



Analýza chování a měření lineárního motoru s dynamicky uloženou kmitající hmotou na pružinách

Autoreferát disertační práce

Studijní program: P2612 Elektrotechnika a informatika

Studijní obor: Technická kybernetiky

Autor práce: Ing. Zdeněk Braier

Školitel práce: prof. Ing. Aleš Richter, CSc.

Ústav mechatroniky a technické informatiky



Zkrácené CV

Ing. Zdeněk BRAIER

nar. 1977 v Litoměřicích

zdenek.braier@vuts.cz

Magisterské studium v oboru Automatické řízení a inženýrská informatika na FM TUL jsem dokončil v roce 2003. V období let 2003 až 2013 jsem profesní a odborné zkušenosti a znalosti získal na několika pozicích administrativně-technického úseku jako konstruktér příp. vedoucího oddělení konstrukce v několika tuzemských i nadnárodních společnostech. Od roku 2013 až doposud jsem výzkumně-vývojovým pracovníkem oddělení Měření ve společnosti VÚTS, a.s. V rámci pracovní pozice se účastním řešení VaV projektů, ze kterých některé výsledky a výstupy jsou průběžně prezentovány a jsou uvedeny v přehledu publikovaných prací na konci autoreferátu.

Abstrakt

Analýza chování a měření lineárního motoru s dynamicky uloženou kmitající hmotou na pružinách

Disertační práce je zaměřena na analýzu chování a měření lineárního motoru s dynamicky (pružně) uloženou kmitající hmotou na plochých pružinách. Prvním cílem práce je teoretická analýza a simulace chování motoru spolu s návrhem zdvihových křivek. Velký důraz je kladen na zjištění možného kmitání dynamicky (pružně) uložené hmoty spolu s návrhem a užitím metodiky Input Shaping pro minimalizaci příp. odstranění tohoto kmitání. Druhým cílem je verifikace, měření a vyhodnocení odezvy systému na reálném laboratorním zkušebním zařízení. Součástí práce je i změření a určení odchylky, které je zařízení schopno dosáhnout pro různá až limitní nastavení systému. V práci je popsán ucelený postup verifikace a ověření použitelnosti systému pro určitá konkrétní nastavení.

Klíčová slova – lineární motor, simulace a měření, regulace a optimalizace, dimenzování motoru, dynamicky uložená kmitající hmota, polohová odchylka

Abstract

Behaviour analysis and measurement of linear motor with dynamically mounted oscillating mass on springs

The Ph.D. thesis is focused on behaviour analysis and measurement of linear motor with dynamically (flexibly) mounted oscillating mass on flat springs. The first goal of the thesis is a theoretical analysis and simulation of engine behaviour along with design of stroke curves. Great emphasis is placed on finding the possible oscillation of dynamically (elastically) mounted mass together with the design and use of the Input Shaping methodology to minimize or reduce the impact of this oscillation. The second goal is to verify, measure and evaluate the complete system response on the real laboratory testing device. The work also includes measurement and assessment of the positioning deviation that the device is able to achieve for various or/till limit system settings. The thesis describes a comprehensive process of verification and system usability for certain specific settings.

Keywords – linear motor (slider), simulation and measurement, regulation and optimization, motor dimensioning, dynamically mounted oscillating mass, positioning deviation

Obsah

Úvod	6
1. Přehled stavu techniky	7
1.1. Vnější a vnitřní uspořádání lineárního motoru	7
2. Model lineárního motoru	8
2.1. D_Q model lineárního motoru.....	8
2.2. Zjednodušený (linearizovaný) model synchronního stroje.....	9
2.3. Mechanický model lineárního motoru	11
3. Výpočet parametrů regulační struktury pohonu s jednohmotovou zátěží	12
3.1. Výpočet parametrů rychlostního regulátoru pomocí metody symetrického optima	13
4. Výpočet parametrů polohového regulátoru pomocí metody optimálního modulu (OM)	14
4.1. Zjednodušený simulační model regulační struktury pohonu s jednohmotovou zátěží	15
4.2. Simulační model regulační struktury pohonu s d-q modelem motoru a s jednohmotovou zátěží.....	16
5. Syntéza regulační struktury soustavy s dvojhmotovou zátěží.....	16
5.1. Výpočet parametrů rychlostního regulátoru pohonu s dvojhmotovou zátěží	17
5.2. Výpočet parametrů polohového regulátoru pohonu s dvojhmotovou zátěží.....	18
5.2.1. Zjednodušený simulační model regulační struktury pohonu s dvojhmotovou soustavou.....	18
6. Simulační model regulační struktury pohonu s d-q modelem motoru a s dvojhmotovou zátěží.....	20
7. Matematický model dvojhmotové zátěže s pružnou vazbou.....	22
8. Metody potlačení reziduálních kmitů mechanických soustav.....	23
9. Metoda dopředného řízení pomocí metody „Input Shaping“	24
9.1. Tvarovače určené pro dvojhmotové systémy.....	25
9.2. ZVD Tvarovače (zero vibration and derivative shaper).....	27
10. Mechanické kmitání	28
11. Reálné zkušební a testovací zařízení YASKAWA	30
11.1. Zdvihové křivky	33
11.2. Měření, vyhodnocení a porovnávání veličiny	33
11.2.1. Elektrické veličiny.....	34
11.2.2. Mechanické veličiny.....	35
11.2.3. Potlačení reziduálních kmitů.....	36

Závěr.....	38
Použitá literatura.....	40
Přehled publikovaných prací – výzkumné zprávy	42
Přehled publikovaných prací – příspěvky konferencí, funkční vzorek, patenty.....	43

Úvod

Disertační práce je zaměřena na komplexní posouzení chování lineárních motorů. V průmyslové praxi jsou lineární motory používány pro nejrůznější polohovací subsystémy příp. samostatné systémy, ať už součástí obráběcích strojů nebo manipulátorů nebo robotických ramen. Avšak v závislosti na předpokládané a navržené použití a požadované přesnosti s minimální chybou jsou vlastnosti lineárních motorů kolikrát přeceňovány příp. podceňovány. Výrobci a dodavatelé lineárních motorů poskytují technické informace v rámci zákaznické podpory a servisu, ale často v omezené míře nebo nedostatečně na základě univerzálního nastavení a použití. Pokud však má uživatel zájem se dozvědět s jakou přesností případně chybou je zařízení schopno pracovat, jaké jsou technické limitní stavy pro užití zařízení pro konkrétní průmyslovou aplikaci, potom tyto informace jsou výrobci a dodavatelé schopni poskytnout buď v omezené míře, nebo vůbec. Pokud má lineární motor být součástí přesného výrobního stroje příp. manipulátoru nebo jiného polohovacího zařízení, jsou výše popsané otevřené dotazy důležité pro navrhovatele a konstruktéry strojů a průmyslových aplikací.

Disertační práce se zabývá lineárními motory z několika pohledů a je rozdělena do několika kapitol dle cílů. Prvním cílem je návrh a odvození matematického modelu pohonu s lineárním motorem. Součástí kapitol je pomocí matematického aparátu a modelů simulovat chování pohonu pro několik vybraných průběhů zdvihových křivek se zaměřením na předpokládané chování zařízení. Teoretické výpočty a simulace se zaměřují na simulování chování a limitní nastavení parametrů motoru spolu se vzájemným posouzením tohoto nastavení s důrazem na minimalizaci příp. odstranění nežádoucích účinků (kmity, nepřesnosti v polohování, minimální chyby, aj.). Při návrhu zdvihových křivek bylo použito několik různých teoretických postupů a metod (inverzní dynamika, Input Shaping, aj.) pro potlačení reziduálních kmitů. Popsané teoretické analýzy, výpočty a simulace jsou zaměřeny a rozděleny na kapitoly pro jednohmotové a dvojhmotové systémy s jedním pružným členem.

Druhým cílem práce je ověření teoreticky popsaného dynamického chování lineárního motoru. Jednotlivé kapitoly si kladou za cíl verifikace, měření a vyhodnocení chování výše popsaného modelu s užitím modifikovaného reálného zkušebního zařízení postaveného na platformě laboratorního stendu vyvinutého ve spol. VÚTS, a.s. tak, aby bylo možno realizovat měření pro verifikaci matematických modelů a ověřování limitních stavů analyzovaného lineárního pohonu. Zkušební zařízení bylo doplněno o strojní části, snímače a senzory pro precizní praktické změření a ověření výsledků. Elektrické signály z jednotlivých snímačů a zařízení byly synchronně zaznamenávány měřicím analyzátozem případně systémově uložené jako elektrické signály z měniče. Pro řízení zkušebního zařízení lineárního motoru a posouzení a porovnání výsledků a závěrů z výše popsaných teoretických výpočtů a simulací bylo užito několik vybraných průběhů zdvihových křivek. Naměřená data byla offline postprocesingem převedena, zpracována a vyhodnocena. Nemalým dílem práce je precizní měření, vyhodnocení a posouzení vlivů nastavení parametrů systému.

Třetím cílem je vypracování metodiky návrhu optimálního nastavení parametrů řídicího systému pohonu s lineárním motorem se zaměřením na předpokládané vlastnosti a konkrétní užití. Nemalou částí tohoto cíle je měřením zjistit statickou a dynamickou chybu (odchylku) polohování lineárního pohonu při optimálním nastavení parametrů a při zvoleném buzení pohonu vybranými zdvihovými křivkami.

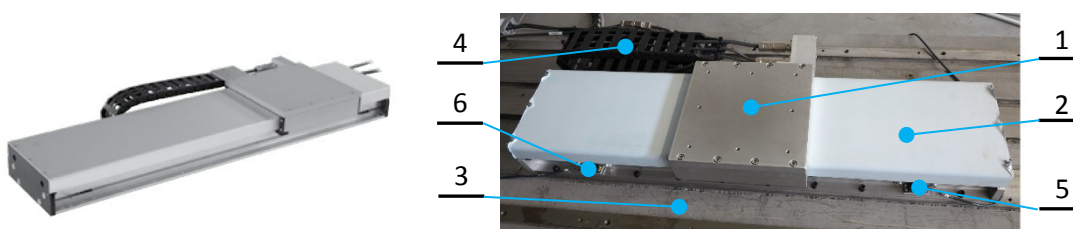
Čtvrtým cílem práce je provedení analýzy metod použitelných pro potlačení reziduálních kmitů pohonu s lineárním motorem a navrženou metodu ověřit pomocí simulačních modelů a měření na laboratorním stendu.

Souhrnným cílem disertační práce je s užitím jednotlivých dílčích cílů a kapitol seznámit čtenáře a uživatele s možnostmi až limitního nastavení lineárních motorů se zaměřením na analýzu požadovaného chování a měření ověřit odezvu zkušebního zařízení. A to jak z pohledu teoretických analýz (návrhů) zahrnující matematické modely, výpočty, simulace, aj. pro jednohmotové a dvojhmotové systémy s jedním pružným členem, tak i s ověřením popsaných postupů s užitím výsledků a vyhodnocení dat naměřených na reálném zkušebním zařízení laboratorního stendu. Dále si práce klade za cíl přispět k dalšímu pokroku a poznání spolu se zvýšením povědomí o možném limitním nastavení lineárních motorů, které jsou stále častěji používány jako části přesných výrobních strojů a zařízení příp. pro různé velmi přesné polohovací systémy.

1. Přehled stavu techniky

Řada firem po celém světě nabízí zákazníkům lineární motory (systémy) různých provedení. Jako zástupce těchto firem vyrábějících a nabízejících lineární motory jmenujme, seřazené abecedně, firmy Bosch Rexroth, ETEL, FANUC, HIWIN, OMRON, SEW Eurodrive, Siemens, TG Drive, VUES, Yaskawa, aj. V přehledu výrobkového portfolia poslední jmenované fy YASKAWA v literatuře [1], [2] je v textech a na obrázcích ukázáno, jaké různé základní typy lineárních motorů [3], vedle určitých speciálních a specifických konstrukcí a typů, jsou aktuálně na trhu dostupné.

Disertační práce s teoretickými a praktickými cíli popsanými v úvodu je soustředěna na uspořádání Sigma Lineárního Motoru s označením SGT Sigma-Trac, jak je zobrazeno na obr. 1-1 vlevo. U tohoto typu je sekundární nepohyblivá část (pole magnetů) na dně statického profilu a primární část s cívkami je v pohyblivé části (jezdci) s upínací deskou.



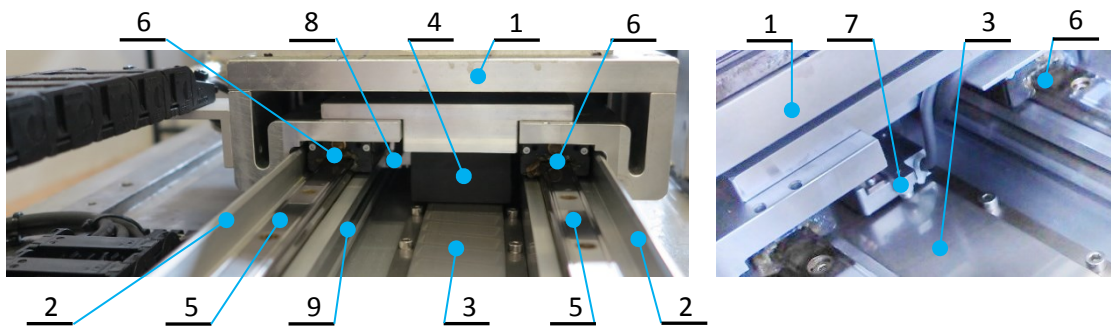
Obr. 1-1 – Typ (konstrukce) lineárních motorů ozn. SGT Sigma-Trac (vlevo), náhled SGT lineárního motoru (reálné zkušební zařízení bez přidané dynamické kmitající hmoty a bez snímačů, vpravo)

1.1. Vnější a vnitřní uspořádání lineárního motoru

Na obr. 1-1 vpravo je pohled na reálné zkušební zařízení lineárního motoru SGT Sigma-Trac, na kterém byla provedena praktická měření a ověřeny a verifikovány teoretické výpočty a simulace. Poz. 1 je horní upínací deska primární pohyblivé části (jezdce) lineárního motoru, poz. 2 je horní kryt sekundární statické (pevné) části s polem magnetů a částečně chrání citlivé části primárního pohyblivého jezdce. Poz. 3 je monolitická betonová deska s ocelovými montážními výztužemi, na které je celé zkušební zařízení pevně přimontováno. Poz. 4 je energetický řetěz s přívodními kabely a konektory k jednotlivým částem zařízení. Poz. 5 a 6 jsou

bezdotykové koncové spínače OMRON (pozitivní resp. negativní konec) vymezující rozsah dráhy pojezdu.

Na obr. 1-2 je zobrazeno vnitřní uspořádání lineárního motoru SGT Sigma-Trac v čelním a šikmém pohledu. Pro detailnější vyobrazení a náhled skutečného uspořádání je ze zařízení odmontován horní vnější kryt, který chrání jednotlivé citlivé komponenty primární a sekundární části před prachem, vnějšími vlivy a poškozením. Poz. 1 je čelo horní upínací desky primární pohyblivé části, poz. 2 jsou boční stěny profilu sekundární statické části. Poz. 3 je lineární pole permanentních magnetů přišroubované ke dnu profilu sekundární nepohyblivé (statické) části. Poz. 4 je skříň vinutí cívek jednotlivých fází přimontovaná zespoda k primární pohyblivé části (jezdci) motoru. Poz. 5 jsou kolejnice lineárního vedení pohyblivé části motoru, poz. 6 jsou skříňně jednotlivých předepjatých ložiskových kuličkových bloků. Poz. 7 je Hallova sonda. Poz. 8 je snímací (čtecí) hlavička a poz. 9 precisní pravítko integrovaného lineárního odměřovacího systému Renishaw.



Obr. 1-2 – Vnitřní uspořádání SGT lineárního motoru

2. Model lineárního motoru

2.1. D_q model lineárního motoru

Pro odvození lineárního motoru použijeme rovnice určené pro rotační synchronní motory s permanentními magnety. Převod na lineární motory je uveden na konci kapitoly. Napěťové rovnice ve složkovém tvaru v souřadnicích rotujících rychlostí ω jsou podle literatury [4] následující:

$$U_d = R_1 I_d + \frac{d\Psi_d}{dt} - \omega \Psi_q = R_1 I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega L_q I_q \quad (2.1)$$

$$U_q = R_1 I_q + \frac{d\Psi_q}{dt} + \omega \Psi_d = R_1 I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega (L_d I_d + \Phi_B) \quad (2.2)$$

$$\Psi_d = L_d I_d + \Phi_B \quad (2.3)$$

$$\Psi_q = L_q I_q \quad (2.4)$$

kde $\Phi_B = konst$ (magnetický tok vyvolaný magnety),
 ω je elektrická úhlová rychlost rotoru a rovněž souřadného systému,
 L_d, L_q jsou indukčnosti statorového vinutí v podélné a příčné ose.

Moment motoru je

$$M = \frac{3}{2} p_p \text{Im}[\bar{\Psi}_1^* \bar{I}_1] = -\frac{3}{2} p_p (\Psi_q I_d - \Psi_d I_q) = \frac{3}{2} p_p [\Phi_B I_q + (L_d - L_q) I_d I_q] \quad (2.5)$$

kde p_p je počet pólových dvojic synchronního motoru.

První součin v hranaté závorce představuje hlavní složku momentu. Druhý výraz je označován jako reluktanční moment a vyskytuje se pouze tehdy, má-li stroj vyniklé póly na rotoru ($L_d \neq L_q$). Výše uvedené rovnice můžeme použít i pro lineární motory. Pro lineární motory zavedeme elektrický úhel φ , který se vypočte z polohy lineárního motoru pomocí vztahu

$$\varphi = x \frac{2\pi}{\tau_p} \quad (2.6)$$

kde x je poloha lineárního posuvu,
 τ_p je rozteč jednoho pól páru (tj. rozteč dvojic magnetů nebo rozteč cívek).

Obdobně zavedeme úhlovou rychlost ω , kterou vypočteme pomocí vztahu

$$\omega = \frac{d\varphi}{dt} = v \frac{2\pi}{\tau_p} \quad (2.7)$$

Pro lineární synchronní motor je možno odvodit výraz pro výpočet hnací síly, který je následující

$$F = \frac{3}{2} p \frac{\pi}{\tau} (\Psi_d I_q - \Psi_q I_d) = \frac{3}{2} p \frac{\pi}{\tau} [\Psi_{PM} + (L_d - L_q) I_d] I_q \quad (2.8)$$

2.2. Zjednodušený (linearizovaný) model synchronního stroje

V d-q modelu se vyskytují určité nelinearity. První nelinearita je typu nasycení. Další vyskytující se nelinearita je násobení dvou signálů, a to proudu i_q a i_d . Poslední nelinearitou je násobení rychlosti otáčení rotoru ω a magnetických toků Ψ_d a Ψ_q . Pro linearizaci byl použit následující postup podle [5]. Předpokládáme, že pohon používá vektorové řízení. Regulátor proudu i_d má v tomto případě žádanou hodnotu $i_d = 0$ A. To je platné v oblasti pod jmenovitými otáčkami. Jedná se o řízení při maximálním momentu a při konstantní velikosti budícího toku. Když tedy budeme uvažovat $i_d = 0$ A, rovnice (2.1) až (2.5) se podstatně zjednoduší na tvar

$$u_d = 0 \quad (2.9)$$

$$u_q = R_1 i_q + \frac{d\Psi_q}{dt} = R_1 i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega \Phi_B \quad (2.10)$$

$$\Psi_d = \Phi_B \quad (2.11)$$

$$\Psi_q = L_q i_q \quad (2.12)$$

$$M = \frac{3}{2} p_p I_m [\bar{\Psi}_1^* \bar{I}_1] = \frac{3}{2} p_p \Psi_d i_q \quad (2.13)$$

Abychom obdrželi matematický model lineárního synchronního motoru, určíme nejprve výraz pro výkon motoru podle literatury [5]

$$P = u_A i_A + u_B i_B + u_C i_C = \frac{3}{2} (u_d i_d + u_q i_q) \quad (2.14)$$

$$u_d i_d + u_q i_q = R i_d^2 + \frac{d\Psi_d}{dt} i_d + R i_q^2 + \frac{d\Psi_q}{dt} i_q + \omega (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) \quad (2.15)$$

$$P = \frac{3}{2} \omega (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) = \frac{3}{2} \omega [\Psi_{PM} + (L_d - L_q) i_d] i_q \quad (2.16)$$

Hnací síla lineárního motoru je potom

$$F = \frac{3}{2} p_p \frac{\pi}{\tau} (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) = \frac{3}{2} p_p \frac{\pi}{\tau} [\Psi_{PM} + (L_d - L_q) i_d] i_q \quad (2.17)$$

Magnetický tok Ψ_{PM} můžeme vypočítat na základě znalosti silové konstanty motoru K_F a při dodržení podmínky ($I_d = 0$) takto

$$\Psi_{PM} = \frac{\tau}{\pi} \frac{2}{3 p_p} \frac{F}{i_q} = \frac{\tau}{\pi} \frac{2}{3 p_p} K_F \quad (2.18)$$

$$F = \frac{3}{2} K_F i_q = K_{F_{celk}} i_q \quad (2.19)$$

kde $K_{F_{celk}}$ je silová konstanta přepočtená jako společné silové působení všech tří cívek.

Výše uvedené rovnice představují zjednodušený linearizovaný matematický model lineárního synchronního servomotoru s jednohmotovou zátěží. Hnací síla motoru bude tedy závislá pouze na takzvané momentotvorné složce proudu, tedy na proudu i_q . Zjednodušené rovnice popisující dynamické chování lineárního motoru použité pro sestavení simulačního modelu jsou potom následující

$$u_q = u_E + R i_q + L_q \frac{d i_q}{d t} \quad (2.20)$$

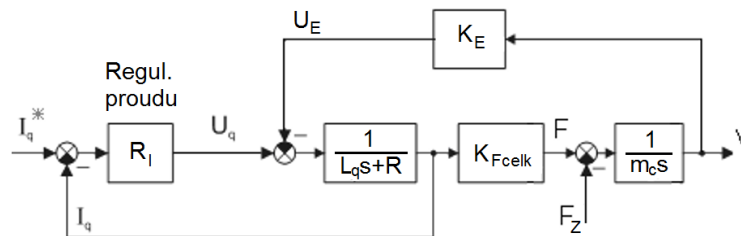
$$F = \frac{3}{2} K_F i_q = K_{F_{celk}} i_q \quad (2.21)$$

$$u_E = K_E v \quad (2.22)$$

kde K_E je napěťová konstanta motoru [Vs/m],

K_F je silová konstanta motoru odpovídající síle jedné cívky [N/m].

Zjednodušené simulační schéma synchronního lineárního motoru je uvedeno na obr. 2-1.



Obr. 2-1 – Zjednodušený simulační model synchronního lineárního motoru

V této části práce si dovolím citovat odstavec a některé pasáže [6]: Neustálým přizpůsobováním úhlu ψ k okamžité poloze motoru φ tak, aby bylo $\psi = \varphi - \frac{\pi}{2}$, je dosaženo stejného efektu, jaký má u stejnosměrných motorů komutátor s kartáči. Výsledkem je maximální silový účinek pole permanentních magnetů na vinutí. Poznamenejme, že výsledná síla motoru je 1,5krát větší, než největší možné silové působení jediné cívky.

$$F_{max} = \frac{3 U K_F}{2 R} = \frac{3}{2} K_F I_q = K_{F_{celk}} I_q \quad (2.23)$$

$$K_{F_{celk}} = \frac{3}{2} K_F \quad (2.24)$$

V tab. 2-1 jsou uvedeny parametry lineárního motoru Yaskawa.

Tab. 2-1 Parametry motoru Yaskawa

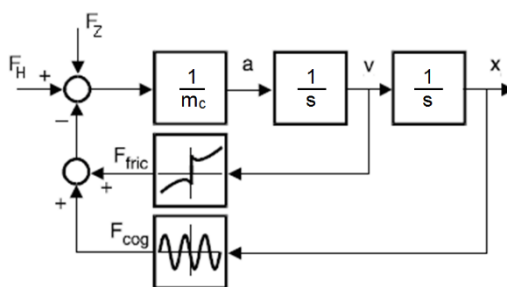
Symbol	Hodnota	Parametr
R	1.6Ω	odpor jedné cívky motoru
L_d	13 mH	indukčnost statorového vinutí v podélné ose (d-osa)
L_q	13 mH	indukčnost statorového vinutí v příčné ose (q-osa)
p_p	1	počet pólových dvojic
τ	0.012 m	rozeč pólů dvojic
K_F	93 N/A	silová konstanta motoru
ψ_{pm}	0.237 Wb	PM magnetický indukční tok

2.3. Mechanický model lineárního motoru

U lineárního motoru je nutno kromě zatěžovací síly uvažovat i vliv tření ($F_{friction}$) a dalších sil označených $F_{disturb}$. Postup výpočtu je podle literatury [5].

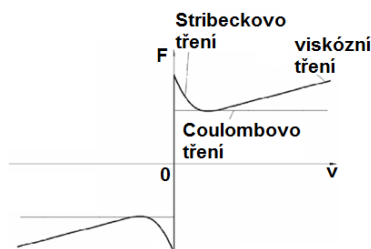
$$F_H(t) = m_c \frac{dv}{dt} + F_z(t) + F_{friction}(v) + F_{disturb}(x) \quad (2.25)$$

Blokové zapojení mechanické části lineárního motoru je uvedeno na obr. 2.2



Obr. 2-2 – Blokové zapojení mechanické části lineárního motoru

Pro modelování tření se používá celá řada modelů, které zohledňují viskózní, Stribeckův a Coulombův efekt. Třecí síla $F_{friction}$ zohledňující výše uvedené efekty může být znázorněna pomocí obr. 2-3.



Obr. 2-3 – Viskózní, Stribeckův a Coulombův efekt modelu tření

Stribeckovo tření je znázorněno negativně skloněnou charakteristikou, která probíhá při nízkých rychlostech. Coulombovo tření respektuje konstantní sílu při jakékoliv rychlosti. Viskózní tření vyžaduje odpor pohybu silou úměrnou rychlosti. Většinou se zanedbává aerodynamický odpor. Třecí síla v závislosti na rychlosti pohybu je potom

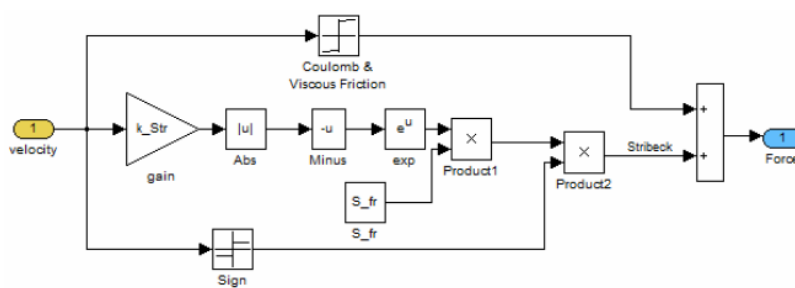
$$F_{friction}(v) = C_{fr} \text{sign}(v) + V_{fr} v + S_{fr} e^{-k|v|} \text{sign}(v) \quad (2.26)$$

Parametry modelu tření použité pro simulaci jsou uvedeny v tab. 2-2.

Tab. 2-2 Parametry modelu tření

Symbol	Hodnota	Parametr
C_{fr}	30 N	Coulombův koeficient
V_{fr}	3 N s/m	viskózní koeficient
S_{fr}	10 N	Stribeckův koeficient
k	10 s/m	Stribeckův faktor rychlosti

Simulační model tření, který reprezentuje vliv viskózního, Stribeckova a Coulombova tření je uveden na obr. 2-4



Obr. 2-4 – Simulační model tření

Síla F_{disturb} se skládá ze dvou složek:

$$F_{\text{disturb}}(x) = F_{\text{cogging}}(x) + F_{\text{end_effect}} \quad (2.27)$$

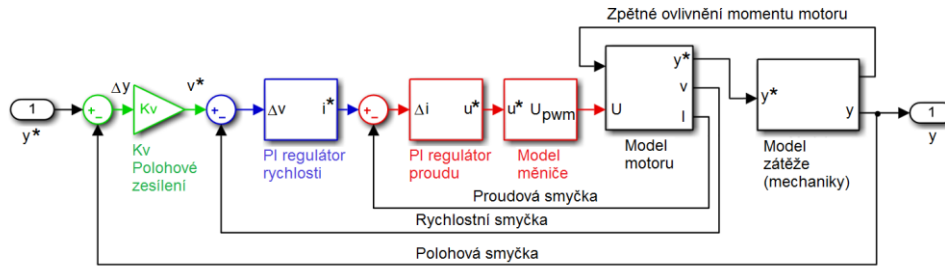
První složka ($F_{\text{cogging}}(x)$, síla ozubení) je způsobena interakcí mezi železnými šterbinami stroje a permanentními magnety. Vzhledem k drážkové povaze primárního jádra je ozubená síla periodická. Tato síla závisí pouze na relativní poloze cívky motoru vzhledem k magnetům a je vždy přítomna, i když v motorových cívkách není proud. Druhá složka ($F_{\text{end_effect}}$) je zvláštní jev způsobený omezenou délkou pohybu. Obecně je obtížné popsat konečný efekt přesným matematickým modelem. Jednoduchý způsob popisu tohoto jevu je pomocí koeficientu K_{end} .

$$F_{\text{end_effect}} = K_{\text{end}} F_T \quad (2.28)$$

Používá se hodnota $K_{\text{end}} = 0.01$.

3. Výpočet parametrů regulační struktury pohonu s jednohmotovou zátěží

Syntéza regulátoru spočívá v návrhu struktury regulátoru a stanovení optimálních parametrů jednotlivých regulátorů. K získání optimálního nastavení regulátorů je využívána řada postupů a metod. Mezi tyto techniky návrhu patří metoda geometrického místa kořenů (GMK), optimálního modulu (OM) nebo symetrického optima (SO). V současné době je většina řídicích systémů pohonů vybavena funkcí „autotuning“ a parametry nastavené pomocí této funkce v praxi většinou vyhovují. Použitá regulační struktura pohonu s lineárním motorem je uvedena například v [10] a je zobrazena na obr. 3-1.



Obr. 3-1 – Použitá regulační struktura rychlostní a proudové smyčky

Zátěž je uvažována jednohmotová a dvojhmotová. V případě dvojhmotové zátěže dochází na výstupu mechanismu k parazitním kmitům. Podrobnější analýza je uvedena v kap. 5. Potlačení těchto kmitů je věnována kap. 8.

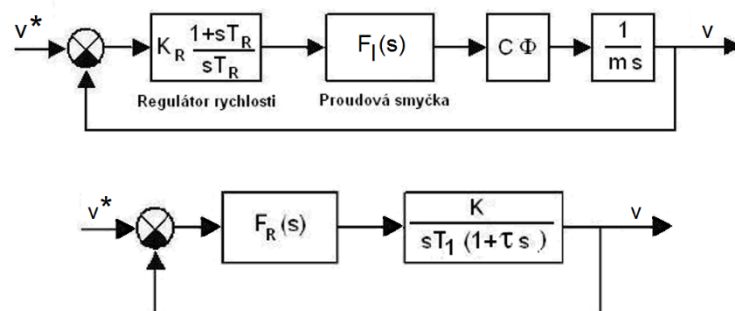
3.1. Výpočet parametrů rychlostního regulátoru pomocí metody symetrického optima

Blokové zapojení regulační struktury rychlostní smyčky je uvedeno na obr. 3.2. Pro stanovení optimálních parametrů bude použita metoda symetrického optima (SO). Postup výpočtu je proveden podle [9]. Tato metoda vychází z přenosu uzavřené smyčky třetího řádu. Standardní tvar přenosu otevřené smyčky podle metody symetrického optima je

$$F_0(s) = \frac{1+4s\tau_\sigma}{8s^2\tau_\sigma^2(1+s\tau_\sigma)} \quad (3.1)$$

Pro výpočet přenosové funkce regulátoru metodou SO tedy platí

$$F_R(s) = \frac{1}{F_s(s)} \frac{1+4s\tau_\sigma}{8s^2\tau_\sigma^2(1+s\tau_\sigma)} \quad (3.2)$$



Obr. 3-2 – Blokové zapojení regulační struktury rychlostní smyčky

Uvažujeme přenosovou funkci proudového regulátoru

$$F_i(s) = \frac{1}{1+0.00036s} = \frac{1}{1+\tau s} \quad (3.3)$$

Přenosová funkce regulované soustavy je potom

$$F_s(s) = \frac{K}{sT_1(1+s\tau)} \quad (3.4)$$

Pro výpočet budou použity parametry uvedené v kapitole 11

$$K = C\Phi = 2.33 \quad (3.5)$$

$$T_1 = m_1 = 1.55 \text{ kg} \quad (3.6)$$

$$\tau = 0.36 \text{ ms} \quad (3.7)$$

Jedná se o soustavu obsahující jednu malou časovou konstantu τ a jeden integrátor. Poznamenejme, že metoda (SO) je vhodná pro soustavy, kde platí $T_1 > 4\tau$ a kde τ je malá časová konstanta soustavy.

Přenosová funkce vhodného regulátoru vypočtená pomocí metody SO je

$$F_R(s) = \frac{1}{F_s(s)} \frac{1+4s\tau_\sigma}{8s^2\tau_\sigma^2(1+s\tau_\sigma)} = \frac{T_1s(1+s4\tau_\sigma)}{8s\tau_\sigma^2K} = K_R \frac{1+sT_R}{sT_R} \quad (3.8)$$

Optimální regulátor podle KSO je regulátor PI, kde

$$K_R = \frac{T_1}{2K\tau_\sigma}, \quad T_R = 4\tau_\sigma \quad (3.9, 3.10)$$

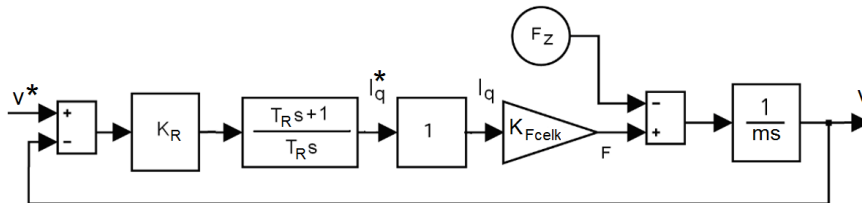
$$T_R = 4\tau_\sigma = 1.44 \text{ ms} \quad (3.11)$$

$$K_R = \frac{T_1}{2K\tau_\sigma} = 905 \quad (3.12)$$

Pro syntézu polohové smyčky potřebujeme přenos uzavřené rychlostní smyčky. Tento přenos po vhodném zjednodušení je následující

$$F_W(s) = \frac{1+4s\tau_\sigma}{1+4s\tau_\sigma+8s^2\tau_\sigma^2+8s^3\tau_\sigma^3} \approx \frac{1}{1+4\tau_\sigma s} = \frac{1}{1+0.00144s} \quad (3.13)$$

Zjednodušený model lineárního motoru s jednohmotovou zátěží a rychlostní smyčkou je uveden na obr. 3-3



Obr. 3-3 – Zjednodušený model pohonu s lineárním motorem

4. Výpočet parametrů polohového regulátoru pomocí metody optimálního modulu (OM)

Pro stanovení optimálních parametrů bude použita metoda optimálního modulu (OM). Postup výpočtu je proveden opět podle [9]. Tato metoda vychází z požadavku, aby průběh modulu (absolutní hodnota přenosu) uzavřené smyčky byl v co největším pásmu kmitočtů roven jedné. Standardní tvar přenosu otevřené smyčky podle metody OM je

$$F_0(s) = \frac{1}{2\tau_\sigma s(1+\tau_\sigma s)} \quad (4.1)$$

Ze vztahu (4.1) je možné požadovaný přenos regulátoru $F_R(s)$ odvodit následovně

$$F_R(s) = \frac{1}{F_s(s)} \frac{1}{2s\tau_\sigma(1+s\tau_\sigma)} \quad (4.2)$$

Na následujícím obrázku je znázorněno blokové zapojení regulační struktury polohové smyčky lineárního pohonu.



Obr. 4-1 – Blokové zapojení regulační struktury polohové smyčky

Přenosová funkce regulované soustavy je v našem případě

$$F_S(s) = \frac{1}{s(1+s\tau)} \quad (4.3)$$

Jedná se o soustavu obsahující jednu malou časovou konstantu τ a jeden integrátor. Přenosová funkce vhodného regulátoru vypočtená pomocí metody OM je

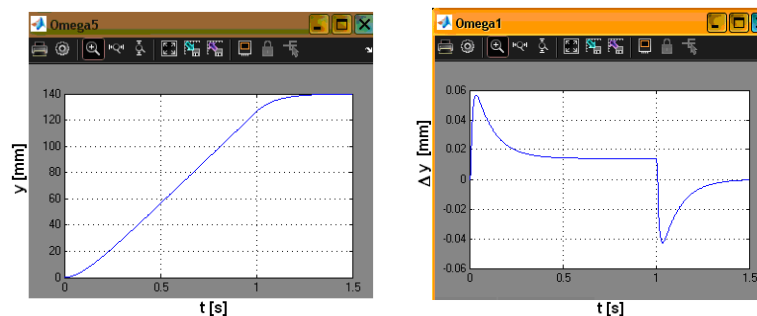
$$F_R(s) = \frac{1}{F_S(s)} \frac{1}{2s\tau_\sigma(1+s\tau_\sigma)} = \frac{1}{2\tau_\sigma} = \frac{1}{2 \cdot 0.00144} = 350 \quad (4.4)$$

V tomto případě se jedná o regulátor typu P. Optimální hodnota zesílení polohového regulátoru pro naši aplikaci je $K_v = 350$.

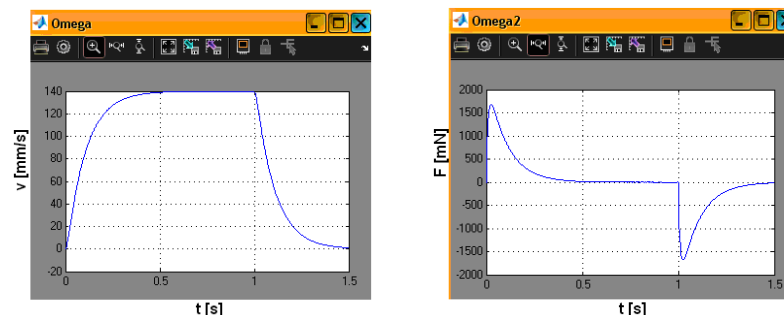
4.1. Zjednodušený simulační model regulační struktury pohonu s jednohmotovou zátěží

Na základě uvedeného zjednodušeného modelu lineárního pohonu byl navržen simulační model v prostředí Matlab Simulink. V modelu jsou použity parametry vypočtené v této kapitole.

Výsledky simulací, zdvihová křivka a rychlost spolu s průběhem dynamické chyby a hnací síly jsou uvedeny na obr. 4-2 a 4-3.



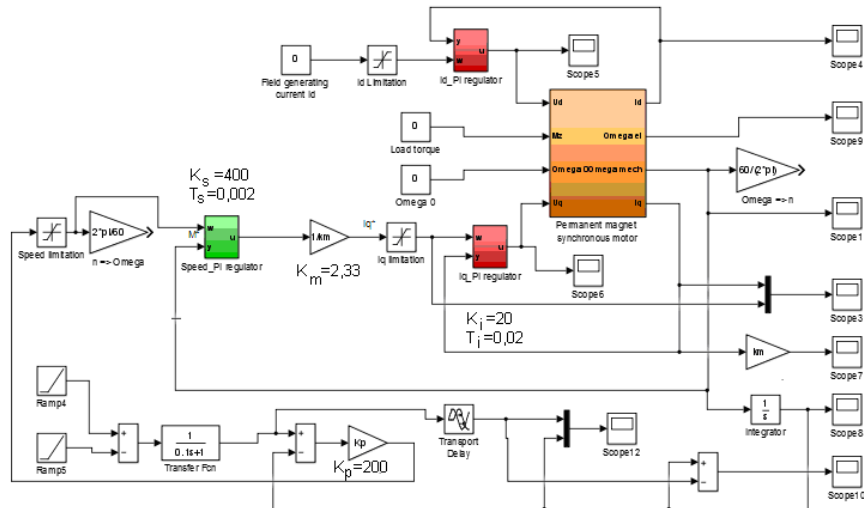
Obr. 4-2 – Výsledky simulace, zdvihová křivka (vlevo), dynamická chyba (vpravo)



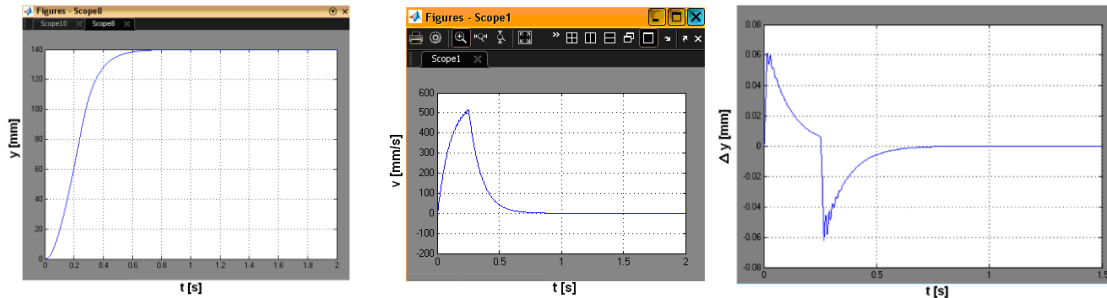
Obr. 4-3 – Výsledky simulace, průběh rychlosti (vlevo), průběh hnací síly (vpravo)

4.2. Simulační model regulační struktury pohonu s d-q modelem motoru a s jednohmotovou zátěží

Na obr. 4-4 je simulační model pohonu s lineárním motorem v d-q souřadnicích včetně polohového, rychlostního a proudového regulátoru (červené a zelený bloky). Model pohonu zohledňuje vektorová řízení pohonu. Obr. 4-5 zobrazuje výsledky simulace, a sice zdvihovou křivku spolu s rychlostí a průběhem dynamické chyby.



Obr. 4-4 – Simulační model pohonu s jednohmotovou zátěží



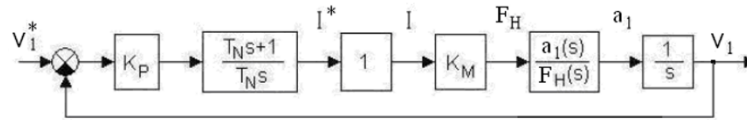
Obr. 4-5 – Výsledky simulace, zdvihová křivka (vlevo), rychlost (uprostřed), dynamická chyba (vpravo)

5. Syntéza regulační struktury soustavy s dvojhmotovou zátěží

U jednohmotové zátěže lze redukovat zátěž na pohyblivou část lineárního motoru. U dvojhmotové zátěže je situace složitější a s tím souvisí i složitější výpočet optimálních parametrů jednotlivých regulátorů. Pro stanovení těchto parametrů bude použita metoda geometrického místa kořenů. Poznamenejme, že v případě dvojhmotové zátěže dochází na koncovém členu mechanismu k parazitním kmitům. Podrobnější analýza je uvedena v kapitole 8.

5.1. Výpočet parametrů rychlostního regulátoru pohonu s dvojhmotovou zátěží

Přenos otevřené a uzavřené rychlostní smyčky určíme pomocí blokového zapojení uvedeného na obr. 5-1. Proudová smyčka je většinou rychlá a proto budeme její přenos považovat za dokonale proporcionální $F_1(s) = 1$. Pro syntézu bude použita metoda uvedená v literatuře [6].



Obr. 5-1 – Blokové schéma rychlostní smyčky

Zavedeme celkové zesílení

$$K_R = \frac{K_P K_M}{T_N m_c} \quad (5.1)$$

Vlastní kmitočet zátěže Ω_L a vlastní kmitočet celé dvojhmotové soustavy Ω_{LM} jsou

$$\Omega_L = \sqrt{\frac{c}{m_2}}, \quad \Omega_{LM} = \sqrt{\frac{c}{m_1} + \frac{c}{m_2}} \quad (5.2,5.3)$$

V kapitole 7 je odvozen přenos mezi zrychlením motoru a hnací silou

$$\frac{a_1}{F_H} = \frac{\frac{s^2}{\Omega_L^2} + 1}{m_c \left(\frac{s^2}{\Omega_{LM}^2} + 1 \right)} \quad (5.4)$$

Přenosová funkce otevřené rychlostní regulační smyčky pro netlumený systém ($b = 0$) je

$$\frac{\omega_1}{\omega_1^*} = \frac{K_P K_M (1 + T_N s) \left(\frac{s^2}{\Omega_L^2} + 1 \right)}{m_c T_N s^2 \left(\frac{s^2}{\Omega_{LM}^2} + 1 \right)} \quad (5.5)$$

$$F_0 = \frac{K_P K_M (1 + T_N s) \left(\frac{s^2}{\Omega_L^2} + 1 \right)}{m_c T_N s^2 \left(\frac{s^2}{\Omega_{LM}^2} + 1 \right)} \quad (5.6)$$

Otevřená rychlostní smyčka má v tomto případě 4 póly a 3 nuly.

Poloha nul a pólů uzavřené rychlostní smyčky určuje průběh přechodových dějů v regulačním obvodu a rozhoduje o stabilitě navržené regulační struktury. Optimální parametry rychlostní smyčky určené pomocí GMK mají takovou hodnotu, při které budou dominantní póly uzavřené rychlostní smyčky maximálně vzdálené od imaginární osy. Optimální parametry získané pomocí GMK jsou následující:

$$K_R = 10000, T_N = 0.002 \text{ s}, m_c = 2 \text{ kg}$$

$$K_P = \frac{K_R T_N m_c}{K_M} = \frac{10000 \cdot 0.002 \cdot 2}{2.8} = 14.2 \quad (5.7)$$

Přenosová funkce uzavřené rychlostní regulační smyčky je

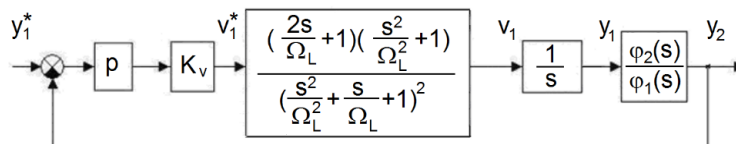
$$\frac{v_1(s)}{v_1^*(s)} = \frac{1}{1 + \frac{m_C}{K_P K_M} \frac{T_N s^2}{1 + \frac{s^2}{\Omega_L^2}} + \frac{\Omega_L^2 M}{1 + \frac{s^2}{\Omega_L^2}}} \quad (5.8)$$

Přenosovou funkci uzavřené rychlostní smyčky můžeme zjednodušit pomocí postupu uvedeného v [6] a dostáváme

$$\frac{v_1}{v_1^*} = \frac{\left(\frac{2s}{\Omega_L} + 1\right) \left(\frac{s^2}{\Omega_L^2} + 1\right)}{\left(\frac{s^2}{\Omega_L^2} + \frac{s}{\Omega_L} + 1\right)^2} \quad (5.9)$$

5.2. Výpočet parametrů polohového regulátoru pohonu s dvojhmotovou zátěží

V našem případě je lineární pohon vybaven snímačem polohy. Jedná se tedy o polohovou smyčku s přímým odměřováním. Blokové zapojení je uvedeno na obr. 5-2.



Obr. 5-2 – Blokové zapojení polohové smyčky s přímým odměřováním

V kapitole 7 je odvozen přenos $\frac{y_2(s)}{y_1(s)}$

$$\frac{y_2(s)}{y_1(s)} = \frac{1}{\left(\frac{s^2}{\Omega_L^2} + 1\right)} \quad (5.10)$$

Přenosová funkce otevřené polohové smyčky pro netlumený systém je potom

$$F_0(s) = K_V \frac{\frac{2s}{\Omega_L} + 1}{s \left(\frac{s^2}{\Omega_L^2} + \frac{s}{\Omega_L} + 1\right)^2} \quad (5.11)$$

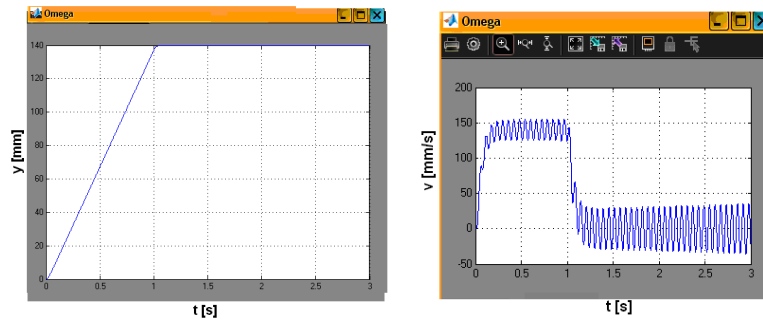
Přenosová funkce má 5 pólů a 1 nulu.

Optimální nastavení je pro takovou hodnotu K_V , při které budou dominantní póly uzavřené polohové smyčky maximálně vzdálené od imaginární osy. Optimální hodnota zesílení polohového regulátoru je v našem případě $K_V = 10$.

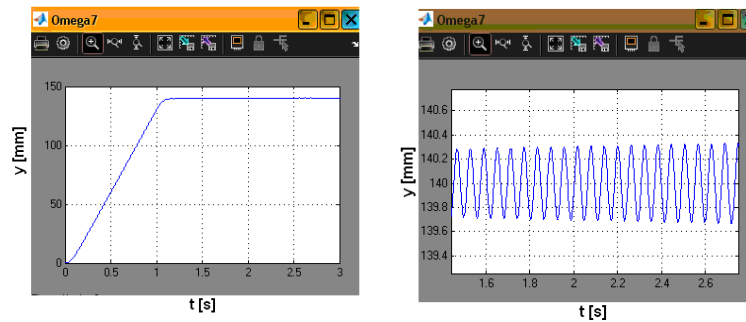
5.2.1. Zjednodušený simulační model regulační struktury pohonu s dvojhmotovou soustavou

Pro zjednodušený simulační model regulační struktury s dvojhmotovou zátěží je použit zjednodušený model lineárního motoru. Zdvihová křivka má v tomto případě lineární průběh.

Výsledky simulace bez použití kompenzace parazitních kmitů jsou uvedeny na obr. 5-3 a 5-4. Porovnání výsledků získaných simulací a měření je uvedeno v kapitole 11.



Obr. 5-3 – Výsledky simulace bez použití kompenzace parazitních kmitů, zdvihová křivka (vlevo), rychlost (vpravo)



Obr. 5-4 – Výsledky simulace bez použití kompenzace parazitních kmitů, průběh zdvihu zátěže (vlevo), zvětšený detail průběhu zdvihu v ustáleném stavu (vpravo)

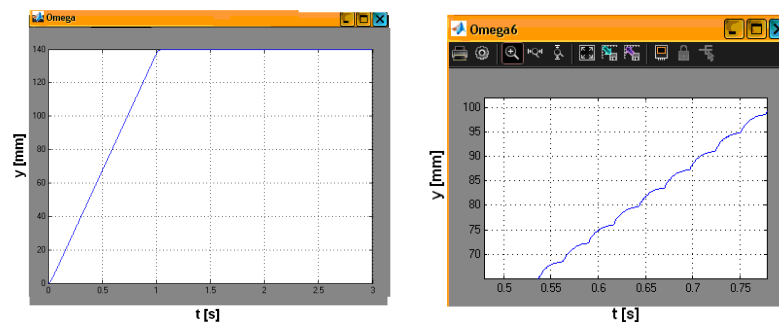
Výsledky simulace při použití kompenzace parazitních kmitů pomocí metody „Input Shaping“ jsou uvedeny na obr. 5-5 a 5-6. Při kompenzaci je použit číslicový filtr

$$H(z) = \frac{0.2908z^2 + 0.4969z + 0.2123}{z^2} \quad (5.12)$$

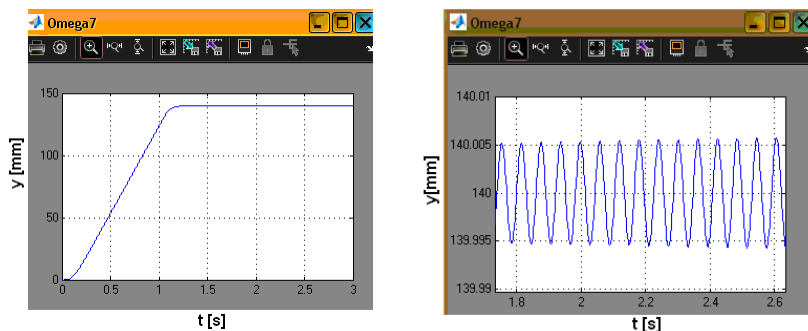
Protože systém YASKAWA je citlivý na rychlé změny zrychlení, ke kterým dochází při použití klasické metody „Input Shaping“, byla v rámci disertační práce navržena modifikace metody „Input Shaping“ spočívající v použití dodatečné úpravy průběhu zdvihové křivky. Je použit korekční filtr s přenosovou funkcí realizující integrační člen se zpožděním 1. řádu, který upravuje průběh zrychlení tak, aby se řídicí systém YASKAWA nedostával do chybového stavu. Použitá přenosová funkce tohoto korekčního filtru je

$$F(s) = \frac{1}{1 + \tau s} \quad (5.13)$$

Časová konstanta (koeficient τ) je volena podle přípustného zrychlení pohonu (systému YASKAWA). V našem případě byla zvolena hodnota $\tau = 0.01$ s. Při porovnání obrázků je patrné podstatné snížení parazitních kmitů.



Obr. 5-5 – Výsledky simulace při použití kompenzace parazitních kmitů, zdvihová křivka (vlevo), detail modifikované zdvihové křivky (vpravo)



Obr. 5-6 – Výsledky simulace při použití kompenzace parazitních kmitů, průběh zdvihu zátěže (vlevo), zvětšený detail průběhu zdvihu v ustáleném stavu (vpravo)

Z průběhu relativního zdvihu odpružené hmoty (obr. 5-4) bez použití kompenzace parazitních kmitů je možno odečíst amplitudu reziduálních kmitů v ustáleném stavu (≈ 0.3 mm). Z průběhu relativního zdvihu odpružené hmoty (obr. 5-6) při použití kompenzace metodou „Input Shaping“ je možno odečíst amplitudu kmitů v ustáleném stavu (≈ 0.005 mm). Amplitudu reziduálních kmitů je tedy možno pomocí navržené metody snížit cca o dva řády.

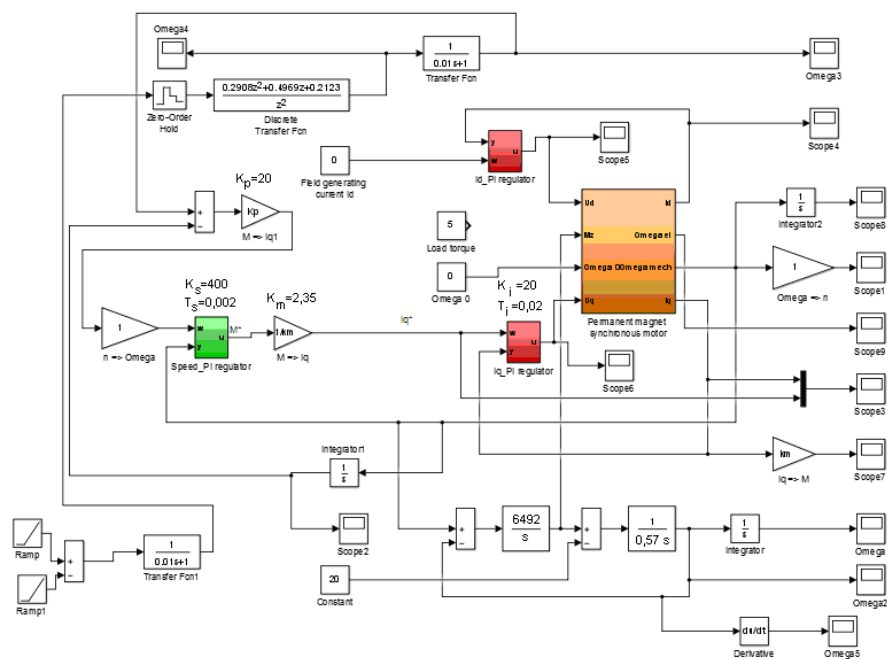
6. Simulační model regulační struktury pohonu s d-q modelem motoru a s dvojhmotovou zátěží

Na obr. 6-1 je simulační schéma pohonu s lineárním motorem a s dvojhmotovou zátěží v programu Matlab Simulink. Pro simulační model je použit d-q model lineárního motoru. Model pohonu i v tomto případě zohledňuje vektorové řízení pohonu. Zdvihová křivka má v tomto případě opět lineární průběh. Pro kompenzaci je použit číslicový filtr se vzorkovací periodou $T_V = 0.025$ s.

$$H(z) = \frac{z^2 + 2Kz + K^2}{z^2(1 + 2K + K^2)} = \frac{0.2908z^2 + 0.4969z + 0.2123}{z^2} \quad (6.1)$$

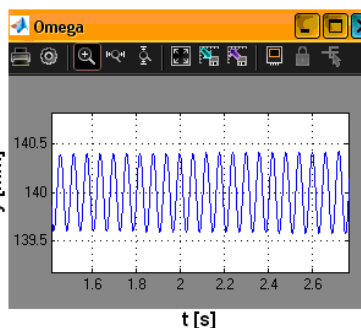
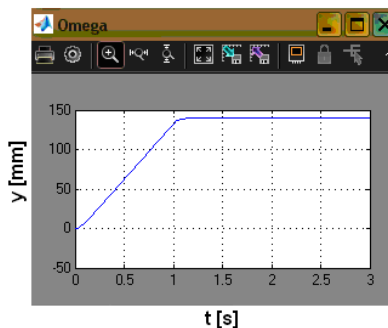
Dodatečný analogový tvarovací filtr má přenosovou funkci

$$F(s) = \frac{1}{1 + 0.01s} \quad (6.2)$$

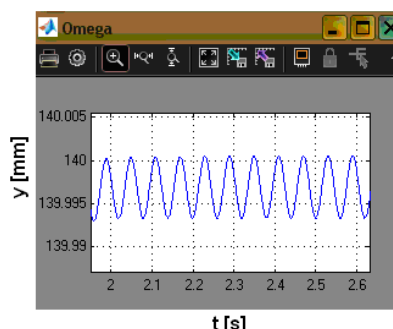
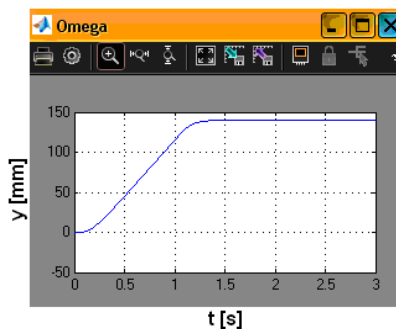


Obr. 6-1 – Simulační schéma pohonu s dvojhmotovou zátěží

Výsledky simulačního ověření je uvedeno na grafech obr. 6-2 a 6-3. Na grafech (obr. 6-2) jsou průběhy získané simulací bez použití korekce. Na zvětšenině grafu (obr. 6-2 vpravo) je možno odečíst amplitudu reziduálních kmitů, která je cca ± 0.4 mm. Na obr. 6-3 jsou výsledky simulace s použitím kompenzace pomocí metody „Input Shaping“. Na zvětšeném obr. 6-3 vpravo je možno odečíst amplitudu reziduálních kmitů při použití kompenzace ± 0.005 mm.



Obr. 6-2 – Výsledky simulace bez použití kompenzace dvojhmotové zátěže, zdvih zátěže (vlevo), zvětšený průběh zdvihu na zátěži v ustáleném stavu (vpravo)

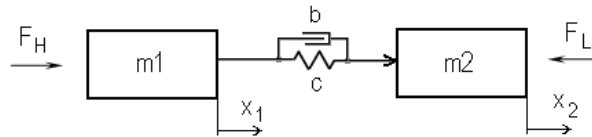


Obr. 6-3 – Výsledky simulace při použití kompenzace dvojhmotové zátěže, zdvih zátěže (vlevo), zvětšený průběh zdvihu na zátěži v ustáleném stavu (vpravo)

Při porovnání jednotlivých průběhů a zhodnocení výsledků simulace bez použití korekce a s použitím korekce „Input Shaping“ vyplývá závěr, že použitím metody „Input Shaping“ je možno potlačit amplitudu vibrací na koncovém členu dvojhmotové soustavy až cca 100x.

7. Matematický model dvojhmotové zátěže s pružnou vazbou

Na obr. 7-1 je uvedena struktura dvojhmotové zátěže s pružnou vazbou.



Obr. 7-1 – Struktura dvojhmotové zátěže

Diferenciální rovnice popisující dynamické chování dvojhmotové zátěže jsou následující

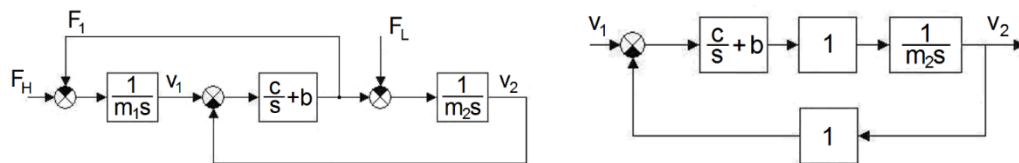
$$F_H = m_1 \frac{dv_1}{dt} + F_1 \quad (7.1)$$

$$F_1 = c(x_1 - x_2) + k(v_1 - v_2) \quad (7.2)$$

$$F_1 = m_2 \frac{dv_2}{dt} + F_L \quad (7.3)$$

kte c je konstanta tuhosti [N/m],
 b je činitel tlumení (bývá malý a většinou se zanedbává) [N s/m],
 x je posuv hmoty [m],
 v je rychlost pohybu [m/s],

V našem případě je: $m_1 = 1.55$ kg, $m_2 = 0.569$ kg, $c = 6492$ N/m, $b = 0$



Obr. 7-2 – Blokové zapojení dvojhmotové zátěže (vlevo), upravené blokované zapojení dvojhmotové zátěže (vpravo)

Vlastní kmitočet zátěže je počítán podle vztahu (7.6) a vlastní kmitočet celé dvojhmotové soustavy podle (7.9). Přenos mezi zrychlením motoru a hnací silou je určen podle (7.8).

Přenos mezi rychlostí hřídele motoru a zátěže (pro $F_L = 0$) je možno určit z upraveného blokovaného zapojení pružného spojení uvedeného na obr. 7-2 vpravo.

Přenos uzavřené smyčky (pro $F_L = 0$) je

$$\frac{v_2(s)}{v_1(s)} = \frac{\frac{bs+c}{s} \frac{1}{m_2s}}{1 + \frac{bs+c}{s} \frac{1}{m_2s}} = \frac{bs+c}{bs+c+s^2m_2} \quad (7.4)$$

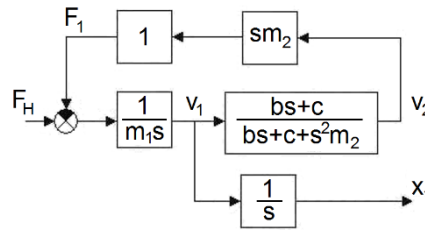
Přenos $\frac{v_2(s)}{v_1(s)}$ (pro $b = 0$) je
$$\frac{v_2(s)}{v_1(s)} = \frac{1}{\frac{s^2}{\Omega_L^2} + 1} \quad (7.5)$$

kde $\Omega_L = \sqrt{\frac{c}{m_2}}$ je vlastní kmitočet zátěže při zablokované hřídeli motoru. (7.6)

Poznamenejme, že konstanty c , b jsou definované na zátěži. Amplitudová a fázová frekvenční charakteristika přenosu $\frac{v_2(s)}{v_1(s)}$ je uvedena na obrázku v úplném znění práce.

Pro $\omega < \Omega_L$ probíhá pohyb motoru a zátěže synchronně bez fázového posuvu. Maximální poměr amplitud je pro $\omega = \Omega_L$ (fázový posuv je -90°). Pro $\omega > \Omega_L$ podíl předané energie do zátěže rychle klesá a její pohyb se výrazně utlumuje (zátěž a motor kmitají v protifázi).

Přenos mezi polohou pohyblivé části motoru x_1 a hnací silou F_H určíme z upraveného blokového zapojení pružného spojení uvedeného na obr. 7-3 a rovnice (7.7)



Obr. 7-3 – Upravené blokové zapojení dvojhmotové zátěže

$$\frac{x_1(s)}{F_H(s)} = \frac{\frac{1}{m_1 s^2}}{\frac{1}{m_1 s} \frac{(bs+c)}{(bs+c+m_2 s^2)} m_2 s + 1} \quad (7.7)$$

Přenos mezi zrychlením pohyblivé části motoru a hnací silou dvojhmotového systému s nulovým tlumením (pro $b = 0, F_L = 0$) získáme úpravou rovnice (7.7)

$$\frac{a_1(s)}{F_H(s)} = \frac{\frac{s^2}{\Omega_L^2} + 1}{m_c \left(\frac{s^2}{\Omega_{LM}^2} + 1 \right)} \quad (7.8)$$

kde $\Omega_{LM} = \sqrt{\frac{c}{p^2 J_1} + \frac{c}{J_2}}$ je vlastní kmitočet celé dvojhmotové soustavy. (7.9)

Pro $\omega < \Omega_L$ probíhá pohyb motoru a zátěže synchronně bez fázového posuvu. Při antirezonanční frekvenci $\omega = \omega_{AR}$ je pohyb motoru minimální, většina energie je předávána do zátěže (zátěž a motor kmitají v protifázi). Při rezonanční frekvenci $\omega = \omega_R$ dochází i pro malé hodnoty budící síly k výraznému pohybu hmoty na pohyblivé části motoru (pohyb zátěže je utlumován).

8. Metody potlačení reziduálních kmitů mechanických soustav

Řada pohonů výrobních strojů nemá pouze jednohmotovou zátěž. Pružné členy mezi hmotami vícehmotové zátěže (mechanických částí) způsobují nežádoucí tzv. reziduální kmitání na straně zátěže. Z tohoto důvodu byl v této práci podrobně analyzován lineární pohon s dvojhmotovou zátěží.

Toto nežádoucí tzv. reziduální kmitání lze jen a pouze omezeně redukovat vhodnou konstrukcí stroje (zvýšenou tuhostí mechanických částí a vysokou rezervou ve výkonu pohonu). Další možností redukce reziduálního kmitání je použití aktivního řízení.

Použití aktivního řízení je možno rozdělit:

- použití dopředné vazby,
- použití zpětnovazebního řízení,
- speciální metody využívající Kalmanovy filtry.

Použití dopředné vazby znamená vhodně upravit řídicí signál tak, aby bylo potlačeno parazitní kmitání (aby nebyly vybudeny rezonanční módy stroje). Používá se:

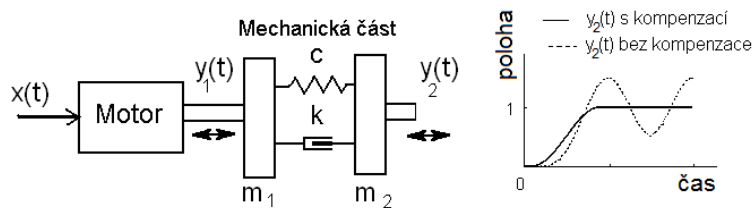
- aktivní tlumení na základě modelu inverzní dynamiky,
- tvarování průběhu řídicího signálu konvolucí s posloupností impulsů (metoda Input Shaping).

Zpětnovazební metody řízení určené pro potlačení vibrací umožňují na základě podrobné znalosti modelu řízené soustavy generovat kompenzační signál umožňující potlačit parazitní reziduální kmity.

Speciální metody využívající Kalmanovy filtry umožňují na základě znalosti průběhu statorových proudů a napětí estimovat průběh otáček na hřídeli motoru a na výstupu mechanického členu a průběh momentu na zátěži. Pomocí těchto estimovaných veličin je možno pomocí zpětné vazby velice efektivně kompenzovat parazitní kmity mechanického členu.

9. Metoda dopředného řízení pomocí metody „Input Shaping“

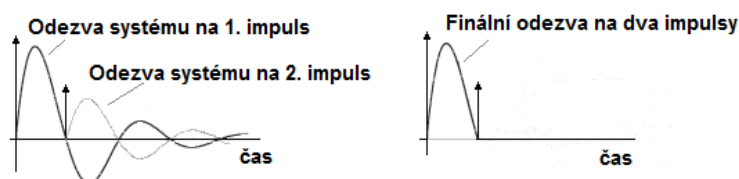
Metoda „Input Shaping“ je speciální varianta dopředného řízení, která umožňuje výrazně potlačit parazitní reziduální kmity. Metoda je založena na konvoluci posloupnosti tvarovacích impulsů s požadovaným řídicím signálem $x(t)$. Základní princip metody je uveden v [11]. Signál získaný konvolucí je tvarovaný řídicí signál $y(t)$, který je následně využíván pro řízení pohybu. Základní princip metody je názorně zobrazen na obr. 9-1.



Obr. 9-1 – Základní princip metody „Input Shaping“

$$y(t) = \int_0^{\infty} x(t - \tau)h(\tau)d\tau \quad (9.1)$$

$$Y(s) = X(s)H(s) \quad (9.2)$$



Obr. 9-2 – Odezva systému na pulsy

9.1. Tvarovače určené pro dvojhmotové systémy

a) ZV tvarovač obsahující pouze dva impulzy (zero vibration shaper)

Tento tvarovač obsahuje pouze dva impulzy. Pomocí tohoto typu tvarovače je teoreticky možno dosáhnout nulovou amplitudu vibrací na vlastním kmitočtu systému. Výpočet parametrů tohoto tvarovače je proveden pomocí postupu uvedeného v [13] a [14]. Lineární systém popsaný přenosovou funkcí $G(s)$ je charakterizován jedním vlastním kmitočtem netlumených kmitů systému ω_0 a činitelem tlumení ξ .

$$G(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (9.3)$$

kde ω_0 je vlastní kmitočet netlumených kmitů systému,
 ξ je činitel tlumení.

Posloupnost impulsů na vstupu systému je

$$h(t) = \sum_{i=1}^N A_i \delta(t - t_i), \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (9.4)$$

Odezva systému druhého řádu na jeden Diracův impuls (amplituda impulsu je A_i , čas výskytu impulsu je t_i) je možné určit pomocí inverzní Laplaceovy transformace

$$y_i(t) = L^{-1} \left\{ A_i \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2} \right\} = \frac{A_i \omega_0}{\sqrt{(1-\xi^2)}} A_i e^{-\xi\omega_0(t-t_i)} \sin\left\{ (t-t_i)\omega_0\sqrt{(1-\xi^2)} \right\} \quad (9.5)$$

kde $y_i(t)$ je průběh výstupního signálu systému,
 A_i je amplituda impulsu,
 t_i je čas výskytu impulsu.

Amplituda kmitů odezvy systému na N impulsů je následující

$$y_{\Sigma}(t) = \sum_{i=1}^N \left[\frac{A_i \omega_0}{\sqrt{(1-\xi^2)}} e^{-\xi\omega_0(t-t_i)} \right] \sin[\omega_D(t-t_i)] \quad (9.6)$$

kde $\omega_D = \omega_0\sqrt{(1-\xi^2)}$, $t_i = \frac{T_0}{2} i$

Působením těchto impulsů můžeme realizovat potlačení kmitů v čase výskytu posledního impulsu ($t = t_{END}$). Pro výpočet požadovaných amplitud těchto impulsů můžeme použít postup podle [11]. Pro úpravu rovnice (9.6) můžeme použít následující trigonometrické vztahy

$$B_1 \sin(\alpha t + \Phi_1) + B_2 \sin(\alpha t + \Phi_2) = A_{amp} \sin(\alpha t + \psi) \quad (9.7)$$

kde $A_{amp} = \sqrt{(B_1 \cos \Phi_1 + B_2 \cos \Phi_2)^2 + (B_1 \sin \Phi_1 + B_2 \sin \Phi_2)^2}$

$$\psi = \arctg \left(\frac{B_1 \cos \Phi_1 + B_2 \cos \Phi_2}{B_1 \sin \Phi_1 + B_2 \sin \Phi_2} \right)$$

$$B_j = \frac{A_j \omega}{\sqrt{1-\xi^2}} e^{-\xi\omega(t_{END}-t_j)}, \quad \Phi_j = t_j \omega \sqrt{1-\xi^2}$$

Aby došlo k eliminaci vibrací v čase posledního impulsu ($t = t_{END}$) je nutno, aby $A_{amp} = 0$. Můžeme tedy definovat podmínky, za kterých dojde k eliminaci vibrací.

$$B_1 \cos \Phi_1 + B_2 \cos \Phi_2 = 0 \quad (9.8)$$

$$B_1 \sin \Phi_1 + B_2 \sin \Phi_2 = 0 \quad (9.9)$$

Po vhodných úpravách obdržíme výsledné dvě rovnice určující podmínky, za kterých dojde k eliminaci vibrací.

$$V_1 = \sum_{j=0}^N A_j e^{-\xi\omega(t_{END}-t_j)} \sin(t_j\omega\sqrt{1-\xi^2}) = 0 \quad (9.10)$$

$$V_2 = \sum_{j=0}^N A_j e^{-\xi\omega(t_{END}-t_j)} \cos(t_j\omega\sqrt{1-\xi^2}) = 0 \quad (9.11)$$

kde N je počet impulsů tvarovače (pro ZV tvarovače je $N=2$)

Pro výpočet parametrů tvarovače platí ještě tyto následující vztahy

$$t_1 = 0 \quad (9.12)$$

$$\sum_{i=1}^N A_i = 1 \quad (9.13)$$

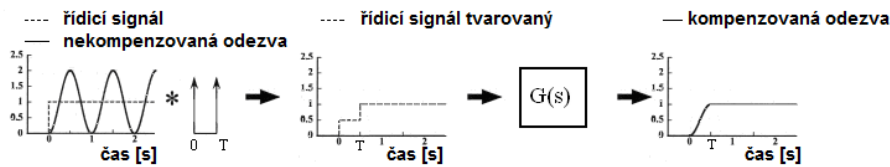
$$A_i > 0 \quad (9.14)$$

Řešením soustavy výše uvedených 5 rovnic můžeme určit parametry A_i a t_i tvarovače. Poznamenejme, že tvarovač v tomto případě obsahuje pouze 2 impulsy. První impuls je v čase $t_1 = 0$ a druhý v čase $t_2 = \frac{T_0}{2}$ (T_0 je perioda tlumených vlastních kmitů). Parametry tvarovače potom vypočteme pomocí následujících vztahů

$$A_1 = \frac{1}{1+K}, \quad A_2 = \frac{K}{1+K} \quad (9.15)$$

$$K = e^{-\frac{\xi\pi}{\sqrt{1-\xi^2}}}, \quad t_2 = \frac{\pi}{\omega\sqrt{1-\xi^2}}, \quad t_1 = 0 \quad (9.16)$$

Příklad ZV tvarovače se dvěma impulsy (Zero Vibration Shaper):



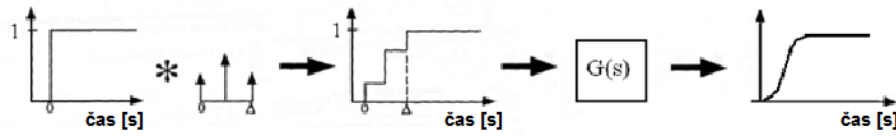
Obr. 9-3 – Odezva systému se ZV tvarovačem, který obsahuje dva impulsy

$$\begin{bmatrix} A_i \\ t_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{1+K} & \frac{K}{1+K} \\ 0 & \frac{\pi}{\omega_0\sqrt{1-\xi^2}} \end{bmatrix}, \quad K = e^{-\frac{\xi\pi}{\sqrt{1-\xi^2}}}, \quad T = \frac{\pi}{\omega_0\sqrt{1-\xi^2}} \quad (9.17)$$

Analogový tvarovací filtr (dva pozitivní impulsy): $H(s) = \frac{1}{1+K} + \frac{Ke^{-sT}}{1+K} \quad (9.18)$

Digitální tvarovací filtr: $H(z) = \frac{1+Kz^{-1}}{1+K} = \frac{z+K}{z(1+K)} \quad (9.19)$

b) ZV tvarovač obsahující tři kladné impulzy (Zero Vibration Shaper)



Obr. 9-4 – Odezva systému se ZV tvarovačem obsahujícím tři impulzy

$$\begin{bmatrix} A_i \\ t_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{1+2K+K^2} & \frac{K}{1+2K+K^2} & \frac{K^2}{1+2K+K^2} \\ 0 & \frac{\pi}{\omega_0\sqrt{1-\xi^2}} & \frac{2\pi}{\omega_0\sqrt{1-\xi^2}} \end{bmatrix} \quad (9.20)$$

$$\text{Digitální tvarovací filtr: } H(z) = \frac{z^2 + 2Kz + K^2}{z^2(1+2K+K^2)} \quad (9.21)$$

9.2. ZVD Tvarovače (zero vibration and derivative shaper)

Tento typ tvarovače umožňuje zvýšit robustnost metody. Toho je dosaženo přidáním podmínky, že derivace vibrace je rovna nule.

c) ZVD tvarovač obsahující tři impulzy

V tomto případě je požadováno nulové potlačení vibrací na vlastním kmitočtu a také nulová hodnota derivace na tomto kmitočtu. Výpočet parametrů tohoto tvarovače je uveden v [15].

$$\frac{dV_1(\omega, \xi)}{d\omega} = 0, \quad \frac{dV_2(\omega, \xi)}{d\omega} = 0 \quad (9.22)$$

Po výpočtu derivací a po vhodných úpravách obdržíme podmínky pro určení parametrů ZVD tvarovače, které jsou následující:

$$\sum_{j=0}^N A_j t_j e^{-\xi\omega(t_{END}-t_j)} \sin(t_j\omega\sqrt{1-\xi^2}) = 0 \quad (9.23)$$

$$\sum_{j=0}^N A_j t_j e^{-\xi\omega(t_{END}-t_j)} \cos(t_j\omega\sqrt{1-\xi^2}) = 0 \quad (9.24)$$

Pro ZVD tvarovače musí být $N = 3$. Z výše uvedených rovnic je možno určit parametry tvarovacího filtru.

$$K = e^{-\frac{\xi\pi}{\sqrt{1-\xi^2}}}, \quad L = 1 + 2K + K^2 \quad (9.25)$$

Příklad ZVD tvarovače obsahujícího 3 impulzy

Jedná se o ZVD tvarovač určený pro systémy druhého řádu s vlastním kmitočtem 1 Hz. ZVD tvarovač v tomto případě obsahuje tři kladné impulzy.

$$\begin{bmatrix} A_i \\ t_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & \frac{2K}{L} & \frac{K^2}{L} \\ 0 & T & 2T \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} A_i \\ t_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.25 & 0.5 & 0.25 \\ 0 & 0.5 & 1 \end{bmatrix} \quad (9.26)$$

$$L = 1 + 2K + K^2 \quad (9.27)$$

Poznamenejme, že při použití metody ZVD dojde k potlačení vibrací v čase

$$t_2 = \frac{2\pi}{\omega\sqrt{1-\xi^2}} \quad (9.28)$$

Při použití metody ZV dojde k potlačení vibrací v polovičním čase

$$t_1 = \frac{\pi}{\omega\sqrt{1-\xi^2}} \quad (9.29)$$

Výpočet přenosové funkce ZVD tvarovače pro simulační model

Pro ověření funkce „Input Shaping“ je použit ZVD tvarovač, který obsahuje tři impulsy. Tvarovač je určen pro systémy druhého řádu s vlastním kmitočtem f_0 a tlumením ξ . Tvarovač v tomto případě obsahuje tři kladné impulsy.

$$\begin{bmatrix} A_i \\ t_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & \frac{2K}{L} & \frac{K^2}{L} \\ 0 & T & 2T \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} A_i \\ t_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.25 & 0.5 & 0.25 \\ 0 & 0.5 & 1 \end{bmatrix} \quad (9.30)$$

$$L = 1 + 2K + K^2 \quad (9.31)$$

V našem případě byl vlastní kmitočet dvojhmotové soustavy změřen a vypočítán z dokmitání hmoty po zastavení. Jeho hodnota je $f_0 = 20$ Hz. Použitím výše uvedených rovnic dostaneme přenosovou funkci tvarovače v z-transformaci

$$H(z) = \frac{z^2 + 2Kz + K^2}{z^2(1 + 2K + K^2)} = \frac{0.2908z^2 + 0.4969z + 0.2123}{z^2} \quad (9.32)$$

$$T_V = t_1 = \frac{\pi}{\omega\sqrt{1-\xi^2}} = 0.025, \quad K = e^{-\frac{\xi\pi}{\sqrt{1-\xi^2}}} = 0.8545 \quad (9.33)$$

Vzorkovací perioda je pro tento tvarovač $T_V = 0.025$ s.

Jak je popsáno v kap. 5.2.1 ohledně citlivosti systému YASKAWA na rychlé změny zrychlení, ke kterým dochází při použití klasické metody Input Shaping, byla v rámci disertační práce navržena a v této kapitole popsána modifikace metody Input Shaping spočívající v použití dodatečné úpravy průběhu zdvihové křivky. Je použit korekční filtr s přenosovou funkcí realizující integrační člen 1. řádu, který upravuje průběh zrychlení tak, aby se řídicí systém YASKAWA nedostával do chybového stavu. Použitá přenosová funkce tohoto korekčního filtru je popsána rovnicí (5.13) se zvolenou hodnotou časové konstanty $\tau = 0.01$ s.

10. Mechanické kmitání

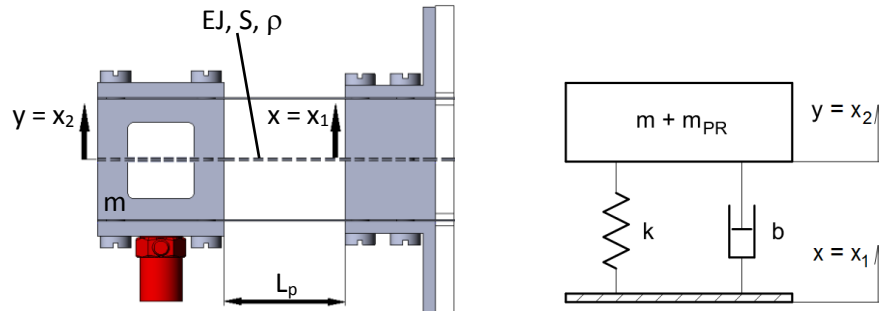
V kapitole jsou popsány použité metody a postupy pro výpočet a určení mechanického kmitání pružně uložené setrvačné kmitající hmoty. Na obr. 10-1 vlevo je zobrazen náhled shora na dynamicky uloženou kmitající setrvačnou hmotu s párem plochých pružin (plná čára) spolu s nahrazením dvou plochých pružin za jednu pružinu (čárkovaná čára) s dvojnásobnou šířkou středem hmoty a ukotvení. Dále je na obrázku vpravo vyobrazen ekvivalentní model s jedním stupněm volnosti. Značení $x = x_1$ odpovídá kinematickému buzení tj. poloze části „pevného“ ukotvení přimontovaného k desce pohyblivé primární části lineárního motoru. Značení $y = x_2$ odpovídá odezvě tj. poloze dynamicky uložené kmitající hmoty o známé hmotnosti m ve známé vzdálenosti L_p od ukotvení. Červeně je na obrázku znázorněn snímač zrychlení na kmitající

hmotě. Detailní popis lineárního motoru Yaskawa s dynamicky uloženou kmitající hmotou na pružinách spolu s obrázky a náhledy uspořádání zkušebního zařízení bude uveden v kap. 11.

Základní parametry:

Hmota o hmotnosti m , paralelní ploché pružiny o rozměrech $b_0 * h$, délka pružin L

Kinematické buzení $x = x_1$, odezva $y = x_2$



Obr. 10-1 – Pružně uložená setrvačná hmota s párem plochých pružin, čárkovaně nahrazení jednou pružinou s dvojnásobnou šířkou (vlevo), ekvivalentní model s jedním stupněm volnosti (vpravo)

Model:

Pár paralelně uložených plochých pružin (plná čára) je nahrazen jednou pružinou s dvojnásobnou šířkou, jak je zobrazeno čárkovanou čarou na obr. 10-1 $b_p = 2b_0$ (10.1)

Plocha průřezu pružiny $S = b_p h = 2b_0 h$ (10.2)

Kvadratický moment průřezu $J = \frac{b_p h^3}{12}$ (10.3)

Hmotnost pružiny $m_{p1} = \rho b_p h L_p$ (10.4)

Metoda přenosových matic, frekvenční (charakteristická) rovnice je popsána v [26]

$$1 - \cosh \lambda \cos \lambda - \frac{1}{\lambda} \frac{m_{p1}}{m} (\cosh \lambda \sin \lambda + \sinh \lambda \cos \lambda) = 0 \quad (10.5)$$

Vlastní frekvence, λ je kořen rovnice (10.5) $f = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{\lambda}{L_p} \right)^2 \sqrt{\frac{EJ}{\rho S}}$ (10.6)

Ekvivalentní model s jedním stupněm volnosti, zobrazení na obr. 10-1 vpravo, viz. [27]:

Redukovaná hmota pružiny $m_{PR} = \frac{13}{35} m_{p1}$ (10.7)

Tuhost pružiny $k_0 = \frac{12EJ}{L_p^3}$ (10.8)

Vlastní netlumená frekvence $f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k_0}{m+m_{PR}}}$ (10.9)

Korekce na nižší tuhost uložení, efektivní tuhost $k_1 = k_0 \left(\frac{f_{mer}}{f_0} \right)^2$ (10.10)

Tlumení $b_{kr} = 2\sqrt{k(m+m_{PR})}$, $b = \xi b_{kr}$ (10.11)

Pro konkrétní měřený případ a konkrétní konstrukční uspořádání reálného zkušebního zařízení lineárního motoru s dynamicky (pružně) uloženou hmotou na plochých pružinách jsou jednotlivé vypočtené a změřené parametry a hodnoty uvedeny v následující Tab. 10-1.

Tab. 10-1 Popis, označení, hodnoty a jednotky parametrů

Popis	Označení & Vzorec	Hodnota	Jednotka
Šířka pružinového pásu *)	h	0.4	mm
Výška pružinového pásu	b_0	25	mm
Délka pružiny (vetknutí)	L_p	40	mm
Plocha průřezu pružiny	$S = b_p h = 2b_0 h$	20	mm ²
Hustota materiálu pružin	ρ	7850	kg.m ⁻³
Modul pružnosti	E	$2.1 \cdot 10^{11}$	Pa
Kvadratický moment průřezu	J	0.2667	mm ⁴
Celková hmotnost zátěže **)	m_c	1.55	kg
Hmotnost částí vetknutí a držáků	m_v	0.533	kg
Hmotnost závaží (pružně uložená hmota) a pružin	m_z	0.569	kg
Frekvence kmitů závaží pro konkrétní případ měření	f	17	Hz
Konstanta tuhosti pružiny	$\Omega_L = 2\pi f = \sqrt{\frac{k}{m_z}}$ $\rightarrow k = (2\pi f)^2 m_z$	6491.871	N.m ⁻¹
Poloviční konstanta tuhosti pružiny***)	$k/2$	3245.936	N.m ⁻¹

*) šířka pružinového pásu byla měřena mikrometrem na osmi místech po celé délce pásu, přičemž hodnota h byla průměrována a zaokrouhlena na desetiny mm

**) jedná se o celkovou hmotnost zátěže přidanou na primární pohyblivou část lineárního motoru, včetně všech konzolí, držáků a dalších strojních částí

***) poloviční konstanta tuhosti pružiny z důvodu, že pružiny jsou dvě

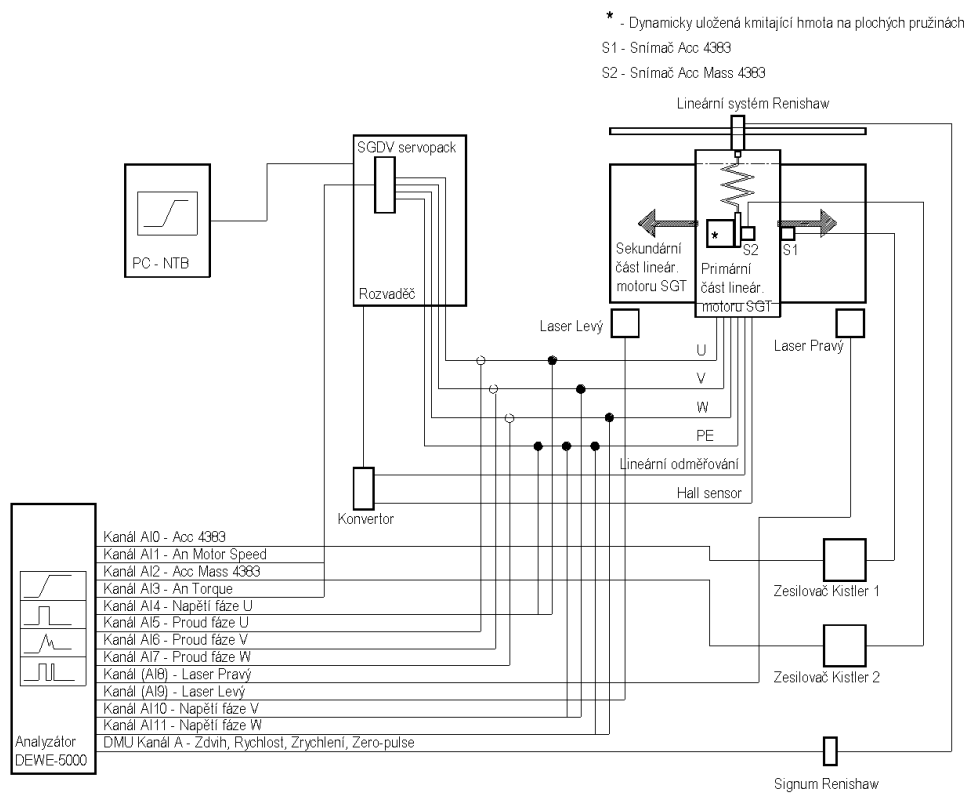
11. Reálné zkušební a testovací zařízení YASKAWA

Výše popsané teoretické podklady, výstupy a závěry byly v další praktické části disertační práce ověřovány a zkoušeny s užitím testů a měření na reálném zkušebním zařízení na platformě laboratorního stendu s užitím lineárního motoru Yaskawa. Na obr. 11-1 je schématické blokové zapojení reálného zkušebního zařízení s jednotlivými prvky a subsystémy celkového YASKAWA měřeného systému (lineárního motoru s rozvaděčem, PC-NTB a měřicím analyzátozem).

Testování a ověřování výsledků a výstupů bylo připraveno a provedeno na zkušebním a testovacím laboratorním stendu se dvěma paralelně uloženými lineárními pohony Yaskawa na jedné pevné základní monolitické betonové desce na stavitelných nohách. Delší lineární pohon Yaskawa má označení SGT-C-F50D380-1294-NA0020-EC. Měření a praktické zkoušky byly prováděny na kratším pohonu s označením SGT-C-F35A120-0535-NA0020-EC, přičemž vysvětlení jednotlivých znaků kódu je uvedeno v datasheetu výrobce [2]. Některé výsledky, vyhodnocení a závěry z měření byly prezentovány na mezinárodních konferencích [56].

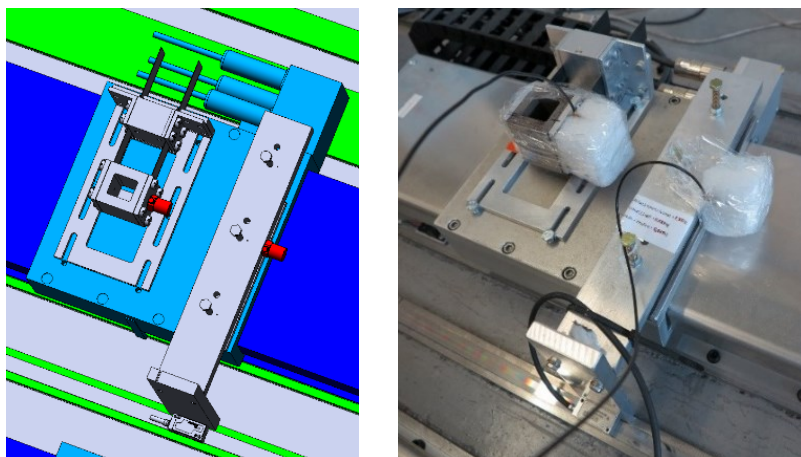
Původní uspořádání lineárního motoru popsané v kap. 1 bylo za účelem precizního proměření doplněno o přesné měřicí snímače a senzory a další mechanické komponenty spolu

s dynamickou kmitající hmotou o známé hmotnosti na plochých pružinách. Na obr. 11-2 vlevo je detail 3D CAD modelu primární pohyblivé části kratšího lineárního motoru se snímači zrychlení, polohy a pružně uloženou hmotou. Detailní foto reálného zkušebního zařízení spolu s pružně uloženou hmotou je na obr. 11-2 vpravo. Hmoty spolu s plochými pružinami byla uložena horizontálně (rovnoběžně) s deskou primární pohyblivé části ve výšce 6 mm nad horizontální plochou upevněním. Toto horizontální uspořádání pružně uložené hmoty vůči primární části stendu bylo zvoleno z důvodu, aby nebyl měněn moment zátěže a byl odstraněn případný nežádoucí klopný efekt nepříznivě ovlivňující zatížení primární části motoru v případě požadavku (volbě) změny frekvence kmitů v závislosti na vzdálenosti pružné hmoty od ukotvení (uložení) hmoty ve vertikálním (kolmém) směru. Pro minimalizaci vlivu tepelného driftu a nežádoucího chlazení snímačů vlivem okolního proudění vzduchu způsobených různými podmínkami měření (frekvence, tepelná stabilita, odstranění nerovnoměrného chlazení, aj.) a pro zachování co možná nejstabilnější a nejrovnoměrnější podmínky měření byly snímače izolovány od okolního prostředí vrstvou polystyrenu.



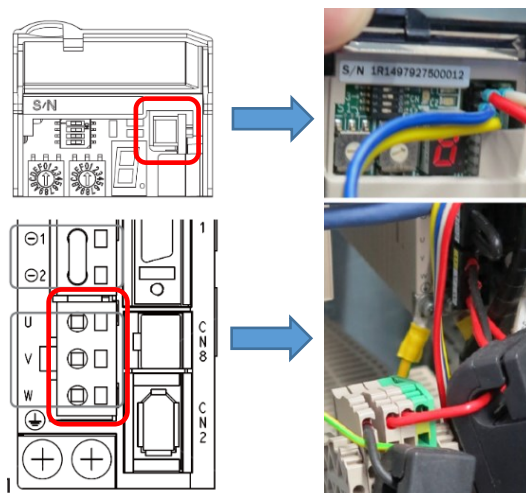
Obr. 11-1 – Schématické blokové zapojení reálného zkušebního zařízení lineárního motoru s rozvaděčem, počítačem PC-NTB, snímači, měřicím analyzátor DEWE-5000 a dalšími komponentami

Přenos a zadávání zdvihových křivek je realizováno obousměrnou datovou komunikací mezi PC-NTB a rozvaděčem pomocí ethernetového připojení (ethernetový kabel). Komunikace mezi jednotlivými prvky a obvody rozvaděče je zprostředkována systémem komunikační sítě Mechatrolink-III.



Obr. 11-2 – Náhled 3D CAD modelu (vlevo) a fotka reálného zkušebního zařízení (vpravo) s lineárním motorem Yaskawa na monolitické betonové desce

Spolu s mechanickými veličinami měřenými přímo namontovanými přesnými snímači na primární část motoru a dynamicky (pružně) uloženou kmitající hmotu na plochých pružinách byly měřeny a vyhodnoceny elektrické veličiny. Do rozvaděčové skříně na přívodní kabely mezi terminálem a motorem byly namontovány sondy pro měření napětí a proudů jednotlivých fází U, V, W. Na obr. 11-3 vlevo, který je převzat z [28], je schematický náhled částí čela skříně terminálu servopacku SGDV a fotky s detailem a vyznačením jednotlivých konektorů napětí a analogový monitorovací konektor pro signály analogové rychlosti a momentu. Tyto elektrické analogové signály měřené na pinech konektoru terminálu servopacku SGDV-2R8A25A, obr. 11-3 vpravo nahoře, jsou signál rychlosti (DEWETRON kanál AI 1: červená – GND, modrá – analogový signál) a momentu (DEWETRON kanál AI 3: bílá – GND, žlutá – analogový signál).

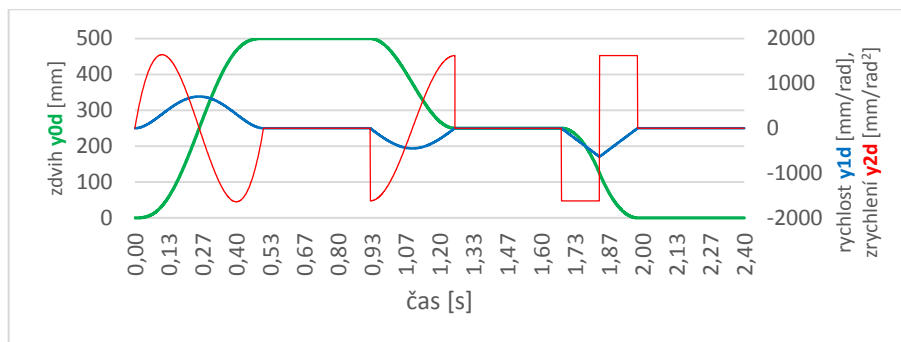


Obr. 11-3 – Terminály servopacku SGDV Yaskawa s detaily přípojných svorek pro měření elektrických veličin na vstupu do motoru a konektoru analogových signálů z měniče

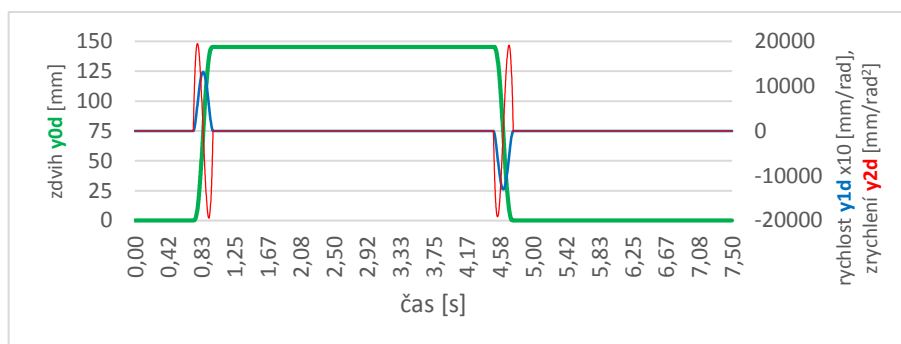
V ovládacím a řídicím softwaru pro lineární systém Yaskawa je možné provádět určitá omezená nastavení konkrétních parametrů, jak je definováno a popsáno v [28]. Měření a vyhodnocení uvedená v práci jsou provedena pro jedno nastavení parametrů. Pouze určitá vybraná měření a porovnání byla provedena i pro jiná nastavení parametrů, ale z kapacitních důvodů rozsahu práce nejsou vyhodnocení pro tato nastavení parametrů v práci popsána a uvedena.

11.1. Zdvihové křivky

Pro řízení pohonu a vlastní měření odezvy lineárního motoru s dynamickou pružně uloženou kmitající hmotou bylo připraveno a naprogramováno několik zdvihových křivek. Na obr. 11-4 je zobrazen průběh pro zdvihovou křivku s označením F1, na obr. 11-5 pro křivku s ozn. F6.



Obr. 11-4 – Zdvihová křivka F1 (zdvih y_0 , rychlost y_1 a zrychlení y_2) s polynomickou, harmonickou a parabolickou částí, frekvence 25 CPM, maximální zdvih 500 mm



Obr. 11-5 – Zdvihová křivka F6 (zdvih y_0 , rychlost y_1 a zrychlení y_2) s největší dynamikou, frekvence 8 CPM, maximální zdvih 145.38 mm

Se čtenářovým svolením si dovoluji poznamenat, že detailní rozbor a popis všech výše popsaných vlivů a provedených měření a vyhodnocení by až příliš přesáhl rozsah autoreferátu disertační práce. Z tohoto důvodu nejsou některé závěry a výstupy z měření v práci uvedené a jsou použity pro další výzkum a vývoj ve formě kapitol v knihách příp. monografiích nebo příspěvků odborných článků příp. konferencí.

11.2. Měřené, vyhodnocené a porovnávané veličiny

V kapitole je popsáno, které veličiny a jakým způsobem byly na výše popsaném zkušebním zařízení měřeny a verifikovány a následně vyhodnoceny a porovnány. Kapitola je rozdělena do podkapitol na elektrické a mechanické měřené veličiny. Všechny veličiny byly měřeny a zaznamenávány synchronně jednotlivými moduly modulárního měřicího analyzátoru DEWETRON DEWE-5000 [36]. Spínací frekvence napětí měniče byla 10.668 kHz, vzorkovací frekvence měření byla 200 kHz. Pro ušetření výpočetního času procesoru počítače a zrychlení práce a manipulace s daty byla naměřená data po prvotních výpočtech a vykreslení elektrických veličin redukována 40x, tj. na frekvenci 5 kHz. Výpočty, vyhodnocení a porovnávání byla provedena pomocí softwaru Wolfram Mathematica.

V tab. 11-2 je uveden přehled všech měřených veličin, které byly při jednotlivých testech a měření prováděných na zkušebním zařízení synchronně zaznamenávány analyzátozem DEWETRON a následně vyhodnoceny. Veličiny Laser Pravý (kanál AI 8) a Laser Levý (kanál AI 9) byly měřeny, zaznamenávány a vyhodnoceny pouze pro některá určitá konkrétní měření.

Tab. 11-2 Přehled všech měřených veličin (označení kanálů analyzátoru DEWETRON)

Kanál	Veličina	Kanál	Veličina
	Časová základna	(AI 8)	Laser Pravý
AI 0	Zrychlení motoru (Acc 4383)	(AI 9)	Laser Levý
AI 1	Analog. Motor Speed (měnič)	AI 10	Napětí V
AI 2	Zrychlení odpruž. hmoty (Acc Mass 4383)	AI 11	Napětí W
AI 3	Analog. Torque (měnič)	0	Zdvih (DMU)
AI 4	Napětí U	1	Rychlost (DMU)
AI 5	Proud U	2	Zrychlení (DMU)
AI 6	Proud V	3	K-pulsy
AI 7	Proud W		

Pro potřeby výpočtů, vyhodnocení a porovnání naměřených dat byla tabulka měřených veličin upravena, jednotlivá data přeuspořádána a doplněna o další veličiny.

V následujících jednotlivých podkapitolách hlavní části práce a na obrázcích jsou zobrazeny naměřené a vyhodnocené průběhy některých vybraných elektrických a mechanických veličin.

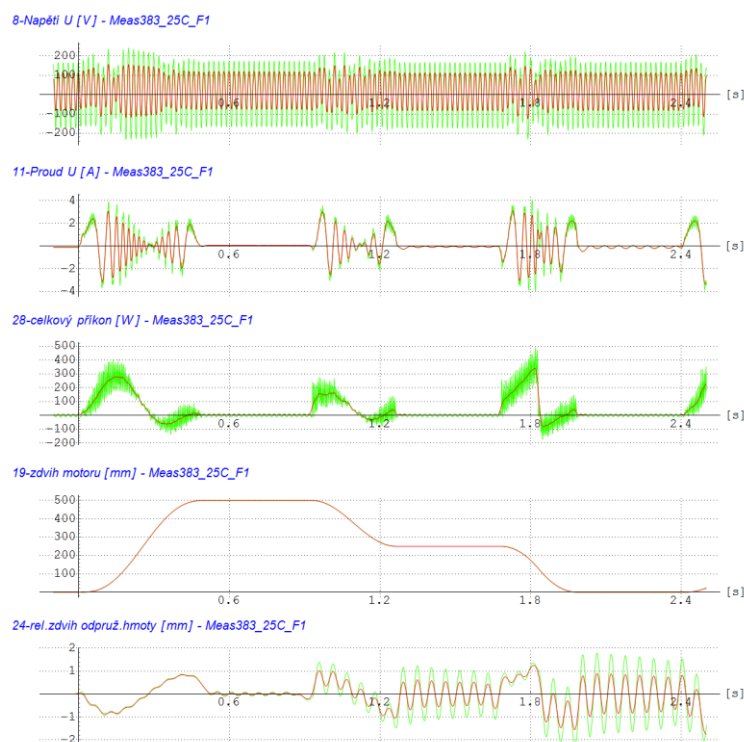
11.2.1. Elektrické veličiny

Měřenými, vyhodnocenými a porovnávanými elektrickými veličinami jsou:

- Napětí fáze U, V, W,
- Proud fáze U, V, W.

Z měřených a vyhodnocovaných průběhů elektrických veličin byly postprocessingem počítány příkony jednotlivých fází a celkový příkon motoru.

Na grafu průběhu naměřeného a vyhodnoceného napětí fáze U na obr. 11-6 nehoře je možné si všimnout, že průběh napětí je trvale, tzn. v časových úsecích změny polohy i v úsecích klidu primární části motoru, sinusový a v trvalé vazbě pro držení požadované polohy. Pouze v době změny polohy z jedné úvratě do druhé, je na původní sinusový průběh namodulován další průběh, odpovídající průběhům vyvolaným změnami polohy. Z porovnání průběhů a výsledků měření je patrné, že tento „trvalý“ sinusový charakter průběhů napětí je stálý pro jakékoli měření, tzn. pro měření podle všech zdvihových křivek. Na grafu průběhu proudu fáze U pro zdvih. křivku F1 je možné rozpoznat, jak je proud ovlivněn v době změny polohy. A to konkrétně v průběhu „rozběhu“ primární části lineárního motoru z počáteční klidové polohy odpovídající levé úvratě (časový interval zhruba od 0 do 0.3 s) resp. reversaci tohoto průběhu v době brzdění („doběhu“) do koncové klidové polohy odpovídající pravé úvratě (časový interval zhruba od 0.3 do 0.5 s).



Obr. 11-6 Grafy průběhů naměřených a vyhodnocených elektrických veličin, z klidové polohy po doběh prvního cyklu, měření Meas383_25C_F1, frekvence 25 CPM, zdvih 0 – 500 mm, zeleně naměřené průběhy, červeně napětí a proud vyhlazená data pomocí klouzavého průměru přes 9 bodů, příkon přes 11 bodů a zdvih přes 13 bodů

11.2.2. Mechanické veličiny

Měřenými, vyhodnocenými a porovnávanými mechanickými veličinami jsou:

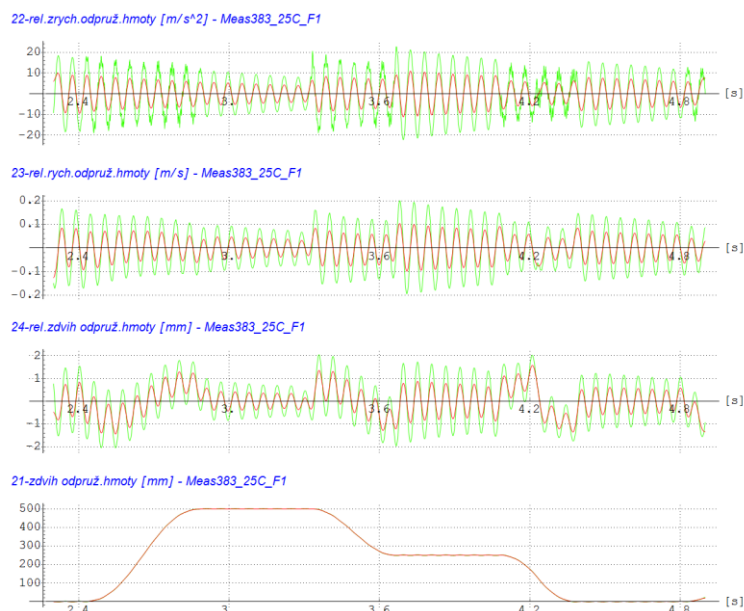
- Zrychlení dynamicky (pružně) uložené (kmitající) hmoty na plochých pružinách,
- Zrychlení primární části motoru,
- Poloha a rychlost primární části motoru,
- Analogový signál rychlosti z měniče Yaskawa,
- Analogový signál momentu z měniče Yaskawa,
- Nulové pulsy (K-pulsy) z lineárního pravítka Renishaw,
- Laser Pravý (pravá krajní úvrať),
- Laser Levý (levá krajní úvrať).

Ze změřených zrychlení byly výpočetními operacemi (dvojitou integrací s korekcemi) určeny rychlost a zdvih primární pohyblivé části a dynamické kmitající hmoty na pružinách spolu s odečtením jejich relativních průběhů pro vzájemné posouzení a porovnání.

Na základě známých rozměrů a přesně zvážených hmotností jednotlivých částí systému (dynamické hmoty, pružin, držáků, aj.), jak je uvedeno v kap. 11, byly počítány teoretické průběhy veličin.

Na grafu obr. 11-6 dole, na průběhu 24-rel. zdvih odpruž. hmoty, pro zdvihovou křivku F1, frekvenci 25 cyklů/min s maximálním možným zdvihem 500 mm je možné si pro časový interval před rozběhem prvního cyklu po část úseku (rozběh) druhého cyklu všimnout, jak dynamická hmota vlivem setrvačnosti v klidové poloze má sinusový průběh s drobnými namodulovanými kmity oproti průběhům dalších zdvihů. Na obr. 11-7 jsou pro stejné měření

ozn. Meas383_25C_F1 vyobrazeny grafy naměřených a vyhodnocených veličin pro časový interval před koncem (doběhem) prvního cyklu po část úseku (rozběh) třetího cyklu. Při porovnání průběhů rel. zdvihu odpruž. hmoty na těchto obrázcích je patrné, jak na průběhy veličin pro druhý a další cyklus jsou již namodulované kmity dynamické kmitající hmoty z předešlého cyklu, které mají vliv na chování a dynamiku systému a vlastní polohu a chování dynamicky (pružně) uložené kmitající hmoty.



Obr. 11-7 Grafy průběhů veličin relativního zrychlení, relativní rychlosti, relativního zdvihu odpružené hmoty a zdvihu odpružené hmoty, zdvihová křivka F1 (měření Meas383_25C_F1, frekvence 25 CPM, časový interval z klidové polohy na konci prvního cyklu po rozběh třetího cyklu, zeleně redukovaná naměřená data, červeně vyhlazená data pomocí klouzavého průměru přes 13 bodů)

11.2.3. Potlačení reziduálních kmitů

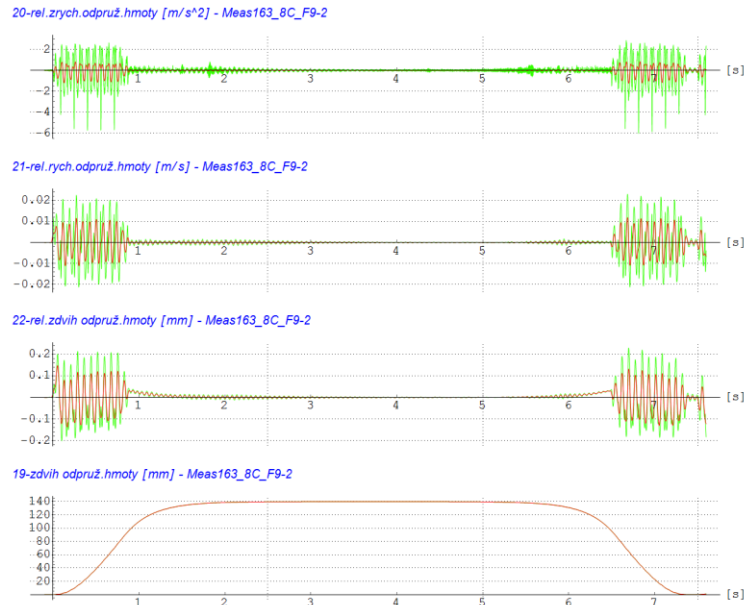
Součástí disertační práce je i praktické ověření dynamického chování pohonu s dvojhmotovu zátěží. Obsahuje-li zátěž pružné členy, vyskytnou se na zátěži parazitní kmity. Teoretický rozbor chování tohoto pohonu je uveden v kapitole 7. Pro toto ověřování byl pružný člen (dynamická kmitající hmota na pružinách) vybaven snímačem zrychlení, aby bylo možno ověřit funkčnost navržené metody potlačení reziduálního kmitání. Popis mechanického kmitání pružného členu je uveden v kapitole 10. Pro potlačení reziduálních kmitů byla použita metoda „Input Shaping“.

Při praktických ověřováních metody „Input Shaping“ bylo zjištěno, že systém Yaskawa je citlivý na rychlé změny zrychlení. Bylo proto nutno metodu „Input Shaping“ modifikovat tak, aby se systém Yaskawa nedostával do chybového stavu. Tvarovaná zdvihová křivka byla proto dodatečně upravena pomocí integračního členu se zpožděním 1. rádu.

$$F(s) = \frac{1}{1+\tau s} \quad (11.1)$$

Poznamenejme, že konstantu τ je nutno volit podle maximální hodnoty přípustného zrychlení systému.

Na obr. 11-8 jsou výsledky měření a vyhodnocení veličin relativního zrychlení, rychlosti a zdvihu odpružené hmoty spolu se zdvihem odpružené hmoty na lineárním motoru Yaskawa s užitím zdvihové křivky F9-2.



Obr. 11-8 Grafy průběhů veličin relativního zrychlení, relativní rychlosti, relativního zdvihu odpružené hmoty a zdvihu odpružené hmoty **s použitím korekce** podle Input Shaping, použitá přenosová funkce korekčního filtru je $F_1 = \frac{1}{1+0.1s}$, zdvihová křivka F9-2 (měření Meas163_8C_F9-2, frekvence 8 CPM, zeleně redukovaná naměřená data, červeně vyhlazená data pomocí klouzavého průměru přes 13 bodů)

Pomocí simulačních modelů uvedených v kapitole 4 a 6 a praktických měření bylo zjištěno, že je možno amplitudu reziduálních kmitů snížit až o dva řády.

Z průběhu relativního zdvihu odpružené hmoty na obr. 11-8 je možno odečíst amplitudu reziduálních kmitů v ustáleném stavu při použití kompenzace metodou „Input Shaping“ (< 0.01 mm). Dále je možno konstatovat dobrou shodu simulačních a praktických měření. Poznamenejme, že při simulačních ověřováních nebyla uvažována konstanta tlumení. Z porovnání výsledků měření podle jednotlivých zdv. křivek je možno posoudit použití metody „Input Shaping“ na potlačení reziduálních kmitů odpružené hmoty.

Nemalou součástí vyhodnocení a posouzení výsledků úplného znění práce jsou dále:

- ověření dynamické a statické chyby polohování,
- ověření dynamické a statické chyby polohování při zvýšené dynamice.

Závěr

Disertační práce je zaměřena na komplexní posouzení dynamického chování lineárních pohonů. Práce je dělena na několik kapitol sledujících jednotlivé cíle popsané v úvodu práce a rozebrané v následujících odstavcích.

V úvodu je odvozen matematický model pohonu s lineárním motorem. Součástí práce je i vypracování metodiky návrhu optimálního nastavení parametrů jednotlivých regulátorů řídicího systému. Pro návrh parametrů byly použity klasické postupy (OM, SO). Pomocí simulačních modelů bylo nejprve ověřeno chování pohonu s jednohmotovou zátěží. Pro simulační ověření byly použity vhodné vybrané zdvihové křivky (lineární, polynomická, harmonická, parabolická, aj.).

Další část práce je věnována metodám umožňujícím potlačit reziduální kmity, obsahuje-li zátěž pružné členy. Zvolena byla metoda „Input Shaping“. Nejprve byla metoda ověřena pomocí simulačních modelů. Zátěž lineárního motoru byla dvojhmotová s jedním pružným členem. Přínosem práce je návrh modifikace metody „Input Shaping“, určené pro systémy s omezenou dynamikou. Tato metoda spočívá v použití dodatečné úpravy průběhu zdvihové křivky. Byl použit filtr s přenosovou funkcí obsahující integrační člen se zpožděním 1. řádu, který upravuje průběh zrychlení tak, aby řídicí systém YASKAWA se nedostával do chybového stavu.

Druhá část práce je věnována ověření dynamického chování lineárního pohonu na reálném zkušebním zařízení. Pro tento účel byl ve VÚTS, a.s. navržen a realizován laboratorní „stend“ doplněný o strojní části (dynamická kmitající hmota na pružinách, nosníky, aj.). Dále byl „stend“ vybaven snímači a senzory pro precizní proměření a praktické ověření a změření vybraných parametrů pohonu. V hlavní části textu práce je zdokumentována jen část výsledků a výstupů. Další grafy, výsledky a výstupy jsou v jednotlivých přílohách na konci úplného znění práce.

Praktická měření byla rozdělena na dvě části:

- ověření dynamického chování lineárního pohonu s jednohmotovou zátěží. Cílem bylo zjistit polohovou přesnost v přechodových i ustálených stavech. Pozornost byla věnována i ověření polohové přesnosti v limitních stavech.
- ověření dynamického chování pohonu s dvojhmotovou zátěží. Pro ověřování byl pružný člen vybaven snímači zrychlení, aby bylo možno ověřit funkčnost navržené metody potlačení reziduálního kmitání pružného členu. Pro potlačení reziduálních kmitů byla použita metoda „Input Shaping“. Pomocí simulačních modelů a praktických měření bylo zjištěno, že je možno amplitudu reziduálních kmitů snížit až o dva řády.

Významným přínosem práce je i vypracování metod přesného měření vybraných parametrů pohonu a způsob vyhodnocení naměřených hodnot. Většina měřených závislostí byla v práci porovnána s průběhy získanými ze simulačních modelů.

V průběhu řešení tématiky je oblast vědy a výzkumu věnována a koncentrována na lineární motor od výrobce Yaskawa a navržené zdvihové křivky. Práce přináší poznatky a závěry z určité konkrétní části oboru lineárních motorů. Avšak možnosti nastavení parametrů pohonu a dalšího výzkumu jsou široké jak z pohledu teoretického, tak z pohledu praktického. Pro pokračování popsané vědecko-výzkumné oblasti lineárního motoru by bylo možné simulovat, analyzovat a změřit chování jiného lineárního motoru, např. od firmy Siemens, příp. analyzovaný lineární motor doplnit o jinou dynamickou zátěž příp. navrhnout jinou zdvihovou křivku (požadovanou charakteristiku, aj.). Další oblastí, kde je možné pokračovat ve výzkumu lineárního motoru, je

doplnění technického řešení pohonu o součásti pro ovlivnění (zlepšení) dynamického chování zátěže v úvratích, např. doplněním o Halbachovo pole magnetů na sekundární část motoru, čímž by podle prvotních odhadů mohlo dojít k určitým ekonomickým úsporám ve formě snížení spotřeby energií při změně (reversaci) pohybu v úvratích. Další oblastí, kde je možné provést další kroky a pokračovat ve výzkumu, je doplnění stávajícího zařízení s dynamicky uloženou hmotou na pružinách o tlumiče, ať již kapalinové ve formě ponoření zátěže (dynamicky uložené kmitající hmoty) do lázně, příp. jiné, které v kombinaci s párem plochých pružin by nežádoucí kmity dynamicky uložené hmoty nejen v úvratích, ale po celou dobu dynamického děje příznivě ovlivňovali (tlumili).

Použitá literatura

- [1] Info (přehled) lineárních motorů a produktů spol. Yaskawa, dostupné z webu:
< <https://www.yaskawa.com/products/motion/sigma-5-servo-products/linear-slides/sgt-sigma-trac> >
- [2] Datasheet lineárního motoru Yaskawa, dostupné z webu:
< https://www.swissdrives.ch/view/data/4486/PDF/Servo/Englisch/YEU_Linear_Slider_EN_v4_10_13_web.pdf >
- [3] Info (uspořádání) lineárních motorů, dostupné z webu:
< <https://eluc.kr-olomoucky.cz/verejne/lekce/806> >
- [4] Rydlo P.: *Řízení elektrických střídavých pohonů*, skripta TUL, Liberec, 2007
- [5] Ponomarev P.: *Control of permanent magnet linear synchronous motor in motion control application*, Master's thesis, Lappeenranta University of Technology, Lappeenranta, May 2009
- [6] Souček P.: *Servomechanismy ve výrobních strojích*, Vydavatelství ČVUT, Praha, 2004
- [7] Ron M.: *Řízení polohového servomechanismu s ohledem na dynamickou tuhost výstupu*, Bakalářská práce, ČVUT v Praze, Fakulta elektrotechnická, katedra řídicí techniky, 2012
- [8] Datasheet lineárního motoru VUES, dostupné z webu:
< http://www.moogbrno.cz/mt-content/uploads/2017/09/cz_Ins_170124.pdf >
- [9] Skalický J.: *Teorie řízení*, skripta VUT Brno, 2002
- [10] Lachman M., Mendřický R.: *Zásady regulace – proudová, rychlostní, polohová smyčka*, Katedra výrobních systémů a automatizace, Fakulta strojní, TUL, 23.4.2014, dostupné z webu:
< <http://www.ksa.tul.cz/getFile/id:3430> >
- [11] Singer N. C., Seering W. P.: *Residual Vibration Reduction in Computer Controlled Machines*, disertační práce, Massachusetts Institute of Technology, 1988
- [12] Singer N. C., Seering W. P.: *Preshaping Command Inputs to Reduce System Vibration*, Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, 1990, pp. 76-82
- [13] Singhose W., Crain E., Seering W.: *Convolved and simultaneous two-mode input shapers*, IEEE Proceedings Control Theory Appl., vol. 144, No. 6, November, 1997
- [14] Singhose W., Mills B., Seering W.: *Vibration reduction with specified swing input shapers*, Proceedings of the IEEE International Conference on Control Applications, Kohala, Coast Island of Hawaii, Hawaii, USA, August 12-27, 1999
- [15] Tuttle T., Seering W.: *A Zero-placement Technique for Designing Shaped Inputs to Suppress Multiple mode Vibration*, Proc. of the American Control Conference, Baltimore, Maryland, June, 1994
- [16] Hongxa J., Wanli L., Singhose W.: *Using two mode input shaping to suppress the residual vibration of cherry pickers*, Third international conference on measuring technology and mechatronics automation, 2011
- [17] Rattan K. S., Feliu V.: *Feedforward Control of Flexible Manipulators*, Proceeding of the IEEE International Conference on Robotics and Automation, Nice, France, May 1992
- [18] Wang X., Shao M.: *Design of input shapers for suppressing vibration in the Z-plane*, Proceedings of the IEEE Conference on Control Applications, Toronto, Canada, August 28-31, 2005

- [19] Peng Z., Yuanchun Li: *Vibration control of flexible structure with multiple modes using input shaping*, Proceedings of the IEEE International Conference on Mechatronics and Automation, Changchun, China, August 9-12, 2009
- [20] Singer N. C., Lucy Y. P., Singhose W., Seering W.: *An efficient algorithm for the generation of multiple mode input shaping sequences*, Proceedings of the IEEE International Conference on Control Applications, Dearborn, MI, September 15-18, 1996
- [21] Robertson M., Kozak K., Singhose W.: *Computational framework for digital input shapers using linear optimization*, IEEE Proceedings Control Theory Appl., Vol. 153, No. 3 May, 2006
- [22] Hyde J. M., Seering W. P.: *Using input command pre-shaping to suppress multiple mode vibration*, Proceedings of the IEEE International Conference on Robotics and Automation, Sacramento, 1991
- [23] Rappole B. W., Singer N. C., Seering W. P.: *Input shaping with negative sequences for reducing vibration in flexible structures*, Proc. of the American Control Conference, San Francisco, California, June, 1993
- [24] Craig F., Lucy Z.: *An analysis of frequency domain input shaping for three mode flexible system*, Proc. of the American Control Conference, San Diego, California, June, 1999
- [25] Seth N., Rattan K.: *Vibration control of flexible manipulators*, Publication Wright state university, Dayton, OH, 1992
- [26] Juliš K., Brepta R.: *Mechanika II. díl. Dynamika*, Technický průvodce 66. SNTL, Praha 1987.
- [27] Brepta R., Půst L., Turek F.: *Mechanické kmitání*. Technický průvodce, sv. 71. Sobotáles, Praha 1994.
- [28] User's Manual (Σ -V Series Datasheet), Design and Maintenance Linear Motor Yaskawa: *Yaskawa_Linear_Motor_MECHATROLINK-III_Communications_Reference_6.pdf*, Manual no. SIEP S800000 65E, Yaskawa Electric Corporation, publikováno v Japonsku, June 2012 09-4
- [29] Hrabovcová V., Rafajdus P. a Makyš P.: *Analýza elektrických strojov*, Žilinská univerzita v Žiline, EDIS-vydavateľské centrum ŽU, ISBN 978-80-554-1323-5, 2017
- [30] Lindr D.: *Řízení servopohonů v dynamicky náročných aplikacích*, Ph.D. Thesis, Technická univerzita v Libereci, Fakulta mechatroniky, informatiky a mezioborových studií, Česká Republika, 2011
- [31] Lindr D., Rydlo P.: *Two-mass model based vibration suppression feedback control method applied to standard servo control system*, ElectroScope 2010, 1, pp. 1-6.
- [32] Jirásko P. a kolektiv autorů: *Mechatronika pohonů pracovních členů mechanismů*, VÚTS, a.s., Liberec, Czech Republic, ISBN 978-80-87184-63-9, 2015
- [33] Crhák V.: *Stand Yaskawa v.2 - Manuál k rozvaděči ER1*, VÚTS, a.s., datum vydání 7.9.2015
- [34] Renishaw RSLM high accuracy stainless steel scale, datasheet L-9517-9305-06-B, (Renishaw plc, 2007-2016, issued 1116)
- [35] Renishaw SIGNUM encoder system, datasheet L-9517-9155-05-A, (Renishaw plc, 2004-2011, issued 0711)
- [36] Datasheet DEWETRON modulárního analyzátoru, dostupné z webu: < <https://www.dewetron.com/products/chassis/all-in-one-chassis/dewe-5000/> >
- [37] Gärtner J.: *Návrh lineárního oscilačního pohonu s vnějším buzením*, Diplomová práce, Fakulta strojího inženýrství, VUT v Brně, 2010

Přehled publikovaných prací – výzkumné zprávy

- [38] Klouček P., Šidlof P., Braier Z.: *Rozběhové a doběhové charakteristiky hlavního pohonu šicího stroje GPS/F 1006 (úhel a úhlová rychlost hlavní hřídele)*, podíl na vypracování výzkumné zprávy č. MER-05/2014 v rámci projektu TAČR Alfa TAO2011116, VÚTS, a.s., vydaná duben 2014
- [39] Šidlof P., Klouček P., Braier Z.: *Měření a analýza kmitání zakládacího rámečku prototypu šicího stroje GPS 10060 (úhel a rychlost pohonu ve směru osy X a osy Y, zrychlení jehelní tyče, zrychlení na obou krajích a ve středu stacionárního ráhna, zrychlení přídržného rámečku)*, podíl na vypracování předběžné výzkumné zprávy č. MER-09/2014 v rámci projektu TAČR Alfa TAO2011116, VÚTS, a.s., vydaná květen 2014
- [40] Klouček P., Braier Z.: *Měření stroje S6000*, podíl na vypracování výzkumné zprávy č. MER-13/2014 v rámci projektu TIP FR-TI3/130, VÚTS, a.s., vydaná červen 2014
- [41] Klouček P., Bušek M., Antoš J., Braier Z.: *Systém hodnocení mechanismů se servopohony zahrnující vyhodnocení mechanických, elektrických a řídicích veličin (vyhodnocení úhlových a časových měření polynomické, harmonické a parabolické zdvihové závislosti systému motor – převodovka – torzní člen – setrvačnick, porovnání signálů řídicího systému a nezávisle měřených veličin)*, podíl na vypracování oponované výzkumné zprávy č. MER-23/2014 v rámci projektu CZ.1.05/2.1.00/03.0096 OP VaVpl Centrum rozvoje strojírenského výzkumu Liberec (CRSV), VÚTS, a.s., vydaná listopad 2014
- [42] Šidlof P., Klouček P., Braier Z.: *Měření a analýza kmitání zakládacího rámečku funkčního modelu šicího stroje GPS 10060 (úhel a rychlost pohonu ve směru osy X a osy Y, zrychlení jehelní tyče, zrychlení na obou krajích a ve středu stacionárního ráhna, zrychlení přídržného rámečku)*, podíl na vypracování výzkumné zprávy č. MER-30/2014 v rámci projektu TAČR Alfa TAO2011116, VÚTS, a.s., vydaná listopad 2014
- [43] Pustka M., Klouček P., Braier Z.: *Analýza dynamické poddajnosti stroje MCV 7032*, podíl na vypracování výzkumné zprávy č. MER-21/2015 v rámci projektu TH01030451 „Pokrokové obráběcí stroje s nízkou emisí hluku a vibrací“ programu TAČR Epsilon, VÚTS, a.s., vydaná listopad 2015
- [44] Šidlof P., Klouček P., Braier Z.: *Měření a analýza pohybu mechanismů knoflíkovacího stroje CBS 13 (pohyb horního a dolního hřídele, pohyb háčku, pohyb chapače, mechanismus jehelní tyče a rozpíchu)*, podíl na vypracování výzkumné zprávy č. MER-27/2015 v rámci projektu TIP FR-TI4/271, VÚTS, a.s., vydaná prosinec 2015
- [45] Šidlof P., Klouček P., Braier Z.: *Posouzení příčin hluku skříně pohonů stroje TMZ 642 CNC při změnách otáček*, podíl na vypracování výzkumné zprávy č. MER-22/2017 v rámci projektu TH01030451 „Pokrokové obráběcí stroje s nízkou emisí hluku a vibrací“ programu TAČR Epsilon pro podnik Tajmac-ZPS, a.s. Zlín, vydaná prosinec 2017
- [46] Šidlof P., Braier Z., Klouček P., Bílek J.: *Měření a zmapování posuvu, rychlosti a zrychlení posuvné patky stroje PF-2201*, podíl na vypracování výzkumné zprávy č. MER-07/2018 v rámci projektu TRIO FV20115, VÚTS, a.s., vydaná červen 2018
- [47] Šidlof P., Braier Z., Klouček P.: *Měření šicího stroje pro přišívání a obšívání v ose X-Y*, podíl na vypracování výzkumné zprávy č. MER-18/2018 v rámci projektu TRIO II FV20115, VÚTS, a.s., vydaná prosinec 2018
- [48] Braier Z., Pustka M., Hochmann J.: *Metodika simulace, měření a porovnání dynamického chování a veličin zkušebního zařízení SGT lineárního pohonu (simulace, měření a porovnání polohy pružně uložené hmoty)*, podíl na vypracování výzkumné zprávy č. MER-14/2018 v rámci projektu Institucionální Podpora VÚTS, a.s., vydaná prosinec 2018

- [49] Braier Z., Klouček P.: *Měření polohy jehelníku v X-Z rovině na tkacím stroji CamEl Adaptive*, podíl na vypracování výzkumné zprávy č. MER-22/2019 v rámci projektu TRIO FV10215 programu TA ČR, VÚTS, a.s., vydaná květen 2019
- [50] Pustka M., Šidlof P., Braier Z.: *Měření útlumu tiskového papíru*, podíl na vypracování výzkumné zprávy č. MER-19/2019 v rámci projektu TN01000015 „Národní Centrum Kompetence Strojírenství“ programu TAČR NCK, VÚTS, a.s., vydaná říjen 2019

Přehled publikovaných prací – příspěvky konferencí, funkční vzorek, patenty

- [51] Braier Z., Klouček P.: *System of measurement and evaluation of AC servo motor's mechanic, electric and control quantities*, příspěvek konference 12th Workshop IEEE ECMSM 2015, ISBN 978-1-4799-6972-2, TUL Liberec 2015, str. 120 – 124
- [52] Klouček P., Braier Z.: *Method of Indirect Measurement of Motor Output Torque*, příspěvek konference 10th International Conference on Measurement 2015, ISBN 978-80-969672-9-2, Smolenice, Slovakia 2015, str. 293 – 296
- [53] Šidlof P., Braier Z., Klouček P., Ondrášek J.: *Unexpected vibration of relatively simple cutting machine mechanism*, příspěvek konference XII International Conference on the Theory of Machines and Mechanisms, ISBN 978-3-319-44086-6, TUL Liberec 2016, str. 129 – 135
- [54] Braier Z., Šidlof P., Čejka V., Žďárek P.: *New method of contactless measurement and analysis of CNC machine spindle lopping*, příspěvek konference XII International Conference on the Theory of Machines and Mechanisms, ISBN 978-3-319-44086-6, TUL Liberec 2016, str. 365 – 370
- [55] Braier Z., Šidlof P., Klouček P.: *Usage of 3D CAD Software for Verification and Representation of Real Machine Measurement and Results*, příspěvek konference 55th International Scientific Conference, Experimental Stress Analysis EAN2017, ISBN 978-80-553-3166-9 (CD-ROM Full Text of Papers), Technical University of Košice – Faculty of Mechanical Engineering 2017, Nový Smokovec, Slovakia, str. 264 – 272
- [56] Braier Z., Šidlof P., Fišer P.: *Measurement, evaluation and comparison of positioning accuracy and other SGT linear motor quantities*, příspěvek konference 14th International Conference Mechatronic Systems and Materials MSM2018, ISBN 978-0-7354-1451-9, AIP Conference Proceedings, Volume no. 2029, Opole University of Technology – Faculty of Mechanical Engineering 2018, Zakopane, Poland, str. 020008-1 – 020008-8
- [57] Škop P., Braier Z., Svoboda M.: *Kapacitní snímač délkové hmotnosti vlákna*, spoluúčast na návrhu, konstrukci a výrobě funkčního vzorku v rámci projektu TRIO FV20122, VÚTS, a.s., vydaný září 2018
- [58] Šidlof P., Braier Z.: *Způsob a zařízení k dělení tyčovitého nebo trubkovitého předmětu vytvořeného z křehkého materiálu*, spoluúčast na vývoji, technickém řešení a přípravě patentu, Patentový Spis CZ 307546 B6, uděleno 10. 10. 2018, oznámení o udělení ve Věstníku č. 47/2018, zveřejněný Úřadem průmyslového vlastnictví dne 21. 11. 2018
- [59] Šidlof P., Braier Z.: *Method and device for separating a rod-like or tubular object made of a brittle material*, spoluúčast na vývoji, technickém řešení a přípravě patentu, Patentový spis EP 3 480 173 B1, uděleno 31. 10. 2018, oznámení o udělení ve věstníku Bulletin 2019/49, zveřejněný European Patent Office dne 04. 12. 2019

Název: Analýza chování a měření lineárního motoru s dynamicky uloženou kmitající hmotou na pružinách

Podtitul: Autoreferát disertační práce

Autor: Ing. Zdeněk Braier

Vydal: Technická univerzita v Liberci, Fakulta mechatroniky, informatiky a mezioborových studií, Ústav mechatroniky a technické informatiky

Školitel: prof. Ing. Aleš Richter, CSc.

Rok vydání: 2019

Vazba: měkká sešitová brožura

Počet výtisků: 10

Tato práce neprošla redakční ani jazykovou úpravou.