní cyklus, který lze v jednotce pohonu S120 nastavit speciálním regulačním strukturám vytvořených nástrojem DCC, je 1ms.

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. Jednou z možností, která se nabízí je aplikovat inverzní přenos pomocí filtrů žádaných hodnot (proudu či rychlosti), které jsou standardně ve struktuře k dispozici. K tomu je však nutné strukturu inverzního regulátoru zjednodušit a rovněž pak i zjednodušit přenos inverzního regulátoru, neboť počet filtrů je ve struktuře omezen.

Nahrazení rychlostního a polohového regulátoru inverzním regulátorem tedy nepřipadá v úvahu, proto bude její struktura ponechána. Korekční vazba inverzního regulátoru rovněž nebude využita a vlastní přenos inverzního regulátoru bude realizován pomocí filtrů žádaných hodnot. Budeme ho tedy dále nazývat inverzním filtrem.

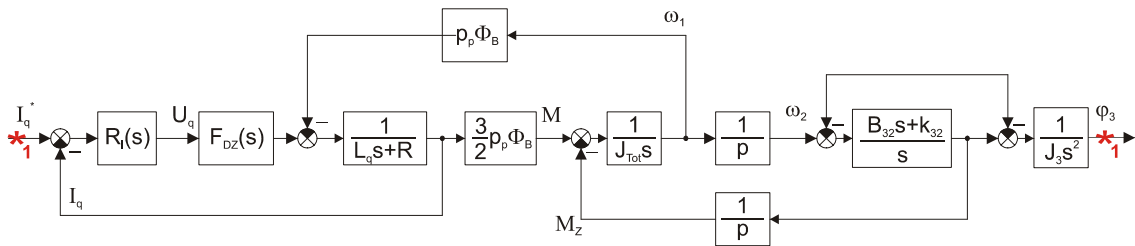
Filtr je možné aplikovat jak před rychlostní či proudovou vazbu, stejně tak je možné vložit filtr i před polohovou vazbu. Přenosové funkce jednotlivých variant se tak liší, neboť jsou vždy odvozovány z přenosů zbylé regulační struktury, tedy od místa aplikace filtru dá-

le. Nejednodušší přenos tedy získáme pro inverzní filtr aplikovaný před proudovým regulátorem. Proto bude i v následujícím textu vysvětlena aplikace právě tohoto filtru s tím, že návrh filtrů pro nadřazené smyčky probíhá obdobně.



Obr. 8-9 – Blokové schéma aplikace inverzního filtru před proudovou regulační smyčkou.

Základním kamenem inverzního filtru aplikovaného před proudovým regulátorem tedy je odvozený přenos mezi žádaným proudem a polohou měřenou na pracovním členu servomechanismu. Takový přenos je tedy možný vyjádřit z následujícího blokového schéma.



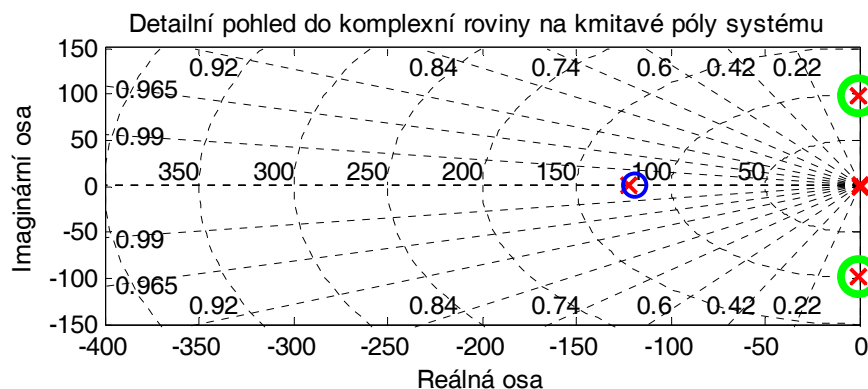
Obr. 8-10 – Blokové schéma pro odvození přenosu potřebného k návrhu inverzního filtru.

K vyjádření přenosu inverzního filtru je vhodné použít „plný“ matematický model PM-SM s dopravním zpožděním, který projevil největší shodu s reálným systémem. Tento model musí být navíc zatíženým na výstupu poddajným servomechanismem. Díky značné komplikovanosti výsledného přenosu, zde bude uveden pouze obecný vztah s tím, že se spolehne na tvrzení, že výsledný přenos má celkem sedm pólů a čtyři nuly.

$$\frac{\varphi_3(s)}{I_q^*(s)} = \frac{b_3 s^3 + \dots + b_0}{a_7 s^7 + a_6 s^6 + \dots + a_1 s} = \frac{(s - n_1) \cdot (s - n_2) \cdot (s - n_3)}{s \cdot (s - s_1) \cdot (s - s_2) \cdot \dots \cdot (s - s_6)} \quad (57)$$

Mezi sedmi póly jsou dvě dvojice komplexně sdružené. První je od dopravního zpožděním PWM modulační a druhá dvojice je způsobená poddajnou mechanickou vazbou. První dvojice, označíme ji s_1 a s_2 , stabilitu systému neohrožuje, neboť je v dostatečné vzdálenosti od imaginární osy ($s_{1,2} = -2.36e^{-3} \pm 4.23e^{-3}i$). Druhá dvojice s_3 a s_4 je naopak velice blízko imaginární osy a její tlumení je téměř nulové ($s_{3,4} = -0.01 \pm 98.55i$). Právě tato způsobuje reziduální kmity na pracovním členu, proto se při návrhu inverzního filtru zaměříme na ni.

Filtr lze navrhnout tak, aby kompenzoval působení jen těchto problémových pólů systému s_3 a s_4 . Toho lze jednoduše docílit tak, že k těmto komplexně sdruženým pólům přidáme dvojici identických komplexně sdružených nul (nazveme je n_3 a n_4). Díky tomu při rostoucím zesílení systému budou tyto póly rychle konvertovat k těmto komplexním nulám a nebudou přitom ohrožovat stabilitu systému.



Obr. 8-11 – Detailní pohled na problémové póly přenosu s_3 a s_4 (červené kříže), na které jsou navrhovány nuly inverzního filtru n_3 a n_4 (zelená kruhy).

Z důvodu fyzikální nerealizovatelnosti inverzního filtru s vyšším řádem čitatele, pouze nuly do přenosu přidat nelze. Proto musí být přenos filtru doplněn o stejný počet pólů. Tyto póly pak musí být navrženy tak, aby co nejméně ovlivňovaly dynamiku regulace a zároveň co nejdéle udržely kořeny uzavřené smyčky na reálné ose. Přenos navrženého filtru pak vypadá následovně

$$F_{IF}(s) = \frac{(s-s_3) \cdot (s-s_4)}{(\lambda s+1) \cdot (\lambda s+1)} = \frac{s^2 - 2(s_3+s_4)s + s_3s_4}{(\lambda s)^2 + 2\lambda s + 1} \quad (58)$$

Takto navrženým filtrem je pak možné zamezit kmitání systému. Stejně tak, jako u všech předchozích metod, byla i metoda kompenzace pomocí inverzního filtru nejprve odzkoušena v simulacích na matematickém modelu systému a teprve když prokázala svojí funkci, tak byl proveden pokus o implementaci do reálné řídicí jednotky S120. Nejprve byla provedena analýza systému pomocí prostředků softwarového nástroje *MATLAB*, kterou se podařilo získat přenos mezi žádaným proudem a polohou měřenou na pracovním členu servomechanismu. Ze všech kořenů charakteristické rovnice byly vybrány ty, které jsou příčinou vzniku reziduálních kmitů, tedy leží nebezpečně blízko imaginární ose. Pomocí této dvojice pólů byl pak navržen čítatel filtru. Jmenovatel filtru byl pak navržen experimentálně, tak aby jeho působení nevyvolalo nestabilitu a současně nezpůsobovaly přílišné zpomalení systému (koeficient $\lambda=0.005$). Za účelem lepší korekce kmitů však musela být opětovně provedena syntéza rychlostního a polohového regulátoru. Pro velký úspěch byla opět použita metoda GMK a nástroj SCD. Přičemž snahou bylo, aby tlumení kmitů bylo co nejmenší a současně na tom příliš neutrpěla dynamika systému. Výsledků, kterých přitom bylo dosaženo, shrnuje Tab. 8-3.

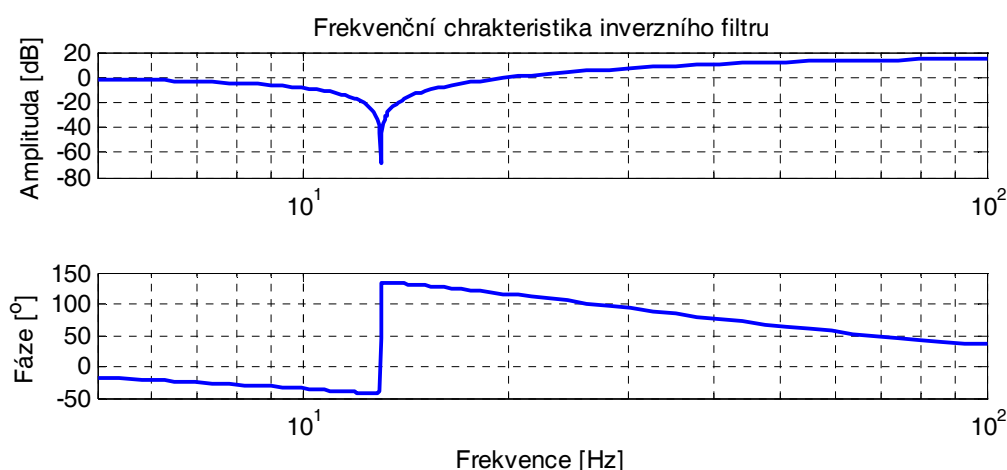
Tab. 8-3 – Výsledky dosažené díky dopředné kompenzační struktury s inverzním filtrem

	K_φ	K_w	K_ω	T_ω	f_{num}	ξ_{num}	f_{den}	ξ_{den}	OP	η_1 / η_2
	[1/s]	[%]	[Nms/rad]	[ms]	[Hz]	[-]	[Hz]	[-]	[%]	[%]
Sim.1	144	100	3,77	6,8	15,7	$2.2e^{-4}$	31,8	1	0,16	99 / 100
Reál.	100	100	1	100	13,5	0,003	31,8	1	0.10	83 / 80

Filtry žádaného proudu či rychlosti jsou v řídicí jednotce pohonu S120 reprezentovány pomocí formule (55). K implementaci navrženého filtru do řídicí jednotky je tedy potřeba upravit jeho přenos (58) do stejného tvaru (55). Porovnáním obou přenosů získáme následující vztahy pro výpočet jednotlivých parametrů

$$f_{num} = \frac{\sqrt{s_3 s_4}}{2\pi}, \quad \xi_{num} = -\frac{s_3 + s_4}{\sqrt{s_3 s_4}}, \quad f_{den} = \frac{1}{2\pi\lambda}, \quad \xi_{den} = 1 \quad (59)$$

Pomocí těchto vzorců se podařilo získat potřebné parametry pro editaci inverzního filtru v řídicí jednotce pohonu S120. Navržený inverzní filtr má následující frekvenční charakteristiku. Jak je vidět, filtr je opět typu pásmová zádrž, která má největší útlum v okolí frekvence reziduálních kmitů.

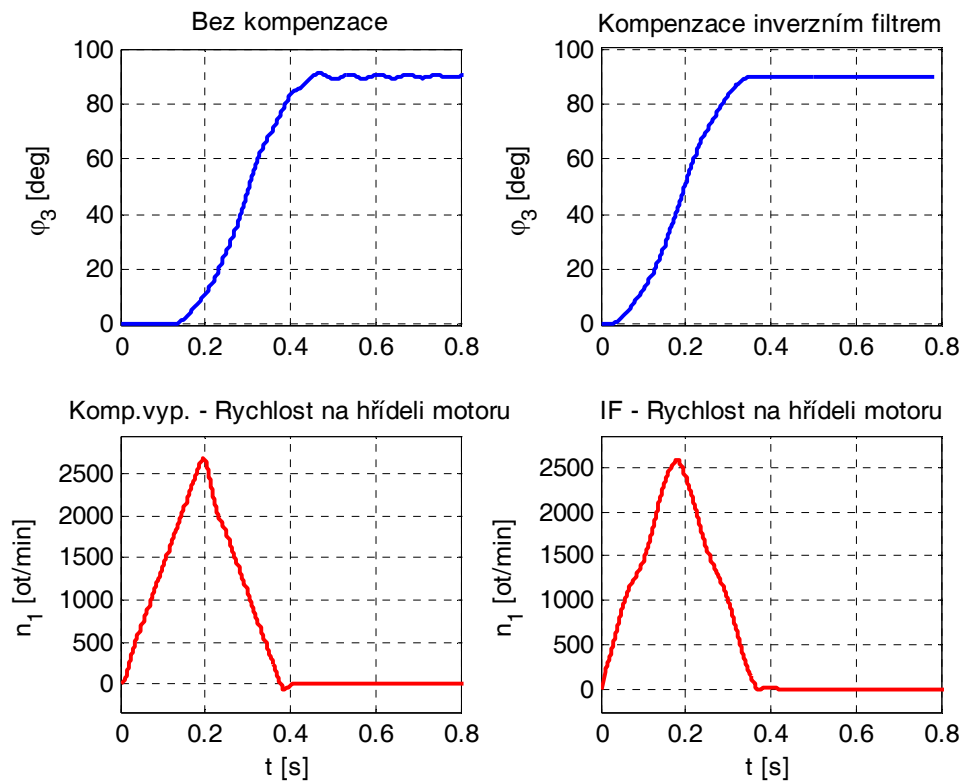


Obr. 8-12 – Amplitudová a fázová frekvenční charakteristika navrženého inverzního filtru.

Pomocí takto zjištěných parametrů filtru byl nastaven jeden z celkem čtyř filtrů žádaného proudu, které jsou standardně v řídicí struktuře pohonu S120 zakomponovány. Filtr byl nejprve nastaven na stejné hodnoty, které byly zjištěny při numerických simulacích na matematickém modelu systému s tím, že jeho parametry pak byly dále postupně optimalizovány. Pro účely prvních experimentů byla nejprve polohová a rychlostní regulace nastavena opatrněji (méně dynamicky), při níž byla ověřena správná funkce filtru v přímé vazbě. Filtr částečně kmitů tlumil, avšak jeho nastavení muselo být následně upraveno. Jelikož řídicí jednotka pohonu S120 umožňuje měnit jednotlivé parametry filtru za běhu, podařilo se poměrně rychle najít takové parametry, jimiž bylo docíleno lepší kompenzace kmitů a díky kterým mohla být i regulační soustava nastavena dynamičtěji. Syntéza parametru regulační soustavy však musela být rovněž prováděna s ohledem na účinnost kompenzace reziduálních kmitů, neboť jejím nevhodným (příliš dynamickým) nastavením se jejich amplituda zvyšovala.

Výše popsaným způsobem bylo nakonec nalezeno takové nastavení regulační soustavy a parametrů inverzního filtru, aplikovaného před proudovým regulátorem, kterým se podařilo dosáhnout výrazného útlumu reziduálních kmitů. Tyto parametry, včetně dosažených vý-

sledků, jsou shrnuty v Tab. 8-3. Na Obr. 8-13 jsou pak vidět průběhy polohy měřené na pracovním členu servomechanismu a rychlosti na motorové hřídeli servomotoru.



Obr. 8-13 – Výsledky dosažené na reálném systému vlevo bez a vpravo s aktivovaným inverzním filtrem před proudovým regulátorem - buzení parabolickou zdvihovou závislostí (240min^{-1}).

Závěrem je nutno konstatovat, že stejně tak, jako v předchozím případě, ani tato metoda není příliš robustní vůči změnám parametrů zátěže, které způsobí i změnu kmitočtu Ω_L , na který jsou filtry dimenzovány. Účinnost filtru se změnou kmitočtu reziduálních kmitů pak poměrně strmě klesá.

8.2.2 Input shaping

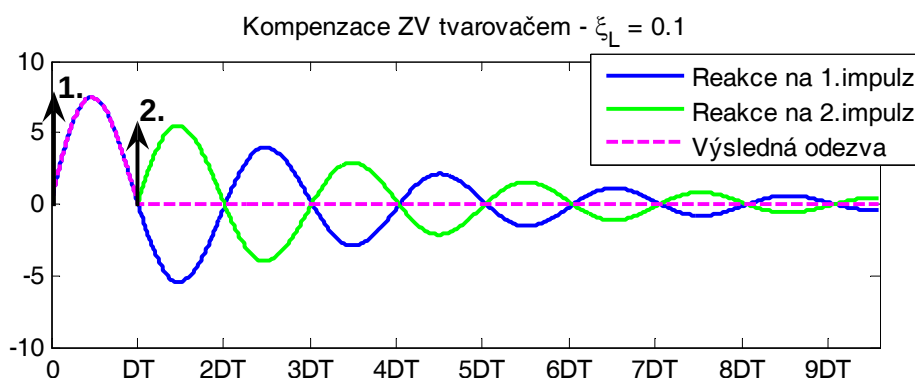
Metoda „Input shaping“, poprvé publikovaná N.C. Singrem [28], je speciální variantou dopředného řízení, která umožňuje elegantním způsobem působit proti parazitním reziduálním kmitům, vyvolaných vlivem existence dalších poddajností systému a výrazně potlačit jejich amplitudu. Metoda je založena na konvoluci posloupných 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 žádanou hodnotu takovým způsobem, že jejím buzením daného systému nejsou evokovány na jeho výstupu reziduální kmity.

Jak uvádí N.C. Singer ve své disertační práci [28], prvním krokem k odvození parametrů vstupního tvarovače je odezva systému na impulsní buzení, kterou lze pro lineární systém definovat následujícím vztahem

$$y(t) = [B] \cdot \sin(\alpha t + \Phi) = \left[A \cdot \frac{\Omega_L}{\sqrt{1 - \xi_L}} \cdot e^{-\xi_L \Omega_L (t - t_0)} \right] \cdot \sin(\Omega_L \cdot \sqrt{1 - \xi_L} \cdot (t - t_0)) \quad (60)$$

Kde A je amplituda impulsu, Ω_L a ξ_L jsou vlastní frekvence a tlumení systému odvozené již dříve, t je čas a t_0 je okamžik, ve které působí tento impuls a y je pak odezva systému na jednotkový impuls v časové oblasti.

Základní princip této metody lze pochopit z následujícího obrázku (Obr. 8-14), na kterém je vidět funkce tvarovače s dvěma impulsy.



Obr. 8-14 – 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, že je výstup celého systému nekmitavý. Pokud tedy druhý impuls působí správnou velikostí ve správnou chvíli, jak je zachyceno i na obrázku, tak jsou jeho vlivem vybudzeny kmity stejné amplitudy v přesné protifázi s těmi, které byly vybudzeny prvním impulsem. Tímto obě tlumené sinusovky své působení vyruší a výsledné chování na výstupu systému je pak nekmitavé.

Matematicky lze tento fakt odvodit obecně pro n -impulsů následovně

$$Amp \cdot \sin(\alpha t + \Phi_i) = [B_1] \cdot \sin(\alpha t + \Phi_1) + \dots + [B_n] \cdot \sin(\alpha t + \Phi_n) \quad (61)$$

Každý z impulsů vyvolá reakci popsanou vztahem (60). Jejich účinky se navzájem sčítají a vytvoří tak výslednou odezvu systému. Kde Amp je amplituda výsledné odezvy a Φ_i její fáze. Pomocí známých vztahů pro goniometrické funkce lze z rovnice (61) získat výsledný vztah pro výpočet amplitudy Amp a fáze Φ_i výsledné odezvy systému. Pomocí nich budou dále i navrhovány amplitudy a časové sekvence impulsů tvarovače

$$Amp = \sqrt{(B_1 \cdot \cos \Phi_1 + \dots + B_n \cdot \cos \Phi_n)^2 + (B_1 \cdot \sin \Phi_1 + \dots + B_n \cdot \sin \Phi_n)^2} \quad (62)$$

$$\Phi_i = \arctan \left(\frac{B_1 \cdot \cos \Phi_1 + \dots + B_n \cdot \cos \Phi_n}{B_1 \cdot \sin \Phi_1 + \dots + B_n \cdot \sin \Phi_n} \right) = t_i \cdot \Omega_L \cdot \sqrt{1 - \xi_L} \quad (63)$$

Kde B_1 až B_n jsou koeficienty sinů ze vztahu (60) pro každý z n -impulsů tvarovače a t_i jsou časy, ve kterých jednotlivé pulsy působí. Bude-li amplituda Amp rovna nule, dojde i v důsledku působení tvarovače k úplnému potlačení kmitů. Položíme-li tedy vztah (62) roven nule, získáme tak rovnice pro výpočet neznámých t_i a B_1 až B_n , kterými bude moci dosáhnout klidu na pracovním členu servomechanismu. Vztah (62) bude roven nule pouze tehdy, pokud oba jeho výrazy ve druhých mocninách budou nulové. Tím získáváme ze vztahu (62) dvě rovnice o n -neznámých

$$\begin{aligned} B_1 \cdot \cos \Phi_1 + \dots + B_n \cdot \cos \Phi_n &= \sum_{i=1}^n B_i \cdot \cos \Phi_i = 0 \\ B_1 \cdot \sin \Phi_1 + \dots + B_n \cdot \sin \Phi_n &= \sum_{i=1}^n B_i \cdot \sin \Phi_i = 0 \end{aligned} \quad (64)$$

Kde B_i je suma všech koeficientů sinu ze vztahu (60), tedy

$$B_i = A_i \cdot \left(\frac{\Omega_L}{\sqrt{1 - \xi_L}} \right) \cdot e^{-\xi_L \Omega_L (t_n - t_i)} \quad (65)$$

Pokud dosadíme tento vztah a vztah pro výpočet Φ_i (63) do rovnic (64), dostaneme tak jejich finální tvar, který můžeme vyjádřit takto

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^n [A_i \cdot e^{-\xi_L \Omega_L (t_n - t_i)}] \cdot \cos(t_i \Omega_L \cdot \sqrt{1 - \xi_L}) &= 0 \\ \sum_{i=1}^n [A_i \cdot e^{-\xi_L \Omega_L (t_n - t_i)}] \cdot \sin(t_i \Omega_L \cdot \sqrt{1 - \xi_L}) &= 0 \end{aligned} \quad (66)$$

Koeficient $\frac{\Omega_L}{\sqrt{1 - \xi_L}}$ je pro všechny členy rozvoje neměnný, proto jim lze obě rovnice podělit, čímž tento člen z obou rovnic zmizí. Ze dvou rovnic jdou vyjádřit pouze dvě proměnné, proto bude nejprve uveden příklad návrhu tvarovače s dvěmi impulsy, který je rovněž nazýván „zero vibration shaper“ (ZV- tvarovač).. Při návrhu takového tvarovače se obvykle volí amplituda prvního impulsu rovna jedné a čas, ve kterém se objeví, nulový. Zvolíme-li čas a velikost prvního impulsu, můžeme z rovnic (66) získat parametry A_2 a t_2 pro druhý impuls. Výpočet je poměrně rozsáhlý a příliš by zatížil text práce, proto budou prezentovány pouze výsledky řešení dvou rovnic o dvou neznámých

$$\begin{aligned} t_2 = \Delta T &= \frac{\pi}{\Omega_L \sqrt{1 + \xi_L^2}} \\ A_2 = K &= e^{-\xi_L t_2} = e^{-\xi_L \frac{\pi}{\Omega_L \sqrt{1 + \xi_L^2}}} \end{aligned} \quad (67)$$

Jelikož je v případě tvarovače se dvěmi impulsy systém buzen dvakrát a výsledná odezva je složena z dílčích odezev systému na toto dvojí buzení, je potřeba velikost tohoto dvojího buzení určitým způsobem normovat. Neboť k tomu, aby byl na výstupu systému dosažen průběh žádané velikosti, je potřeba, aby suma amplitud A_i všech působících impulsů byla rovna jedné. Je tedy vhodné provést normalizaci dílčích amplitud A_i následujícím způsobem

$$\sum_{i=1}^n A_i = \frac{1}{(1+K)^n} + \frac{\binom{n}{1}K}{(1+K)^n} + \frac{\binom{n}{2}K^2}{(1+K)^n} + \dots + \frac{\binom{n}{n}K^n}{(1+K)^n} = 1 \quad (68)$$

Robustnost této metody vůči změnám zátěže (změnám její vlastní frekvence) lze dokázat z grafu na Obr. 8-15, který lze pomocí výše odvozených rovnic poměrně jednoduše vytvořit. Na vodorovné ose je vynesena poměr frekvence reziduálních kmitů dvojhmotového systému $\Omega_{L_{sys}}$, měnící se v čase a konstantního vlastního kmitočtu, na který byl tvarovač navržen $\Omega_{L_{IS}}$. Na svislé ose je pak poměr amplitudy prvního překmitu netlumeného systému a amplitudy kmitů tlumených tvarovačem. Robustnost této metody je opět poměrně nízká. Jak je vidět, tak její účinnost s měnící se frekvencí dosti strmě klesá směrem k přímkám. Položením rovnic (62) rovno nule, jsme schopni navrhnout tvarovač se dvěmi impulsy tak, aby pro exaktně zjištěnou vlastní frekvenci a poměrné tlumení poddajné zátěže, měl nulovou amplitudu. Pokud dojde ke změně vlastní frekvence o více jak 10%, není tato metoda schopná tlumit tyto kmity dostatečně.

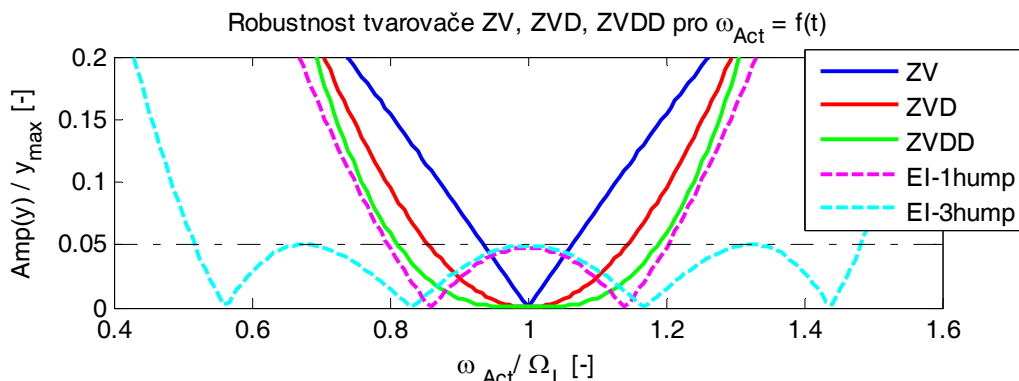
Jednou z možností, jak zvýšit robustnost této metody, je přidáním dalších podmínek, kterými budeme vyžadovat i nulovou derivaci odezvy na kinematické buzení systému, pro takto exaktně zjištěnou frekvenci Ω_L . Provedeme tedy derivaci rovnic (66) podle Ω_L , čímž v podstatě vyjadřujeme požadavek na zvýšení robustnosti vůči změně této vlastní frekvence. Odvození derivace rovnic je nad rámec této disertační práce, proto jsou zde uvedeny pouze výsledné tvary

$$\begin{aligned} \frac{d}{d\Omega_L} \left(\sum_{i=1}^n B_i \cdot \cos \Phi_i \right) &= \sum_{i=1}^n \left[A_i \cdot t_i \cdot e^{-\xi_L \Omega_L (t_n - t_i)} \right] \cdot \sin(t_i \Omega_L \cdot \sqrt{1 - \xi_L^2}) = 0 \\ \frac{d}{d\Omega_L} \left(\sum_{i=1}^n B_i \cdot \sin \Phi_i \right) &= \sum_{i=1}^n \left[A_i \cdot t_i \cdot e^{-\xi_L \Omega_L (t_n - t_i)} \right] \cdot \cos(t_i \Omega_L \cdot \sqrt{1 - \xi_L^2}) = 0 \end{aligned} \quad (69)$$

Podrobné odvození, ve kterém jsou uvažována i jistá zjednodušení, je uvedeno v disertační práci N.C. Singera [28]. Díky této dodatečné podmínce, která požaduje nulovost derivovaných rovnic (66) podle Ω_L , jsme tedy získali další dvě rovnice do naší soustavy. Díky tomu můžeme soustavou vyřešit další dvě neznámé. Jinými slovy lze rozšířit tvarovač o další v pořadí, již třetí impuls. Obecně, s každým dalším impulsem přibudou v rovnicích (66) další dvě proměnné A_i a t_i . Abychom je byli schopni vyřešit, potřebujeme do soustavy získat dvě rovnice navíc. Jelikož se jedná o derivaci goniometrických rovnic, lze tímto způsobem soustavu rozšiřovat do nekonečna.

Takovéto vyšší typy tvarovačů jsou nazývány „zero vibration and derivative shaper“ (ZVD, ZVDD, atd.), protože nejsou definovány pouze nulovostí amplitudy (66), ale i jejich

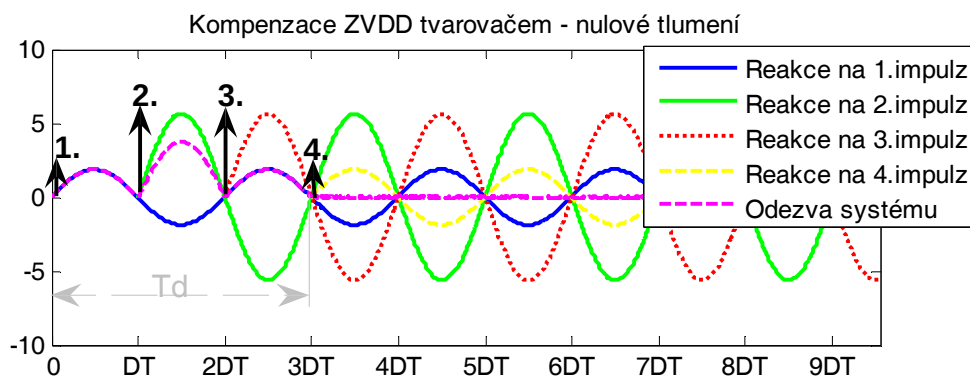
derivací (69) atd. Na obrázku Obr. 8-15 lze pozorovat, jakým způsobem lze přidavnými impulsy rozšířit spektrum frekvencí, které je daným tvarovačem (ZVD či ZVDD) možno potlačit.



Obr. 8-15 – Porovnání robustnosti tvarovačů ZV, ZVD, ZVDD, EI pro měnící se parametry zátěže.

Jak bude ukázáno níže (81), jednotlivé impulsy tvarovač ZV, ZVD, ZVDD aj., vykonává stále ve stejných časových intervalech ΔT (je navrhován pro nominální hodnoty Ω_L , ζ_L). Velikost amplitudy jednotlivých pulzů pak lze vypočíst z binomického rozvoje (68).

Obecně platí, že s každým dalším impulsem tvarovače jsme schopni zvýšit jeho robustnost, vůči změnám parametrů zátěže (vlastní frekvenci Ω_L , ζ_L). Daní za vyšší robustnost je pak delší odezva systému na dané buzení, navíc přírůstek robustnosti je s každým impulsem menší. Rozšířením tvarovače o další impuls způsobí, že vykonání celé sekvence trvá o ΔT déle (viz. Obr. 8-16). Tím se s každým impulsem odezva systému prodlužuje, což může v leckterých aplikacích znamenat problém.



Obr. 8-16 – Zpoždění způsobené tvarovačem se čtyřmi pulsy (ZVDD).

Robustnost těchto metod lze však zvyšovat i jiným způsobem, nežli přidáváním dalších impulsů do sekvence tvarovače. Jak je popsáno v článku [36], [37] aj., robustnost lze zvýšit i tak, že připustíme určitou nenulovou toleranci amplitudy kmitů na nominálním kmitočtu Ω_L dvojhmotové zátěže. Rovnice (62) tedy nepokládáme rovné nule, nýbrž jistě nenulové kladné toleranci (obvykle se stanovuje na 5% velikosti zdvihu). Jak je vidět na Obr. 8-15, na nominálním kmitočtu, na který je takový tvarovač navrhnout, systém kmitá s amplitudou V_{Tol} . Při zvyšování i snižování kmitočtu dochází vlivem tvarovače k poklesu amplitudy a ve

vzdálenosti α od nominálního kmitočtu Ω_L je pak amplituda potlačena úplně. Popisovaná charakteristika vytváří jakýsi „hrb“ s vrcholem velikosti V_{Tol} . Kvůli tomuto specifickému tvaru je tento tvarovač v praxi též nazýván „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.

Pro odvození amplitud pulsů EI tvarovače stačí upravit rovnice (62) tak, že je nebudeme pokládat rovné nule, nýbrž zmíněné nenulové toleranci V_{Tol} , tedy

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^n [A_i \cdot e^{-\xi_L \Omega_L (t_n - t_i)}] \cdot \cos(t_i \Omega_L \cdot \sqrt{1 - \xi_L^2}) &= V_{Tol} \\ \sum_{i=1}^n [A_i \cdot e^{-\xi_L \Omega_L (t_n - t_i)}] \cdot \sin(t_i \Omega_L \cdot \sqrt{1 - \xi_L^2}) &= V_{Tol} \end{aligned} \quad (70)$$

Řešením těchto rovnic je značně komplikované, proto k tomu použijeme výhod L a Z transformace a vysvětlíme si postup návrhu váhových koeficientů EI tvarovače jejich pomocí [38], [39]. Nejprve tedy převedeme odezvu na impulsní buzení v časové oblasti (60), popsanou výše, do L-obrazu

$$y(t) = L^{-1} \left\{ A \cdot \left[\frac{\Omega_L^2}{s^2 + 2\xi_L \Omega_L s + \Omega_L^2} \right] \right\} = L^{-1} \left\{ A \cdot \frac{\omega_3(s)}{\omega_1(s)} \right\} = L^{-1} \{ A \cdot F(s) \} \quad (71)$$

Kde A je amplituda impulsu, kterým je buzen systém v hranaté závorce. Což není nic jiného, nežli v čitateli poněkud zjednodušený přenos (28) mezi rychlostí na motorové hřídeli a rychlostí pracovního členu servomechanismu. Řešením polynomu jmenovatele získáme pak póly tohoto přenosu

$$s_{1,2} = -\Omega_L \xi_L \pm \Omega_L \sqrt{\xi_L^2 - 1} = -\Omega_L \xi_L \pm j\Omega_L \sqrt{1 - \xi_L^2} \quad (72)$$

Tyto póly v rovině s můžeme jednoduše převést do z -roviny

$$z_{1,2} = e^{s_{1,2}T} = e^{\left(-\Omega_L \xi_L \pm j\Omega_L \sqrt{1 - \xi_L^2} \right)T} = z_1 \cdot z_1^* \quad (73)$$

Kde z_1^* označuje komplexně sdružené číslo k číslu z_1 . Při návrhu těchto filtrů postupujeme obdobně, jako u metody inverzní dynamiky, popisované v kapitole 8.2.1. Filtr tedy navrhujeme tak, že do kmitavých pólů systému (72) vkládáme nuly filtru a jmenovatel doplníme tak, aby byl výsledný přenos filtru fyzikálně realizovatelný, tedy

$$H(z) = C \frac{\text{den}F(z)}{z^r} = \left[\frac{1}{(1 - z_1) \cdot (1 - z_1^*)} \right] \cdot \frac{(z - z_1) \cdot (z - z_1^*)}{z^2} = \frac{z^2 - z(z_1 + z_1^*) + z_1 z_1^*}{z^2 (1 - (z_1 + z_1^*) + z_1 z_1^*)} \quad (74)$$

Kde C je váhový normovací koeficient, kterým zajišťujeme, aby výsledné působení všech pulzů bylo jedničkové. Jinými slovy se snažíme, aby tvarovaný signál měl stejnou velikost jako originál. Pokud tento přenos převedeme opět do s -roviny, dosadíme $z = e^{sT}$,

můžeme poměrně snadno získat koeficienty jednotlivých impulsů tvarovače. Z důvodu jednoduchosti následujících vztahů, budeme při dále uvažovat, tlumení ζ_L systému nulové

$$H(s) = \frac{e^{2sT} - e^{sT} (e^{j\Omega_L T} + e^{-j\Omega_L T}) + 1}{e^{2sT} (1 - (e^{j\Omega_L T} + e^{-j\Omega_L T}) + e^{j\Omega_L T} e^{-j\Omega_L T})} = \frac{1 - e^{-sT} (e^{j\Omega_L T} + e^{-j\Omega_L T}) + e^{-2sT}}{2 - (e^{j\Omega_L T} + e^{-j\Omega_L T})} \quad (75)$$

Kde můžeme dle známého vztahu dosadit do rovnice za $e^{j\Omega_L T} + e^{-j\Omega_L T} = 2 \cdot \cos(\Omega_L T)$, tedy

$$H(s) = \frac{1 - 2 \cos(\Omega_L T) \cdot e^{-sT} + e^{-2sT}}{2 - 2 \cos(\Omega_L T)} \quad (76)$$

Dosadíme-li do přenosu (76) za $s = j\omega_{Act}$, získáme tak frekvenční přenos tvarovače

$$\begin{aligned} H(j\omega_{Act}) &= \frac{1 - 2 \cos(\Omega_L T) \cdot e^{-j\omega_{Act} T} + e^{-j\omega_{Act} 2T}}{2 - 2 \cos(\Omega_L T)} = \\ &= \frac{(e^{j\omega_{Act} T} - 2 \cos(\Omega_L T) + e^{-j\omega_{Act} T}) e^{-j\omega_{Act} T}}{2 - 2 \cos(\Omega_L T)} = \\ &= \frac{2 \cos(\omega_{Act} T) - 2 \cos(\Omega_L T)}{2 - 2 \cos(\Omega_L T)} e^{-j\omega_{Act} T} \end{aligned} \quad (77)$$

Velikost amplitudy tohoto frekvenčního přenosu je tedy rovna

$$|H(j\omega_{Act})| = \frac{|\cos(\omega_{Act} T) - \cos(\Omega_L T)|}{1 - \cos(\Omega_L T)} = \frac{|-\cos(\omega_{Act} T) + \cos(\Omega_L T)|}{1 - \cos(\Omega_L T)} \quad (78)$$

Kde ω_{Act} je aktuální úhlová frekvence dvojhmotového systému a Ω_L je nominální frekvence, na kterou je navrhován konkrétní tvarovač. Jelikož jde o velikost, můžeme si dovolit změnit u obou členů v absolutní hodnotě znaménka. Když na kmitočtu $\omega_{Act} = \Omega_L$ povolíme určitou nenulovou kladnou toleranci amplitudy V_{Tol} reziduálních kmitů, získáme vztah pro výpočet amplitudy impulsů tvarovače EI

$$V_{Tol} = \frac{-\cos(\omega_{Act} T) + \cos(\Omega_L T)}{1 - \cos(\Omega_L T)} = \frac{1 + \cos(\Omega_L T)}{1 - \cos(\Omega_L T)} \quad (79)$$

Úpravou rovnice (79), kde bylo dosazeno za $\omega_{Act} T = \pi$, dostaneme vztah

$$\cos(\Omega_L T) = \frac{V_{Tol} - 1}{V_{Tol} + 1} \quad (80)$$

Jak bylo řečeno, k úplnému utlumení amplitudy kmitů pak dochází na kmitočtech $\omega_{Act} = (1 \pm \alpha) \Omega_L$. Položíme-li tedy rovnici (78) rovno nule a dosadíme-li do ní vztah (80) za $\Omega_L T = \pi$ a za $\omega_{Act} = (1 - \alpha) \Omega_L$, můžeme zjistit velkost α

$$\alpha = \frac{a \cos\left(\frac{1-V_{Tol}}{1+V_{Tol}}\right)}{\pi} \quad (81)$$

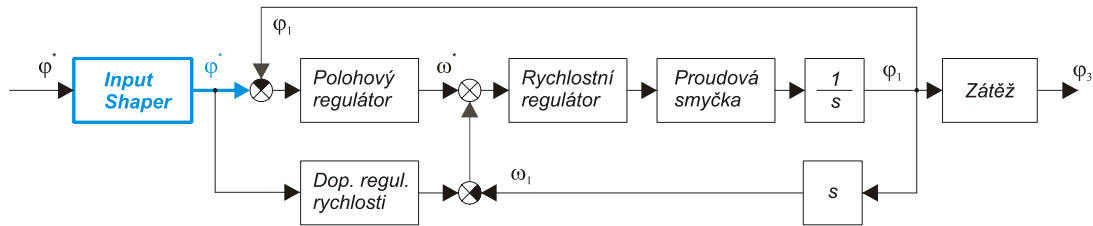
Převedeme-li s -obraz (76), pomocí zpětné L -transformace, do časové oblasti a dosadíme-li do něj tento odvozený vztah (80), můžeme jednoduše získat časovou posloupnost včetně velikosti amplitud jednotlivých impulsů tvarovače

$$\begin{aligned} h(t) &= L^{-1} \left\{ \frac{1 - 2 \cos(\Omega_L T) \cdot e^{-sT} + e^{-2sT}}{2 - 2 \cos(\Omega_L T)} \right\} = \\ &= C \cdot (\delta(t) - 2 \cos(\Omega_L T) \cdot \delta(t-T) + \delta(t-2T)) = \\ &= \frac{1}{2 - 2 \cdot \frac{V_{Tol}-1}{V_{Tol}+1}} \cdot \left(\delta(t) - 2 \cdot \frac{V_{Tol}-1}{V_{Tol}+1} \cdot \delta(t-T) + \delta(t-2T) \right) = \\ &= \frac{1+V_{Tol}}{4} \cdot \left(\delta(t) + 2 \cdot \frac{1-V_{Tol}}{1+V_{Tol}} \cdot \delta(t-T) + \delta(t-2T) \right) \end{aligned} \quad (81)$$

Pokud bychom do této rovnice dosadili $V_{Tol}=0$, dostali bychom velikosti váhových koeficientů tvarovače ZVD (se třemi pulsy). Pokud připustíme na nominálním kmitočtu Ω_L kladnou amplitudu V_{Tol} reziduálních kmitů, tak sice snížíme účinnost potlačení amplitudy kmitů na nominálním kmitočtu, ale robustnost tvarovače vůči změnám parametrů dvojhmotového servomechanismu tím vzroste (čím vyšší V_{Tol} , tím je robustnost větší). Ve vzdálenosti α od tohoto nominálního kmitočtu dvojhmotového systému Ω_L se totiž nacházejí dvě minima $\omega_{Act}=(1\pm\alpha)\Omega_L$, ve kterých je amplituda reziduálních kmitů nulová. Od těchto míst pak dále roste (viz. Obr. 8-15).

S každou další nulou přidanou do přenosu filtru (74) jsme schopni zvýšit robustnost EI tvarovače. S každou nulou roste i počet impulsů a rovněž i počet „hrbů“ na charakteristice robustnosti tohoto tvarovače. Stejně tak jako v předchozím případě se s každým dalším impulsem tvarovače prodlužuje i doba (časová prodleva), která je potřeba k vykonání příslušné sekvence pulsů, vedoucích k potlačení kmitů na výstupní hřídeli.

Tvarovače signálu lze v kaskádní regulační polohové struktuře servopohonu aplikovat mezi součtový člen polohového regulátoru a jeho žádanou hodnotu (viz. blokové schéma na Obr. 8-17). Žádanou hodnotu pak může tvořit libovolný signál, v našem případě tedy opět jedna ze tří zdvihových závislostí. Struktura n -impulsního tvarovače byla v simulačním schéma vytvořena n -bloky dopravního zpoždění, které určovaly čas t_i , ve kterém konkrétní „impuls“ zasahuje. V našem případě nejde o impuls, ale n -buzení příslušnou zdvihovou závislostí. Aby velikost výsledného zdvihu po průchodu n -paralelně řazených bloků dopravního zpoždění byl roven velikosti požadovaného zdvihu, je potřeba za každým n -dopravním zpožděním upravit příslušným váhovým koeficientem jeho velikost dle (67) a (68). Takto upravené navzájem zpožděné signály se sčítají a vytváří již tvarovanou zdvihovou závislost. Buzením dvojhmotového systému tvarovanou zdvihovou závislostí se pak na pracovním členu superponují pouze zbytkové kmity zanedbatelné amplitudy.



Obr. 8-17 – Principiální blokové schéma kompenzační metody Input Shaping.

Ani 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. Nejdůležitějšími z těch, které byly využity i pro realizaci algoritmu tvarovače, jsou funkce, pro tvorbu zdvihové závislosti „za běhu“ programu. Jsou to funkce pro čtení hodnot ze (stávající) zdvihové závislosti, vkládání bodů do (nové) závislosti a v neposlední řadě i funkce provádějící interpolaci mezi jednotlivými vloženými body (nové) zdvihové závislosti (více o těchto funkcích se lze dočíst v literatuře [3]). Vlastní tvarovač lze vytvořit použitím binomického rozvoje (68) a vztahů (67). Jako příklad zde bude uveden tvarovač se třemi pulsy, pro který platí

$$\begin{bmatrix} A_i \\ t_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{1+2K+K^2} & \frac{K}{1+2K+K^2} & \frac{K^2}{1+2K+K^2} \\ 0 & \frac{\pi}{\omega_0 \sqrt{1-\xi^2}} & \frac{2\pi}{\omega_0 \sqrt{1-\xi^2}} \end{bmatrix}, \quad (70)$$

$$H(z) = \frac{1}{(1+K)^2} + \frac{2K}{(1+K)^2} z^{-1} + \frac{K^2}{(1+K)^2} z^{-2} = \frac{z^2 + 2Kz + K^2}{z^2(1+2Kz+K^2)} \quad (71)$$

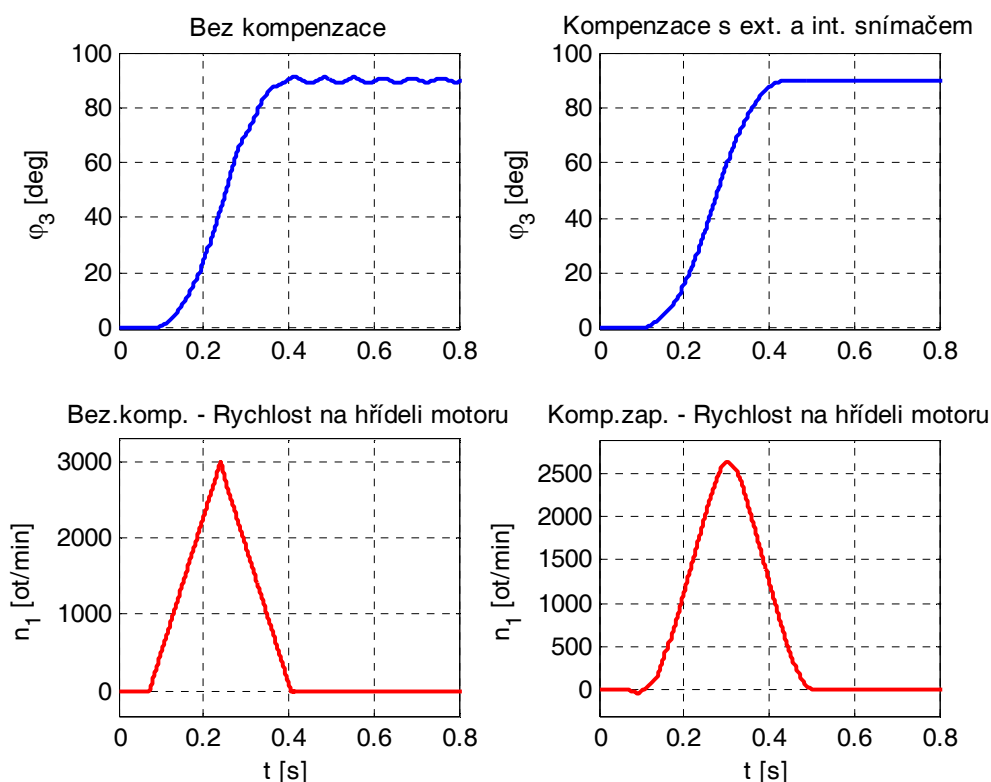
Kde $H(z)$ vyjadřuje vztah pro výpočet z -tého prvku tvarované zdvihové závislosti ze součtu z -tého (v čase t) a dvou předchozích (v čase $t-\Delta T$, a $t-2\Delta T$) prvků originální zdvihové závislosti.

Jak bylo ovšem zmíněno, elektronická vačka je v systému Simotion realizována jako synchronizační úloha a zdvihová závislost reprezentována vztahem polohy hnací a vlečné osy. Při synchronizaci se váže aktuální poloha reálné (vlečné) osy s polohou hnací osy, dle vybrané zdvihové závislosti. Od chvíle synchronizace je od rychlosti hnací osy odvozena i frekvence opakování zdvihové závislosti, tedy i čas, za který je proveden jeden cyklus vačky (vykonán jeden zdvih). Aby byla metoda účinná, je potřeba, aby impulsy byly provedeny v daný okamžik ΔT atd. Jelikož zdvihová závislost není definována jako průběh polohy vlečné osy v čase, nýbrž jako průběh polohy vlečné osy v závislosti na poloze hnací osy, musí být i výše popsáným způsobem vytvářená zdvihová závislost, navrhována pro konkrétní rychlost hnací osy. Jestliže víme, jakou rychlostí se bude pohybovat hnací osa, mů-

žeme snadno zjistit, jak dlouho bude trvat jeden zdvih. Tím tedy v podstatě získáme na horizontální ose originální zdvihové závislosti časovou jednotku. Díky tomu pak můžeme vytvořit dle vzorce (71) novou tvarovanou zdvihovou závislost, neboť již známe čas dalšího „impulsu“. Provedeme-li synchronizaci os, dle takto upravené zdvihové závislosti a elektronickou vačku touto zvolenou rychlostí, tak je skutečně dosaženo výrazného potlačení amplitudy reziduálních kmitů.

Výsledek tvarování popsaným způsobem je však silně závislý na zvolené žádané velikosti hnací osy. Změnu rychlosti elektronické vačky tedy nelze provést za běhu. Nejprve je nutné reálnou osu desynchronizovat od hnací (virtuální osy), zadat novou požadovanou rychlost a s jejím respektem pak přepočítat zdvihovou závislost tak, aby zmíněné „impulsy“ přicházely v pravidelných intervalech ΔT . Což díky vysokému taktu MC jednotky, alespoň pokud mluvíme o časových prostojích, nepřináší žádný větší problém.

V simulacích tak při experimentech provedených na reálném systému metoda prokázala schopnost výrazným způsobem působit proti vzniku reziduálních kmitů. 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.



Obr. 8-18 – Výsledky z měření na reálném dvojmototovém systému vlevo bez a vpravo s aktivovaným ZV-tvůrčím - buzení parabolickou zdvihovou závislostí (270 min^{-1}).

Tab. 8-4 – Výsledky dosažené díky dopředné kompenzační metody *Input Shaping* (ZV a ZVD)

p. pulsů		K_{ϕ}	K_w	K_{ω}	T_{ω}	T_r	OP	H_1 / η_2
		[1/s]	[%]	[Nms/	[ms]	[ms]	[%]	[%]
2	Sim.1	170	100	3,77	3.7	24,7	0	99 / 100
3	Sim.2	100	100	3,77	3.7	43,3	0	100 / 100
2	Re.1.	100	100	4	17	/	0	98 / 100

Jak je vidět na především z průběhu rychlosti z měření na reálném systému (viz. Obr. 8-18), metoda ke svému úspěchu nepatrně upravuje tvar zdvihové závislosti tak, aby nedocházelo k tak velikým rázům, které mohou reziduální kmitů 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, jsou však možnosti zvýšení její robustnosti vůči změnám parametrů dvojmotového systému, které vedou i ke změnám frekvence reziduálních kmitů.

9 Shrnutí dosažených výsledků

Téma disertační práce je rozděleno do dvou zdánlivě nesourodých témat. Z těchto témat vyplývají i na ni kladené cíle. V první řadě stanovit metodiku kompletního návrhu systému elektronických vaček pro krokové mechanismy, aby jim bylo možné dosáhnout maximální polohové přesnosti elektronické vačky. Dále pak nalézt takové metody pro kompenzaci reziduálních kmitů vznikajících na dvojmotových systémech, kterými bude možné potlačit reziduální kmity, na takovýchto systémech vznikající. Oba cíle spolu vzájemně souvisí, neboť jimi lze účinně pozitivně ovlivnit polohovou přesnost elektronické vačky.

K naplnění cílů bylo nezbytné zvolit komponenty systému elektronické vačky s rozvahou. Polohová přesnost elektronické vačky velice úzce souvisí s dynamikou elektrického pohonu. Dynamiku lze silně ovlivnit jak kvalitou regulace (kvalitně provedenou syntézou), tak i samotnými parametry konkrétního servopohonu (momentem setrvačnosti apod.) a samozřejmě i parametry samotné zátěže. Z tohoto důvodu musel být při dimenzování pohonu brán zřetel nejen na možnosti konkrétního řídicího systému, ale i na nízký moment setrvačnosti servomotoru. Celá řada výrobců automatizační techniky nabízí svými servopohony vysoké dynamiky dosáhnout a rozdíly mezi jednotlivými z nich jsou nepatrné. Hlavním kritériem tedy byla otevřenost řídicích jednotek konkrétních výrobců k aplikaci nestandardních kompenzačních algoritmů, které půjde implementovat do stávající řídicí struktury systému a ovlivnit jejich funkci takovým způsobem, že jejich působením dojde k potlačení reziduálních kmitů na pracovním členu dvojmotového servomechanismu. Díky tomuto požadavku bylo již poměrně snadné konvertovat ke konkrétnímu řešení. Nadstandard v tomto ohledu totiž nabízejí jednotky Simotion/Simamics od firmy Siemens. Firma nabízí jednak servomotory s nízkými momenty setrvačnosti, vysokou dynamiku svých pohonů, ale i otevřenost jejich regulačních struktur, kterými lze vytvořit vlastní řídicí struktury, přímo v řídicí jednotce pohonu.

Abychom tímto pohonem byly schopni dosáhnout vysoké dynamiky, s ohledem na polohovou přesnost elektronické vačky, musel být proveden návrh optimálních parametrů jednotlivých regulátorů kaskádní regulační struktury, ale i použity další podpůrné nástroje řídicího systému, jako například dopředné regulace, filtry žádaných hodnot, omezovače jednotlivých akčních veličin atd. Aby k tomu však pohon využil skutečné maximum, je výhodné provést hlubší analýzu celého systému. Na základě analýzy lze sestavit dílčí matematické modely zkoumaného dynamického systému a jejich vzájemné vazby. Jádrem celého systému elektronické vačky je synchronní motor s permanentními magnety (PMSM). V DP byl popsán tzv. DQ modelem, který popisuje PMSM soustavou diferenciálních rovnic, odvozených z náhradního schématu jednotlivých statorových cívek motoru, do rotujících ortogonálních rotorových souřadnic D a Q. Model je rovněž používán reálnou řídicí jednotkou při vektorovém řízení, při němž se odděleně řídí obě složky fázoru proudu (tokotvorná D a momentotvorná Q), proto je i jeho vypovídací schopnost vysoká. Tokotvorná složka proudu se v oblasti pod jmenovitými otáčkami udržuje nulová, neboť potřebný magnetický tok je v motoru vytvořen již permanentními magnety. Z tohoto předpokladu vychází i zjednodušená verze modelu PMSM, která z něho odstraňuje regulační větev tokotvorné složky proudu. V oblasti pod jmenovitými otáčkami, ve kterých je testován i reálným pohonem, vykazují oba modely identické chování, proto jsou i v textu často ztotožňovány. Na

tyto modely byla následně aplikována kaskádní regulační struktura, se třemi uzavřenými vzájemně se obklopujícími regulačními smyčkami (proudové, rychlostní a polohové) a dále pak modely mechanické stavby kinematického řetězce, kterou je reálný servopohon zatížen.

Aby bylo možné z chování matematického modelu v numerických simulacích soudit chování reálného systému, bylo nezbytné matematický model verifikovat s odezvami reálného systému. Regulační strukturu přitom bylo nezbytné dále doplnit omezovači jednotlivých akčních veličin, přenosem aproximujícího dopravní zpoždění aj., aby se odezvy jednotlivých regulačních smyček co nejvíce shodovaly s odezvami reálného systému na totožná kinematická buzení. V případě proudové a rychlostní zpětnovazební smyčky musely být, z důvodu nedostatečné shody, dále optimalizovány parametry příslušných regulátorů pomocí kvadratického kritéria. Minimalizací tohoto kvadratického integrálního kritéria se podařilo nalézt vhodnější parametry, díky kterým již model vykazoval požadovanou shodu s reálným systémem. Polohová smyčka pak díky tomu vykazovala již dobrou shodu i s převzatými parametry z reálné řídicí jednotky a žádné podobné úpravy parametrů regulátoru již nebylo nutné provádět. Kromě těchto dvou modelů byla rovněž verifikována i jednoduchá varianta uvažující ideální přenos proudové smyčky. Tento model je často využíván při analýze těchto dynamických systémů, při které často díky značné složitosti systému vznikají velice složité vztahy přenosů jednotlivých regulačních smyček. Vychází z úvahy, že proudová smyčka je řádově rychlejší, nežli rychlostní a polohové, proto je její přenos uvažován jako jednotkový (ideální). I tento model byl verifikován stejným způsobem jako předchozí dva případy, ovšem pouze v rychlostní a polohové smyčce. Shoda v rychlostní smyčce opět nebyla nikterak uspokojivá, nicméně optimalizací parametrů rychlostního regulátoru se podařilo dosáhnout obstojné shody s reálnem. Polohová smyčka pak, stejně tak jako u přesného modelu, již nevyžadovala další optimalizaci, nicméně ve frekvenční oblasti dosahoval přesný model podstatně lepší shody s reálným servopohonem.

Poté, co se podařilo sestavené modely verifikovat, mohla být jejich pomocí provedena syntéza jednotlivých regulačních smyček. K tomuto účelu byly odvozeny přenosy všech regulačních smyček a sestaveny kořenové hodografy, které jsou základním kamenem optimalizační metody GMK. Jejich pomocí lze provést intuitivně nalézt optimální parametry celé kaskádní regulační struktury. Proto i na základě metody GMK a kořenových hodografů je v textu práce vysvětlen postup při optimalizaci parametrů všech třech regulačních smyček. Při syntéze bylo s výhodou využito softwarové podpory *MATLAB Simulink* a jeho nástroje *Simulink Control Design* (SCD), kterým je možné nejen sestavit kořenové hodografy, ale zároveň i interaktivním způsobem konvertovat k vhodnějším parametrům regulační struktury. Syntéza musí být provedena v souladu s požadavky konkrétní aplikace a současně respektovat omezení jednotlivých akčních veličin reálného pohonu. Tímto způsobem se podařilo poměrně rychle nalézt optimální parametry, jimiž bylo možné dosáhnout v numerických simulacích na matematických modelech systému požadované dynamiky. Pro dosažení podobných výsledků na reálném systému musely být zjištěné parametry patřičně upraveny. Nicméně díky provedené analytické syntéze metodou GMK byla jejich následná experimentální úprava výrazně usnadněna.

Poté již bylo možné začít s testováním dynamiky celého řídicího systému elektronické vačky. Cílem testování bylo zjistit, jaké faktory mohou hrát roli na výslednou polohovou

přesnost servomechanismu s elektronickou vačkou. Za tímto účelem byla provedena sada měření při celkem čtyřech různých konfiguracích kinematického řetězce mechanismu, buzeného třemi různými typy zdvihových závislostí při různých rychlostech. Tyto zdvihové závislosti odpovídají požadovaným průběhům reálných krokových mechanismů. Při tom byla dále experimentálně seřizována regulační struktura pohonu a sledován vliv na dalším zlepšení či zhoršení polohové přesnosti elektronické vačky. Každá změna kinematického řetězce si vyžádala opětovné seřízení kaskádní regulační struktury, s výjimkou proudového regulátoru, na jehož funkci změna zátěže nemá přílišný vliv. Syntéza byla provedena vždy nejprve analyticky na odvozených matematických modelech konkrétních servomechanismů pomocí metody GMK a zjištěné parametry následně konvertovány do řídicích jednotek reálné elektronické vačky. Za běhu elektronické vačky pak byly takto zjištěné parametry společně s váhovým koeficientem dopředné rychlostní vazby dále experimentálně upravovány. Cílem bylo nalézt vhodné nastavení celé regulační struktury tak, aby bylo možné všemi testovanými servomechanismy při různých rychlostech elektronické vačky dosáhnout minimální vlečné chyby.

Jak se v průběhu testování ukázalo, na dynamiku a výslednou polohovou přesnost reálné elektronické vačky má značný vliv i funkce, kterou je konkrétní zdvihová závislost vytvořena. Aby byly výsledky testování vlivu porovnatelné, byly navrženy celkem tři zdvihové závislosti se stejnou velikostí zdvihu i dobou náběhu. Jediné v čem se jednotlivé z nich lišily, byly funkce, kterými byly jednotlivé z nich definovány (polynomická, harmonická, parabolická funkce). Největší polohové přesnosti elektronické vačky se podařilo dosáhnout pomocí polynomické zdvihové závislosti. Je to především díky tomu, že takto definovaná funkce je k dynamice pohonu velice šetrná. Zdvihová závislost v podstatě představuje žádaný průběh polohy, průběh její první derivace (rychlosti) a druhé derivace (zrychlení, proudu). Průběhy rychlosti a zrychlení polynomické oproti harmonické a parabolické zdvihové závislosti jsou spojité funkce (neobsahují žádné prudké skokové změny těchto veličin). Proto je servopohon schopen polynomickou zdvihovou závislost vykonat s minimální vlečnou chybou. Naopak u harmonické a parabolické závislosti vlivem prudkých změn rychlosti ke skokovým změnám zrychlení dochází, čímž trpí i polohová přesnost elektronické vačky. Servopohon většinou není schopen takto velké skokové změny přesně vykonat a reaguje na ně s určitou delší časovou odezvou (dynamikou). Seřídíme-li pohon dynamičtěji, odezva se sice zkrátí, může však při kinematickém buzení snadněji dojít k saturaci některých jeho akčních veličin. Z tohoto důvodu se obvykle musí jít naopak s jeho dynamikou směrem dolů, čímž roste vlečná chyba a klesá polohová přesnost elektronické vačky.

Dalším silným faktorem ovlivňujícím dynamiku a polohovou přesnost elektronických vaček je moment setrvačnosti jednotlivých částí kinematického řetězce. Zvláště pak pokud velká setrvačná hmota působí přímo na hřídel motoru. V takových případech může být silně ovlivněna nejen dynamika pohonu, ale i stabilita takového servomechanismu. Velká setrvačnost působí proti dynamickým změnám pohybu a tedy i proti dynamice pohonu. Pohon pak musí při každé změně pohybu vykonávat daleko vyšší akční zásahy, nežli v nezátíženém stavu, čímž se poměrně snadno může dostat do saturace. Tím může být negativně ovlivněna jednak stabilita pohonu, ale i polohová přesnost servomechanismu. V takových případech jsme nuceni jít s jeho dynamikou směrem dolů. Proto pokud se jedná o pohon pomaloběžných servomechanismů, je v takových případech výhodné využít reduktoru otá-

ček. Jeho pomocí jsou snižovány otáčky hřídele motoru a ve stejném poměru p zvyšován i hnací moment, který je vyvozován na jeho výstupu. Zátěžný moment, který působí na hřídel motoru, je pak p -násobně nižší, nežli ten, který působí přímo na výstup reduktoru. Momenty setrvačnosti zátěže jsou pak redukovány s druhou mocninou převodu p . Použitím reduktoru je pak možné dynamiku elektronické vačky zvyšovat do určité meze. Existuje jisté optimum definované tzv. optimálním převodem, pro které platí rovnováha kinetických energií motoru a setrvačné zátěže. Je-li převod menší či větší nežli toto optimum může být přetěžován. Při příliš velké redukci otáček sice na hřídel motoru působí sice zanedbatelný redukováný moment setrvačnosti, ale motor musí při změně pohybu vykonávat daleko vyšší změny otáček, přitom opět může dojít k saturaci. Proto je třeba dbát pozornosti i při výběru reduktoru a pohybovat se, pokud možno, v okolí optima. Reduktory, zvláště pak pokud se jedná o nepředepjaté převodovky, však mohou být příčinou dalších obtíží.

Na polohovou přesnost elektronické vačky může mít negativní vliv rovněž společné působení mechanicky poddajné vazby a vysokých momentů setrvačnosti kinematického řetězce servomechanismu elektronické vačky. Jejich společné působení může produkovat tzv. reziduální kmity na pracovním členu servomechanismu. Pro experimentální účely DP byl použit předepjatý reduktor, čili poddajnost typu vůle byla předepnutím vymezena. Mechanickou poddajnost kinematického řetězce v našem případě představovala pružná hřídel, která spojovala výstup reduktoru se setrvačnou zátěží, představující pracovní člen servomechanismu. Vlivem poddajnosti a vysokého momentu setrvačnosti, byly produkovány na pracovním členu servomechanismu reziduální kmity. Jejich amplituda je závislá na konkrétním kinematickém buzení, dynamice a rychlosti elektronické vačky a frekvence je dána parametry poddajné hřídele a momentu setrvačnosti na ni působící.

Díky těmto kmitům došlo ke značné degradaci polohové přesnosti servomechanismu elektronické vačky, proto bylo nutné jejich vzniku zamezit, nebo alespoň snížit jejich amplitudu. Jak se ukázalo, samotná klasická kaskádní regulační struktura není schopná proti těmto kmitům adekvátně zakročit. V takových případech je potřeba provést hloubkovou analýzu takového dynamického systému a její pomocí navrhnout speciální řídicí strukturu, jejíž pomocí bude možné tyto kmity potlačit, nebo jim dokonce předejít. K tomuto účelu existuje celá řada metod, které se liší svým přístupem k danému problému, ne všechny jsou však pro danou aplikaci použitelné. V zásadě se rozdělují do dvou skupin, zpětnovazebních a přímovazebních metod. Aplikace takovýchto metod do reálných jednotek elektronických vaček, je však velice náročná a vyžaduje určitou otevřenost jejich regulačních struktur pro aplikaci kompenzačních algoritmů. Většinou se realizují nestandardními speciálními jednoúčelovými řídicími jednotkami. Takováto řešení jsou přímo šitá na míru daným aplikacím, nicméně jejich servis může znamenat velké potíže, plynoucí právě z jednoúčelovosti. Výběr řídicích jednotek elektronické vačky pro účely realizace všech cílů DP práce, byl z tohoto důvodu velmi silně ovlivněn otevřeností a nabízenými prostředky řídicích jednotek, které umožní aplikovat alespoň některé z kompenzačních struktur přímo v jejich stávající řídicí struktuře pomocí standardních prostředků těchto jednotek.

V rámci DP se podařilo úspěšně ověřit celkem čtyři kompenzační metody. Ověřování nejprve probíhalo pomocí numerických simulací na sestavených modelech v softwarovém nástroji *MATLAB/Simulink*. Poté, co konkrétní metoda prokázala svou funkčnost simulacně, byl proveden obdobný pokus i na reálném systému. A právě v tom byl kámen úrazu,

většina metod, které fungovaly v simulacích, nebylo buď technicky možné aplikovat do řídicího systému, nebo se objevily některé jiné komplikace, které tomu zabránily. Zpětnovazební metody se podařilo do systému implementovat pomocí nástroje DCC, který umožňuje vytvořit ve volné programovatelné paměti pohonu jejich speciální strukturu. Pomocí BICO technologie pak bylo možné zavést do struktury v DCC potřebné signály a naopak zavést kompenzační signál generovaný strukturou v DCC do stávající kaskádní regulační struktury. Nevýhodou tohoto nástroje je minimální perioda výpočetního cyklu, ve které lze vytvořenou strukturu realizovat. Řídicí jednotka pohonu ji nedovolí nastavit na méně než 1ms, což se ukázalo, alespoň pro aplikaci korekčního signálu v proudové smyčce, jako poměrně dlouhá doba. Proto jsme se museli omezit pouze na takové struktury, které jsou schopny generovat kompenzační signál pro pomalejší rychlostní smyčku.

První úvahy o možnostech kompenzace reziduálních kmitů nás zavedly k v praxi často používané polohové smyčce, s přímým odměřováním polohy pracovního členu externím snímačem. Tento způsob řízení je poměrně běžně používán, proto ani její implementace do stávající regulační struktury neznamenal pro jednotku pohonu S120 žádný větší problém. Výsledek kompenzace však nebyl nikterak uspokojivý. Jelikož je rychlostní smyčka realizována pomocí motorového interního snímače měřícího polohu (rychlost) na hřídeli motoru a polohová smyčka aktuální polohou měřenou na pracovním členu, vlivem poddajné vazby může dojít k tomu, že snímané reziduální kmity oběma snímači jsou v protifázi a obě smyčky se pak mezi sebou hádají. Regulační strukturu reálného servopohonu se pak nepodařilo seřadit tak, aby vyhověla požadavkům na dynamiku, proto bylo od této metody záhy ustoupeno.

Nicméně tato první verze byla prvopočátkem finální funkční verze. Ta využívá opět klasickou kaskádní regulaci s polohovou smyčkou uzavíranou standardním způsobem, tedy pomocí aktuální polohy měřené na motorové hřídeli. K této klasické regulaci je ve volné programovatelné paměti pohonu Sinamics S120 realizována kompenzační struktura, která z rozdílu vážených signálů aktuální rychlosti na pracovním členu a na motorové hřídeli generuje potřebný kompenzační signál. Jeho velikost je pak upravena vhodně zvoleným váhovým koeficientem. Zavedením tohoto signálu před rychlostní regulátor se podařilo výrazným způsobem potlačit amplitudu vznikajících reziduálních kmitů. Metoda mimo jiné prokázala i částečnou invarianci své kompenzační schopnosti vůči změnám parametrů dvojmotové zátěže (změnám frekvence reziduálních kmitů). Robustnost je docílena tím, že kompenzační signál je generován z rychlosti přímo odměřované na pracovním členu. Pro případ, že by došlo ke změně parametrů poddajné zátěže (změna pružnosti či setrvačnosti), která způsobí i změnu frekvence reziduálních kmitů, bude kompenzační struktura stále generovat kompenzační signál (o správné frekvenci), kterým je stále možné reziduální kmity potlačit.

Některé aplikace však neumožňují měřit aktuální polohu (rychlost) na pracovním členu. Proto bylo snahou dalšího bádání nahradit v kompenzační struktuře externě snímaný signál aktuální polohy (rychlosti) pracovního členu. Variant bylo více, ovšem nejvíce se osvědčila ta, která používá v DP odvozený matematický model kinematického řetězce zátěžného poddajného mechanismu ve zpětné vazbě k odhadu rychlosti na pracovním členu. Tímto jednoduchým způsobem se podařilo v kompenzační struktuře nahradit signál získávaný z externího čidla. K jeho správné funkci a k plnohodnotnému účinku tlumení reziduálních

kmitům je však nezbytné, nastavit parametry matematického modelu zátěže exaktně. Při poměrně malých změnách, vlivem nepřesně zjištěných či pozměněných parametrů dvojhmotového systému, metoda rychle pozbývá na své účinnosti.

Z tohoto důvodu byly dále zkoumány způsoby, kterými by bylo možné robustnost této metody zvýšit. Možností bylo vyzkoušeno více. Všechny z nich byly založeny na úpravě matematického modelu pomocí detekce zbytkových kmitů na měřených veličinách proudu či rychlosti. V numerických simulacích se jejich pomocí podařilo kmity potlačit. Metody navíc projevovaly i částečnou robustnost vůči změnám zátěže. Bohužel žádnou z těchto samo-korekčních metod se nepodařilo v reálném systému zprovoznit. Jeden z hlavních důvodů bylo různé chování předepjaté převodovky v zahřátém stavu a za studena. Za studena se totiž zbytkové kmity na průbězích rychlosti i proudu objevovaly s podstatně vyšší amplitudou nežli za tepla. Při jejím delším provozu dojde k zahřátí oleje a tím i k dosti razantnímu potlačení amplitudy kmitů detekovaných na hřídeli motoru a to tak, že zcela zmizí v šumu vysokofrekvenčního rušení. Kvůli tomuto nelineárnímu chování převodovky bylo od těchto samo-korekčních zpětnovazebních metod ustoupeno a v další výzkum byl již směřován do dopředných metod kompenzace reziduálních kmitů dvojhmotových systémů. Některé z nich totiž umožňují zvýšit robustnost i jinými způsoby, nežli detekováním zbytkových kmitů.

První z testovaných dopředných metod byla modifikovaná metoda inverzní regulace, která vychází z myšlenky řízení regulovanému systému pomocí takového regulátoru, který bude mít inverzní přenos k přenosu regulované soustavy. Takovýto regulátor lze vytvořit záměnou čitatele a jmenovatele známého přenosu regulovaného systému, který svým působením vyruší všechny póly a nuly tohoto systému. Výsledný přenos cele soustavy je ideální (jednotkový). Takovýto systém pak na svém výstupu věrně kopíruje budící signál. V reálném případě však musí být vždy regulátor doplněn póly, které zajistí jeho fyzikální realizovatelnost. Tato metoda však musela být modifikována, neboť značným způsobem zasahuje do kaskádní regulační struktury servopohonu. Úplně vynechává rychlostní a polohovou smyčku a nahrazuje je inverzním regulátorem. Z důvodu vyšší robustnosti je navíc inverzní regulátor doplněn o samo-korekční vazbu, která by měla upravovat přenos inverzního regulátoru. Takovouto regulační strukturu by sice pomocí DCC a dalších prostředků pohonu Sinamics S120 bylo možné realizovat, nicméně z důvodu nutnosti ovlivňování proudové vazby a poměrně dlouhé periodě cyklu DCC (1ms), o které bylo zmíněno výše, muselo být od této plné varianty odstoupeno.

Zjednodušená verze této metody, která byla aplikována v reálném systému je nazývána Inverzním filtrem. K vytvoření inverzního filtru jsou použity pouze ty póly přenosu dynamického systému, které způsobují reziduální kmitání. Těmi je pak tvořen čítatel inverzního filtru. Jmenovatel filtru je nutno doplnit póly, aby byl filtr fyzikálně realizovatelný. Póly jsou voleny tak, aby příliš nezpomalovaly regulační proces nebo naopak nezpůsobily nestabilitu systému. Do řídicí struktury pak byl filtr implementován prostřednictvím standardních, v kaskádní struktuře již obsažených filtrů žádaného proudu, tedy bez nutnosti použití nástroje DCC. K tomu abychom dosáhli lepší účinnosti inverzního filtru pro tlumení reziduálních kmitů, bylo potřeba provést opětovnou syntézu rychlostního a polohového regulátoru. Ta proběhla již experimentálně. Výsledkem pak byla funkční metoda, která prokázala schopnost účinně potlačit kmity na pracovním členu servomechanismu. Podobným způso-

bem lze rovněž navrhnout a implementovat filtry působící před rychlostním či polohovým regulátorem. Největší výhodou této metody je v jednoduchosti aplikace této metody, nevýhodou pak opět poměrně nízká robustnost. Kmitočet filtru je navrhován na základě znalostí vlastních kmitů soustavy. Pokud se jejich frekvence změní, tak filtr pozbývá poměrně rychle své účinnosti.

Dalším bádání proto bylo směřované do metod zvaných *Input Shaping*, které lze charakterizovat vysokou účinností a vyšší robustností. Základním principem těchto metod je v podstatě úprava žádaného tvaru zdvihové závislosti tak, aby jejím buzením dvojhmotového systému nedošlo ke vzniku reziduálních kmitů na pracovním členu servomechanismu. Základní principem této metody (tzv. ZV - *zero vibration* tvarovače) je ve dvojitě vybuzení systému předepsanou zdvihovou závislostí. Jednotlivá buzení přicházejí v přesně definovaném časovém rozestupu a jejich velikosti jsou upravovány exaktně navrženými váhovými koeficienty tak, aby druhým vybuzením systému došlo k utlumení reziduálních kmitů. Tímto způsobem je možné velice výrazně potlačit amplitudu reziduálních kmitů. Základní metoda ZV tvarovače je však opět velmi citlivá na změnu parametrů zátěže. Proto byly v rámci DP studovány další možnosti, kterými je možné robustnost zvýšit.

V prvním kroku byly testovány metody, u kterých bylo snahou maximálně potlačit amplitudu kmitů na jmenovitém kmitočtu dvojhmotové zátěže, stejně jako v případě metody ZV. Zvýšení robustnosti lze docílit dalším rozfázováním zdvihové závislosti, tedy trojitě, čtvrtě kinematickým buzením atd. Nicméně podstatně vyšší robustnosti bylo dosaženo pomocí tvarovače typu EI (*Extra Insensitive*). Ten v podstatě připouští jistou nenulovou amplitudu reziduálních kmitů na jmenovitém kmitočtu dvojhmotové zátěže. Díky tomu je možné podstatným způsobem rozšířit pásmo frekvencí, které je tvarovač schopen potlačit. Díky odvozeným diferenčním rovnicím, které vznikly při odvozování principů metod EI a ZV, lze pohodlně navrhnout parametry obou variant.

10 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 mechanický). 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 jiným 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 celé 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 dvojmotového 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. Obdobný 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] Koloc, Z.; Václavík, M., „Vačkové mechanismy“, SNTL-Vydavatelství technické literatury, n. p., Praha, 1988.
- [2] Jirásko, P., „Metodika aplikací elektronických vaček v pohonech pracovních členů mechanismů výrobních strojů“, Disertační práce, Technická univerzita v Liberci, Liberec, 2009.
- [3] “SIMOTION, Motion Control Technology Objects Synchronous Operation“, Cam, Function Manual, 05.2007 Edition, Siemens AG, Erlangen, Germany 2007.
- [4] “Bewegungsgesetze für Kurvengetriebe“, Theoretische Grundlagen, VDI 2143 Blatt 1, VDI-Verlag GmbH, Düsseldorf, 1980.
- [5] “SINAMICS S120 Drive Function, Function Manual (FH1)“, 10/2008, Siemens AG, Erlangen, Germany 2008, Order number: 6SL3097-2AB00-0BP5.
- [6] “SINAMICS/SIMOTION, Description of the DCC Standard Blocks“, Function Manual 07/2007 Edition, Siemens AG, Erlangen, Germany, 2007. 884s. Order number: 6SL3097-2AQ00-0AP1.
- [7] “SIMOTION, SINAMICS S120 and Motors for Production Machines“, Catalog PM 21 2008, Erlangen: Siemens AG, 2008. 884s. Order number: E86060-D4001-A110-C6-7600.
- [8] Rydlo, P., „Řízení elektrických střídavých pohonů“, Technická univerzita v Liberci, Liberec, 2007.
- [9] Pavelka, J.; Čerovský, Z.; Javůrek, J., „Elektrické Pohony“, Vydavatelství ČVUT, Praha, 2003.
- [10] Souček, P., „Servomechanismy ve výrobních strojích“, Vydavatelství ČVUT, Praha, 2004.
- [11] 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.
- [12] Javůrek, J., „Regulace moderních elektrických pohonů“, Grada Publishing, a.s., Praha, 2003 261 s. ISBN 80-247-0507-9.
- [13] Diblík, M., „Elektrické pohony pro dynamicky náročné aplikace“, Disertační práce, Technická univerzita v Liberci, Liberec, 2006.
- [14] “Compendium Motion Control“, SIMOVERT MASTERDRIVE, 01.2002, Siemens AG, Erlangen, 2002, Order number: 6SE7 087-6QX50.
- [15] Šulc, B.; Vítečková, M., „Teorie a praxe návrhu regulačních obvodů“, 1. vydání, Praha, Vydavatelství ČVUT, 2004, 333s. ISBN 80-01-03007-5.

- [16] Modrlák, O., „Syntéza regulačních obvodů“, Studijní materiály, Dostupné z WWW: < <http://www.fm.tul.cz/krtsub/fm/modrlak/ari/ari.php> >, srpen 2004. [cit. 5-5-2010], Technická Univerzita v Liberci, Liberec, 2004.
- [17] 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.
- [18] 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.
- [19] Zhang, R.; Chen, Z.; Yang, Y.; Tong, C., "Torsional Vibration Suppression Control in the Main Drive System of Rolling Mill by State Feedback Speed Controller Based on Extended State Observer," In *Control and Automation, 2007 : ICCA 2007. IEEE International Conference*, pp.2172-2177, May 30 2007-June 1 2007.
- [20] Hori, Y., "Comparison of Vibration Suppression Control Strategies in 2-Mass Systems including a Novel Two-Degrees-Of-Freedom H_∞ Controller", In *2nd International Workshop on AMC*, pp.409-416, Nagoya, 1992.
- [21] Peter, K.; Schöling, I.; Orlik B., "Robust State-Feedback H_∞ 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.
- [22] 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.
- [23] Vittek, J.; Dodds, S., „Riadenie elektrických pohonov s vnútenou dynamikou“, vydavateľstvo Žilinskej univerzity, Žilina, 2003.
- [24] 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.
- [25] Opálka, J., „Potlačení vlivu proměnného momentu setrvačnosti na regulaci servomotorů průmyslového robota KUKA VK10“, Diplomová práce, Technická Univerzita v Liberci, Liberec, 2010.
- [26] 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.
- [27] 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.

- [28] 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.
- [29] 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.
- [30] Singer, N.C.; Seering, W.P., “Preshaping Command Inputs to Reduce System Vibration“, In *ASME Journal of Dynamic Systems, Measurements and Control*, pp. 76-82, MIT Press Cambridge, MA, USA, 1990, ISBN:0-262-23150-6.
- [31] 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.
- [32] Craig, J.J. “Introduction to Robotics Mechanics and Control“, Third Edition, Prentice Hall, 2005.
- [33] Rattan, K.S.; Feliu, V., "Feedforward control of flexible manipulators," In *Aerospace and Electronics Conference, NAECON 1991., Proceedings of the IEEE 1991 National*, pp.1084-1089, vol.3, Dayton, OH , USA, 1991, ISBN 0-7803-0085-8.
- [34] Magnusek, R., „Řízení polohovacího mechanismu,“ Diplomová práce, Technická Univerzita v Liberci, Liberec, 2010.
- [35] 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, 2011, 4, pp. 1-6. Dostupný také z WWW: <electroscope.zcu.cz>. ISSN 1802-4564.
- [36] 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.
- [37] Singhose, W.; Porter, L.; Singer, N.C., “Vibration Reduction Using Multi-Hump Extra-Insensitive Input Shapers”, In *American Control Conference*, 1995, Seattle, WA.
- [38] 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.
- [39] Peng, Z.; Yuanchun, L., “Vibration Control of Flexible Structure with Multiple Modes Using Input Shaping”, In *Proceedings of 2009 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation*, Changchun, China, 2009.

Disertační práce:	Řízení servopohonů v dynamicky náročných aplikacích
Autor:	Ing. David Lindr
Studijní program:	P2612 – Elektrotechnika a informatika
Studijní obor:	2612V045 – Technická kybernetika
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:	141 stran 81 obrázků, 12 tabulek, 1 CD-ROM
Sazba:	Microsoft Word 2003
Vydání:	první
Náklad:	4 výtisky