

ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE

FAKULTA STROJNÍ

ÚSTAV MECHANIKY, BIOMECHANIKY A
MECHATRONIKY

ODBOR MECHANIKY A MECHATRONIKY



Diplomová práce

Návrh a řízení aktivního dynamického hltiče
kmitů s více stupni volnosti

Praha, 2017

Bc. Jan Novotný

VLOZIT ZADANI

Anotační list

Autor	Bc. Jan Novotný
Název práce	Návrh a řízení aktivního dynamického hltiče kmitů s více stupni volnosti
Anglický název práce	Design and control of an active dynamic damper with multiple degrees of freedom
Akademický rok	2017/2018
Ústav	Ústav mechaniky, biomechaniky a mechatroniky
Odbor	Odbor Mechaniky a mechatroniky
Vedoucí práce	prof. Ing. Zbyněk Šika, Ph.D.
Bibliografické údaje	Počet stran:57 Počet obrázků:39
Klíčová slova	Vibrace, aktivní dynamický hltič, optimalizace, prediktivní řízení, optimální řízení, LQR.
Keywords	Vibration, active vibration damper, optimization, predictive control, optimal contro, LQRl.
Abstrakt	Práce se zabývá obecnými principy návrhu aktivně řízených hltičů vibrací. Dále je vytvořen simulační model rovinného hltiče vibrací a s využitím vhodných aktuátorů syntetizováno LQR a prediktivní řízení. Výkon aktivně řízeného hltiče je poté porovnán s výkonem optimalizovaného pasivního hltiče.
Abstract	This thesis deals with general principles of vibration absorber design and it's active control. Further, a simulation model of the planar vibration damper is created. Then, with a use of suitable actuators, LQR and model predictive control is synthesized. Performance of the controled damper is compared with a optimized pasive damper.

Prohlášení

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

V Praze, dne

.....

Podpis

Poděkování

Velmi rád bych poděkoval profesoru Ing. Zbyňku Šikovi, Ph.D. za trpělivost jím projevenou nejen během vedení mé diplomové práce, ale i během celého studia. Rád bych vyjádřil vděk svým rodičům za podporu a vytvoření zázemí k dokončení studia. V neposlední řadě bych rád též ocenil všechny mé přátele, kteří mi byli po celou dobu studia významnou duševní oporou.

Obsah

1	Úvod a cíle práce	9
2	Dynamické hltiče vibrací	10
2.1	Pasivní tlumič vibrací	12
2.2	Aktivní tlumič vibrací	14
3	Aktivní snižování vibrací	17
3.1	Úvod	17
3.2	Postup syntézy aktivního řízení	17
3.3	Řiditelnost a pozorovatelnost systému	18
3.4	Spillover	19
3.5	Stavový pozorovatel	19
3.6	Zpětnovazebné a dopředné řízení	20
3.7	Optimální řízení	21
3.8	Robustní řízení	21
3.9	Adaptivní řízení	21
4	Simulační model soustavy	22
4.1	Úvod	22
4.2	Stavový popis	23
4.3	Open-loop simulace	23
4.4	Stavová zpětná vazba	27
4.5	Impelemntace modelu aktuátorů	27
5	Model aktuátorů	29
5.1	Voice-coil	29
5.2	Piezoelektrický aktuátor	31
5.3	Výběr aktuátoru	33
6	Umístění senzorů a stavový pozorovatel	35
7	Syntéza řízení - Lineární kvadratický regulátor	36
7.1	Úvod	36
7.2	Odvození	36
7.3	Volba matic Q a R	38
7.4	Optimalizace prvků matic Q a R	40
7.5	Výsledky	43
8	Syntéza řízení - Prediktivní řízení	44
8.1	Úvod	44
8.2	Diskretizovaný stavový popis a predikce	46
8.3	Predikční a kontrolní horizont	47
8.4	Výsledky	48

9	Řízení celkově optimalizovaného absorberu	50
9.1	Zhodnocení	54
10	Závěr	55

Seznam tabulek

1	Parametry platformy a hltiče - úvod	16
2	Tabulka parametrů soustavy platformy s absorbérem	22
3	Parametry vybraného Voice-Coil aktuátoru	33
4	Prvky stavového vektoru x odpovídající diagonálním prvkům matice Q . . .	38
5	Prvky řídicího vektoru vektoru u_{act} odpovídající diagonálním prvkům matice R	38
6	Hodnoty prvků matice Q pro první iteraci	39
7	Hodnoty prvků matice R pro první iteraci	39

Seznam obrázků

1	Silově zatížená platforma	10
2	Bodeho diagram silově zatížené platformy	12
3	Silově zatížená platforma s pasivní absorbérem	13
4	Bodeho diagram silově zatížené platformy s pasivním absorbérem	14
5	Silově zatížená platforma s aktivním absorbérem [8]	15
6	Bodeho diagram silově zatížené platformy s pasivním a aktivním absorbérem	16
7	Základní schéma aktivně řízených struktur	17
8	Stavový pozorovatel	20
9	Schéma simulované soustavy platformy s aktivně řízeným dynamickým hltičem	22
10	Platforma v MATLABu	24
11	Blokový diagram simulačního modelu	24
12	Impulzní charakteristika	25
13	Bodeho diagram pro platformu	26
14	Bodeho diagram pro absorbér	26
15	Blokový diagram simulačního modelu se zpětnovazebním řízením	27
16	Voice-coil aktuátor [10]	30
17	Schéma voice-coil aktuátoru [11]	30
18	Vrstvy piezoelektrického aktuátoru[6]	32
19	Schéma piezoelektrického aktuátoru[7]	32
20	Vybraný Voice-Coil aktuátor	34
21	Bodeho diagram platformy a platformy s nainstalovanými neřízenými aktuátory	34
22	Umístění akcelerometrů na platformě	35
23	Blokový diagram stavového pozorovatele	35
24	Bodeho diagram výchylky neřízené platformy a řízené platformy s LQR.1 . .	39
25	Bodeho diagram pro přenos budící síly na síly aktuátorů - verze LQR.1 . . .	40
26	Bodeho diagram přnosu na x_p pro jednotlivé varianty LQR řízení	42
27	Bodeho diagram přnosu na y_p pro jednotlivé varianty LQR řízení	42
28	Průběh sil aktuátorů při zátěžném cyklu - LQR	43
29	Průběh posuvů při zátěžném cyklu - LQR	44
30	Princip fungování prediktivního řízení [3]	45
31	Průběh sil aktuátorů při zátěžném cyklu - prediktivní řízení	49
32	Průběh posuvů při zátěžném cyklu - prediktivní řízení	49
33	Tabulka optimalizovaných parametrů[4]	50
34	Geometrie zavěšení optimalizovaného dynamického hltiče Ing.Hlaváčka	51
35	Srovnání průběhu výchylky x_p	52
36	Srovnání průběhu výchylky y_p	52
37	Srovnání průběhu natočení θ_p	53
38	Průběh sil při LQR řízení	53
39	Průběh sil při prediktivním řízení	54

1 Úvod a cíle práce

Vibrace jsou mechanické oscilace okolo rovnovážné polohy. Můžeme je pozorovat ve větším, či menším měřítku na každé mechanické struktuře. Někdy se jedná o jev žádoucí, příkladem budiž vibrační bruska či vibrační upozornění mobilního telefonu. Ve většině případů, se však jedná o nežádoucí až škodlivý fenomén.

Vibrace snižují uživatelský komfort strojů ale i staveb. Velmi významně ovlivňují dosažitelnou provozní přesnost strojních zařízení a tím pádem i strojních výrobků. Vibrace mechanické struktury mohou způsobovat snížení její životnosti a při špatném návrhu dokonce i její zničení. Dobře známým příkladem je Tacoma Bridge, kdy nastala destrukce mostu kvůli shodné rezonanční frekvenci mostu s frekvencí síly indukovanou aerodynamickým zatížením mostovky.

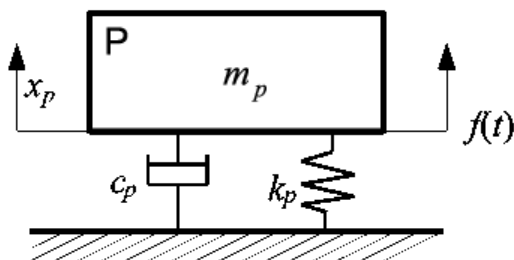
Tyto aspekty nás motivují vibrace potlačovat. Můžeme rozlišit dva základní přístupy tlumení vibrací, jimiž jsou tlumení pasivní a tlumení aktivní. Aktivní tlumení a jeho řízení bude hlavním tématem mé práce.

Svou prací budu navazovat na diplomovou práci Ing. Hlaváčka, jež se zabýval optimalizací pasivního dynamického hltiče vibrací. Byl vytvořen algoritmus, který optimalizuje geometrii tlumiče a hodnoty tuhostí jeho zavěšení. Mým úkolem je k tomuto naladěnému absorberu vytvořit, pomocí vhodných aktuátorů a kontroléru, aktivní řízení, jež by zlepšilo výsledné vlastnosti soustavy.

Na začátku práce se budu věnovat obecným principům, cílům a požadavkům tlumení vibrací, poté se zaměřím na obecné aspekty návrhu aktivního tlumení a jeho řízení. Posléze bude vytvořen simulační model a dvěma způsoby syntetizováno řízení dynamického hltiče. Na konci práce srovnáme dosažené výsledky s optimalizovaným pasivním absorberem.

2 Dynamické hltiče vibrací

V následující stati představím dva základní principy tlumení vibrací - pasivní a aktivní. Pro jednoduchost začnu s vibracemi o jednom stupni volnosti. Na Obr. 1 můžeme vidět hmotu o hmotnosti m_p , spojenou s referenčním rámem pomocí pružiny o tuhosti k_p a tlumiče s tlumením c_p . Výchylka z její rovnovážné polohy, možná pouze ve vertikálním směru, je popsána pomocí souřadnice x_p .



Obrázek 1: Silově zatížená platforma

Pomocí Druhého Newtonova zákona můžeme odvodit známou pohybovou rovnici

$$m_p \ddot{x}_p + c_p \dot{x}_p + k_p x_p = f(t). \quad (2.1)$$

Tu je možné zavedením vlastní úhlové rychlosti

$$\sqrt{\frac{k_p}{m_p}} = \Omega_{p0} \quad (2.2)$$

převést do tvaru

$$\ddot{x}_p + 2b_{rp}\Omega_{p0}\dot{x}_p + \Omega_{p0}^2 x_p = \frac{f(t)}{m_p}. \quad (2.3)$$

Jedná se o obyčejné diferenciální rovnice druhého řádu a praxi budeme velmi často využívat jejich převodu na soustavu diferenciálních rovnic prvního řádu

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_p \\ \ddot{x}_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{k_p}{m_p} & -\frac{c_p}{m_p} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_p \\ \dot{x}_p \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{f(t)}{m_p} \end{bmatrix}. \quad (2.4)$$

Rovnici 2.1 lze za pomoci Laplaceovy transformace při uvažování nulových počátečních podmínek dostat ve vztahu

$$s^2 m_p X_p(s) + s c_p X_p(s) + k_p X_p(s) = F(s) \quad (2.5)$$

a vytvořit vztah pro přenos systému $H(s)$

$$\frac{X_p(s)}{F(s)} = H(s)_{pF} = \frac{1}{s^2 m_p + s c_p + k_p}. \quad (2.6)$$

V závislosti na typu zatížení volíme mezi Laplaceovou transformací a Fourierovou transformací. Fourierova transformace se užívá v případech zatížení periodickou silou, tudíž se využívá i v případě vibrací. Frekvenční přenosovou funkci

$$\frac{X_p i(i\omega)}{F(i\omega)} = H(i\omega)_{pF} = \frac{1}{(i\omega)^2 m_p + i\omega c_p + k_p}, \quad (2.7)$$

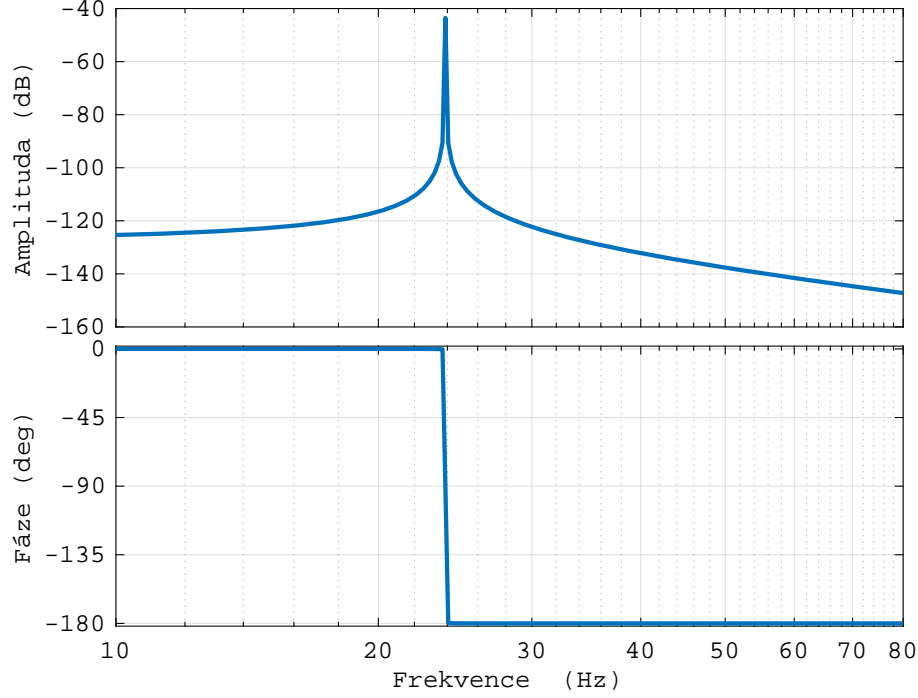
, vytvořenou pomocí Fourierovy transformace je možno vidět na Obr. 6.

Špička Bodeho diagramu odpovídá vlastní úhlové rychlosti Ω_{P0} . Pokud bude mít zatěžovací síla úhlovou rychlost odpovídající vlastní úhlové rychlosti soustavy, budou v tzv. rezonanci, dojde ke značnému vybuzení soustavy. To je omezené pouze díky existenci tlumení c_p . Pokud by tlumení neexistovalo, mohlo by dojít k teoreticky neomezenému přenosu a v Bodeho diagramu by se nacházel singulární bod.

Nalevo od rezonanční frekvence je odpověď soustavy určena hlavně tuhostí. Při pomalém zatěžování jsou setrvačné síly relativně menší. Na fázové části Bodeho diagramu tomu odpovídá větev křivky blížící se nule. Výchylka a působící síla jsou tudíž ve stejné fázi. Naopak napravo od rezonanční frekvence se fázový posun blíží 180 stupňům a odpověď systému je řízena velikostí hmoty m_p . V inflexním bodě fázového diagramu, odpovídajícímu fázovému posuvu 90 stupňů a rezonanční frekvenci, má největší vliv na amplitudu, jak bylo zmíněno, velikost tlumení.

Důležitou vlastností tlumiče je také to, že se v něm energie disipuje, na rozdíl od pružiny, kde se, teoreticky, pouze kinetická energie hmoty m_p přeměňuje v energii potenciální a naopak. Pokud bychom se tedy v praxi dostali do situace, že zatěžovací síla má frekvenci blízkou frekvenci rezonanční, můžeme celkovou odpověď systému, při uvažované nemožnosti změně frekvence působící síly, ovlivnit změnou parametrů m_p , k_p a c_p , což je v mnoha případech jen těžko realizovatelné.

V takový moment je vhodné uvažovat o využití dynamického tlumiče vibrací.



Obrázek 2: Bodeho diagram silově zatížené platformy

2.1 Pasivní tlumič vibrací

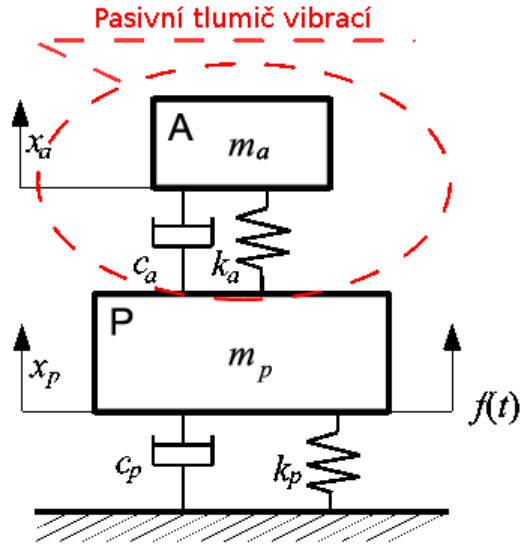
Pasivní dynamický tlumič se sestává z hmoty m_a připojené k základní platformě spojením s tuhostí k_a a tlumením c_a . Jedná se systém o dvou stupních volnosti. Na Obr.3 můžeme vidět jeho schématické zobrazení sloužící k objasnění principu díky zjednodušenému odvození rovnic pro jednodimenzionální problém.

Systém nyní popisují následující rovnice

$$m_a \ddot{x}_a + c_a(\dot{x}_a - \dot{x}_p) + k_a(x_a - x_p) = 0 \quad (2.8)$$

$$m_p \ddot{x}_p + c_p(\dot{x}_p - \dot{x}_a) + k_p(x_p - x_a) = f(t) \quad (2.9)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_a \\ \ddot{x}_a \\ \dot{x}_p \\ \ddot{x}_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{k_a}{m_a} & -\frac{c_a}{m_a} & \frac{k_a}{m_a} & \frac{c_a}{m_a} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ \frac{k_a}{m_p} & \frac{c_a}{m_p} & -\frac{k_p+k_a}{m_p} & -\frac{c_p+c_a}{m_p} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ \dot{x}_a \\ x_p \\ \dot{x}_p \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{f(t)}{m_p} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$



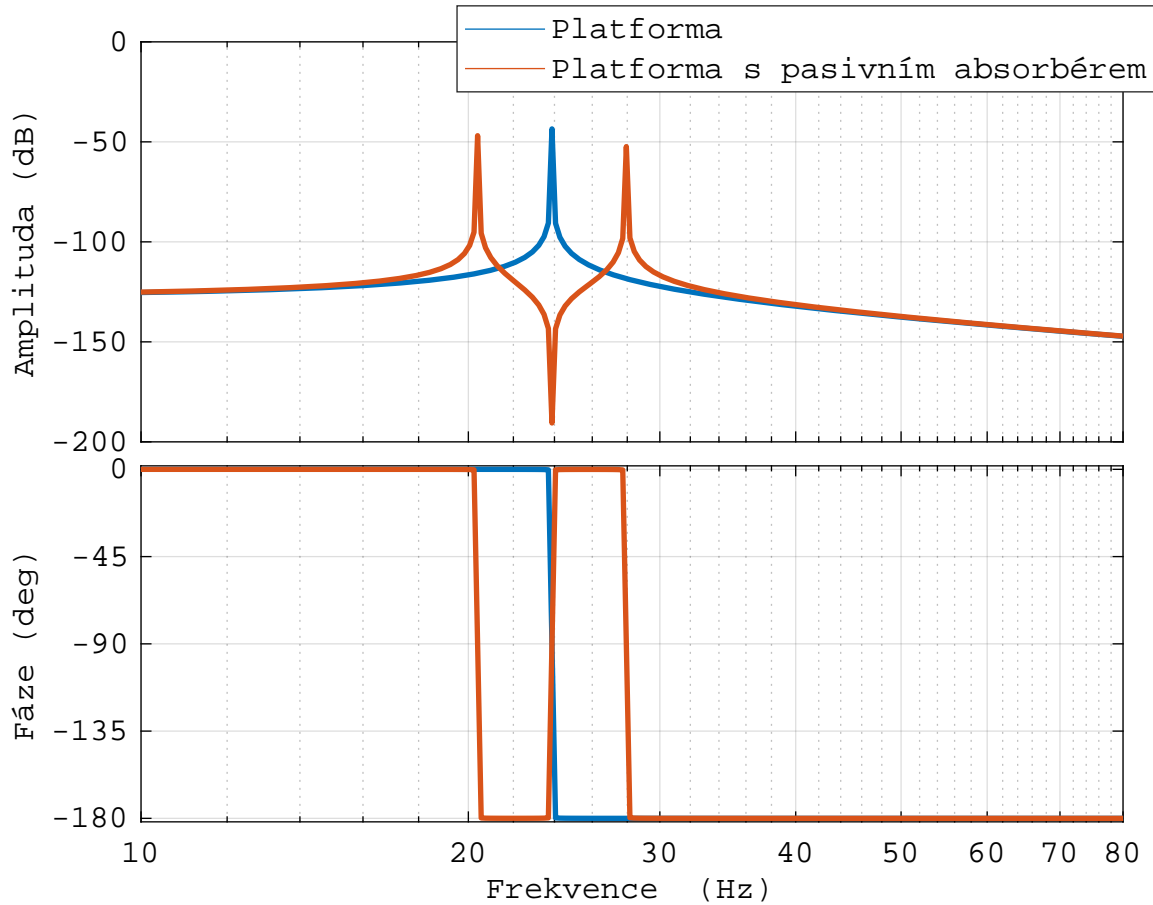
Obrázek 3: Silově zatížená platforma s pasivní absorbérem

Pro porozumění funkce absorbéru uvažujme pro začátek nulové tlumení a budící sílu o frekvenci Ω_P . Jak jsme zjistili v předchozí části výchylka systému bude vůči budící síle posunuta o 90 stupňů. Pokud zvolíme parametry m_a a k_a absorbéru tak, aby se jeho vlastní frekvence Ω_a rovnala vlastní frekvenci Ω_P platformy, bude muset mezi budící silou přenášenou pomocí pružiny na absorbér a jeho výchylkou být znovu fázový posuv 90 stupňů. Což je ve výsledku posuv vůči vnější budící síle 180 stupňů. Absorbér je tedy v protifázi vůči síle $f(t)$. To má za následek, že na platformu působí dvě síly opačného směru a stejné velikosti. Následkem je bod tzv. antirezonance platformy, jak ji můžeme vidět na 6. Síla je přenášena skrze platformu do absorbéru, avšak její poloha je stabilizovaná. To je principem fungování pasivního absorbéru.

Jelikož se jedná o systém se dvěma stupni volnosti, můžeme pozorovat i dvě nové rezonanční frekvence. Míru zesílení v jejich bodech můžeme znovu ovlivnit velikostí tlumení mezi jednotlivými prvky soustavy. Absorbér však bude fungovat jen v relativně úzkém pásmu frekvencí, což je jeho principiální omezení.

Při fyzické realizaci je navíc možné požadovaných parametrů dosáhnout jen s určitou tolerancí.

Pokud budeme požadovat lepší výkony, či širší aplikační pásmo pásmo je třeba začít uvažovat o aktivním tlumiči vibrací.



Obrázek 4: Bodeho diagram silově zatížené platformy s pasivním absorbérem

2.2 Aktivní tlumič vibrací

Ke zlepšení vlastností sledovaného systému zavedeme aktivní, ovládaný prvek - aktuátor, působící jako dodatečný silový vstup systému, konající na základě předem definovaného schématu.

Na Obr.5 můžeme vidět příklad jeho umístění. Stále se jedná systém o dvou stupních volnosti, ve kterém je však zavedena síla $u(t)$, kterou lze aktivně řídit.

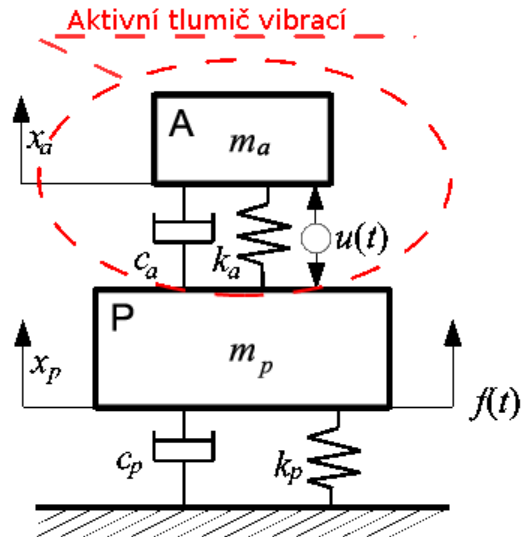
Příslušné rovnice potom mají tvar

$$m_a \ddot{x}_a + c_a (\dot{x}_a - \dot{x}_p) + k_a (x_a - x_p) = u(t) \quad (2.11)$$

$$m_p \ddot{x}_p + c_a (\dot{x}_p - \dot{x}_a) + k_a (x_p - x_a) + c_p \dot{x}_p + k_p x_p = f(t) - u(t), \quad (2.12)$$

což lze pomocí soustavy rovnic prvního řádu zapsat jako

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_a \\ \ddot{x}_a \\ \dot{x}_p \\ \ddot{x}_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{k_a}{m_a} & -\frac{c_a}{m_a} & \frac{k_a}{m_a} & \frac{c_a}{m_a} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ \frac{k_a}{m_p} & \frac{c_a}{m_p} & -\frac{k_p+k_a}{m_p} & -\frac{c_p+c_a}{m_p} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ \dot{x}_a \\ x_p \\ \dot{x}_p \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{f(t)}{m_p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{u(t)}{m_a} \\ 0 \\ -\frac{u(t)}{m_p} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$



Obrázek 5: Silově zatížená platforma s aktivním absorbérem [8]

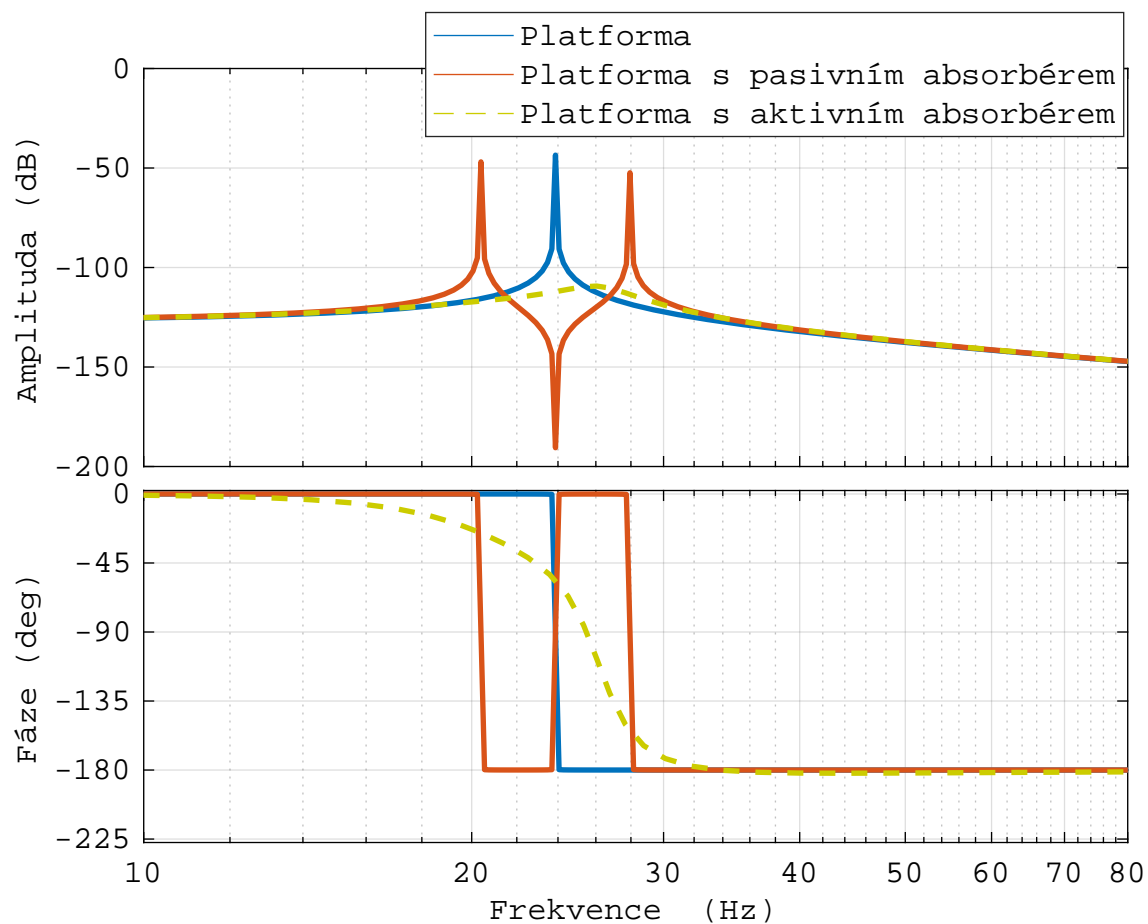
Existuje mnoho přístupů, jakým způsobem umístit a řídit aktivní vstupy systému tak, abychom dosáhli požadovaných efektů. Principům návrhu aktivního řízení se budu věnovat v následující části práce.

Nyní uvedu jako příklad řízení s rychlostí zpětnou vazbou.

V takovém případě zavádíme $u(t)$ jako funkci rychlostí \dot{x}_p a \dot{x}_a , což lze v nejjednodušším případě vyjádřit např. jako

$$u = k_v(\dot{x}_p - \dot{x}_a), \quad (2.14)$$

kde k_v faktorem zesílení. Takto koncipovaný aktivní prvek se bude chovat obdobně jako tlumič, můžeme však měnit jeho charakteristiku podle potřeb a cílů řízení. Na následujícím diagramu můžeme vidět, jakým způsobem se bude chovat vůči předchozím dvěma případům. Ač aktivní řízení ztratilo antirezonanci, tak potlačilo všechny přítomné rezonance, což je v praxi žádaný efekt. Navíc díky možnosti měnit své parametry nám aktivní řízení umožní měnit vlastnosti systému dle aktuálních potřeb.



Obrázek 6: Bodeho diagram silově zatížené platformy s pasivním a aktivním absorbérem

V následující tabulce jsou k nalezení parametry prvků výše popisované soustavy

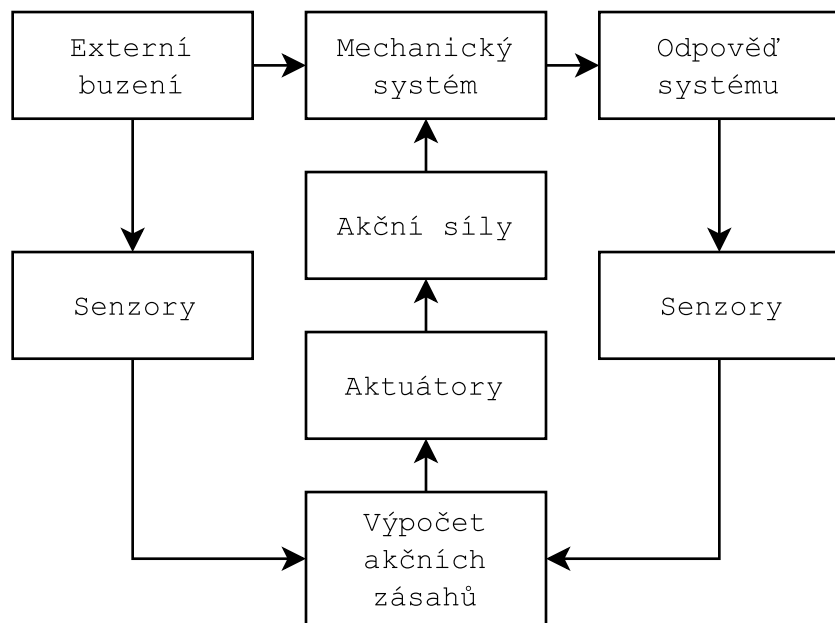
m_p	c_p	k_p	m_a	c_a	k_a
100kg	1	2250000N/m	10kg	0,1Ns/m	225000N/m

Tabulka 1: Parametry platformy a hltiče - úvod

3 Aktivní snižování vibrací

3.1 Úvod

Jak bylo nastíněno v předchozí části, aktivním přístupem ke snižování vibrací je myšlen řízený vnější vstup koncipovaný tak, aby zlepšil dynamické vlastnosti soustavy. Fyzický vstup do soustavy tvoří tzv. aktuátory. Ty jsou řízeny na základě předem definovaného schématu. Akční zásahy jsou vypočteny v kontroléru na základě signálů z vhodně umístěných senzorů.



Obrázek 7: Základní schéma aktivně řízených struktur

3.2 Postup syntézy aktivního řízení

Vlastní implementaci aktivního řízení předchází několik esenciálních kroků. Chronologicky bychom měli postupovat takto

1. Vytvoření modelu kontrolovaného systému. To můžeme provést např. pomocí MKP analýzy, experimentální modální analýzy apod.
2. Simulace chování neřízeného modelu soustavy a analýza jeho dynamických vlastností.
3. Určení senzorů a aktuátorů pro potřeby aktivního řízení a jejich vlivu na dynamické vlastnosti systému.
4. Určení kontrolního cíle - metriky.

5. Výběr typu řídicího algoritmu a syntéza kontroléru za účelem splnění předepsaných cílů.
6. Simulace chování řízeného modelu soustavy a analýza jeho dynamických vlastností.
7. Kontrola splnění kontrolních cílů Pokud nedosáhneme požadovaných vlastností, měníme parametry kontroléru, nebo volíme jiný typ kontroléru.
8. Implementace kontroléru a zhodnocení jeho výkonů.

3.3 Řiditelnost a pozorovatelnost systému systému

Systém je říditelný, pokud pomocí řídicího vektoru můžeme libovolně ovládat všechny prvky stavového vektoru $x(t)$ a dosáhnout tak tedy za konečný čas $t_f < \infty$ z počátečního stavu $x(t_0)$ do libovolného zvoleného stavu $x(t_f)$. Nutnou a postačující podmínkou říditelnosti lineárního spojitého systému je plná hodnost n matice říditelnosti

$$C(A, B) = \begin{bmatrix} B & AB & \dots & A^{n-1}B \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

V Matlabu můžeme k vytvoření matice říditelnosti použít funkci $ctrlb(A, B)$ a ke zjištění její hodnosti funkci $rank(ctrlb(A, B))$.

Systém je pozorovatelný, pokud můžeme na základě znalosti výstupu systému $y(t)$ a matic A a C určit kompletní stavový vektor $x(t)$. Nutnou a postačující podmínkou pozorovatelnosti lineárního spojitého systému je plná hodnost n matice pozorovatelnosti

$$O(A, B) = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ \vdots \\ CA^{n-1} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

V Matlabu můžeme k vytvoření matice pozorovatelnosti použít funkci $obsv(A, C)$ a ke zjištění její hodnosti funkci $rank(obsv(A, C))$.

Alternativně, lze k určení kontrolovatelnosti a pozorovatelnosti užít Gramiánů.

Gramián řízení je definován jako

$$W_c = \int_0^{\infty} e^{A\tau} B B^T e^{A^T \tau} d\tau \quad (3.3)$$

Gramián W_c je pozitivně definitní matice tehdy a pouze tehdy, když matice A a B tvoří říditelný systém.

Analogicky je gramián pozorovatelnosti definován jako

$$W_o = \int_0^{\infty} e^{A^T \tau} C^T C e^{A \tau} d\tau \quad (3.4)$$

Gramián W_o je pozitivně definitní matice tehdy a pouze tehdy, když matice A a C tvoří pozorovatelný systém.

3.4 Spillover

Poddajné struktury se spojitě rozloženými parametry mají nekonečně mnoho stupňů volnosti. Při diskretizaci systému musíme volit mezi výpočetní náročností a přesností matematického modelu. Pro řízení takto redukováného systému poté použijeme matice A , B , C . Za jejich pomoci syntetizujeme řízení stavů $x(t)$. Reziduální módy nezahrnuté do řízení můžeme popsat systémem A_r , B_r , C_r a stavovým vektorem $x_r(t)$ [1]. Problém nastává ve chvíli, kdy zpětná vazba $B_r u$ vybudí nemodelované módy $x_r(t)$ či v případě kdy do senzoru přibudou příspěvky od nemodelovaného výstupu $C_r x_r$.

3.5 Stavový pozorovatel

Stavového pozorovatele konstruujeme v případech, kdy nám systém ve výstupním vektoru y poskytuje limitované množství informací. To je velice častá situace, neb zřídka kdy je možno měřit všechny stavové veličiny. Nejčastěji je využíván pro realizaci stavové zpětné vazby. Snažíme se získat odhad stavového vektoru \hat{x} , který co nejrychleji konverguje ke skutečnému vektoru stavů x .

K jeho realizaci nám slouží paralelní model soustavy, který má stejné vlastnosti, jako sledovaný systém, avšak vstupuje do něj zpětnovazebně chyba e

$$e = x - \hat{x}. \quad (3.5)$$

Stavový popis paralelního systému pozorovatele potom nabývá tvaru

$$\begin{aligned} \hat{\dot{x}} &= A\hat{x} + Bu + L(y - \hat{y}) \\ &= A\hat{x} + Bu + LC(x - \hat{x}) \\ &= (A - LC)\hat{x} + Bu + Ly \end{aligned} \quad (3.6)$$

$$\hat{y} = C\hat{x} \quad (3.7)$$

K rovnici 3.6 připojíme rovnici pro dynamiku chyby

$$\begin{aligned}
 \dot{e} &= \dot{x} - \dot{\hat{x}} \\
 &= (Ax + Bu) - (A - LC)\hat{x} - Bu - LCx \\
 &= (A - LC)(x - \hat{x}) \\
 &= (A - LC)e
 \end{aligned} \tag{3.8}$$

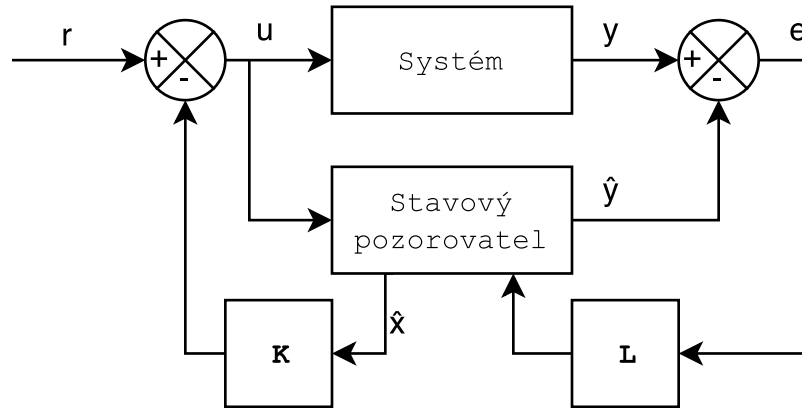
a s využitím

$$u = -K\hat{x} = -K(x - e) \tag{3.9}$$

získáme soustavu

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A - BK & BK \\ 0 & A - LC \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ e \end{bmatrix} \tag{3.10}$$

Zpětnovazební zesílení pozorovatele L volíme tak, aby póly $(A - LC)$ ležely podstatně hlouběji vlevo v záporné polorovině, než póly $(A - BK)$ neb se snažíme docílit co nejrychlejší konvergence ke skutečnému vektoru x .



Obrázek 8: Stavový pozorovatel

3.6 Zpětnovazebné a dopředné řízení

Zpětnovazebné a dopředné řízení jsou typy kontrolních schémat, které automaticky reagují na dynamické chování systému. Oba využívají data ze senzorů, avšak rozdílným způsobem. Zpětnovazebné řízení reaguje na základě minulých a současných naměřených stavů. Dopředné řízení využívá naměřených stavů k modelování a predikci budoucího vývoje systému a upravuje svoje akční zásahy nejen na základě stavů minulých, ale předpokládaného dalšího vývoje.

3.7 Optimální řízení

Optimální řízení je řízení, jež má základy ve variačním počtu. Hledá takové vstupy u systému, aby byl minimalizován funkcionál

$$J(u) = \frac{1}{2} \int_0^T (x^T Q x + u^T R u) dt \quad (3.11)$$

V praxi se jedná o velmi časté řešení zejména u komplexních systémů s mnoha parametry. Pomocí prvků penalizačních matic Q a R můžeme určovat relativní důležitost jednotlivých stavů během řízení.

3.8 Robustní řízení

Robustní řízení je způsob řízení snažící se zahrnout nejistoty modelu, rušení na vstupu i výstupu systému a vyvážit je s výkonem kontrolního procesu a jeho stabilitou.

Nejistoty mohou být způsobeny např. diskretizací modelu soustavy, linearizací modelu, šumem senzorů, či špatně určenými parametry modelu. Nejznámějším zástupce této kategorie je H_∞ řízení.

3.9 Adaptivní řízení

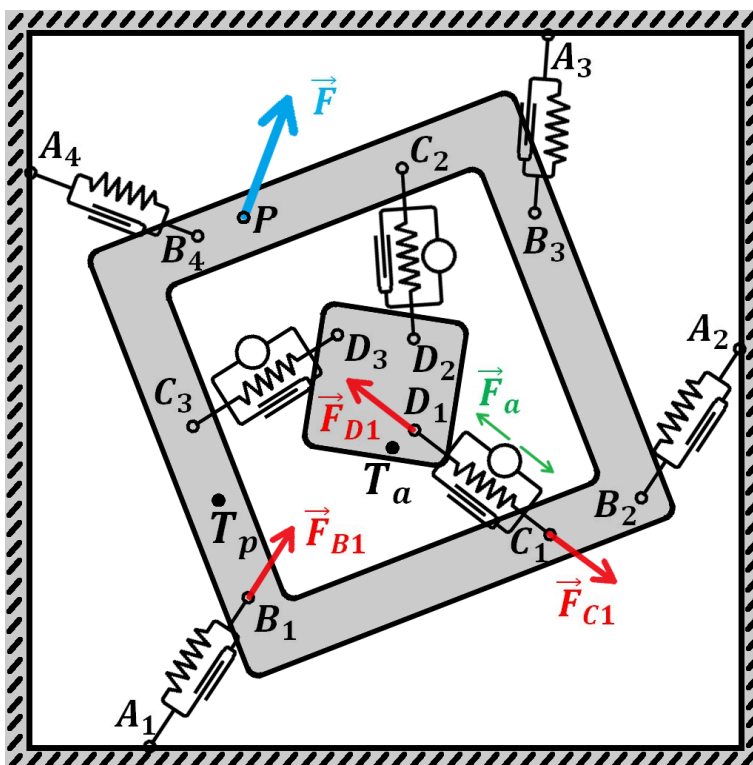
Adaptivní řízení je způsob řízení pro systémy, jehož parametry nejsou jisté, či se s průběhem času mění a kontrolér se tedy musí adaptovat. Implementace adaptivního řízení by měla obsahovat body

- Výběr kontroléru s adaptivními parametry a metody jejich adaptace.
- Výběr metriky výkonu kontroléru.
- Real-time hodnocení výkonu kontroléru.
- Real-time identifikace modelu soustavy a přizpůsobení jeho parametrů na základě identifikovaných dat.
- Úprava parametrů kontroléru na základě změn modelu k dosažení kontrolního cíle. Principem je tedy on-line identifikace systému spojená s adaptací kontrolního algoritmu. Parametry systému určujeme z měřených vstupů a výstupů systému.

4 Simulační model soustavy

4.1 Úvod

V mojí práci se budu prakticky zabývat rovinnou soustavou zobrazenou na obr. 9. Soustava je složena z platformy a absorbéru. Na platformu působí vnější síla F v bodě platformy P . Uložení platformy je realizováno pomocí čtyř dvojic tlumič-pružina. Absorbér je k platformě uchycen třemi dvojicemi tlumič-pružina, tak aby bylo možno přenášet posuvné i rotační vibrace. Body zavěšení absorbéru C_i, D_i a jim odpovídající parametry pružin a tlumičů byly v předchozí práci optimalizovány pro nejlepší pasivně absorpční vlastnosti vzhledem k uložení platformy a působící síle F . V bodech C_i, D_i je možno uložit aktuátory pro aktivní variantu hltiče vibrací.



Obrázek 9: Schéma simulované soustavy platformy s aktivně řízeným dynamickým hltičem

m_p	I_p	m_a	I_a	k_p	k_{a1}	k_{a1}	k_{a1}
$5kg$	$0,1271kgm^2$	$1,918kg$	$0,00072kgm^2$	$1,8e5N/m$	$25008N/m$	$19078N/m$	$28302N/m$

Tabulka 2: Tabulka parametrů soustavy platformy s absorbérem

4.2 Stavový popis

Pro popis soustavy byl vytvořen model, jež byl v bodě rovnováhy linearizován a vytvořen lineární stavový popis soustavy

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (4.1)$$

$$y = Cx + Du \quad (4.2)$$

V našem popisu je nutné oddělit ve vektoru vstupů u část odpovídající vnějšímu silovému zatížení F a část odpovídající silám aktuátorů F_{ai} , jež budou řízeny.

$$\dot{x} = Ax + B_{act}u_{act} + B_F u_F \quad (4.3)$$

$$y = Cx + D_{act}u_{act} + D_F u_F \quad (4.4)$$

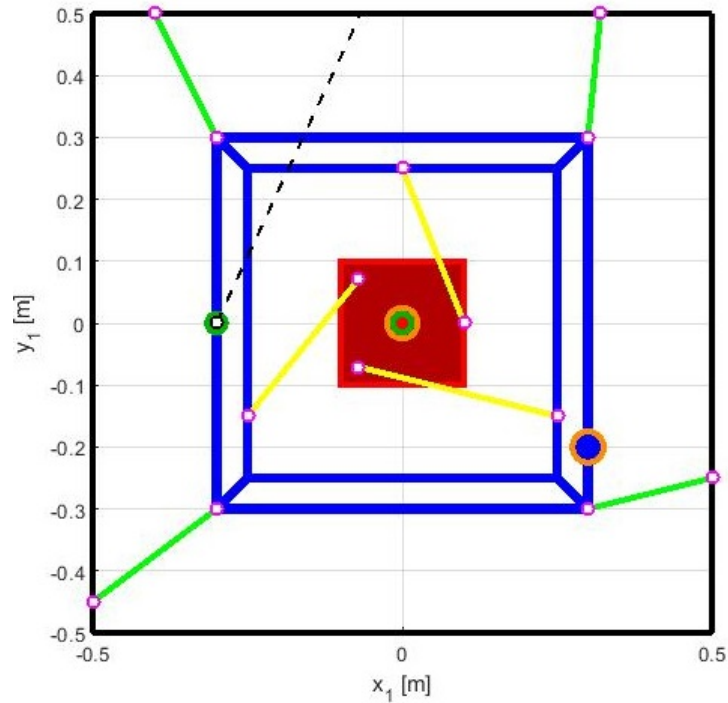
Složkami stavového vektoru jsou výchylky platformy a absorbéru z jejich rovnovážných poloh a první časové derivace těchto výchylek. Přesné uspořádání můžeme vidět v následujících vztazích

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \dot{x}_p \\ \dot{y}_p \\ \dot{\theta}_p \\ \dot{x}_p \\ \dot{y}_p \\ \dot{\theta}_p \\ \dot{x}_a \\ \dot{y}_a \\ \dot{\theta}_a \\ \ddot{x}_a \\ \ddot{y}_a \\ \ddot{\theta}_a \end{bmatrix}, x = \begin{bmatrix} x_p \\ y_p \\ \theta_p \\ \dot{x}_p \\ \dot{y}_p \\ \dot{\theta}_p \\ x_a \\ y_a \\ \theta_a \\ \dot{x}_a \\ \dot{y}_a \\ \dot{\theta}_a \end{bmatrix}, u_{act} = \begin{bmatrix} F_{a1} \\ F_{a2} \\ F_{a3} \end{bmatrix}, u_F = [|F|] \quad (4.5)$$

kde index p značí platformu, index a značí absorbér a index ai značí i . aktuátor.

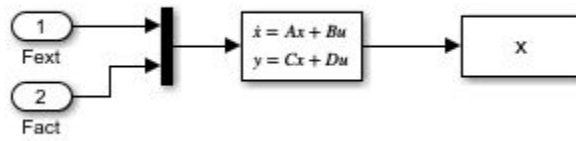
4.3 Open-loop simulace

Na Fakultě strojní ČVUT byl vytvořen stavový model platformy a hltiče v MATLABU. Na následujícím obrázku je možno vidět jeden z grafických výstupů modelu - zobrazení platformy včetně aktuální polohy vnějšího uložení - zeleně, uložení aktuátorů - žlutě a místa a směru působící síly - čárkovaně.



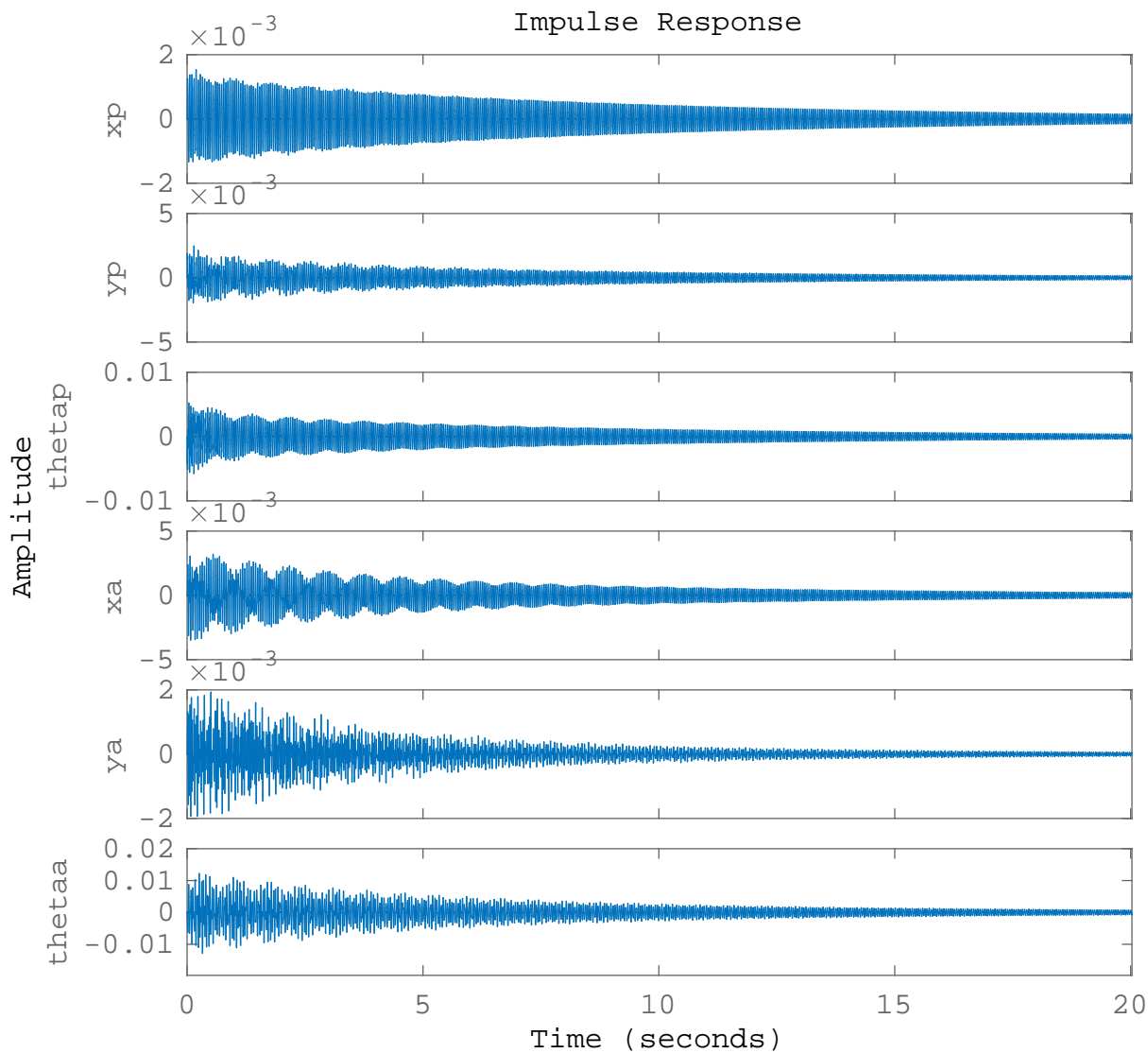
Obrázek 10: Platforma v MATLABu

Blokové zapojení v SIMULINKu je možno realizovat např. následujícím způsobem.



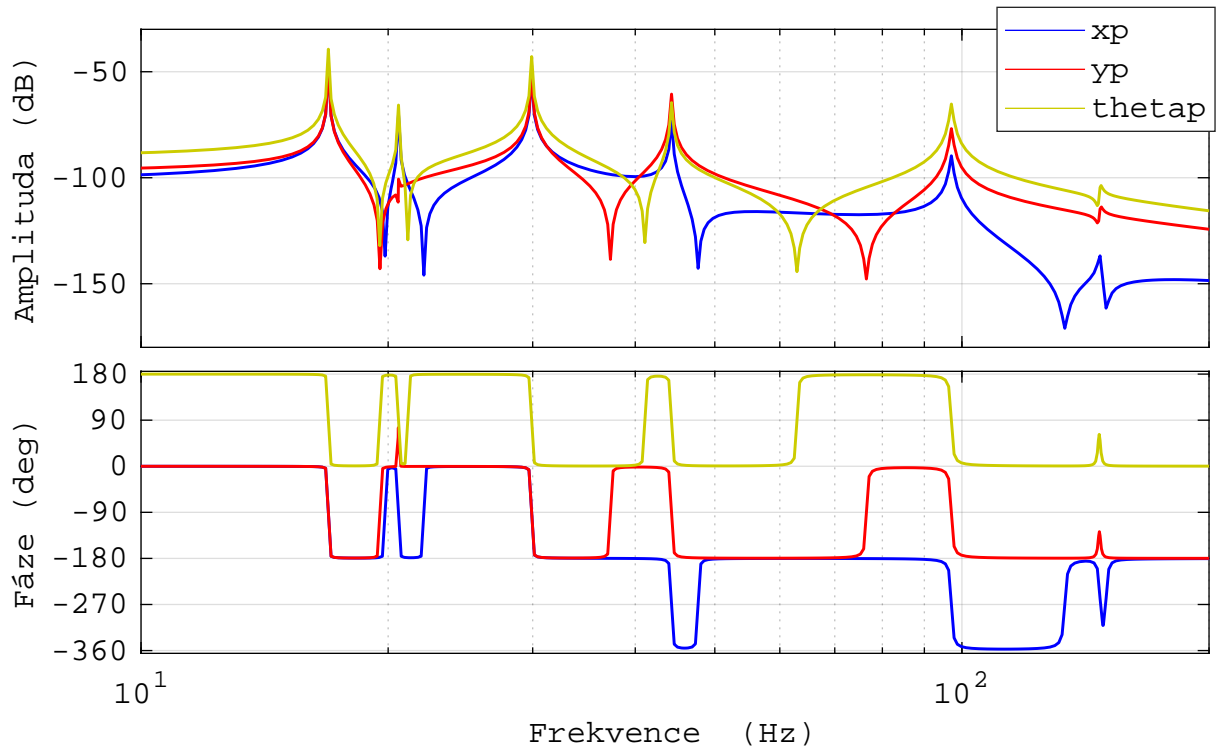
Obrázek 11: Blokový diagram simulačního modelu

Jedním ze základních ukazatelů chování systému je jeho impulsní charakteristika. Na obr.12 můžeme vidět výchylky platformy a absorbéru jako odpověď na jednotkový impuls. V prostředí MATLABu je toto možné realizovat funkcí *impulse()*. Impulsní odověď nám dává představu o tom, jak se bude chovat soustava po náhlém silovém rázu.

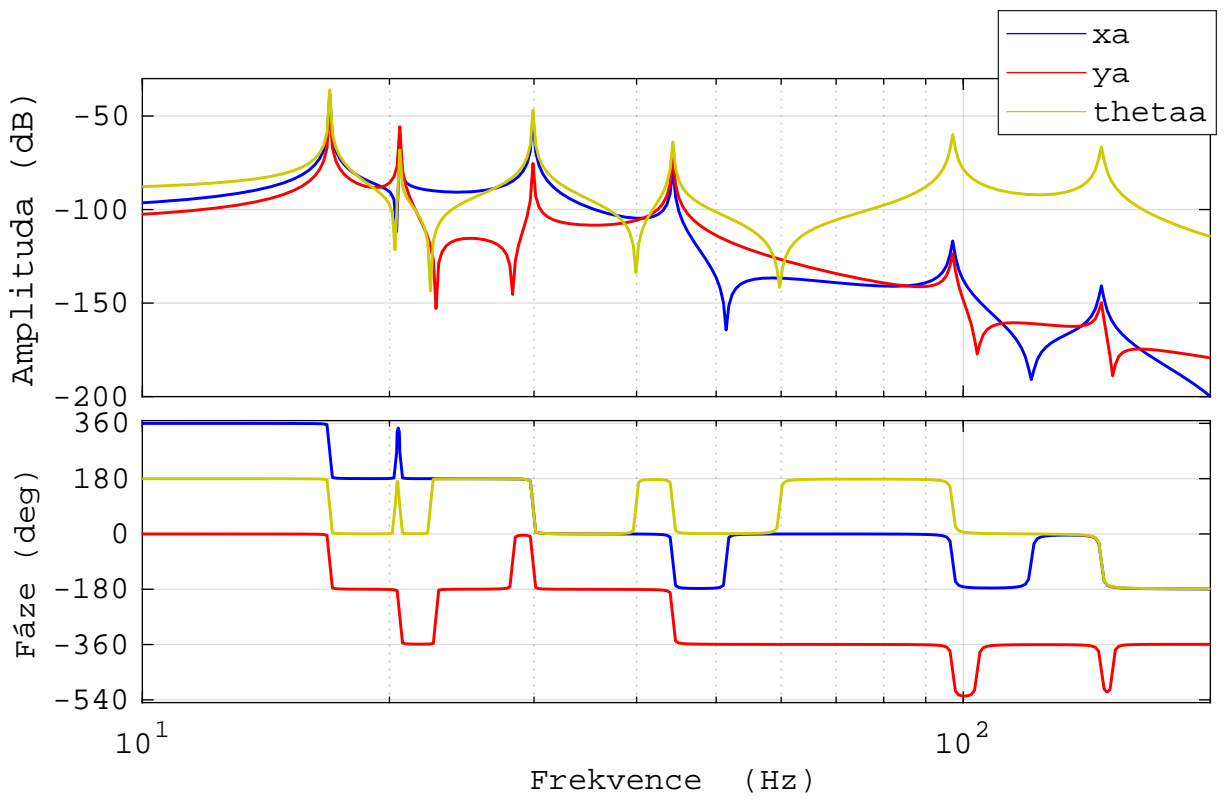


Obrázek 12: Impulzní charakteristika

Další sledovanou vlastností je frekvenční přenos systému. K jeho inspekci můžeme použít Bodeho diagramu, ze kterého je možné vyčíst amplitudu přenosu a jeho fázi. Na obr. 13 nalezneme Bodeho diagram pro platformu a na obr. 14 Bodeho diagram pro absorbér. Můžeme sledovat šest rezonančních frekvencí. To odpovídá šesti stupňům volnosti soustavy.



Obrázek 13: Bodeho diagram pro platformu



Obrázek 14: Bodeho diagram pro absorbér

4.4 Stavová zpětná vazba

K řízení systému budeme využívat stavovou zpětnou vazbu. V tomto přístupu zavádíme vektor řízení jako lineární kombinaci stavů soustavy, tedy

$$u = -Kx. \quad (4.6)$$

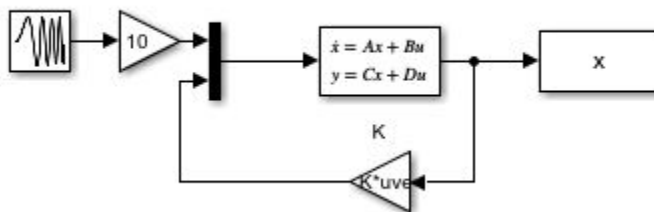
V našem případě pak soustava přejde do tvaru

$$\dot{x} = (A - B_{act}K)x + B_F u_F \quad (4.7)$$

$$y = Cx \quad (4.8)$$

Matici K je pak volena s ohledem na zvolenou kontrolní strategii a bude cílem našeho zájmu v následujících částech práce.

Na následujícím obrázku lze vidět zpětnovazebné zapojení v SIMULINKu



Obrázek 15: Blokový diagram simulačního modelu se zpětnovazebním řízením

Toto zapojení však předpokládá znalost celého stavového vektoru. V drtivé většině případů se však musí ještě navíc konstruovat stavový pozorovatel.

4.5 Implementace modelu aktuátorů

Do našeho modelu je nyní nutno implementovat i modely aktuátorů, neb ty mají, jak bude popsáno v následující sekci také vlastní dynamiku a tu je nutno zahrnout.

Oba aktuátory mají dvě vstupní veličiny. Jedna z nich je řídicí, ta je pro oba aktuátory shodná a jedná se o napětí e_a . Druhou vstupní veličinou je v případě Voice-Coilu rychlost pohybu cívky a v případě piezoelektrického aktuátoru se jedná o jeho deformaci. Obě tyto veličiny lze získat z geometrie modelu a aktuálního stavového vektoru.

Uvažujme nyní obecně dva modely tak, že výstup jednoho bude sloužit jako vstup druhého a naopak.

Mějme tedy systémy

$$\dot{x}_1 = A_1x_1 + B_{11}u_{11} + B_{12}u_{12} \quad (4.9)$$

$$y_1 = C_1x_1 \quad (4.10)$$

$$\dot{x}_2 = A_2x_2 + B_{21}u_{21} + B_{22}u_{22} \quad (4.11)$$

$$y_2 = C_2x_2 \quad (4.12)$$

Zavedeme-li vazebné podmínky tak, že

$$u_{11} = Hy_2, \quad (4.13)$$

$$u_{21} = Fx_1, \quad (4.14)$$

pak eliminací y_1 a y_2 z rovnic dostaneme soustavu

$$\dot{x}_1 = A_1x_1 + B_{11}HC_2x_2 \quad (4.15)$$

$$\dot{x}_2 = A_2x_2 + B_{21}FC_1x_1 + B_{22}u_{22} \quad (4.16)$$

To lze maticově zapasat jako

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_{11}HC_2 \\ B_{21}F & A_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_{12} \\ 0 \end{bmatrix} u_{12} + \begin{bmatrix} 0 \\ B_{22} \end{bmatrix} u_{22}. \quad (4.17)$$

Stavový popis s indexem $_1$ odpovídá popisu soustavy a stavový popis s indexem $_2$ odpovídá popisu aktuátorů.

Matice F vyjadřuje fyzické propojení aktuátoru s absorbérem a platformou. V případě Voice-Coilu se poté transformace Fx_1 rovná rychlosti pohybu. Matice F je dána čistě geometrií soustavy.

Matice H poté vyjadřuje vztah mezi stavovou veličinou aktuátoru - proud pro Voice-Coil, napětí pro piezoelektrický aktuátor - a silou jím produkovanou. Zavedeme-li posléze

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = x_E, \quad \begin{bmatrix} A_1 & B_{11}HC_2 \\ B_{21}F & A_2 \end{bmatrix} = A_E, \quad \begin{bmatrix} B_{12} \\ 0 \end{bmatrix} = B_{12E}, \quad \begin{bmatrix} 0 \\ B_{22} \end{bmatrix} = B_{22E}, \quad (4.18)$$

pak můžeme vytvořit znovu jeden stavový popis, ovšem s navýšeným počtem stavů

$$\dot{x}_E = A_Ex_E + B_{12E}u_{21} + B_{22E}u_{22} \quad (4.19)$$

5 Model aktuátorů

V této části se budu věnovat zjednodušeným modelům aktuátorů vhodných pro realizaci aktivního tlumení. Výsledky budou modely prvního řádu, jež budou mít za úkol popsat základní elektromechanickou dynamiku zvolených aktuátorů. Ta je důležitým prvkem při syntéze řízení, neb může velice významně ovlivňovat dynamiku celého systému a jeho stabilitu.

5.1 Voice-coil

Voice-coil je druh aktuátoru, jehož název pochází ze zřejmě nejrozšířenější aplikace ve zvukotechnice. Jedná se o lineární elektromotor skládající se z cívky a permanentního magnetu.

Princip fungování aktuátoru je založen na existenci Lorentzovy síly, což je síla, jež působí na nabitou částici v přítomnosti elektrického nebo magnetického pole. Lorentzova síla je dána vztahem

$$\vec{F}_L = q\vec{E} + q\vec{v} \times \vec{B}, \quad (5.1)$$

kde q značí náboj částice, \vec{E} vektor intenzity elektrického pole, \vec{v} vektor rychlosti částice a \vec{B} vektor intenzity magnetického pole.

V případě Voice-coil aktuátoru můžeme uvažovat pouze příspěvek interakce pohybujícího se náboje s magnetickým polem. To je velice výhodné, protože můžeme zavést jednoduchý vztah pro výstupní sílu aktuátoru

$$F_{VC} = k_I i, \quad (5.2)$$

kde k_I je konstanta aktuátoru odvislá od použitého magnetu, počtu závitů cívky a celkové konstrukce aktuátoru. i je proud protékající cívkou. K této rovnici je nutno ještě doplnit rovnice pro elektrický obvod

$$e_a = Ri + L\dot{i} + e_m, \quad (5.3)$$

kde e_a je řídicí napětí, R je odpor cívky, L indukčnost cívky a e_m je napětí

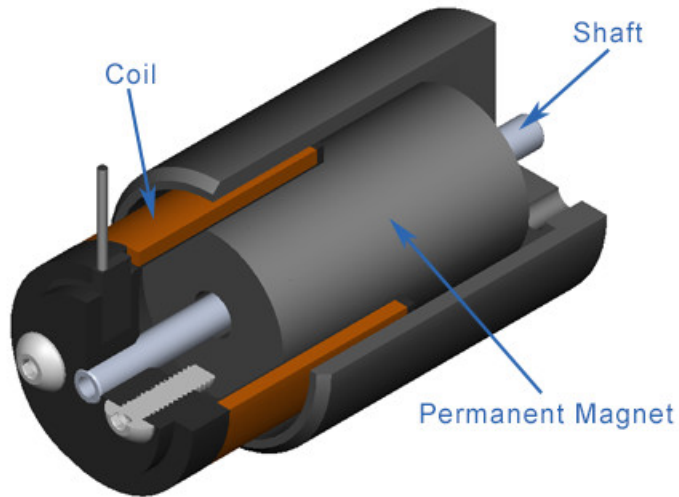
$$e_m = -k_V v_{VC} \quad (5.4)$$

vyvolané makroskopickým pohybem cívky vůči permanentnímu magnetu rychlostí v_{VC} . Dosazení rovnice 5.2 do rovnice 5.3 získáme rovnici

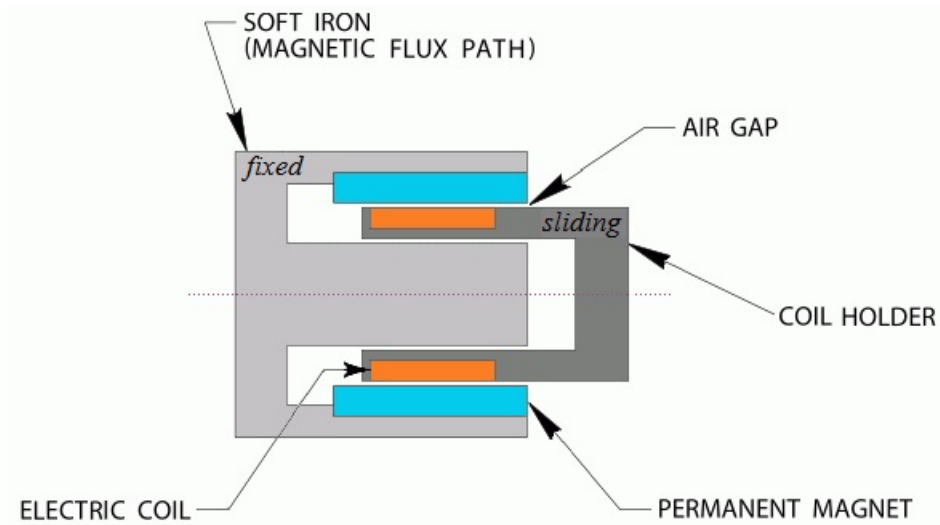
$$\dot{F}_{VC} = -\frac{R}{L}F_{VC} + \frac{k_{VC}k_I}{L}v_{VC} + \frac{k_I}{L}e_a, \quad (5.5)$$

případně vydělení k_i rovnici

$$i = -\frac{R}{Lk_i}i + \frac{k_{VC}}{L}v_{VC} + \frac{1}{L}e_a. \quad (5.6)$$



Obrázek 16: Voice-coil aktuátor [10]



Obrázek 17: Schéma voice-coil aktuátoru [11]

5.2 Piezoelektrický aktuátor

Piezoelektrický aktuátor je moderní druh aktuátoru založený na existenci nepřímého piezoelektrického jevu. Piezoelektrickým jevem se rozumí akumulace náboje v částech materiálu jako odpověď na jeho mechanickou deformaci. Při deformaci piezoelektrického materiálu je tedy možno na jeho povrchu naměřit napětí přímo úměrné deformačním silám. Podle nepřímým piezoelektrickým jevem nazýváme jev opačný, kdy se pod vlivem vnějšího elektrického pole materiál deformuje. Tyto vlastnosti jsou dané strukturou materiálu a je nutné je odlišovat od vlivů způsobených elektrostrickými (jež je jev vyskytující se u všech dielektrik v elektrickém poli), neb jsou principiálně odlišné.

Elektrodynamické chování piezoelektrického aktuátoru můžeme modelovat jako RC obvod, neb se aktuátor chová jako kondenzátor. Pro napětí v uzavřeném RC obvodu platí vztah

$$e_a = Ri + e_c, \quad (5.7)$$

kde e_a je řídicí napětí, e_c napětí na kondenzátoru, i je proud protékající obvodem a R Ohmický odpor. Pro napětí na kondenzátoru platí vztah

$$e_c = \frac{Q}{C}, \quad (5.8)$$

kde Q je náboj shromážděný v kondenzátoru a C je jeho kapacita. Derivováním této rovnice podle času získáme závislost časové změny napětí na kondenzátoru na proudu

$$\dot{e}_a = \frac{1}{C} \frac{dQ}{dt} = \frac{i}{C}. \quad (5.9)$$

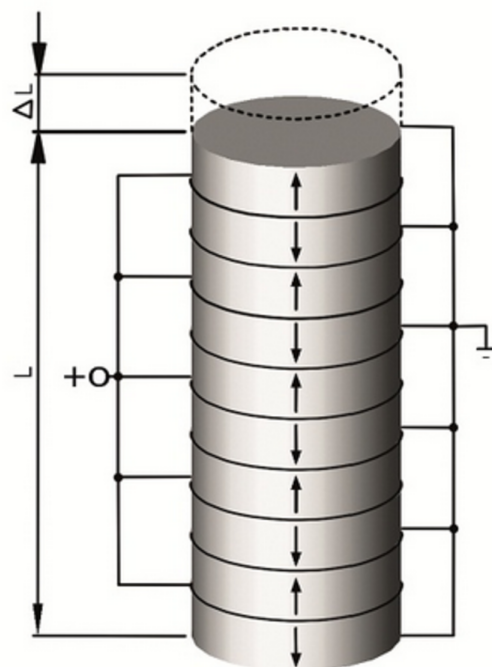
Výsledně tedy získáme diferenciální rovnici

$$\dot{e}_c = -RCe_c + e_a \quad (5.10)$$

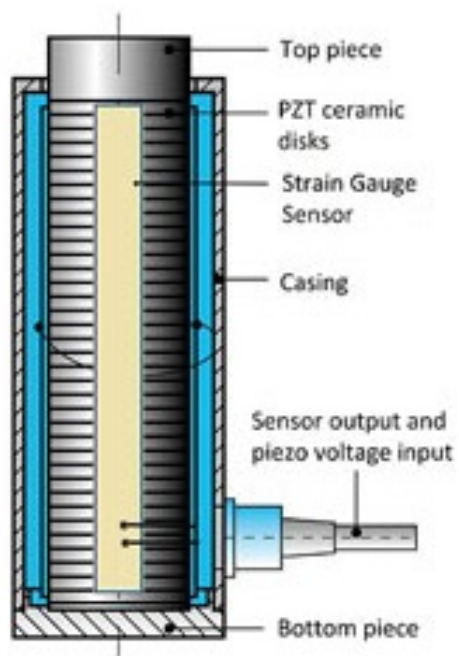
Sílu produkovanou aktuátorem můžeme v nejjednodušším případě vyjádřit jako

$$F_p = ke_c, \quad (5.11)$$

kde k odpovídá konstantě aktuátoru zahrnující volnou délku, tuhost a piezoelektrickou konstantu.



Obrázek 18: Vrstvy piezoelektrického aktuátoru[6]



Obrázek 19: Schéma piezoelektrického aktuátoru[7]

5.3 Výběr aktuátoru

Pro realizaci v mojí práci jsem vybral aktuátor typu Voice-Coil. Výhodou tohoto aktuátoru je, že má minimální vlastní tuhost, která je v případě piezoelektrických aktuátorů značně vysoká. Dá se tedy zabudovat do modelu, který má optimalizované hodnoty tuhostí zavěšení absorbérů bez toho, abychom tyto tuhosti ovlivnili.

Aktuátor musel být vybírán s ohledem na zvolené dimenze našeho systému.

Domeček aktuátoru je většinou větší a podstatně těžší, než akční člen. Domeček bude tedy umístěn na hmotnější platformě a akční člen bude spojen absorbérem. V našem modelu je počítáno s tím, že aktuátory jsou zavedeny ve stejných místech jako jejich pružné spojení. Aktuátory byly zvoleny s ohledem na hmotnost platformy, která činí je 5kg a hmotnost absorbérů, která je okolo 2kg.

Byli vybrány výrobky firmy BEI Kimco, konkrétně aktuátor o kódovém označení LA17-028-000A. Jeho základní vlastnosti je možné naleznout v následující tabulce

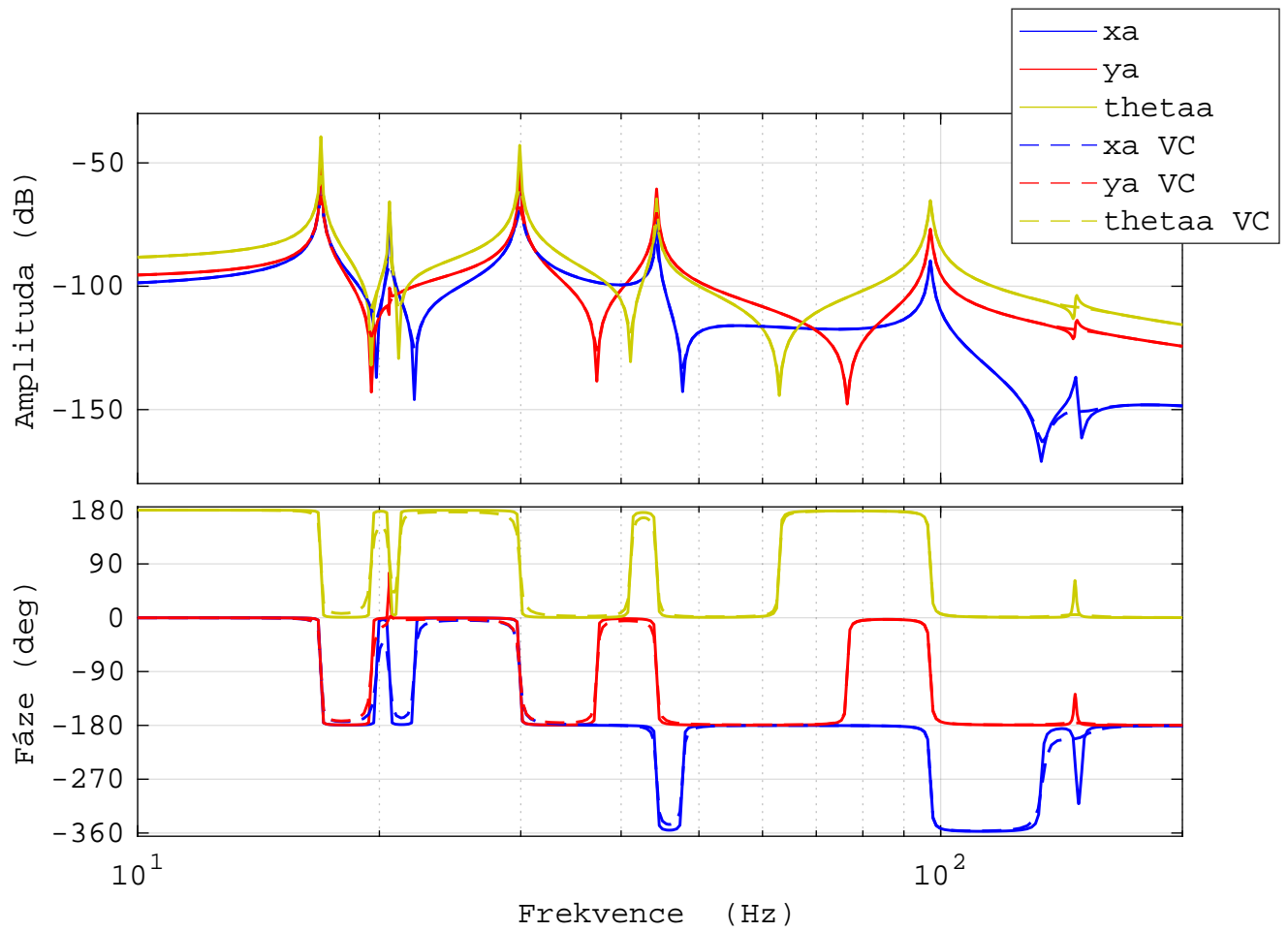
m_c	m_h	k_F	k_B	R	L	τ_E
82.8g	412.9g	17.8N/A	17.8V/m/s	6.7Ohm	3.1mH	0.46ms
$P_{F_{max}}$	F_{max}	F_{con}	$U_{F_{max}}$	$I_{F_{max}}$	l	Δl
107.2W	71.2N	28.5N	26.8V	4A	66mm	+ - 7,6mm

Tabulka 3: Parametry vybraného Voice-Coil aktuátoru

Na Obr. 21 můžeme vidět charakteristiku systému, do něhož jsou implementované pouze neřízené cívkové aktuátory. Můžeme vidět, že dochází k lehkému tlumení. Je to vlivem indukovaných napětí v cívce pevně spojeného aktuátoru s rámem.



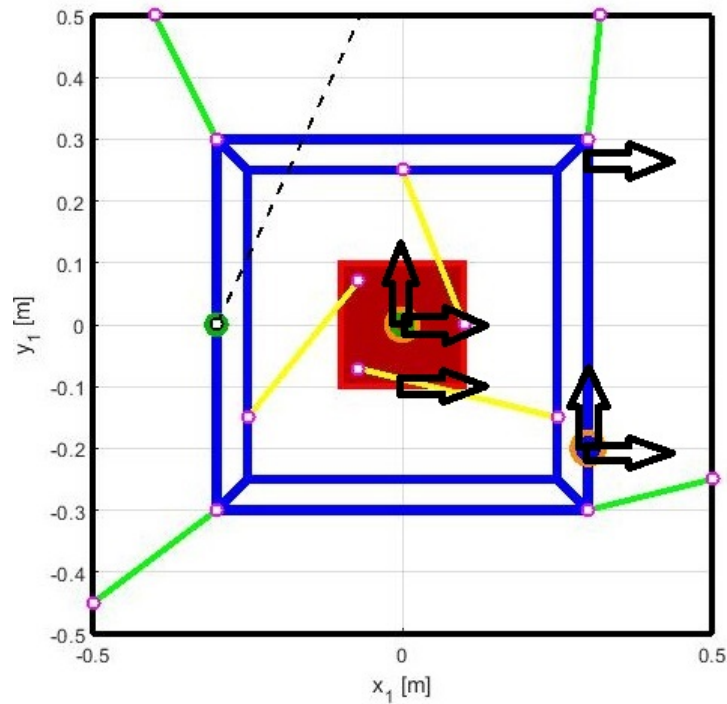
Obrázek 20: Vybraný Voice-Coil aktuátor



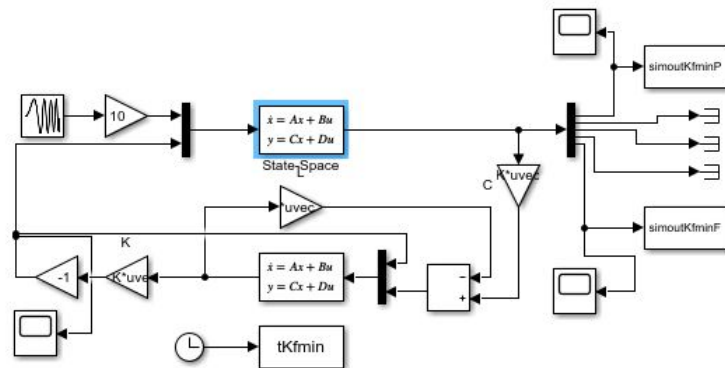
Obrázek 21: Bodeho diagram platformy a platformy s nainstalovanými neřízenými aktuátory

6 Umístění senzorů a stavový pozorovatel

Ve většině praktických případů je velice obtížné získat plný stavový vektor. Tomu tak je i v našem případě. Místo pokusů o měření poloh a rychlostí použijeme jako senzory akcelerometry, které umístíme tak, jak je vidět na následujícím obrázku. Volíme tři na platformu i na absorbér, abychom na obou zajistili měření zrychlení ve dvou navzájem kolmých osách a geometrickou transformací i úhlové zrychlení. Dalšími třemi měřeními výstupy budou proudy v cívkách. Blokové schéma zapojení stavového pozorovatele můžeme nalézt na Obr.23



Obrázek 22: Umístění akcelerometrů na platformě



Obrázek 23: Blokový diagram stavového pozorovatele

7 Syntéza řízení - Lineární kvadratický regulátor

7.1 Úvod

Prvním způsobem řízení jsem zvolil zpětnovazebné stavové řízení s využitím lineárního kvadratického regulátoru.

Jedná se o druh tzv. optimálního řízení. Matice zpětnovazebního zesílení K je produktem minimalizace kvadratického kritéria, které je obvykle uváděno [5] ve tvaru

$$J(u) = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} (x^T Q x + u^T R u) dt + \frac{1}{2} x^T(T) N x(T). \quad (7.1)$$

Tento druh řízení je velice rozšířený díky svým dobrým stabilizačním vlastnostem a jednoduché implementaci. Vyžaduje však vstup člověka v podobě matic Q a R , což obvykle vyžaduje iterativní postupy..

7.2 Odvození

Při odvození lineárního kvadratického regulátoru vyjdeme ze stavového popisu

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (7.2)$$

$$y = Cx + Dx \quad (7.3)$$

Hledáme u takové, abychom minimalizovali kvadratické kritérium J

$$J(u) = \frac{1}{2} \int_0^T (x^T Q x + u^T R u) dt + \frac{1}{2} x^T(T) N x(T), \quad (7.4)$$

kde $Q \geq 0$ je pozitivně definitní matice a $R > 0$ je pozitivně semidefinitní matice. Q a R jsou nazývány penalizační, anebo váhové matice. jedná se o problém vázaného extrému.

Vytvoříme Hamiltonián

$$H = \frac{1}{2} (x^T Q x + u^T R u) + p^T (Ax + Bu), \quad (7.5)$$

kde p je v tomto problému Lagrangeovým multiplifikátorem.

Okrajové podmínky jsou

$$x(t_0) = x_0 \quad (7.6)$$

Z podmínek optimality plyne následující

$$\frac{\partial H^T}{\partial p} = \dot{x} = Ax + Bu \quad (7.7)$$

$$-\frac{\partial H^T}{\partial x} = \dot{p} = -Qx - A^T \lambda \quad (7.8)$$

$$\frac{\partial H^T}{\partial x} = 0 = Ru + B^T p \quad (7.9)$$

Z rovnice 7.9 plyne

$$u = -R^{-1}B^T p \quad (7.10)$$

S pomocí této znalosti můžeme přeformulovat základní rovnici dynamiky systému 7.2 v

$$\dot{x} = Ax - BR^{-1}B^T p \quad (7.11)$$

a vytvořit soustavu

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{p} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & -BR^{-1}B^T \\ -Q & -A^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ p \end{bmatrix}, \quad (7.12)$$

kde

$$H = \begin{bmatrix} A & -BR^{-1}B^T \\ -Q & -A^T \end{bmatrix} \quad (7.13)$$

je matice, jež popisuje svázanou dynamiku x a p . Zavedeme-li

$$p = Px, \quad (7.14)$$

pak z vlastností matice H musí platit

$$0 = A^T P + PA + Q - PBR^{-1}B^T P, \quad (7.15)$$

což je známo jako Algebraická Ricattiho rovnice. Vektor řízení u poté můžeme vyjádřit jako

$$u = -R^{-1}B^T p = -R^{-1}B^T P x = -Kx, \quad (7.16)$$

z čehož plyne, že můžeme realizovat optimální řízení s minimalizací kvadratického kritéria J pomocí zpětnovazebního řízení při známosti plného vektoru stavů x .

7.3 Volba matic Q a R

Matice Q a R se obvykle volí jako diagonální matice. Jednotlivé prvky matic odpovídají relativní důležitosti stavů, jimž náleží. Odpovídající si prvky můžeme nalézt v následujících tabulkách. Čím vyšší hodnota q_i , tím vyšší relativní důležitost prvku x_i stavového vektoru x a tudíž jeho vyšší potlačení při realizaci minimalizace kvadratického kritéria J . Analogicky platí to samé pro prvky r_i a jim odpovídajícím prvkům u_i řídicího vektoru u .

$$Q = \begin{bmatrix} q_1 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & q_n \end{bmatrix}, R = \begin{bmatrix} r_1 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & r_n \end{bmatrix} \quad (7.17)$$

q_1	q_2	q_3	q_4	q_5	q_6	q_7	q_8	q_9	q_{10}	q_{11}	q_{12}	q_{13}	q_{14}	q_{15}
x_p	y_p	θ_p	\dot{x}_p	\dot{y}_p	$\dot{\theta}_p$	x_a	y_a	θ_a	\dot{x}_a	\dot{y}_a	$\dot{\theta}_a$	i_{act1}	i_{act2}	i_{act3}

Tabulka 4: Prvky stavového vektoru x odpovídající diagonálním prvkům matice Q

r_1	r_2	r_3
ue_{act1}	ue_{act2}	ue_{act3}

Tabulka 5: Prvky řídicího vektoru u_{act} odpovídající diagonálním prvkům matice R

Prvky matice q_i se často volí jako maximální očekávaná/přípustná hodnota $\frac{1}{x_i^2}$, tedy

$$q_i \approx \frac{1}{x_i^2} \quad (7.18)$$

Tento postup však není generický a nezaručuje vždy očekávané výsledky. Je dobré si také uvědomit, že více než na absolutních hodnotách jednotlivých vah záleží na jejich velikosti vzájemné. Pokud existují stavy, jejichž vývoj pro nás není podstatný, můžeme jejich váhovému kritériu určit hodnotu jedna a vzhledem v němu poté určit relativně ostatní váhová kritéria. Často se tento případ využívá, pokud se máme tzv. "cheap control". To je situace, kdy máme řídicí veličinu v dostatečném množství a nemusíme se vzhledem k vlastnostem systému, zabývat jejím omezením.

Jak bylo zmíněno syntéza LQR regulátoru vyžaduje většinou iterativní postup. U jednodušších systémů lze postupovat ad hoc a manuálně měnit jednotlivé penalizační parametry na základě chování systému.

U složitějších systémů je výhodné, občas ba přímo nutné, vyvinout optimalizační mechanismu, který nalezne potřebné penalizační parametry takovým způsobem, aby výsledný sys-

tém splňoval námi definované vlastnosti. Takovouto optimalizací se budu zabývat na následujících stranách.

Pro začátek, abychom zjistili základní odezvu systému na volbu parametrů, byla provedena syntéza regulátoru na základě následujících hodnot

q_1	q_2	q_3	q_4	q_5	q_6	q_7	q_8	q_9	q_{10}	q_{11}	q_{12}	q_{13}	q_{14}	q_{15}
10^{11}	10^{11}	10^{11}	10^{11}	10^{11}	10^{11}	1	1	1	1	1	1	1	1	1

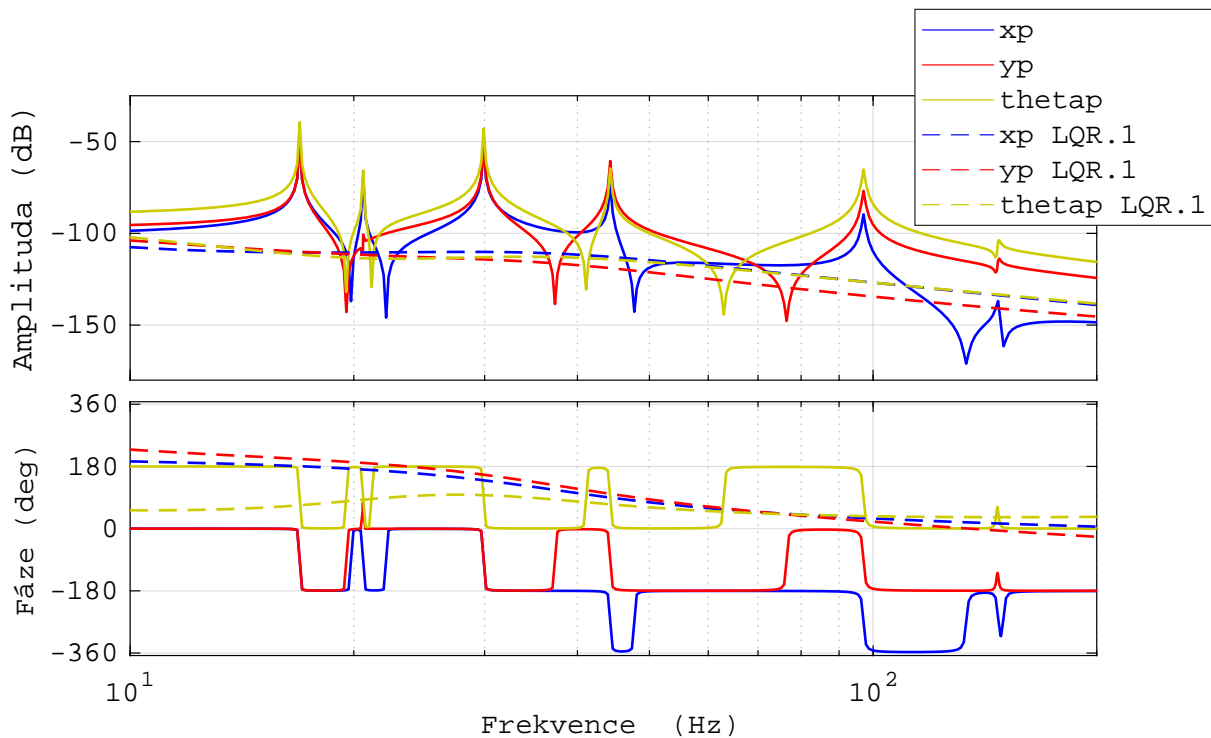
Tabulka 6: Hodnoty prvků matice Q pro první iteraci

r_1	r_2	r_3
1	1	1

Tabulka 7: Hodnoty prvků matice R pro první iteraci

Tyto hodnoty volíme vzhledem k celkovému cíli regulace - uklidnění platformy, tudíž penalizujeme výchylku platformy a rychlost platformy. Označme tento regulátor pro potřeby další orientace jako LQR.1.

Vlastnosti řízeného systému lze sledovat na následujícím Bodeho diagramu

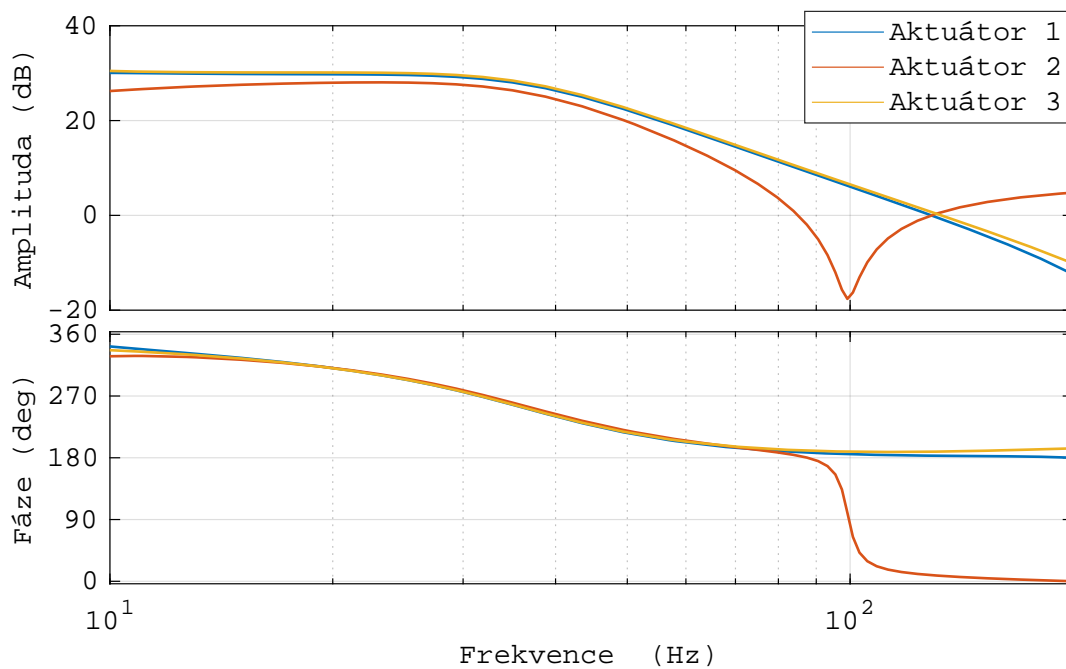


Obrázek 24: Bodeho diagram výchylky neřízené platformy a řízené platformy s LQR.1

Skutečně došlo ke značnému vyrovnání amplitudové charakteristiky a jejímu podstatnému snížení v bodech rezonancí. Nicméně jelikož jsme nepenalizovali vstupy a naše aktuátory mají omezené pole akčních zásahů, je třeba sledovat i přenos mezi vnějším buzením a aktuální silou. Jeho Bodeho diagram můžeme nalézt na následujícím obrázku.

Na něm je jasně vidět, že dochází k vysokému přenosu na všechny tři aktuátory. Vzhledem k námi vybraným aktuátorům je zřejmé, že by kontrolér v praxi již při malé budící síle požadoval větší akční zásahy, než na které jsou dimenzované.

V následující stati se budu věnovat optimalizaci, jež má za cíl získat takový řídicí vztah $u = -Kx$, jež zajistí optimalitu nalezeného řešení a zároveň bude dodržovat limity akčních sil.



Obrázek 25: Bodeho diagram pro přenos budící síly na síly aktuátorů - verze LQR.1

7.4 Optimalizace prvků matic Q a R

V této sekci se budu věnovat optimalizaci matic Q a R. Využil jsem k tomu optimalizačního toolboxu programu MATLAB. Prvně si definujeme cílovou funkci, pomocí níž budeme posuzovat kvalitu řízení

$$CF = v_{xMAX}^2 + v_{yMAX}^2 + v_{xMAX}v_{yMAX}. \quad (7.19)$$

Volba kvadratických kritérií je obecně vhodná z hlediska konvergence metod. Smíšený člen $v_{xMAX}v_{yMAX}$ nám zajistí, že se nebudou maximální rychlosti navzájem kompenzovat.

Definujme si též testovací funkci

$$TF(t) = 10 * \sin(2\pi(f_1 + (f_2 - f_1)\frac{t}{t_{max}})) \quad (7.20)$$

, kde f_1 a f_2 tvoří frekvenční pásmo, pro které chceme kontrolér optimalizovat. V našem případě se budeme pohybovat v rozmezí $10Hz - 200Hz$.

V každém kroku optimalizace se provádí vyhodnocení cílové funkce CF , z hodnot výstupů modelu, které jsou získány simulací při zátěži funkcí TF , pomocí funkce $lsim()$. V každém běhu zátěžné funkce také vyhodnocujeme síly, které jsou nárokovány řízením na aktuátorech. Pokud tyto síly přesáhnou stanovenou mez, zatíží se cílová funkce penalizací 10^{10} . Nominální síly aktuátorů jsou $28,5N$, pro optimalizaci byla tato mez stanovena na $25N$. K vlastní optimalizaci jsem přistoupil dvoufázově.

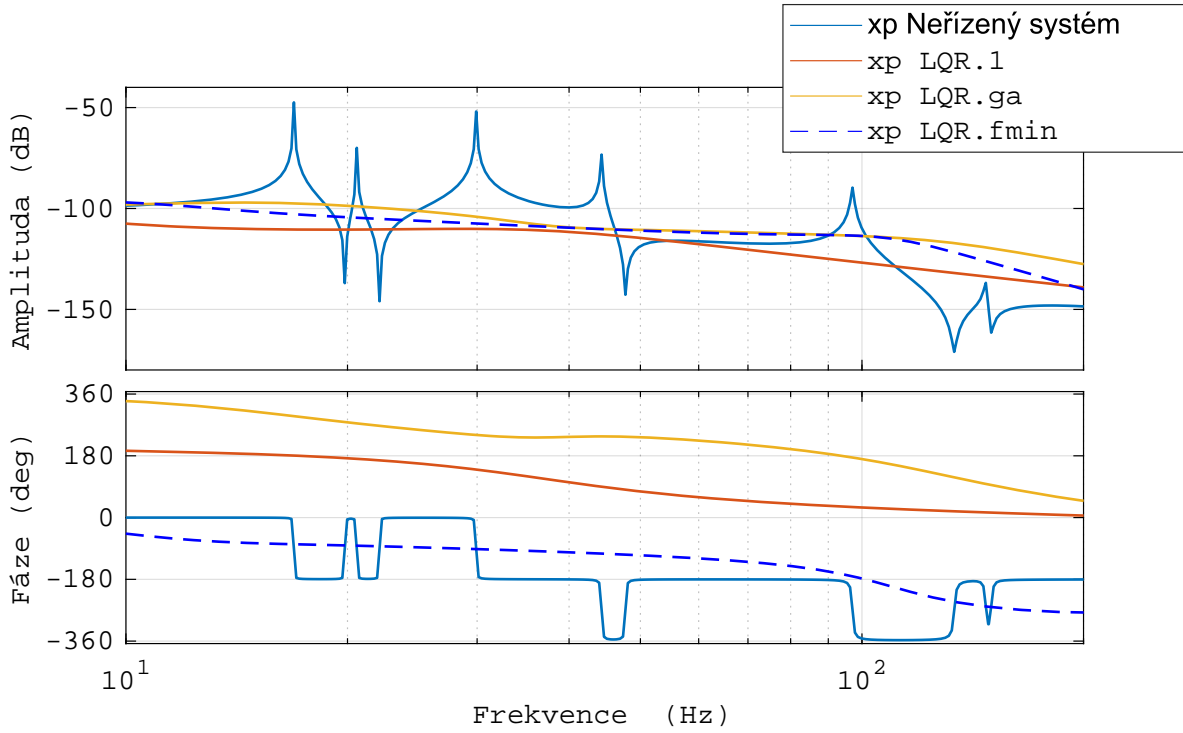
V prvním kroku jsem zvolil globální genetický algoritmus. V MATLABu je tento algoritmus dostupný pod funkcí $ga()$. Cílem hledání bylo pět parametrů. Matici Q jsem rozdělil do pěti kvalitativně si odpovídajících částí (výchyly platformy, rychlosti platformy, výchyly absorbéru, rychlosti absorbéru a proud v aktuátorech). Hodnoty matice R zůstaly zafixované na hodnotě 100. To je důležité vzhledem ke konstrukci funkce J a tvorbě matice K . Jak bylo řečeno záleží zejména na vzájemných poměrech mezi prvky penalizační matice, a pokud bychom jeden bod nezafixovali, genetický algoritmus by měl potíže s konvergencí. Dolní mez byla určena jako 1, neb se potřebujeme pohybovat v kladných číslech, kvůli požadavku pozitivní definitnosti. Za horní mez byla zvolena hodnota $q1 - q1$ z předchozí části, tudíž 10^{11} .

Optimalizované hodnoty bloků penalizační matice Q sloužil jako základ pro simplexovou lokální metodu.

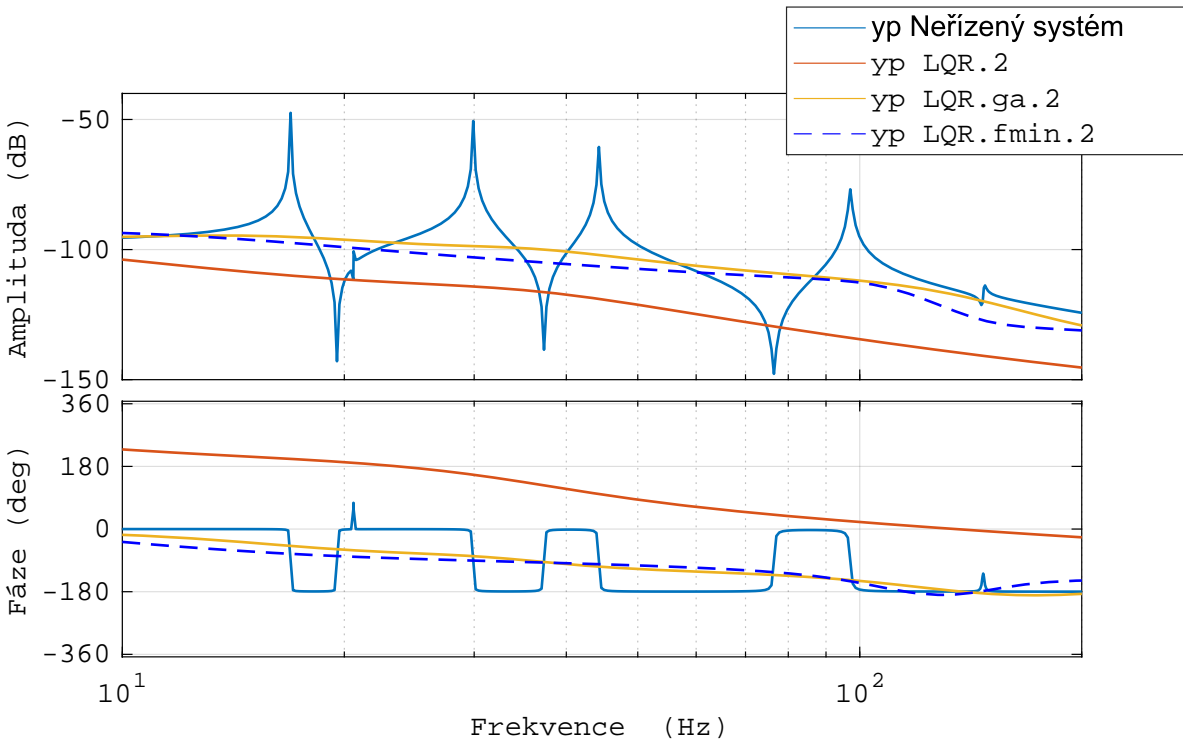
V druhém kroku, jsme využili funkce $fminsearch()$. Měli jsme nyní 18 hledaných parametrů - 15 náležitých matici Q , 3 náležití matici R .

Na následujících diagramech můžeme vidět srovnání neřízeného systému, řízeného systému $LQR.1$ získaného odhadem penalizačních matic, řízeného systému $LQR.ga$ získaného genetickým algoritmem a řízeného systému $LQR.fmin$ získaného simplexovou metodou.

Je zřejmé a očekávané, že nejlepších výkonů dosahuje řízení $LQR.1$, avšak to nesplňuje nároky na omezení akčních sil. Srovnání $LQR.fmin$ a $LQR.ga$ ukazuje zlepšení dosaženého lokálním algoritmem.



Obrázek 26: Bodeho diagram přnosu na x_p pro jednotlivé varianty LQR řízení



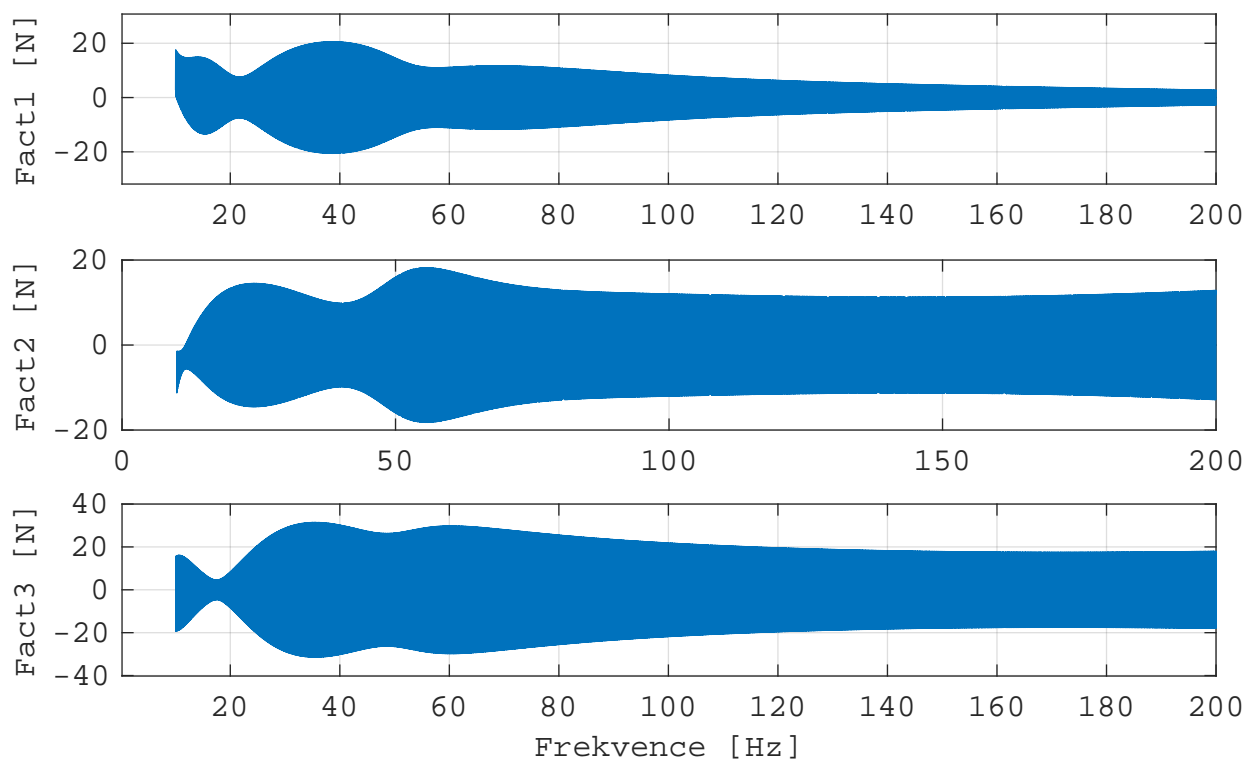
Obrázek 27: Bodeho diagram přnosu na y_p pro jednotlivé varianty LQR řízení

7.5 Výsledky

Další analýze podrobíme variantu $LQR.fmin$. Pro simulaci více odpovídající skutečnému řízení je nutno využít stavového pozorovatele. Byl vytvořen deterministický pozorovatel, jehož póly p byly zvoleny jako

$$p = 5eig(systemLQR.fmin) \quad (7.21)$$

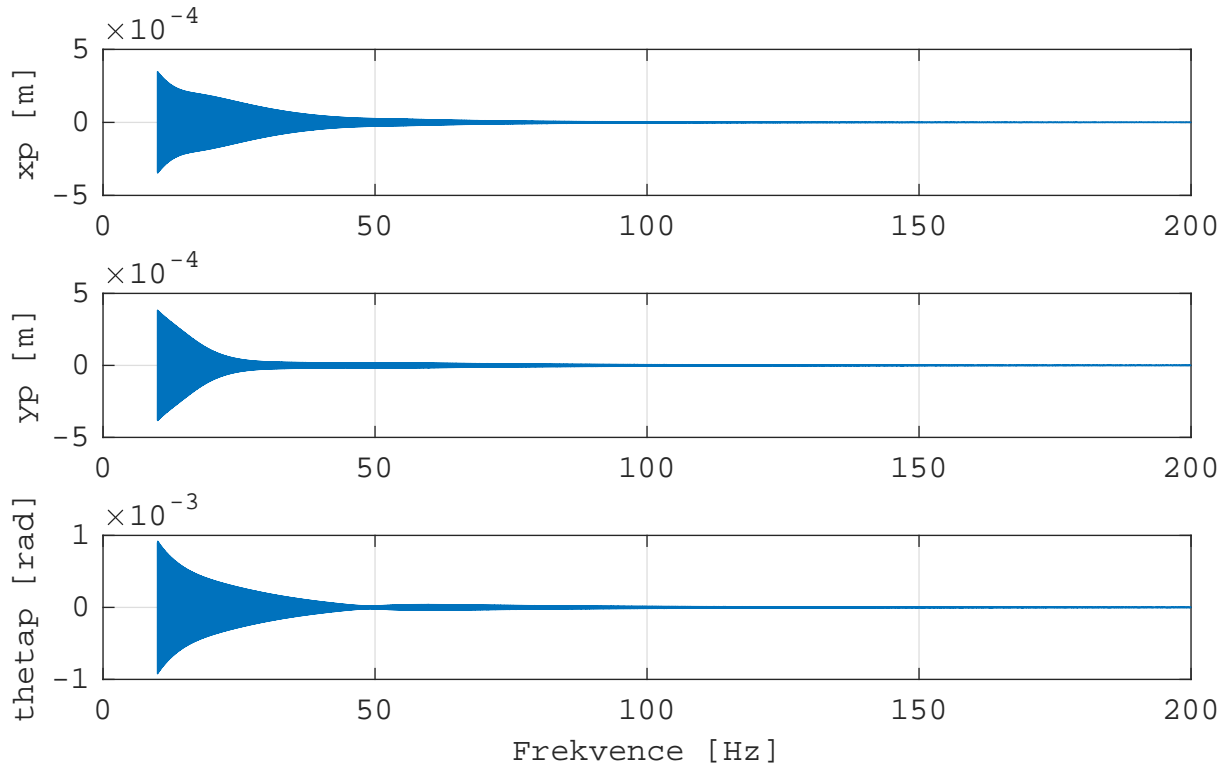
V prostředí SIMULINKu byla posléze provedena simulace se vstupem zátěžné síly typu *chirp*, jež odpovídá dříve zmiňované funkci TF . Na následujícím obrázku je patrné, že se kvalitativně podařilo dosáhnout omezení akčních sil. Pouze v případě třetího aktuátoru byla lehce překročena nominální hodnota maximální síly určená v optimalizačním algoritmu. Tento efekt je způsoben implementací stavového pozorovatele. Je tedy nutné při návrhu optimalizačního procesu počítat i s těmito efekty a buď ponechat rezervu při zadání nominální hodnoty maximální síly, anebo optimalizovat i s využitím stavového pozorovatele.



Obrázek 28: Průběh sil aktuátorů při zátěžném cyklu - LQR

Na dalším obrázku je zobrazen průběh výchylky z rovnovážné polohy. Můžeme pozorovat, že při nižších frekvencích dosahuje kontrolér řádově horších výsledků, než při vyšších frekvencích. Pokud bychom chtěli změnit rozložení maximálních výchylek vzhledem k frekvenci, museli bychom upravit cílovou funkci optimalizačního algoritmu. Ten v tomto případě

pracuje se stejnou vahou pro všechny části zvoleného frekvenčního spektra. Naším cílem však bylo uklidnit chování v celém spektru.



Obrázek 29: Průběh posuvů při zátěžném cyklu - LQR

8 Syntéza řízení - Prediktivní řízení

8.1 Úvod

Prediktivní řízení je velice vyspělá regulační technika, která je v praxi často užívána. Motivací jejího vzniku byla snaha při plánování a řízení využít co nejlepším způsobem dostupné zdroje. V předchozím případě jsme řešili problém zatížení akčních prvků, jež jsme museli řešit nepřímo pomocí optimalizace. Prediktivní řízení přináší nástroje, jak přesně zahrnout požadavky na řídicí kroky do syntézy řízení. Dle [9] pod pojmem prediktivního řízení můžeme identifikovat metody se společnými následujícími rysy

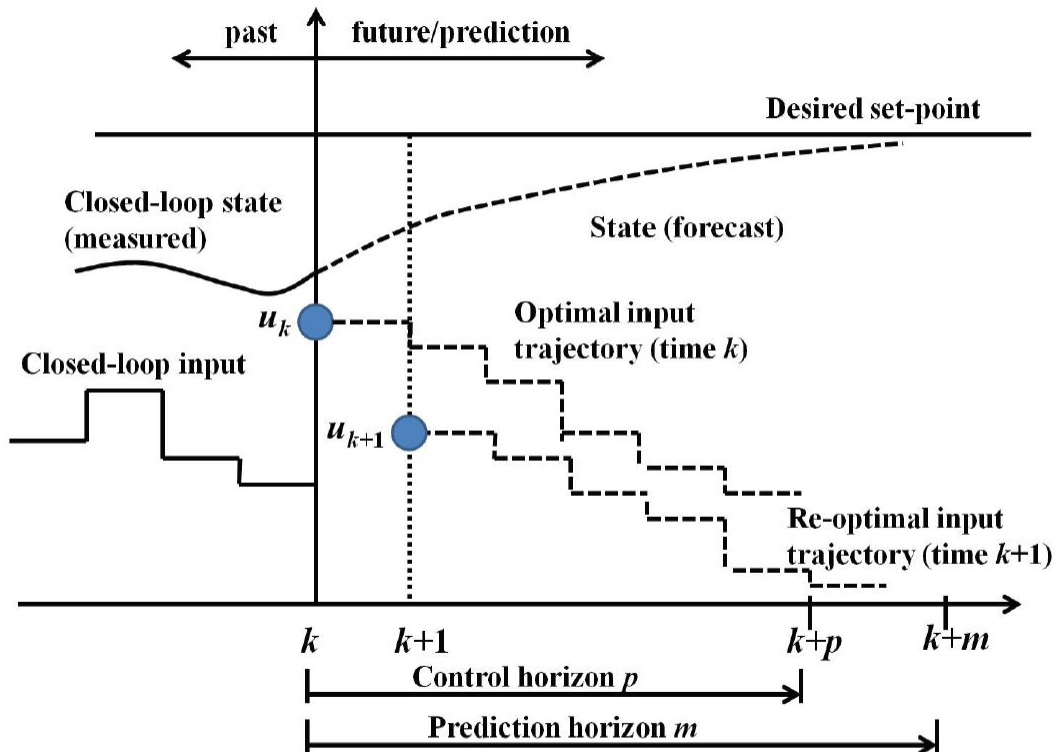
- *Matematický model je použitý na predikci budoucího řízení*
- *Dopředu známe trajektorii žádané veličiny*
- *Výpočet posloupnosti budoucích akčních zásahů zahrnuje i minimalizaci účelové funkce s budoucími hodnotami přírůstků akčního zásahu a regulační odchylky*

- *Pouze první zásah je realizovatelný a celý postup minimalizace funkcionálu se opakuje v periodě vzorkování - tzv. pohyblivý horizont*

Princip fungování prediktivního řízení můžeme sledovat na Obr. 37. Model soustavy je diskretizován a použit v bodě k k predikci m následujících kroků - stavů a výstupů systému. Posléze se určí posloupnost p akčních zásahů. To se děje na základě minimalizace zvoleného kritéria a omezení daných na velikost akčních zásahů.

Z celé posloupnosti akčních zásahů se posléze použije pouze první a proces se znovu opakuje v bodě $k + 1$.

Prediktivní kontrolér tedy v rámci svého akčního taktu v každém bodě provede definovanou optimalizační úlohu. To značí zvýšené nároky na hardware, neb musí být schopný dostatečně rychle získat kýžené řešení. Pro tyto účely byly taktéž vyvinuty efektivní algoritmy z oblasti kvadratického programování, jež jsou již v průmyslovém kontrolérech zakomponovány.



Obrázek 30: Princip fungování prediktivního řízení [3]

8.2 Diskretizovaný stavový popis a predikce

K popisu systému budeme znovu používat již vytvořeného stavového modelu. Ten je však nutno diskretizovat. V prostředí MATLABu k tomu můžeme využít funkce $c2d()$. Příslušné rovnice potom nabývají tvaru

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) \quad (8.1)$$

$$y(k) = Cx(k) \quad (8.2)$$

Další stav v bodě $k+2$ je již možné zapsat pouze jako kombinaci akčních zásahů a stavu $x(k)$

$$x(k+2) = Ax(k+1) + Bu(k+1) \quad (8.3)$$

$$x(k+2) = A(Ax(k) + Bu(k)) + Bu(k+1) \quad (8.4)$$

$$x(k+2) = A^2x(k) + ABu(k) + Bu(k+1) \quad (8.5)$$

Doplníme-li rekurzivně až ke zvolenému horizontu n predikcí, můžeme zapsat vztahy maticově jako

$$\begin{bmatrix} x_{k+1} \\ x_{k+2} \\ \vdots \\ x_{k+n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A \\ A^2 \\ \vdots \\ A^n \end{bmatrix} x_k + \begin{bmatrix} B & 0 & \cdots & 0 \\ AB & B & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ A^{n-1}B & A^{n-1}B & \cdots & B \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_k \\ u_{k+1} \\ \vdots \\ u_{k+n-1} \end{bmatrix} \quad (8.6)$$

$$x_{k|k+n} = Fx_k + Hu_{k|k+n} \quad (8.7)$$

$$\begin{bmatrix} y_{k+1} \\ y_{k+2} \\ \vdots \\ y_{k+n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} CA \\ CA^2 \\ \vdots \\ CA^n \end{bmatrix} x_k + \begin{bmatrix} CB & 0 & \cdots & 0 \\ CAB & CB & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ CA^{n-1}B & CA^{n-2}B & \cdots & CB \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_k \\ u_{k+1} \\ \vdots \\ u_{k+n-1} \end{bmatrix} \quad (8.8)$$

$$y_{k|k+n} = F_y x_k + H_y u_{k|k+n} \quad (8.9)$$

Indexy $k+1$ mají stejný význam jako $(k+1)$, jedná se pouze o rozdílný způsob zápisu. Znak $x_{k|k+n}$ značí vektor skládající se z jednotlivých predikovaných výstupů x_{k+1} až x_{k+n} .

Kritérium řízení můžeme volit několika způsoby. Jedním z nejčastějších, je obdoba kvadratického kritéria u LQR regulátoru.[2]

$$J = x_{k+n}^T Q x_{k+n} + u_{k|k+n}^T R u_{k|k+n} \quad (8.10)$$

Do tohoto kritéria však vstupují námi predikované stavy. Na základě předchozích odvození můžeme získat následující tvar kritéria

$$J = (x_k^T F^T + u_{k|k+m}^T H^T)Q(Hu_{k|k+m} + Fx_{k+n}) + u_{k|k+m}^T R u_{k|k+m}, \quad (8.11)$$

kteřé se snažíme minimalizovat. Pro nalezení minima položíme derivaci J dle u rovnu nule

$$\frac{dJ}{du} = (H^T QH + R)u_{k|k+m} + 2x_k^T F^T QH = 0, \quad (8.12)$$

čímž jsme získali vztah

$$u_{k|k+m} = -(H^T QH + R)^{-1} 2x_k^T F^T QH. \quad (8.13)$$

Řešení tedy získáme vyřešením soustavy algebraických rovnic při němž aplikujeme podmínky

$$u_{min} < u < u_{max}. \quad (8.14)$$

V prostředí MATLABu je výpočetně účelnější využít možnosti funkce *quadprog()*, jež implementuje principy kvadratického programování a je vhodná pro použití s naším kritériem.

8.3 Predikční a kontrolní horizont

Před začátkem simulace je nutné si určit predikční a kontrolní horizont. Tyto dva parametry jsou obecně rozdílné, můžeme je však volit i stejně. Oba bychom měli volit na základě zvoleného časového kroku při diskretizaci, frekvenčních vlastnostech soustavy a předpokládaném zatížení.

Naše soustava byla diskretizována s krokem $Ts = 1ms$. Stejně jako v předchozím případě budeme hledat řízení pro frekvenční pásmo $10-200Hz$. Abychom zahrnuli v predikci i nejpočetnější frekvence, je třeba volit predikční horizont alespoň 100 kroků. Bylo však simulacemi ověřeno, že predikce vyšších řádů ztrácí na přesnosti. Dávám to za vinu, mimo diskretizace samotné, zaokrouhlovacím chybám. Pro m . predikci je potřeba matici A m -krát umocnit. Při takto vysokých řádech predikce pak přesnost výsledku závisí vzhledem k zaokrouhlovacím chybám i na kvalitě konstrukce matice A .

Hodnoty penalizační matice Q byly voleny tak, že výchylkám a rychlostem platformy byla přiřazena hodnota 10^7 . Ostatní prvky byly rovny jedné, včetně matice R . Bylo ověřeno, že pro vyšší penalizační řády než 10^7 se systém stává nestabilním, což může znovu svědčit o numerických problémech při simulaci.

Horizont kontrolní je logicky možno určit jako maximálně stejně daleký jako je horizont predikční. Bylo ověřeno však, že vyšší kontrolní horizonty nevedou k lepšímu řešení, ba naopak, výsledky simulace se od určitého bodu začali zhoršovat. Při vysokém kontrolním horizontu musí kontrolér pracovat s větším počtem neznámých, což může vést k nepřesnosti jejich výpočtu. Je nutné tedy volit mezi přínosem, který delší kontrolní horizont přináší z hlediska optimality řešení a numerickou podmíněností takového řešení. Při praktické implementaci je také potřeba zajistit, aby výpočet proběhl dostatečně rychle vzhledem k určené vzorkovací frekvenci.

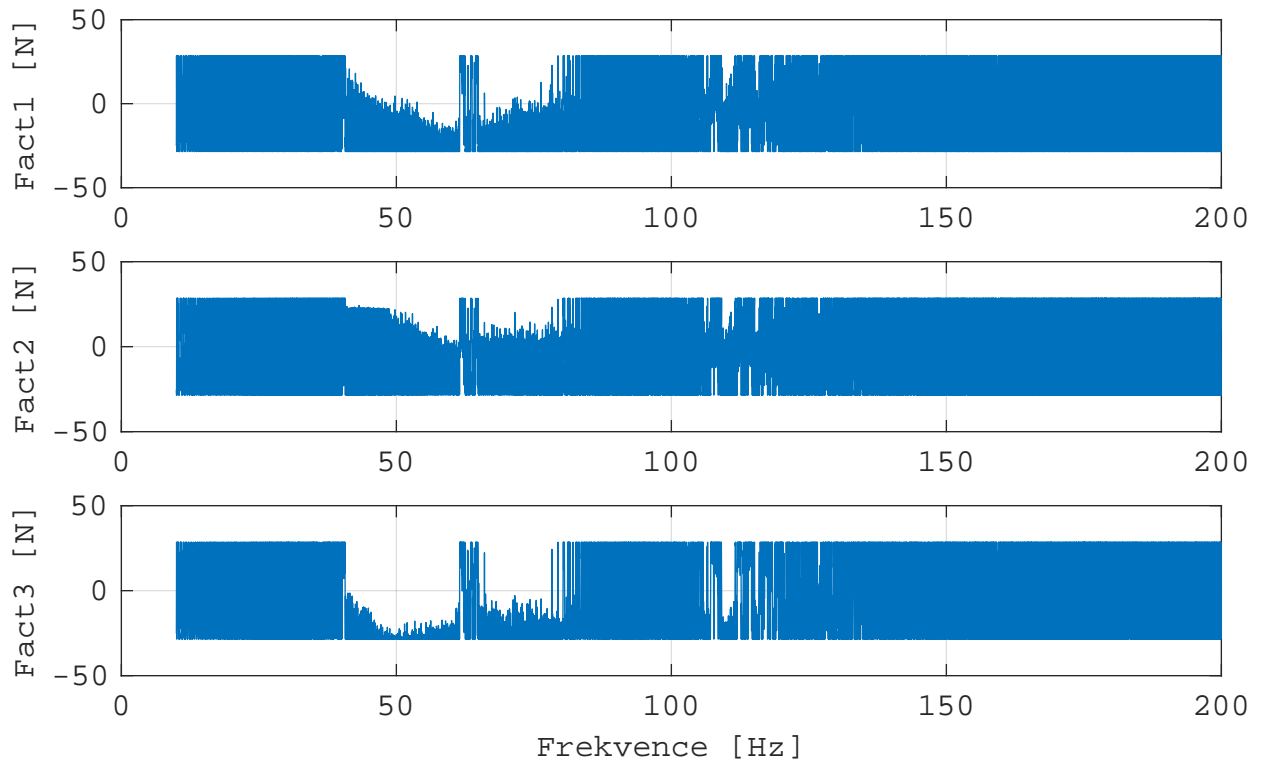
V našem případě byl po několika iteracích zvolen predikční horizont 200 kroků, tj. $0,2s$ a kontrolní horizont 21 kroků, tzn. $0,021s$.

Před během simulace je ještě nutno definovat podmínky omezující akční zásahy. Z logiky elektrodynamického chování Voice Coil aktuátoru, je jeho vstupem napětí. Jelikož je časová konstanta aktuátoru zhruba poloviční, než je krok diskrétního modelu, můžeme si dovolit omezit vstupní hodnoty u hodnotou napětí, která odpovídá námi požadované maximální síle po pomnutí přechodového jevu. Tento předpoklad se nám dle výsledků splnil.

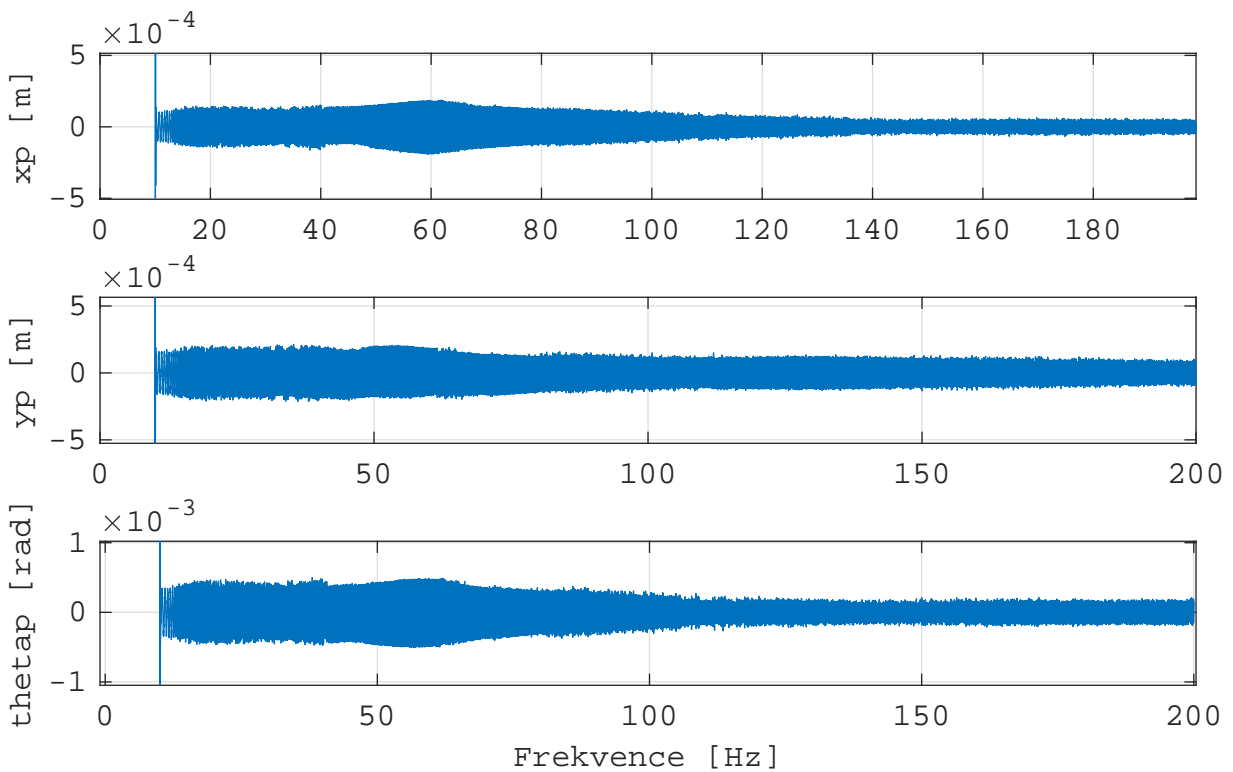
8.4 Výsledky

Na následujícím obrázku můžeme vidět průběh síly při využití prediktivního řízení. Je patrné, že je často využíván plný akční rozsah. Ač to nemusí být na první pohled patrné, aktuální síly mají stále kmitavý průběh. Na obrázku je patrná spíše obálka tohoto děje.

Průběh posuvů nemá tak dobrý charakter jako u řízení LQR. V nižších frekvencích sice dosahuje lepších výsledků, po většinu spektra však značně zaostává. Na druhou stranu je ale charakteristika plochá bez rezonančních špiček.



Obrázek 31: Průběh sil aktuátorů při zátěžném cyklu - prediktivní řízení



Obrázek 32: Průběh posuvů při zátěžném cyklu - prediktivní řízení

9 Řízení celkově optimalizovaného absorbérů

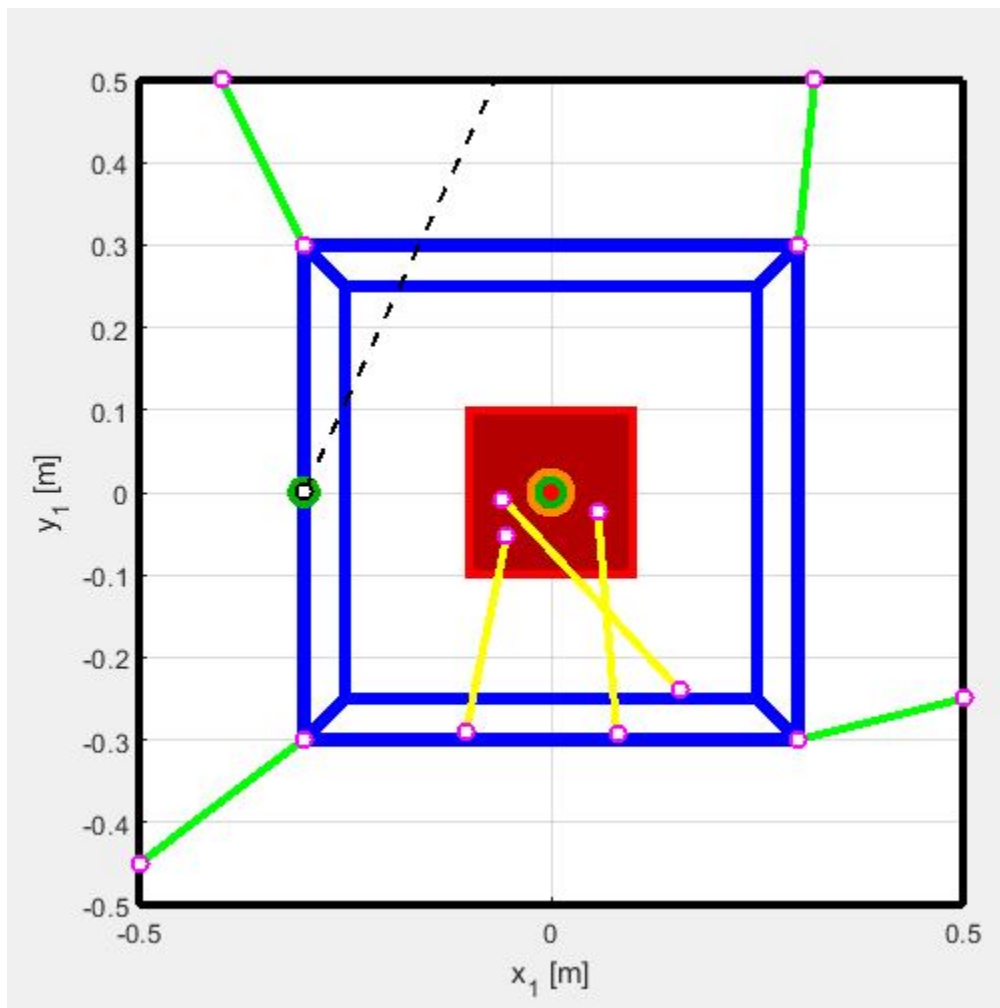
V předchozích částech práce jsem se věnoval syntéze řízení platformy s hltičem popsané v kapitole 4. U platformy byly optimalizovány pouze tuhosti zavěšení absorbérů za dané geometrie.

V diplomové práci [4] se Ing. Hlaváček věnoval celkové optimalizaci dynamického hltiče. Předmětem jeho zájmu byla geometrie, hodnota tuhosti a tlumení zavěšení absorbérů. Mým cílem nyní bude zjistit, zda lze za použití aktivního řízení syntetizovaného způsobu popsanými v předešlých kapitolách zlepšit chování tohoto celkově optimalizovaného hltiče. To bude provedeno obdobně jako v předchozím případě, tedy, že se optimalizované tlumící prvky mezi absorbérů nahradí aktuátory, implementujeme popsané postupy a provedeme simulace.

Na Obr.33 můžeme vidět optimalizované hodnoty parametrů absorbérů a na Obr.34 získanou geometrii.

Optimalizační parametry	okrajové podmínky		po optimalizaci
	min	max	GA
ma [kg]	0,08	2,01	1,8719
I _{ta} [kgm ²]	1e-4	1e-3	0,0010
kLa1 [N/m]	1e4	1e5	81218
kLa2 [N/m]			51707
kLa3 [N/m]			70953
xa1 [m]	-0,1	0,1	-0,0532
ya1 [m]			-0,0516
xa2 [m]			0,0570
ya2 [m]			-0,0220
xa3 [m]			-0,0586
ya3 [m]			-0,0074
xp1 [m]	-0,3	0,3	-0,1033
yp1 [m]			-0,2907
xp2 [m]			0,0801
yp2 [m]			-0,2930
xp3 [m]			0,1567
yp3 [m]			-0,2402
CF	0	inf	0,0483

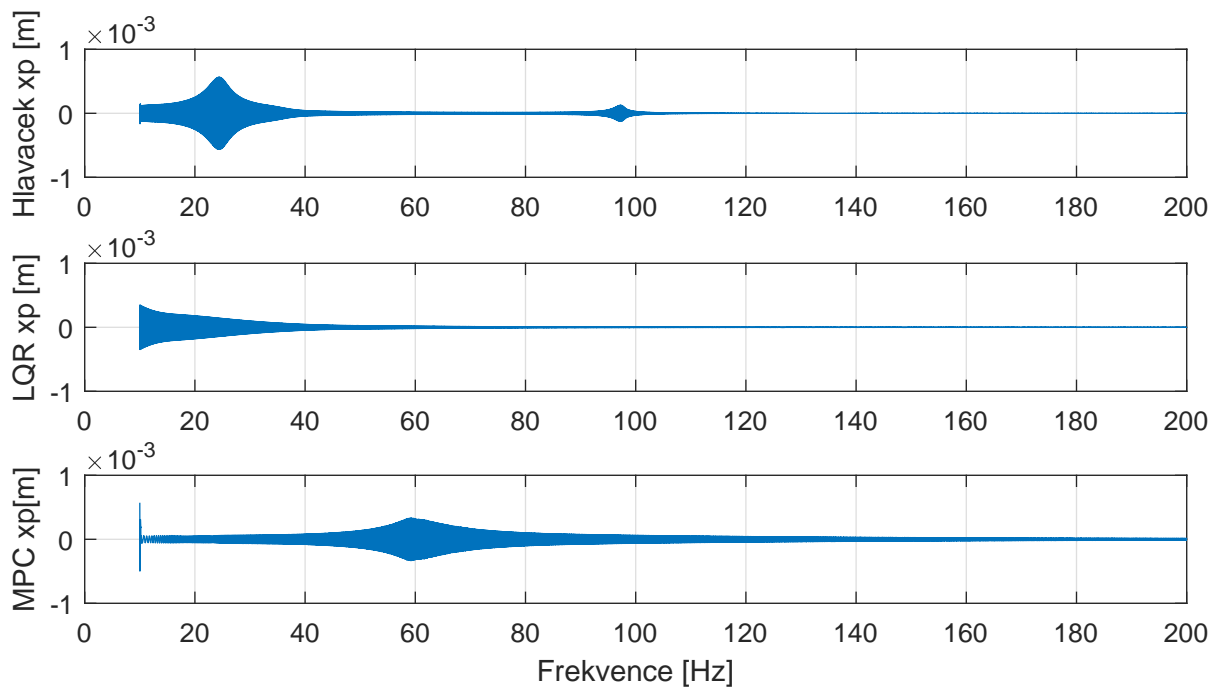
Obrázek 33: Tabulka optimalizovaných parametrů[4]



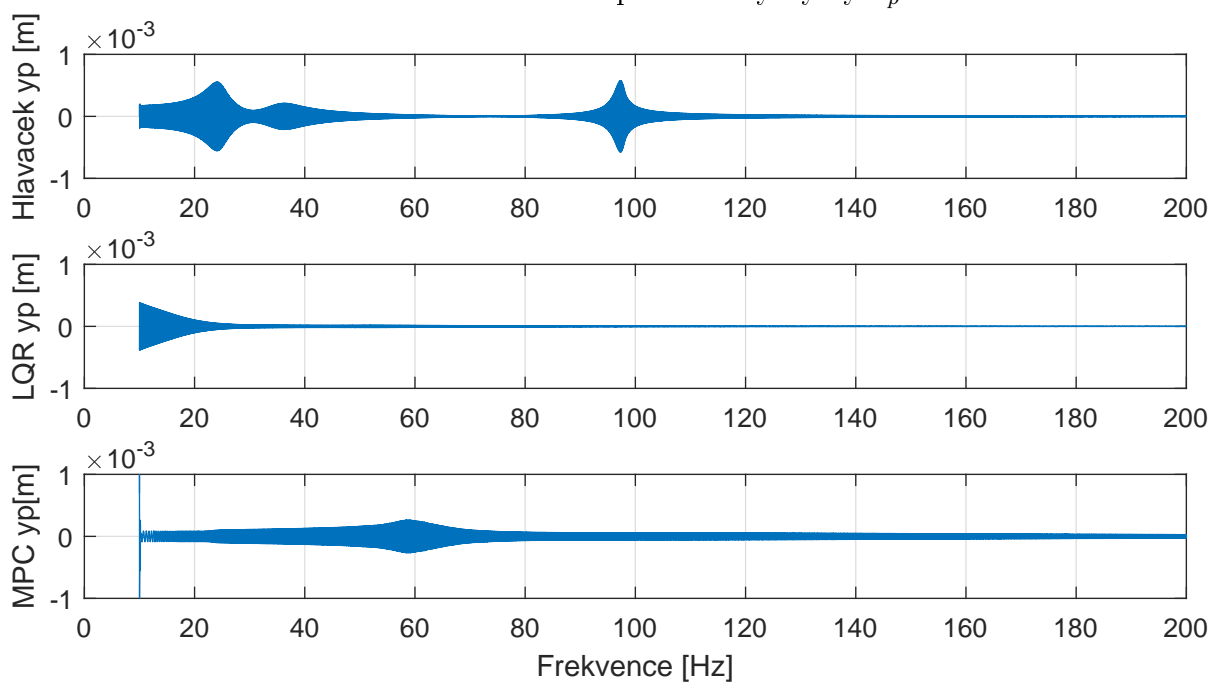
Obrázek 34: Geometrie zavěšení optimalizovaného dynamického hltiče Ing.Hlaváčka

Na následujících grafech můžeme pozorovat průběh výchylek nalaďeného pasivního tlumiče, aktivního tlumiče řízeného pomocí LQR a aktivního tlumiče s řízením prediktivním. Zřejmě nejlépe ze srovnání vychází aktivně varianta s LQR, která kromě nízkých frekvencí dobře potlačuje pohyby platformy.

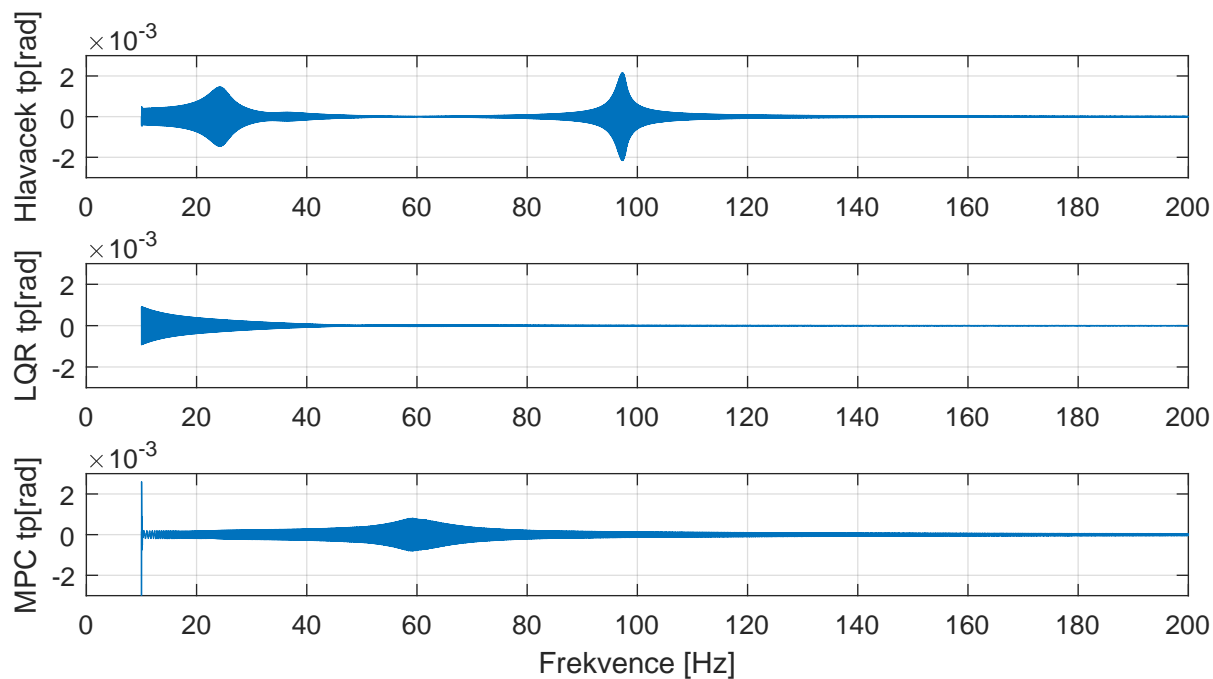
Naopak prediktivní kontrolér nedosahuje dobrých výsledků, zejména v oblasti okolo 60Hz . U obou kontrolérů bylo dosaženo požadovaného omezení na akční zásahy, jak patrně z průběhů na Obr.39 a Obr. 38.



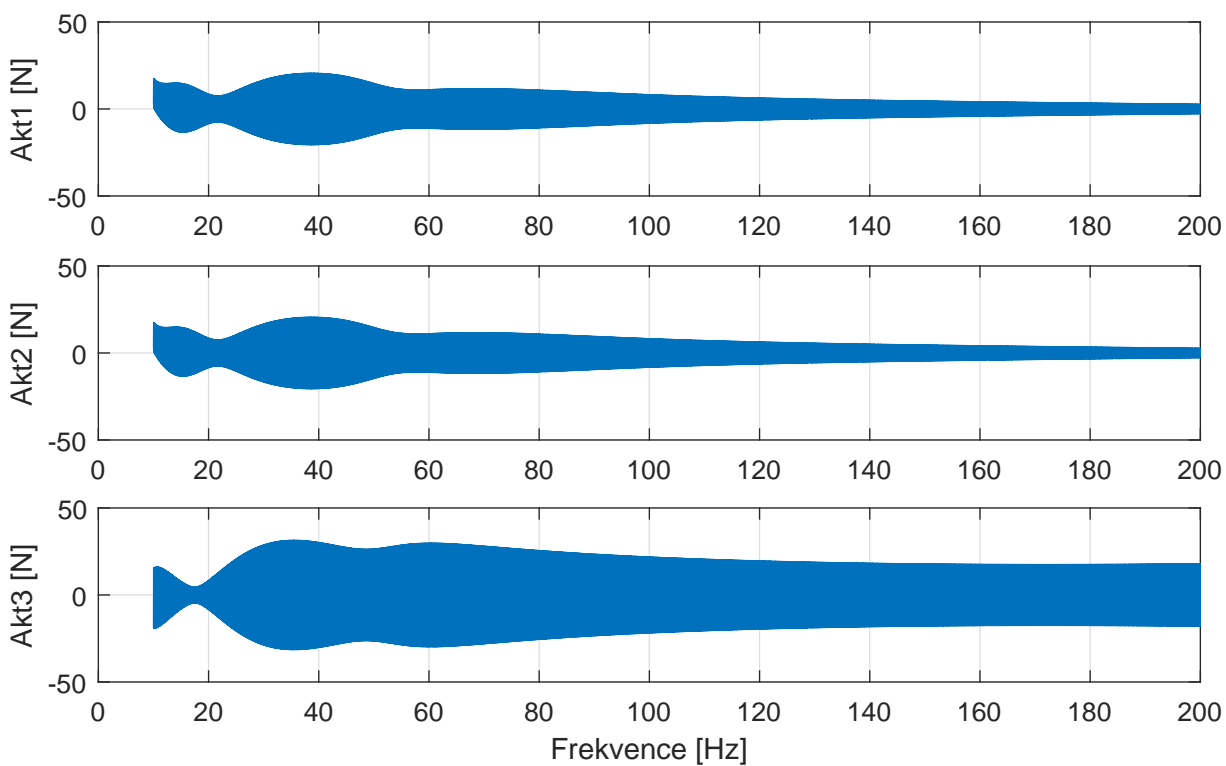
Obrázek 35: Srovnání průběhu výchylky x_p



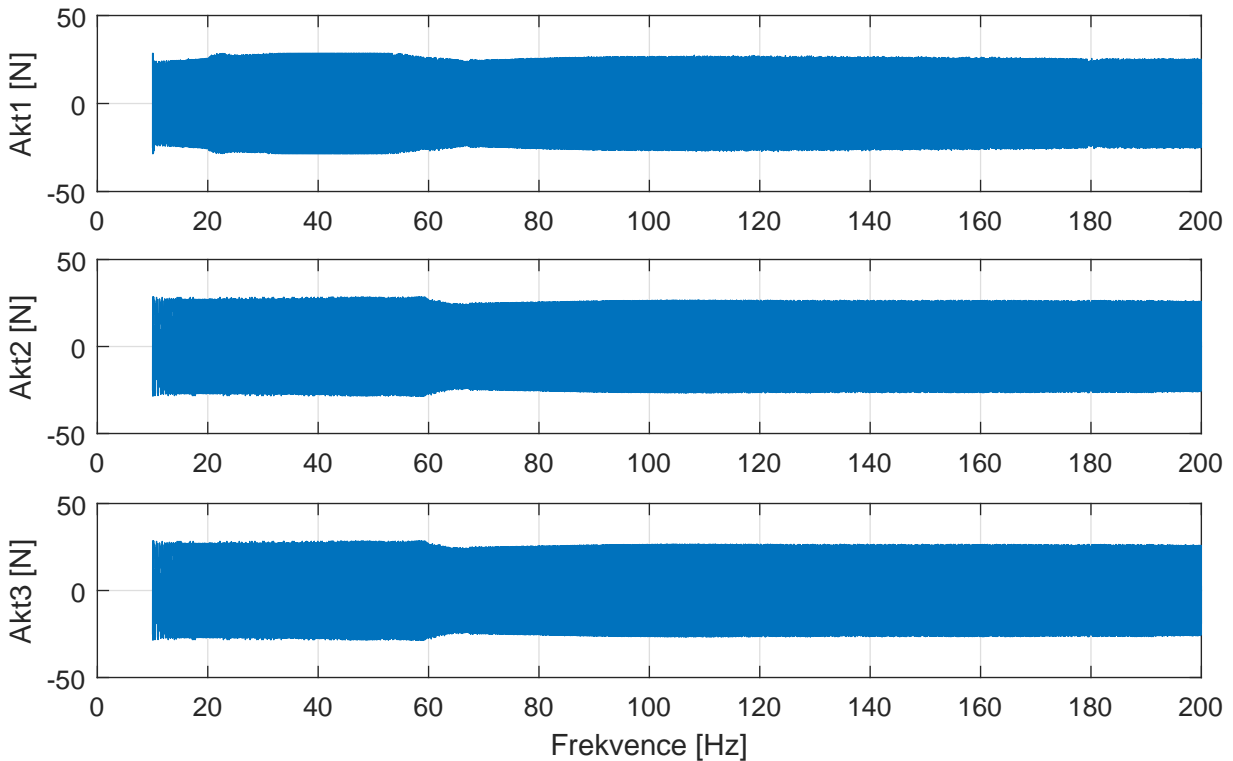
Obrázek 36: Srovnání průběhu výchylky y_p



Obrázek 37: Srovnání průběhu natočení θ_p



Obrázek 38: Průběh sil při LQR řízení



Obrázek 39: Průběh sil při prediktivním řízení

9.1 Zhodnocení

Z provedených simulací vyplývá, že oba navrhované způsoby aktivního řízení jsou přínosem v tom smyslu, že eliminují přenosové špičky zkoumané struktury.

Lepších výsledků dosahuje na první pohled LQR regulátor. Ten těží z principu optimálního řízení a je schopen efektivněji využít akčních zásahů. To můžeme pozorovat na nižších amplitudách pohybu a zároveň akčních sil. Je však třeba mít na paměti, že LQR regulátor tak, jak byl navržen v této práci neoperuje s limity pro akční zásahy. Parametry regulátoru byly, v rámci udržení kontinuity s prací Ing. Hlaváčka, optimalizovány při uvažovaném rušivém zatížení s amplitudou $10N$. Může se tedy stát, že při působení větších vnějších sil, bude soustava ve stavu takovém, kdy regulátor bude požadovat větších akčních sil, než je možno poskytnout. V ten okamžik by řízení ztratilo svou optimalitu. LQR regulátor se osvědčil ve středním a vyšším pásmu zvoleného frekvenčního spektra.

Prediktivní řízení se osvědčilo v pásmu zhruba do $35Hz$. Horší celkové výsledky ve zbytku kladu za vinu diskretizaci a horší podmíněnosti matic užívaného modelu. Ta dosahovala řádu 10^6 . Na charakteristice průběhu je patrná zvýšená oblast amplitudy okolo $60Hz$, že zhoršuje

chování systému okolo tohoto bodu. Značnou výhodou však zůstává, že tento způsob řízení v sobě implicitně zahrnuje omezení akčních sil. To v kombinaci s on-line minimalizací cílového kritéria znamená, že systém bude reagovat optimálně - vzhledem ovšem k vlastnímu kritériu - i při vyšších rušivých silách.

10 Závěr

V začátku své práce jsem se věnoval základním principům fungování a návrhu dynamických hltičů kmitů. Posléze jsem se zaměřil na aktivní řízení vibrací. Popsal jsem několik hlavních aspektů, které je potřeba zohledňovat a zmínil základní regulační přístupy.

Byl vytvořen stavový simulační model rovinné soustavy v prostředí MATLAB a analyzovány její základní dynamické vlastnosti za pomoci přenosových funkcí a impulsní charakteristiky.

Odvodil jsem základní elektrodynamické rovnice pro piezoelektrické aktuátory a pro aktuátory typu Voice Coil. Pro praktické použití jsem na základě parametrů soustavy navrhl konkrétní aktuátor typu Voice Coil. V prostředí MATLAB jsem vytvořil jeho stavový popis a pomocí rozšíření stavového vektoru jsem ho implementoval do popisu mechanické soustavy. Taktéž jsem zvolil senzory vhodné ke sledování soustavy a učil její výstupy, jež jsem užil ke konstrukci stavového pozorovatele v prostředí MATLAB a SIMULINK.

Cílem řízení bylo zlepšit tlumící vlastnosti soustavy, v rozsahu $10Hz$ až $200Hz$, vůči vnějšímu buzení o definované velikosti a zároveň dodržet dosažitelné silové parametry vybraných aktuátorů. Představil jsem dva různé způsoby řízení - optimální řízení LQR a prediktivní řízení.

Pro určení parametrů LQR řízení jsem vytvořil optimalizační algoritmus, jež při definované hodnotě silového vstupu nalézá nejvhodnější možné prvky penalizačních matic Q a R tak, aby byla dodržena stanovená omezení a simulací ověřil správnost řešení.

U prediktivního řízení jsem vytvořil predikční model a s pomocí kvadratického kritéria vytvořil model řízení. Do řízení jsem explicitně zahrnul silové omezení aktuátoru bez závislosti na vnějším zatížení, k čemuž bylo využito nástrojů kvadratického programování v MATLABu. Simulací jsem ověřil správnost řešení. Byly pozorovány a diskutovány numerické problémy řízení.

V závěru práce jsem navázal na Ing. Hlaváčka, který ve své diplomové práci optimalizoval geometrii, tuhosti a tlumení uložení absorbéru na platformě. Přejal jsem optimalizované parametry a na místo tlumení jsem vložil vybrané aktuátory. Poté jsem s využitím LQR a

prediktivního řízení simuloval chování soustavy při definovaném zátěžném cyklu a porovnal jsem výsledky s chováním optimalizovaného pasivního absorbéru s připojeným tlumením. Bylo zjištěno, že oba navržené přístupy potlačují špičky výchylek v daném zátěžném cyklu. Řízení s využitím LQR dosahovalo, až na krátký úsek při nižších frekvencích, lepšího výkonu než prediktivní řízení. Vzhledem k průběhu sil i efektivněji využívá aktuátorů. Nevýhodou LQR řízení je, že je optimalizováno na danou maximální amplitudu zátěže. V budoucí práci by se mělo zpracovat systematickým způsobem omezení akčních zásahů LQR kontroléru, případně dosáhnout zlepšení výkonu prediktivního řízení.

Odkazy

- [1] Rabih Alkhatib a M. F. Golnaraghi. “Active Structural Vibration Control: A Review”. In: *The Shock and Vibration Digest* 35 (2003), s. 367–383. DOI: 10.1177/05831024030355002. URL: <http://svd.sagepub.com>.
- [2] Eduardo F. Camacho a Carlos Bordons. *Model predictive control*. Second Edition. London: Springer, 2007. ISBN: ISBN 1-85233-694-3.
- [3] Li Dai et al. “Discrete-Time Model Predictive Control”. In: *Advances in Discrete Time Systems*. Ed. Magdi S. Mahmoud. Rijeka: InTech, 2012. Kap. 04. DOI: 10.5772/51122. URL: <http://dx.doi.org/10.5772/51122>.
- [4] Vít Hlaváček. “Návrh a optimalizace dynamického hltiče kmitů s více stupni volnosti”. Diplomová práce. Praha: ČVUT, 2017.
- [5] Eugene Lavretsky a Kevin A. Wise. “Optimal Control and the Linear Quadratic Regulator”. In: *Robust and Adaptive Control: With Aerospace Applications*. London: Springer London, 2013, s. 27–50. ISBN: 978-1-4471-4396-3. DOI: 10.1007/978-1-4471-4396-3_2. URL: https://doi.org/10.1007/978-1-4471-4396-3_2.
- [6] *Piezo Cut Away*. URL: https://static.picceramic.com/fileadmin/_processed_/d/3/csm_PIC_Bauelement_6ee6160c01.png.
- [7] *Piezo Cut Away*. URL: http://www.pi-usa.us/tutorial/images/4_39_2b.gif.
- [8] Dan Pilbauer. “Spectral methods in vibration suppression control systems with time delays”. Disertace. Praha: České vysoké učení technické v Praze, 2017.
- [9] Pavel Velecký. “Predikce v prediktivním řízení”. Diplomová práce. Praha: Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně, Fakulta aplikované informatiky, 2010.
- [10] *Voice Coil Cut Away*. URL: <https://www.h2wtech.com/Images/voice-coil-cut-away.jpg>.
- [11] *Voice Coil Side View*. URL: <http://ariwatch.com/VS/VoiceCoils/VoiceCoilSideView.gif>.