ŽILINSKÁ UNIVERZITA V ŽILINE
FAKULTA RIADENIA A INFORMATIKY

Tvarovanie riadiacich signálov

DIZERTAČNÁ PRÁCA

Evidenčné číslo: 28360020173008

Študijný program:	Aplikovaná informatika
Študijný odbor:	9.2.9 aplikovaná informatika
Školiace pracovisko:	Katedra technickej kybernetiky
Školiteľ:	doc. Ing. Peter Ševčík, PhD.

Žilina 2017

Ing. Peter Šarafín

Poďakovanie

Touto cestou by som sa chcel úprimne poďakovať môjmu školiteľovi za odborný prístup a cenné rady. Moje poďakovanie taktiež patrí prof. Ing. Jurajovi Mičekovi, PhD., ktorého skúsenosti a pohľad na problematiku prispeli k skvalitneniu práce. Rád by som sa poďakoval aj Ing. Jozefovi Juríčekovi, PhD. za pomoc s odbornou jazykovou korektúrou a Ing. Michalovi Chovancovi, PhD. za konzultácie pri problémoch vyskytujúcich sa pri realizácii práce.

Abstrakt

Šarafín, Peter: *Tvarovanie riadiacich signálov.* [Dizertačná práca] - Žilinská univerzita v Žiline. Fakulta riadenia a informatiky. Katedra technickej kybernetiky. - Školiteľ: doc. Ing. Peter Ševčík, PhD. - Stupeň odbornej kvalifikácie: Doktor filozofie v študijnom odbore 9.2.9 aplikovaná informatika. Žilina: FRI ŽU v Žiline, 2017.

Kľúčové slová: Modelovanie diskrétnych systémov, identifikácia systémov, tvarovanie riadiacich signálov, tvarovač, akcelerometer.

V riadiacich aplikáciách sa často stretávame so systémami, ktoré na zmenu riadiaceho signálu reagujú vibráciami na svojom výstupe. Tieto vibrácie sú nežiadúce a na ich odstránenie sa v praxi používajú rôzne techniky. Jedným z prístupov určených na potlačenie nežiadúcich kmitov je tvarovanie riadiacich signálov.

Dizertačná práca je venovaná tvarovačom riadiacich signálov a identifikácii, modelovaniu a simulácii slabo tlmených diskrétnych systémov ako nevyhnutnej súčasti spätnoväzobného prístupu riadenia. Zaoberáme sa v nej taktiež návrhom nových metód tvarovania riadiacich signálov a chybovosti aplikácie tvarovača pri zvolenom identifikačnom prístupe. V dizertačnej práci sú prezentované aj experimentálne overené dosiahnuté výsledky.

Abstract

Šarafín, Peter: *Input shaping.* [Dissertation thesis] - University of Žilina in Žilina. Faculty of Management Science and Informatics. Department of Technical Cybernetics. - Supervisor: doc. Ing. Peter Ševčík, PhD. - Qualification level: Philosophiae doctor in the study field 9.2.9 Applied Informatics. Žilina, 2017.

Key words: Discrete System Modelling, System Identification, Input Shaping, Shaper, Accelerometer.

In control applications, we often encounter systems that respond to the change of control signal with vibrations on their output. These vibrations are undesirable and various techniques are used to suppress them. One approach to suppression of undesired vibrations is the input shaping.

The dissertation thesis is devoted to the input shaping, and to the identification, modelling and simulation of weakly damped discrete systems as a necessary part of the feedback control approach. We also deal with designing new input shaping methods and comparing error rates of the shaper applications with the selected identification approach. The dissertation thesis also presents experimentally verified results.

Obsah

Zoznam obrázkov

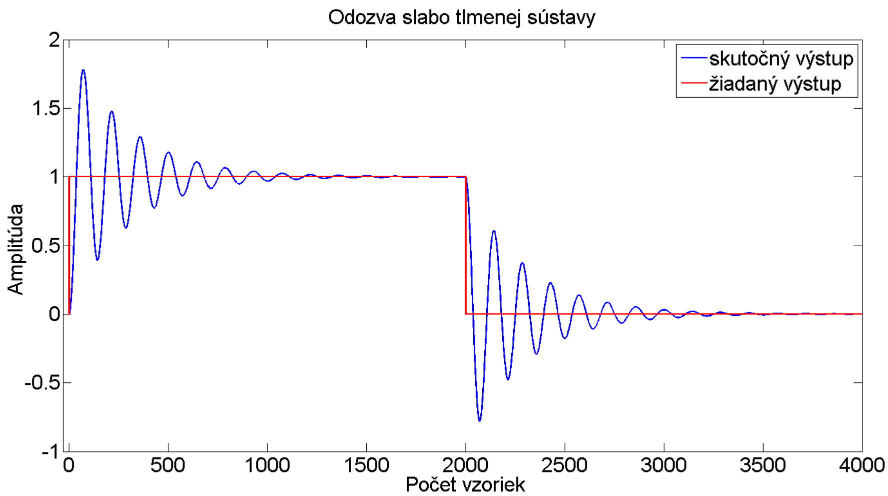
Zoznam tabuliek

Zoznam použitých symbolov

ARMA model	AutoRegressive–Moving-Average – autoregresívny model s kĺzavým priemerom
DPS	doska plošných spojov
EI	Extra-Insensitive – (tvarovač) so zvýšenou necitlivosťou na chyby modelu
f_{vz}	vzorkovacia frekvencia
FIR	Finite Impulse Response – konečná impulzná odozva
IIR	Infinite Impulse Response – nekonečná impulzná odozva
MEMS	Micro-Electro-Mechanical Systems – mikromechanické systémy
MIMO systém	Multiple-Input Multiple-Output – systém s viacerými vstupmi a výstupmi
RAM	Random-Access Memory – pamäť s náhodným prístupom
RF modul	rádiofrekvenčný modul
RMS error	Root Mean Square error– stredná kvadratická chyba
ROM	Read-Only Memory – pamäť určená na čítanie
SISO systém	Single-Input Single-Output – systém s jedným vstupom a výstupom
T_{vz}	perióda vzorkovania
UART	Universal asynchronous receiver/transmitter – univerzálny asynchrónny prijímač/vysielač
USB	Universal Serial Bus – univerzálna sériová zbernica
ZV	Zero Vibration
ZVD	Zero Vibration Derivative
θ	vektor parametrov systému
ζ	pomer tlmenia
ω	vlastná frekvencia

Úvod

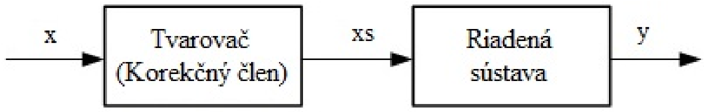
Pri riadení slabo tlmených dynamických sústav sa často používa metóda tvarovania riadiacich signálov. Tvarovanie riadiacich signálov je metóda, ktorá sa začala používať na prelome 80-tych a 90-tych rokov, najmä pri riadení pohybu portálových žeriavov. Uvedená metóda mala zaistiť ovládanie pohybu žeriavu tak, aby nedochádzalo k rozkmitaniu zaveseného bremena. Vo všeobecnosti môžeme uviesť, že s problémom tvarovania riadiacich signálov sa stretneme vždy pri riadení polohovacích systémov s pružnými prvkami. S rozvojom mechatronických systémov sa problematika tvarovača riadiacich signálov opätovne dostáva do popredia. Na obr. 1 je znázornená odozva slabo tlmenej sústavy. V praxi však často dochádza k obmedzeniam, ktoré je nutné zohľadniť v teoretickom návrhu tvarovača. Medzi tieto obmedzenia patrí najmä ohraničenie akčnej veličiny a relatívne nízka rozlišovacia schopnosť výstupných výkonových členov [1].



Obrázok 1: Odozva slabo tlmenej sústavy.

S postupom času sa stretávame s ďalšími zaujímavými aplikáciami, medzi ktoré patria riadenie pohybu rýchlovýťahov alebo riadenie pohybu dopravníkových pásov výrobných liniek, najmä v potravinárskom priemysle [2].

Úlohou tvarovača je upraviť frekvenčné spektrum riadiacich signálov tak, aby v oblasti rezonančného prevýšenia nedošlo k rozkmitaniu riadenej sústavy. Na základe uvedeného môžeme konštatovať, že sa v podstate jedná o návrh sériového korekčného člena, ktorého úlohou je upraviť frekvenčné vlastnosti riadenej sústavy (Obr. 2).



Obrázok 2: Zapojenie tvarovača vstupných signálov.

Reziduálne kmity vyskytujúce sa v polohovacích systémoch môžu byť redukované tvarovaním referenčného riadiaceho signálu pomocou zárezových filtrov, dolnopriepustných filtrov a tvarovačov vstupných signálov. Zavedením robustných vstupných tvarovačov sa potvrdilo, že tvarovanie vstupných signálov je pre potlačenie kmitov v mechanických systémoch lepšie, ako použitie zárezového alebo dolnopriepustného filtra. Vzhľadom na veľké množstvo filtrov a tvarovačov a veľký počet návrhových stratégií a parametrov nie je možné s určitosťou určiť, ktorý prístup je lepší.

Tvarovanie vstupných signálov bolo úspešne aplikované na problém manévrovania pružných štruktúr bez nadmerných zvyškových kmitov. Pri tvarovačoch vstupných signálov sa často vyžadujú nezáporné typy tvarovačov, pretože môžu byť použité s ľubovoľnými (netvarovanými) signálmi a nespôsobia nestabilitu systému (ak ani netvarované signály nespôsobujú nestabilitu systému).

Ciele tejto práce spočívajú v návrhu nových metód tvarovania riadiacich signálov, ktoré musia rešpektovať obmedzenie riadiacich signálov, ale aj znižovanie vplyvu šumu kvantovania.

Práca je rozdelená do siedmich kapitol, v ktorých sa postupne venujeme jednotlivým problémom. V prvej kapitole sú uvedené rozdiely techník tvarovania vstupných signálov v spojitej a diskrétnej oblasti. Druhá kapitola popisuje kritériá návrhu zárezových filtrov, dolnopriepustných filtrov a tvarovačov vstupných signálov. Taktiež je zameraná na zložitosť riešenia a následnú realizáciu tvarovača riadiacich signálov. V tretej kapitole sa venujeme detailnej charakteristike a technike priamej metódy tvarovania riadiacich signálov. Štvrtá kapitola je venovaná popisu kritérií návrhu multimodálnych systémov. Ďalšia, piata kapitola je vyhradená pre identifikáciu systémov v časovej ako i vo frekvenčnej oblasti. Teoretické východiská úvedené v týchto kapitolách slúžia ako základ pre ďalšie časti tejto práce. V šiestej kapitole sa venujeme modelovaniu slabotlmeného systému a následnej identifikácii tohto systému zo simulovaných vstupných a výstupných údajov. Posledná kapitola je zameraná na experimentálne overenie navrhnutých identifikačných metód a aplikácie rôznych tvarovačov riadiacich signálov.

1 Techniky tvarovania vstupných signálov v spojitej a diskrétnej oblasti

Singer a Seering [3] navrhli niekoľko metód vstupných tvarovačov v časovej doméne, ktoré vyžadujú iba znalosť vlastnej frekvencie a tlmenia každého flexibilného stavu systému. Najjednoduchší typ tvarovača je ten, ktorý garantuje len nulové zostatkové kmity, ZV (Zero Vibration) tvarovač na modelovacej frekvencii a tlmiacich pomeroch. Pri multimodálnych tvarovačoch sa počíta jednostavový tvarovač pre každý režim. Multimodálny tvarovač je získaný konvolúciou všetkých jednostavových tvarovačov. Dĺžka multimodálneho ZV tvarovača je $\sum_i 1/2f_i$, kde f_i je frekvencia i-teho režimu.

Tuttle a Seering [4] navrhli metódu použiteľnú vo frekvenčnej oblasti, kde sa pomocou umiestňovania núl rušia kmity systému, kde sú nežiaduce systémové póly vypočítané v rovine z. Diskrétny tvarovač je potom tvorený umiestnením núl na každom póle (alebo viacerých na zvýšenie odolnosti systému). V záujme zachovania kauzality tvarovača je pre každú umiestnenú nulu umiestnený ďalší pól v počiatku súradnicového systému. Po určení diskrétnej prenosovej funkcie sa táto transformuje z roviny z do roviny s (1).

$$z = e^{sT}, \tag{1}$$

kde T je perióda postupnosti impulzov. Sekvencie impulzov sú generované v rozsahu T a ako požadovaná vzdialenosť impulzov je vybraný rozsah s najmenším T, ktorý zabezpečí všetky nezáporné amplitúdy z toho dôvodu, že toto riešenie vedie k najkratšiemu trvaniu tvarovača so všetkými nezápornými amplitúdami.

Výstup z tvarovača (resp. korekčného člena) je možné reprezentovať vzťahom (2):

$$x_s(t) = C(A_0\zeta(t) + A_1\zeta(t-T) + A_2\zeta(t-2T)), \tag{2}$$

kde

$$\begin{aligned} A_0 &= 1, \\ A_1 &= -2\cos(\omega\sqrt{1-\zeta^2}T)e^{-\zeta\omega T}, \\ A_2 &= e^{-\zeta\omega T}. \end{aligned} \tag{3}$$

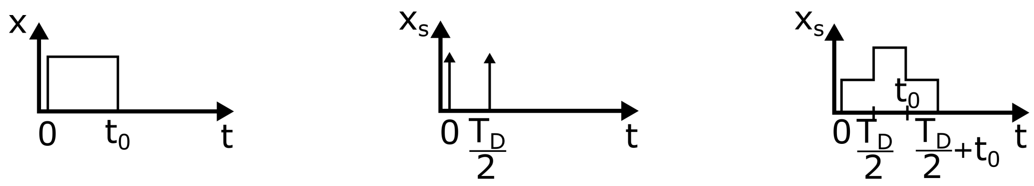
A_0, A_1 a A_2 sú amplitúdy impulzov, ω a ζ sú vlastné frekvencie a tlmenia pružného režimu systému, a C je škálovacia konštanta. Vzhľadom na to, že prvý impulz nastáva v čase $t = 0$, čas prechodového deja tohto tvarovača je $2T$. Tvarovač navrhnutý vo frekvenčnej oblasti pre n stavov je len konvolúcia jednotlivých n impulzných odoziev tvarovača, a n-stavový tvarovač je dĺžky $2nT$. Umiestnenie dvoch rovnakých núl slúžiace pre zväčšenie odolnosti je len špeciálny prípad dvojstavového tvarovača.

Počet impulzov pre ZV multimodálne tvarovače v časovej oblasti skladajúce sa z konvolúcie n jednostavových tvarovačov je 2^n. So zvyšujúcim sa počtom stavov sa rýchlo zvyšuje počet impulzov. Vo frekvenčnej oblasti vedie ZV tvarovač určený metódou umiestňovania núl na $2n + 1$ impulzov. Vzhľadom na to, že konvenčné metódy v časovej oblasti určujú nekonštantné medzery medzi impulzmi, môžeme riešením pre všetky amplitúdy impulzov súčasne znížiť počet impulzov na $2n + 1$, kde impulzy spĺňajú $2n$ nelineárnych plus jedno lineárne obmedzenie rovníc (2) a (3). Na získanie návrhov tvarovačov sú vo všeobecnosti požadované numerické postupy, avšak konvergencia k riešeniu nie je vždy zaručená. Metóda umiestňovania núl v komplexnej rovine poskytuje vhodnú alternatívu pre multimodálne systémy a môže byť často implementačne jednoduchšia. Počet impulzov sa s počtom stavov zvyšuje lineárne, nie exponenciálne. Rozostup impulzov je konštantný a riešenia pre amplitúdy nezahŕňajú zložité numerické optimalizačné operácie.

2 Číslicová filtrácia a tvarovanie vstupných signálov

Referenčný riadiaci signál použitý na riadenie polohovacích systémov môže značne ovplyvniť výkonnosť systému [5], [6]. Číslicová filtrácia a tvarovanie vstupných signálov sú známe metódy tvarovania riadiacich signálov na zmiernenie kmitov. Od návrhu robustného vstupného tvarovača [7], [8] našli výskumníci podstatné argumenty, že vstupné tvarovače sú pre aplikácie obsahujúce flexibilné mechanické systémy s jedným alebo dvoma dominantnými stavmi vhodnejšie ako zárezové a dolnopriepustné filtre [7], [9].

Číslicové filtre, rovnako ako aj tvarovače, generujú sekvencie impulzov, ktoré konvolúciou so vstupným signálom vytvoria tvarovaný referenčný signál. Tento proces je zobrazený na obr. 3. V prípade, že je filter alebo tvarovač navrhnutý správne, tvarovaný signál zabezpečí požadovanú zmenu stavu bez významných zvyškových kmitov.

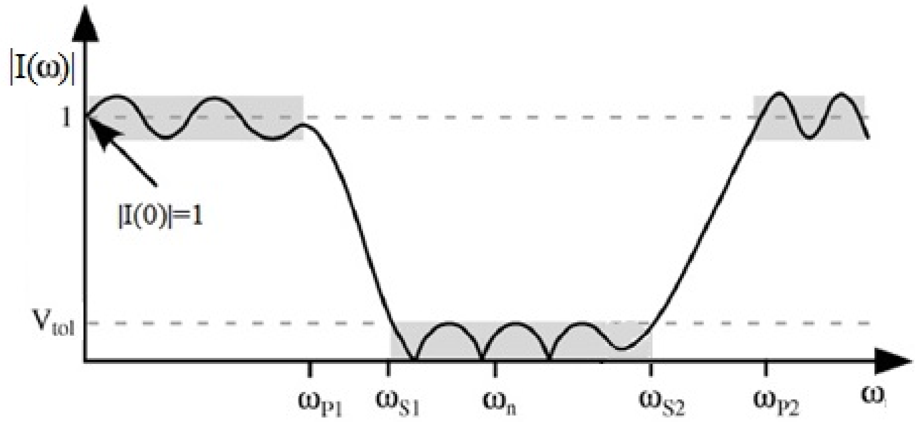


(a) Vstupný signál. **(b)** Tvarovač vstupných signálov. **(c)** Tvarovaný vstupný signál.

Obrázok 3: Tvarovanie vstupného signálu.

Vzhľadom na to, že číslicové filtre a tvarovače sú realizované rovnakým spôsobom, je dôležité pochopiť rozdiely medzi oboma metódami tvarovania riadiacich signálov. Hlavné rozdiely spočívajú v spôsobe určovania vzťahov (rovníc), ktoré sa používajú pre navrhovanie impulzných sekvencií. Zárezové filtre prepúšťajú určité frekvencie s veľmi malým tlmením alebo zosilnením (pásmová priepusť). Taktiež potláčajú vybrané frekvenčné zložky (pásmová zádrž). Charakteristika pásmovej zádrže je zobrazená graficky na obr. 4.

Z obr. 4 je možné vidieť, že pri frekvenciách pod ω_{p1} a pri frekvenciách nad ω_{p2} má filter zosilnenie blízko jednej. Tieto frekvencie sú prepustené bez zásadných úprav amplitúdy. Variácia veľkosti (zobrazená ako sivé oblasti) určuje, v akom rozsahu prechádzajú frekvenčné amplitúdy filtrom. V rozsahu nepriepustných frekvencií, medzi ω_{s1} a ω_{s2} je požadované, aby mal filter amplitúdy čo najmenšie, a teda aby neprekročili tolerovanú hranicu V_{tol}. Keď sa filter používa na tvarovanie riadiaceho signálu pre

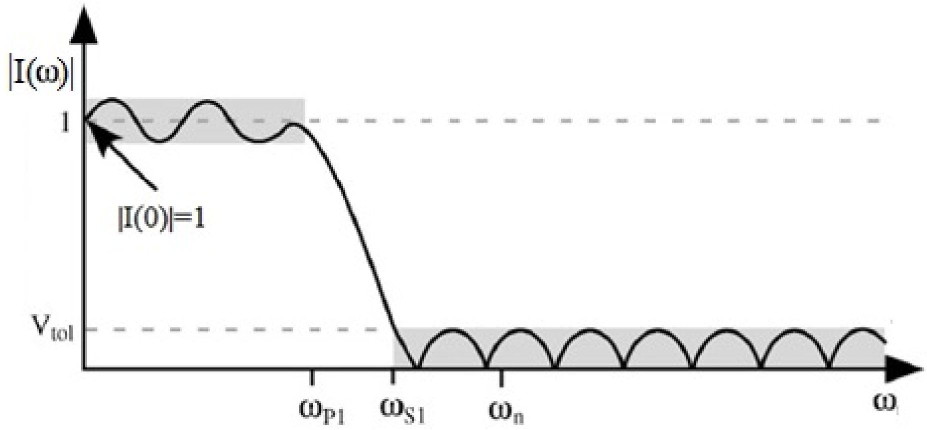


Obrázok 4: Obmedzenia návrhu pásmovej zádrže [10].

polohovací systém, táto požiadavka tlmí tieto frekvencie [8], [11], [13]-[17]. Prídavná požiadavka je, aby veľkosť amplitúdy v nulovej frekvencií bola rovná jednej. Tým je zaistené, že v rovnovážnom stave je zisk procesu filtrovania rovný jednej. Ak je táto podmienka splnená, filtrovaný riadiaci signál dosiahne rovnakú hodnotu v ustálenom stave ako základný referenčný signál, ktorý podlieha procesu filtrovania. Toto obmedzenie nie je výslovne uvedené v niektorých návrhoch algoritmov filtrov a je často riešené iteratívnym spôsobom [12].

Dolnopriepustné filtre sú podobné pásmovým filtrom v tom, že majú priepustné nízkofrekvenčné pásmo, prechodové pásmo a následne nepriepustné pásmo. Nemajú však vysokofrekvenčné priepustné pásmo. Charakteristika filtra typu dolná priepusť je znázornená na obr. 5.

Tvarovače vstupných signálov sú navrhnuté definovaním požadovaného rozsahu pot-

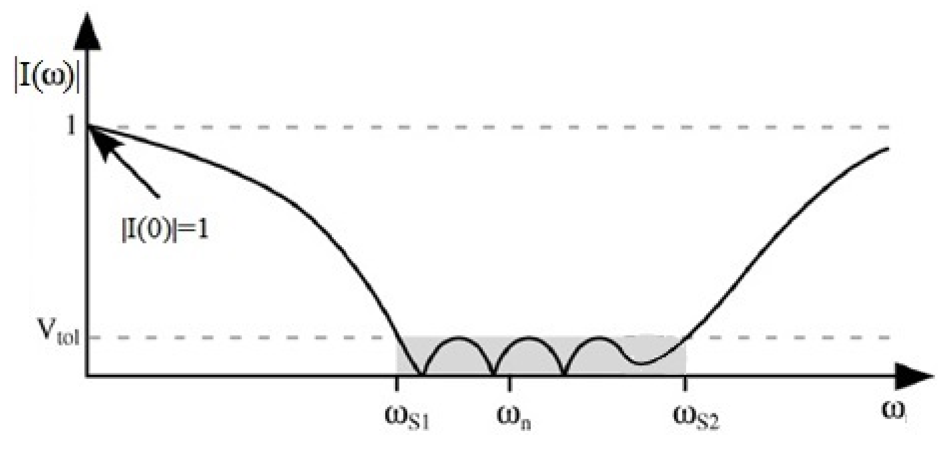


Obrázok 5: Obmedzenia návrhu dolnopriepustného filtra [10].

lačených frekvencií (pásmové zádrže). Tieto návrhové obmedzenia sú uvedené na obr. 6. Neexistujú žiadne požiadavky na priepustné pásma, ale veľkosť amplitúdy pri nulovej frekvencii musí byť rovná jednej. Ak je tvarovač vstupných signálov použitý na filtráciu základného referenčného signálu, systém riadený filtrovaným signálom bude obsahovať nízke kmity pri frekvenciách v rámci pásma zádrže (prípadne v iných frekvenčných rozsahoch, ktoré nie sú priamo cielené), pretože neexistujú žiadne požiadavky mimo pásma zádrže.

Pri navrhovaní filtrov alebo tvarovačov vstupných signálov existuje množstvo parametrov, ktoré možno považovať za mieru vhodnosti návrhu. Vo všeobecnosti môžeme tvrdiť, že čím širšia je pásmová zádrž, tým je potrebné navrhnúť robustnejší tvarovač potláčajúci frekvencie kmitov, ktoré sú určené na elimináciu. So zväčšujúcou sa šírkou pásma zádrže sa však musí zvýšiť aj dĺžka filtra alebo tvarovača (za predpokladu, že všetky ostatné podmienky sú nezamenené) [18] - [32] Zväčšovanie dĺžky filtra alebo tvarovača spôsobí zodpovedajúce predĺženie doby nábehu riadiaceho signálu, čo v konečnom dôsledku predlžuje čas prechodu systému.

Ak je znížená tolerovaná miera kmitov, potom tvarovač potlačí kmity vo väčšej miere. Samozrejme, že na skutočnom systéme môže byť povolená miera kmitov reálne znížená len na amplitúdu šumu v systéme [33]. Rád filtra narastá so zužovaním pásma prechodu [32]. Pri implementácií tvarovača vstupných signálov na reálnych systémoch sa počet impulzov stáva zaujímavým. Výpočet konvolúcie základného referenčného signálu s impulznou sekvenciou v reálnom čase je veľmi jednoduchý. Tento proces vyžaduje jednu operáciu násobenia a jednu operáciu sčítania pre každý impulz. Preto



Obrázok 6: Obmedzenia návrhu tvarovača riadiacich signálov [10].

použitie tvarovača s niekoľkými impulzmi predstavuje veľmi malú výpočtovú náročnosť, ale použitie tvarovača so stovkami impulzov zaťaží riadiaci počítač. Väčšina robustných tvarovačov obsahuje tri až štyri impulzy, zatiaľ čo filtre často obsahujú 64, 128, alebo 256 impulzov [34], [35]. Vzhľadom na pokračujúci nárast výpočtového výkonu sa táto skutočnosť stáva menej podstatnou ako v minulých rokoch. Stále však existujú situácie, kedy vhodnosť realizácie konkrétneho tvarovača stojí za zváženie, či už z dôvodu výpočtového obmedzenia [19], alebo obmedzeného prístupu k parametrom regulátora [20].

Vzhľadom na to, že výkonnostné požiadavky sa môžu pre jednotlivé systémy líšiť, je dôležité definovať najdôležitejšie požiadavky: potlačenie kmitov a čas regulácie. Tieto dve požiadavky sú prirodzene protichodné. Kmity môžu byť znížené jednoduchým spomalením systému. Udržanie kmitov na nízkej úrovni počas rýchlych presunov však má vlastné obmedzenia.

2.1 Teoretické východiská

Tvarovanie vstupných riadiacich signálov je proces upravujúci riadiaci signál tak, aby bol zamedzený rezonančný výstup sústavy. Inými slovami, vstupný tvarovač filtruje v týchto signáloch frekvencie, ktoré spôsobujú rezonancie v systéme. Parametre vstupného tvarovača sú tvorené tak, aby reakcia systému na vstupné signály zodpovedala požadovanej rezonančnej charakteristike.

Pre rôzne aplikácie bola vyvinutá široká škála vstupných tvarovačov. Často používaným tvarovačom je Zero Vibration (ZV) tvarovač, ktorý môže byť popísaný vzťahom (4).

$$ZV = \begin{bmatrix} A_j \\ t_j \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{1+K} & \frac{K}{1+K} \\ 0 & T \end{bmatrix}, kde\ T = \frac{\pi}{\omega\sqrt{1-\zeta^2}}, K = e^{-\frac{\zeta\pi}{\sqrt{1-\zeta^2}}}. \tag{4}$$

Tento tvarovač má najkratší čas, potrebný na realizáciu aritmetických operácií systému iba pomocou kladných impulzov. Tento čas je dôležitý z dôvodu, že konvolúcia so vstupným tvarovačom predlžuje čas regulácie podľa času prechodu tvarovača. Ak je ZV tvarovač navrhnutý s dokonalým modelom, eliminuje všetky kmity. V prípade, že je chybný model, niektoré kmity sa vyskytnú [21].

Pokiaľ je potrebné zabezpečiť odolnosť voči chybám modelovania, môže byť použitý vstupný tvarovač Zero Vibration Derivative (ZVD) , ktorý môže byť popísaný vzťahom (5). Tento tvarovač vynúti deriváciu funkcie vzhľadom k modelovacím chybám na rovnú nule. Daňou za pridanie tejto robustnosti je zvýšený čas realizácie aritmetických operácií tvarovača, a teda aj výpočtové oneskorenie systému.

$$ZVD = \begin{bmatrix} A_j \\ t_j \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{1+2K+K^2} & \frac{2K}{1+2K+K^2} & \frac{K^2}{1+2K+K^2} \\ 0 & T & 2T \end{bmatrix}, \tag{5}$$

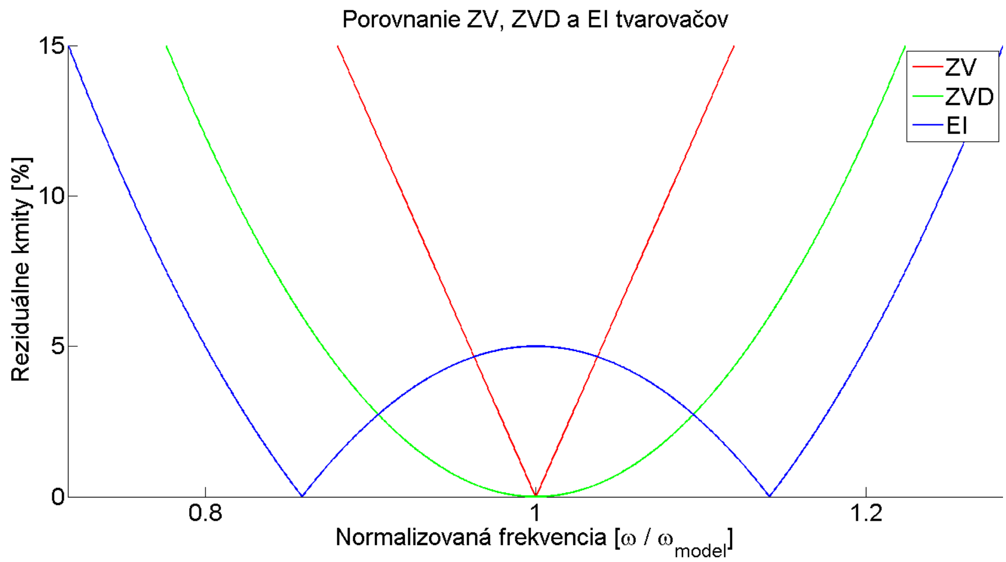
kde T a K majú rovnaký význam ako pri ZV tvarovači. Ďalším druhom tvarovača je Extra-Insensitive (EI) tvarovač (6). Čas realizácie aritmetických operácií tvarovača je rovnaký ako pri ZVD tvarovači, ale jeho necitlivosť na zmenu parametrov sústavy je značne vyššia. Necitlivosť EI tvarovača závisí od povolenej veľkosti kmitov v exaktnom modeli. Vo všeobecnosti sa povolená veľkosť kmitov určuje na hodnotu, ktorá je rovná hornej hranici prijateľných zvyškových kmitov. Dôvodom tohto konania je skutočnosť, že zvyšovaním povolenej veľkosti kmitov sa zvyšuje necitlivosť na modelovacie chyby.

$$EI = \begin{bmatrix} A_j \\ t_j \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1+V}{4} & \frac{1-V}{2} & \frac{1+V}{4} \\ 0 & T & 2T \end{bmatrix}, kde \ T = \frac{\pi}{\omega\sqrt{1-\zeta^2}} \tag{6}$$

a V reprezentuje mieru necitlivosti na kmity systému.

Na obr. 7 sú spomenuté tvarovače vizuálne porovnané. To, ako sa model od riadeného systému odlišuje na základe rezonančnej frekvencie je definované ako normalizovaná frekvencia (ω/ω_{model}). Nežiadúce zvyškové vibrácie, prípadne reziduálne kmity, sú zvyškové vibrácie, ktoré je účelné v riadenom systéme potlačiť. Miera týchto vibrácií sa často udáva v percentách a reprezentuje reakciu systému na jednotkový skok. Veľkosť vibrácie budeme definovať hodnotou prvej maximálnej amplitúdy výstupnej veličiny v čase maximálneho prekmitu, pričom predstavuje pomer amplitúdy vibrácií na výstupe systému s aplikovaním tvarovaného riadiaceho signálu ku netvarovanému.

Na tvarovanie vstupných signálov môžu byť použité aj rôzne konvenčné filtre. Použitie ideálneho FIR filtra je v praxi nemožné, pretože impulzná odozva je nekonečná. Na skrátenie impulznej odozvy sa zachováva len jej určitá časť, čo poškodzuje frekvenčnú odozvu. Z tohto dôvodu je potrebné určiť pomerne veľké okno vzhľadom k perióde oscilácie.



Obrázok 7: Porovnanie ZV, ZVD a EI tvarovačov vstupných signálov.

Použitý môže byť aj iný, vhodnejší, konvenčný filter, označovaný ako IIR filter. Hlavnou výhodou IIR filtrov voči FIR filtrom je to, že zvyčajne spĺňajú dané špecifikácie s oveľa nižším rádom filtra, ako zodpovedajúci FIR filter. Použitím IIR filtra je dosiahnutá pomerne dobrá redukcia kmitov, časové oneskorenie vzniknuté pri ich použití je však príliš veľké.

Ideálne zárezové filtre, ako aj ideálne dolnopriepustné filtre nie sú technicky realizovateľné. Vzhľadom na to, že veľkosť zosilnenia počas zárezu náhle klesne na nulu a v ďalšom priepustnom pásme sa stáva odozva filtra opäť jednotková, môžeme tvrdiť, že filter je nekonečného rádu.

2.2 Návrh tvarovača riadiacich signálov v z-rovine

Proces tvarovania vstupných signálov pri riadení slabo tlmených sústav je možné riešiť aj pomocou návrhu vhodných diskrétnych korekčných členov, ktoré upravia frekvenčné spektrum vstupných riadiacich signálov tak, aby sa potlačili reziduálne kmity sústavy. Táto úloha môže byť riešená vhodným umiestnením núl prenosovej funkcie korekčného člena z do tých bodov roviny z, ktoré zodpovedajú pólom riadenej sústavy [2]. Póly spojitej sústavy je možné vyjadriť ako

$$p_{1,2} = -\frac{\zeta}{T} \pm \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{T}. \tag{7}$$

Keďže pre komplexnú premennú platí (1), póly spojitého systému z roviny s sa transformujú do bodov roviny z (8).

$$p_{d_{1,2}} = e^{-\frac{T_{vz}\zeta}{T}} \cdot e^{\pm j \frac{T_{vz}\sqrt{1-\zeta^2}}{T}}, \tag{8}$$

kde T_{vz} je perióda vzorkovania diskrétneho systému. Do týchto bodov je potom vhodné umiestniť nuly tvarovacieho člena. Umiestnením núl z-prenosovej funkcie tvarovača do bodov zodpovedajúcich polohe pólov riadeného systému získava prenosová funkcia tvarovača tvar

$$F(z) = C \cdot (1 - z_1 \cdot z^{-1}) \cdot (1 - z_2 \cdot z^{-1}), \tag{9}$$

kde C reprezentuje normalizačnú konštantu. Z dôvodu zachovania kauzality systému je vhodné do počiatku súradnicového systému doplniť toľko pólov, koľkými nulami je charakterizovaný prenos tvarovača. Prenosovú funkciu tvarovača môžeme uviesť v tvare

$$F(z) = C \cdot (a_0 + a_1 \cdot z^{-1} + a_2 \cdot z^{-2}), \tag{10}$$

kde

$$\begin{aligned} a_0 &= 1, \\ a_1 &= -(z_1 + z_2), \\ a_2 &= z_1 \cdot z_2, \\ C &= \frac{1}{a_0 + a_1 + a_2}. \end{aligned} \tag{11}$$

V prípade, že zvolíme periódu vzorkovania T_{vz} tak, aby sa súčet $z_1 + z_2$ rovnal nule, zodpovedá táto voľba kladnému ZV tvarovaču s prenosom

$$F(z) = C \cdot (a_0 + a_2 \cdot z^{-2}). \tag{12}$$

Aby sa súčet $z_1 + z_2$ rovnal nule, komplexne združené korene z_1 a z_2 musia ležať na imaginárnej osi. Riešenie s najkratším časom prechodu tak ústi do vzťahu (13).

$$T_{vz} = \frac{\pi T}{2\sqrt{1-\zeta^2}} \tag{13}$$

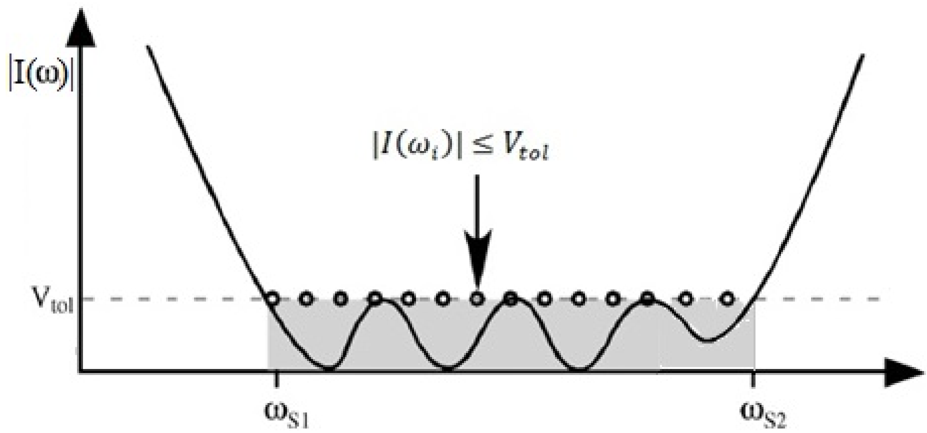
Takto navrhnutý ZV tvarovač môže byť popísaný vzťahom (14).

$$ZV = \begin{bmatrix} A_j \\ t_j \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{1+a_2} & \frac{a_2}{1+a_2} \\ 0 & 2T_{vz} \end{bmatrix} \tag{14}$$

2.3 Kritériá návrhu

2.3.1 Pásmové filtre

Obr. 4 reprezentuje požiadavky na návrh typického pásmového filtra. Existuje viacero možných metód na návrh filtra s danými špecifikáciami [12], [34], [35], [22], [23]. Bez ohľadu na spôsob návrhu, filter musí spĺňať požiadavky kladené na priepustné pásmo a pásmo zádrže. Tieto požiadavky môžu byť vizualizované umiestnením obmedzení na viacerých diskrétnych frekvenciách. Napríklad obr. 8 zobrazuje pásmo zádrže s obmedzeniami zobrazenými kružnicami vo viacerých frekvenciách. Pri každej takej frekvencii limitujú návrhové obmedzenia veľkosť amplitúdy.



Obrázok 8: Frekvenčné obmedzenia diskrétnej pásmovej zádrže [10].

Zárezový filter predstavuje špeciálny prípad pásmovej zádrže. Vzhľadom na to, že zárezový filter môžeme popísať sekvenciou impulzov, normalizovaná amplitúda vibrácií je pri frekvencii ω_n s pridruženým tlmiacim pomerom ζ daná vzťahom (15).

$$V(\omega_n, \zeta) = e^{-\zeta\omega_n t_N}\sqrt{[C(\omega_n, \zeta)]^2 + [S(\omega_n, \zeta)]^2}, \tag{15}$$

kde

$$
\begin{aligned}
C(\omega_n, \zeta) &= \sum_{j=1}^{N} A_j e^{\zeta \omega_n t_j} \cos(\omega_d t_j), \\
S(\omega_n, \zeta) &= \sum_{j=1}^{N} A_j e^{\zeta \omega_n t_j} \sin(\omega_d t_j)
\end{aligned}
\tag{16}
$$

a A_j a t_j sú amplitúdy a časové umiestnenia týchto impulzov, ktoré tvoria filter [8]. Preto musí zárezový filter spĺňať na potlačenie kmitov pod tolerovanú frekvenčnú úroveň nasledujúcu reláciu:

$$V(\omega_n, \zeta) \leq V_{tol} \tag{17}$$

Na potlačenie kmitov v celom rozsahu pásma zádrže musia návrhové podmienky zahŕňať viac verzií vyššie uvedenej rovnice, každú pre inú frekvenciu. Požiadavky zaisťujú, aby bola každá frekvencia v pásme zádrže potlačená. Tento teoreticky možný súbor obmedzení pásma zádrže možno určiť ako

$$SBT : V(\omega_i, \zeta) \leq V_{tol}, i = 1, 2, \ldots, \infty, \tag{18}$$

kde ω_i sú frekvencie v rozsahu od dolnej hranice pásma zádrže ω_{S1} na hornú hranicu ω_{S2}. Nekonečný počet rovníc prakticky nemožno použiť. Bolo však preukázané, že na účinné obmedzenie kmitov postačuje len niekoľko takýchto požiadaviek [18].

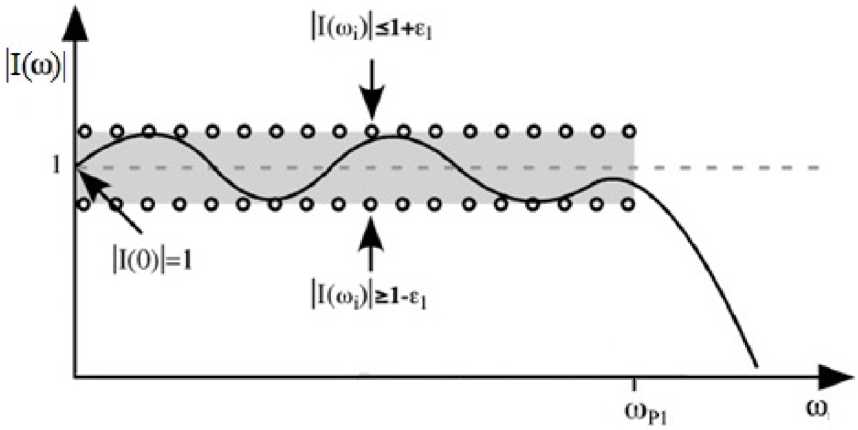
Požiadavky návrhu v rovnici (18) je možné nahradiť praktickou sadou obmedzení daných:

$$SBP : V(\omega_i, \zeta) \leq V_{tol}, i = 1, 2, \ldots, m, \tag{19}$$

kde m je konečné. Návrh týchto obmedzení je len jeden spôsob, ako presadzovať požiadavky pásma zádrže. Tento prístup sa používa na znázornenie myšlienky obmedzení rovníc, pretože patrí medzi jednoduché. Existuje mnoho iných prístupov, ktoré môžu znížiť počet obmedzení, ako napríklad obmedzenie kmitov len na vrcholových hodnotách amplitúd filtra v rámci pásma zádrže [18]. Všeobecnejšia definícia obmedzení pásma zádrže je jednoducho:

$$SB : V(\omega_i, \zeta) \leq V_{tol}, \omega_{S1} \leq \omega_i \leq \omega_{S2}. \tag{20}$$

Požiadavky na návrh pásmovej priepuste sú zložitejšie. Obr. 9 reprezentuje požiadavky na nízkofrekvenčnú pásmovú priepusť, ktorá prepúšťa frekvencie od *0* do ω_{P1}. Opäť platí, že diskrétne obmedzenia sa používajú na ilustráciu požiadaviek. Pásmová priepusť má požiadavky, ktoré obmedzujú maximálne hodnoty rozsahu, rovnako ako pri pásmovej zádrži.



Obrázok 9: Frekvenčné obmedzenia diskrétnej pásmovej priepuste [10].

Obmedzenie na hornej úrovni pásma priepustnosti možno určiť ako:

$$PB1U : V(\omega_i, \zeta) \leq 1 + \varepsilon_1, 0 \leq \omega_i \leq \omega_{P1}, \tag{21}$$

kde ε_1 je nejaká malá kladná hodnota. Pásmová priepusť má tiež požiadavku, ktorá vyžaduje veľkosť amplitúd prepúšťaných frekvencií nad určitou úrovňou. Opäť platí, že tieto obmedzenia sú zobrazené na konečnom počte frekvencií (Obr. 9). Všeobecný výraz pre veľkosť amplitúd prepúšťaných frekvencií pod určitou úrovňou je:

$$PB1L : V(\omega_i, \zeta) \geq 1 - \varepsilon_1, 0 \leq \omega_i \leq \omega_{P1}. \tag{22}$$

Priepustné pásmo vyžaduje pri vyšších frekvenciách obmedzenie podobné tým pri nižších frekvenciách:

$$\begin{aligned} PB2U &: V(\omega_i, \zeta) \leq 1 + \varepsilon_2, \omega_{P2} \leq \omega_i, \\ PB2L &: V(\omega_i, \zeta) \geq 1 - \varepsilon_2, \omega_{P2} \leq \omega_i. \end{aligned} \tag{23}$$

Na zaistenie zosilnenia procesu filtrovania sa musí veľkosť amplitúdy na nulovej frekvencií rovnať jednej. To zodpovedá požiadavke, aby bol súčet amplitúd impulzov rovný jednej:

$$SS1 : \sum A_j = 1. \tag{24}$$

Toto obmedzenie nie je výslovne zahrnuté v mnohých metódach návrhu filtrov, ale musí byť splnené pre mechanické systémy na zabezpečenie presunu systému do rovnakého konečného stavu, ako pri použití nefiltrovaného riadiaceho signálu. Celý súbor obmedzení kmitov pre typické zárezové filtre možno určiť ako:

$$VIBNF : \{SB, PB1U, PB1L, PB2U, PB2L, SS1\}. \tag{25}$$

Mnoho návrhov filtračných algoritmov vyžaduje ako súčasť konštrukčných parametrov zvoliť dĺžku filtra. Potom je odchýlka od obmedzení kmitov minimalizovaná. Keď sa získa riešenie, overia sa kmitavé vlastnosti filtra. V prípade, že nie sú uspokojivé, dĺžka filtra musí byť zvýšená a problém je vyriešený. Obmedzenie znázornené na obr. 4 môže byť modifikované viacerými spôsobmi [24]. Napríklad veľkosť povolenej amplitúdy v pásmovej priepusti nemusí byť symetrická nad a pod *1*, rovnako ako ani dve pásmové priepuste nemusia byť rovnakej výšky. Okrem toho plochy pásmovej priepuste a pásmovej zádrže nemusia byť obdĺžnikové. Všetky takéto odchýlky od typických obmedzení by menili len detaily o obmedzeniach, nie však zásadnú štruktúru tejto množiny. Obmedzenia by mohli byť zastúpené množinou danou v (25). Jednotlivé obmedzenia pásmových priepustí a zádrží tvoriace množinu by boli zmenené zodpovedajúcim spôsobom.

2.3.2 Dolnopriepustný filter

Na obr. 5 sú zobrazené požiadavky na návrh typického dolnopriepustného filtra. Obmedzenia kmitov pre dolnopriepustný filter sú podobné ako pre zárezový filter, ale neobsahujú obmedzenia vysokofrekvenčnej pásmovej priepusti. Medzi obmedzenia nízkofrekvenčného filtra preto patrí:

$$\begin{aligned} PB1U &: V(\omega_i, \zeta) \leq 1 + \varepsilon_1, 0 \leq \omega_i \leq \omega_{P1}, \\ PB1L &: V(\omega_i, \zeta) \geq 1 - \varepsilon_1, 0 \leq \omega_i \leq \omega_{P1}. \end{aligned} \tag{26}$$

Obmedzenia pásmovej zádrže sú:

$$SBPL : V(\omega_i, \zeta) \leq V_{tol}, \omega_{S1} \leq \omega_i. \tag{27}$$

Požiadavky pásma zádrže dolnopriepustného filtra obsahujú obmedzenia pásma zádrže zárezového filtra, ale aj pre všetky vyššie frekvencie (pod Nyquistovu frekvenciu filtra). Filter musí tiež spĺňať požiadavku jednotkového zisku:

$$SS1 : \sum A_j = 1. \tag{28}$$

Celý súbor obmedzení kmitov pre typické dolnopriepustné filtre možno určiť ako:

$$VIBLPF : \{SBLP, PB1U, PB1L, SS1\}. \tag{29}$$

2.3.3 Tvarovač vstupných signálov

Obmedzenia kmitov tvarovača nezahŕňajú požiadavky pásmovej priepuste. Jediné obmedzenia návrhu sú pri pásmovej zádrži. Pre spoločné prípady obmedzení konštantných kmitov v priepustnom pásme sú tieto obmedzenia rovnaké ako pri zárezových filtroch pásmovej priepuste, dané ako:

$$SB : V(\omega_i, \zeta) \leq V_{tol}, \omega_{S1} \leq \omega_i \leq \omega_{S2}. \tag{30}$$

Tvarovač vstupných signálov musí taktiež spĺňať podmienku jednotkového zisku:

$$SS1 : \sum A_j = 1. \tag{31}$$

Celý súbor obmedzení kmitov pre typické tvarovače vstupných signálov možno určiť ako:

$$VIBIS : \{SB, SS1\}. \tag{32}$$

2.3.4 Výhody použitia tvarovača vstupných signálov

Nech množina riešení dolnopriepustných filtrov a množina riešení zárezových filtrov sú podmnožiny množiny riešení tvarovača vstupných signálov. Z tohto dôvodu pre daný súbor obmedzení potlačenia kmitov a výber minimálneho trvania riešenia nemôže byť čas prechodu zárezového filtra alebo dolnopriepustného filtra nikdy kratší, než pri tvarovači vstupných signálov [25]. Toto tvrdenie môžeme dokázať.

Zárezový filter má nasledovnú množinu obmedzení:

$$VIBNF : \{SB, PB1U, PB1L, PB2U, PB2L, SS1\}. \tag{33}$$

Dolnopriepustný filter má nasledovnú množinu obmedzení:

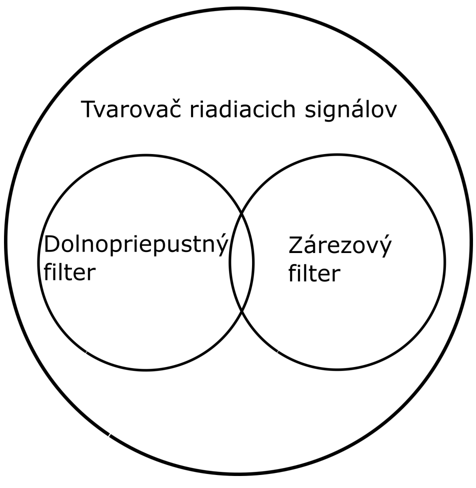
$$VIBLPF : \{SBLP, PB1U, PB1L, SS1\}. \tag{34}$$

Tvarovač riadiacich signálov má nasledovnú množinu obmedzení:

$$VIBIS : \{SB, SS1\}. \tag{35}$$

Vzhľadom na to, že rovnice obmedzení tvarovača, (35) sú nevyhnutnou podmnožinou obmedzení zárezového filtra, (33) a vlastnou podmnožinou obmedzení pre dolnopriepustný filter, (34), zdá sa, že akékoľvek riešenie obmedzení filtra je tiež riešením pre obmedzenia tvarovača vstupných signálov [9]. Toto tvrdenie však nie je pravdivé. To znamená, že súbor riešení dolnopriepustného filtra a množina riešení zárezového filtra sú podmnožiny množiny tvarovača vstupných signálov. Súbor možných riešení pre obmedzenia tvarovača je teda rovný alebo väčší ako súbor možných riešení, stanovený obmedzeniami filtrov. Tento vzťah je zobrazený na obr. 10.

Vzhľadom na to, že proces regulácie filtrovaného/tvarovaného signálu bude predĺžený o čas prechodu použitého filtra alebo tvarovača, mala by byť zvolená minimálna dĺžka



Obrázok 10: Grafická reprezentácia priestoru možných riešení.

riešenia. Proces výberu je zachytený minimalizáciou času posledného impulzu filtra alebo tvarovača:

$$min\,(t_N)\,. \tag{36}$$

Pomocou tohto kritéria výberu a vzhľadom na to, že súbor dolnopriepustných/zárezových riešení je podmnožinou riešení tvarovača, nemôže zárezový filter alebo dolnopriepustný filter nikdy trvať kratší čas, než je čas prechodu tvarovača vstupných signálov.

Je evidentné, že tvarovače majú za úlohu splniť podstatne menej požiadaviek ako filtre. Z tohto dôvodu bude v praktických prípadoch čas prechodu tvarovača podstatne kratšia ako čas prechodu zodpovedajúceho filtra. Jediným spôsobom získania zárezového filtra, ktorý má účinnosť blízku tvarovaču, je zmenšiť šírku pásmovej priepuste smerom k nulovej frekvenčnej šírke. Dolnopriepustný filter potláča všetky frekvencie vyššie ako najnižšia frekvencia v pásme zádrže. Iba na hranici takmer nulovej šírky priepustného pásma a ideálneho výberu vzorkovacej frekvencie sa blíži dĺžka času prechodu dolnopriepustného filtra času prechodu vstupného tvarovača.

2.4 Zložitosť riešenia a realizácia

Vzhľadom na to, že digitálne filtre a tvarovače vstupných signálov sú realizované rovnakým spôsobom a ich množiny obmedzení sú podobné, mohlo by sa zdať, že zložitosť riešenia a realizácie je podobná. Existujú však dva dôležité aspekty, ktoré je potrebné zvážiť: zložitosť vytvárania impulznej sekvencie a implementáciu riešenia.

Filtre musia spĺňať obmedzenia rovníc tvarovača, plus niektoré ďalšie. Z tohto dôvodu je zložitejšie konštruovať ich po výpočtovej stránke. Okrem toho je potrebné tiež zvoliť viac parametrov systému, ako pri navrhovaní vstupného tvarovača. Toto je znázornené veľkosťou množiny obmedzení v (28) - (30) a v zozname parametrov systému pre jednostavový prípad každej metódy tvarovania signálov uvedený v tabuľke 1.

Ďalšou výhodou menšieho počtu obmedzení je možnosť získavať riešenia pre impulzné amplitúdy a časy v explicitnom tvare. Existujú explicitné formy riešení pre mnoho tvarovačov [8], [19], [21], nie však pre digitálne filtre [22], [23]. Jednoduchosť riešenia tiež umožňuje, aby bol tvarovač jednoduchšie upraviteľný alebo optimalizovaný

	Pásmová zádrž	Dolná pásmová priepusť	Horná pásmová priepusť
Zárezový filter	ω_{S1}, ω_{S2}, V_{tol}	$\omega_{P1}, \varepsilon_1$	$\omega_{P2}, \varepsilon_2$
Dolnopriepustný filter	ω_{S1}, V_{tol}	$\omega_{P1}, \varepsilon_1$	
Tvarovač vst. signálov	$\omega_{S1}, \omega_{S2}, V_{tol}$		

Tabuľka 1: Návrhové parametre tvarovacích metód.

pre potreby konkrétneho systému. Napríklad, ako boli tvarovače optimalizované pre použitie s regulátormi so spätnou väzbou na znižovanie nelineárnych kmitov pružného viacnásobného manipulátora [26]. Pretože riešenia s uzavretými formami sú známe, tvarovače môžu byť prispôsobené v reálnom čase vzhľadom k meniacim sa požiadavkám na systém [27] - [29].

Ďalšou úvahou je realizácia filtrov na reálnych zariadeniach. Filtre realizované prostredníctvom tradičných metód filtrovania, pôvodne vyvinuté pre spracovanie signálu, neobsahujú žiadnu formu obmedzenia akčného člena. Signály tvarované týmito filtrami nemusia byť realizovateľné v danom systéme. Tvarovače obsahujú obmedzenia, ktoré vytvárajú realizovateľné riadiace signály. Napríklad, impulzné amplitúdy tvarovača sú obmedzené na pozitívne, alebo sú explicitne obmedzené na formovanie signálov v rámci hraníc netvarovaného riadiaceho signálu [30], [36].

Ťažkosti s realizáciou môžu tiež spôsobiť väčší počet impulzov tvoriacich zárez a dolnopriepustné filtre. Vzhľadom na to, že sa zvyšuje počet impulzov, zvyšuje sa aj pravdepodobnosť, že dôjde k nerealizovateľnej zmene signálu. Skutočnosť, že vstupné tvarovače obsahujú menej impulzov, všeobecne vytvárajú jednoduchšie riadiace signály ako zárezové alebo dolnopriepustné filtre. Výsledkom toho je, že akčné členy sú s väčšou pravdepodobnosťou schopné sledovať tvarovaný vstupný signál ako riadiaci signál zárezového alebo dolnopriepustného filtra. Nižšie výpočtové požiadavky na realizáciu tvarovača tiež znamenajú, že tvarovaný signál je s väčšou pravdepodobnosťou vykonateľný v danom systéme, než filtrovaný signál.

3 Priama metóda návrhu adaptívneho tvarovača riadiacich signálov

Priama metóda návrhu adaptívneho tvarovača riadiacich signálov sa používa na úpravu vstupných signálov počas aktívnej prevádzky systému. Úlohou tejto metódy je zabezpečiť, aby boli zvyškové kmity potlačené v čo najkratšom, konečnom čase. Všeobecnejšia filtrácia pomocou diskrétneho FIR filtra môže dosiahnuť rovnaké výsledky. Skúmané boli rôzne prístupy vedúce k zlepšeniu odolnosti na chyby modelu.

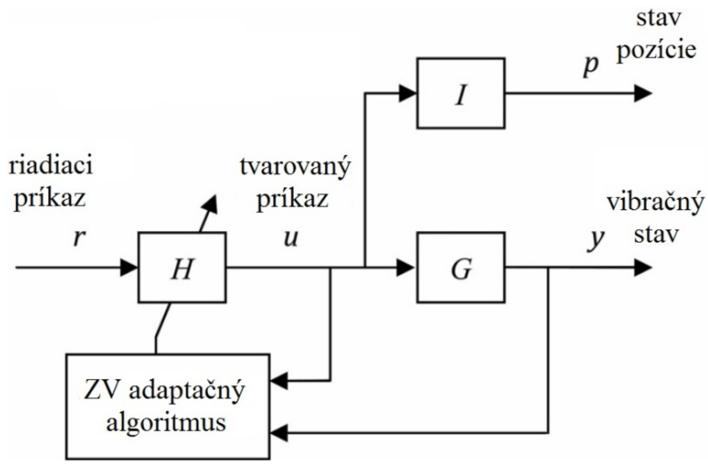
So zvyšovaním robustnosti sa však vyžaduje zvýšenie času prechodu tvarovača a zodpovedajúce zvýšenie doby ustálenia, alebo zavedenie záporných impulzov. Je zrejmé, že pre zníženie miery kmitov v systéme je vhodné prispôsobovať charakteristické vlastnosti tvarovača podľa merania súčasných kmitov. Nevýhodou tohto prístupu je potreba ďalších senzorov a zvýšenie zložitosti regulátora. Napriek týmto komplikáciám je potrebné zvážiť možný prínos v systémoch s neznámou alebo časovo premenlivou dynamikou.

Jeden prístup adaptívneho tvarovania riadiacich signálov je založený na použití metód identifikácie systému, kde je tvarovač definovaný tak, aby spĺňal požiadavky návrhu, ktorý je už známy ako funkcia identifikovateľných parametrov v prenosovej funkcii systému. Identifikačný systém vo frekvenčnej oblasti bol prvýkrát navrhnutý na prispôsobenie časového odstupu impulzov tvarovača [31]. Tieto identifikačné systémy sa tiež považujú za výpočtovo menej náročné [32] - [34].

Ako môžu byť tieto systémy úspešne aplikované na multimodálne systémy je stále otvorenou témou, zvlášť keď je prítomná v meraných signáloch vyššia úroveň šumu. Tieto systémy zabraňujú jednoznačnej identifikácii parametrov modelu, ale sú formulované za predpokladu jednostavových charakteristík pre zvyškové kmity. Metóda priameho adaptívneho vstupného tvarovania (Direct Adaptive Input-Shaping - DAIS) od autorov Rhim a Book [34], [35], je založená na meraní zostatkových kmitov a môže byť priamo uplatniteľná aj pre multimodálne systémy. Táto metóda zahŕňa dostatočný počet impulzov v sekvencii tvarovača a pomocou nej sa nastavujú len amplitúdy impulzov. Nulové kmity potom môžu byť získané s ľubovoľnými časmi výskytu impulzov.

3.1 Syntéza FIR filtra určujúca nulové kmity

Nech je definovaný diskrétny FIR filtrer H rádu K , ktorý je zapojený v sérii so stabilným lineárnym systémom G s nekonečnou impulznou odozvou $g = g_0, g_1, g_2, \dots$. Tvarovač má impulznú odozvu $h = h_0, h_1, h_2, \dots, h_K$, ktorá je cieľom optimalizácie/adaptácie, pričom G a I tvoria riadený systém, ako je znázornené na obr. 11 [12].



Obrázok 11: Štruktúra adaptívneho tvarovača vstupných signálov.

Systém I predstavuje celkovú dynamiku cieľového objektu, ktorého výstup p reprezentuje celkový stav pohybu a súčasnú pozíciu objektu. Výstup G reprezentuje kmitavý stav, ktorý závisí od tvarovaného signálu u, ale nesúvisí s celkovým pohybom cieľového objektu.

Tvarovanie vstupných signálov vyžaduje určenie filtra H, ktorý zaručuje, že keď vstupný signál r dosiahne ustálenú hodnotu a zotrvá na nej, výstup y dosiahne a zostáva na nule v konečnom čase [24]. Táto podmienka bude označovaná ako nulové kmity. Predpokladá sa, že dosiahnutím nulového stavu na Y, sú nežiaduce zložky kmitov na pozícii stavu p eliminované. Výstup y vyskytujúci sa v odozve na signál r je daný konvolúciou $y = f * r$, kde $f = g * h$ je impulzná odozva celého systému. Po ľubovoľnom riadiacom signáli r, ktorý má konečné trvanie L_r, je dosiahnutá podmienka nulových kmitov, napr. $y_n = 0$, $n > L_r + L_f$, ak je h zvolené tak, že f má konečnú dĺžku L_f:

$$f_n = 0, n \geq L_f \Leftrightarrow \sum_{k=0}^{K} g_{n-k} h_k = 0, n \geq L_f. \tag{37}$$

To si vyžaduje, aby impulzná odozva radov h_k a g_{n-k} boli ortogonálne pre všetky posuny $n \geq L_f$. Ak G nepredstavuje oneskorenie času prechodu, potom môžeme uvažovať nad podmienkou ortogonality pre $n \geq L_f = k+1$. Pre konečný počet posunov $K+1 \leq n \leq N$ môže byť výsledná podmienka nulových kmitov napísaná v maticovom tvare:

$$\Gamma_N h = 0, kde\ \Gamma_N = \begin{bmatrix} g_{K+1} & g_K & \cdots & g_1 \\ g_{K+2} & g_{K+1} & \cdots & g_2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_N & g_{N-1} & \cdots & g_{N-K} \end{bmatrix}, h = \begin{bmatrix} h_0 \\ h_1 \\ \vdots \\ h_K \end{bmatrix}. \tag{38}$$

Matica Γ_N vytvorená z priameho merania, modelovania systému, alebo identifikačných postupov, môže byť použitá pre syntézu FIR filtra h.

3.2 Priama metóda návrhu pomocou vstupných a výstupných signálov

V prípade, že nepoznáme matematický model sústavy G, môžeme použiť priamu metódu návrhu pomocou vstupných a výstupných signálov [23]. Nasledujúca matica, odvodená z konvolučnej rovnice, popisuje vzťah medzi vstupmi a výstupmi:

$$\begin{bmatrix} y_N & y_{N-1} & \cdots & y_{N-K} \\ y_{N-1} & y_{N-2} & \cdots & y_{N-K-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ y_{K+1} & y_K & \cdots & y_1 \\ y_K & y_{K-1} & \cdots & y_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_N & u_{N-1} & \cdots & u_{N-K} \\ u_{N-1} & u_{N-2} & \cdots & u_{N-K-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ u_{K+1} & u_K & \cdots & u_1 \\ u_K & u_{K-1} & \cdots & u_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_0 & 0 & \cdots & 0 \\ g_1 & g_0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_K & g_{K-1} & \cdots & g_0 \end{bmatrix} + \\ + \begin{bmatrix} u_{N-K-1} & u_{N-K-2} & \cdots & u_0 \\ u_{N-K-2} & u_{N-K-3} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ u_0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_{K+1} & g_K & \cdots & g_1 \\ g_{K+2} & g_{K+1} & \cdots & g_2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_N & g_{N-1} & \cdots & g_{N-K} \end{bmatrix} \tag{39}$$

Táto závislosť môže byť písaná ako maticový zápis (39):

$$Y_N = U_N \Phi + V_N \Gamma_N. \tag{40}$$

Ak h spĺňa podmienku nulových kmitov, napr. $\Gamma_N h = 0$ a vieme, že $\Phi h = f$, potom:

$$Y_N h - U_N f = 0. \tag{41}$$

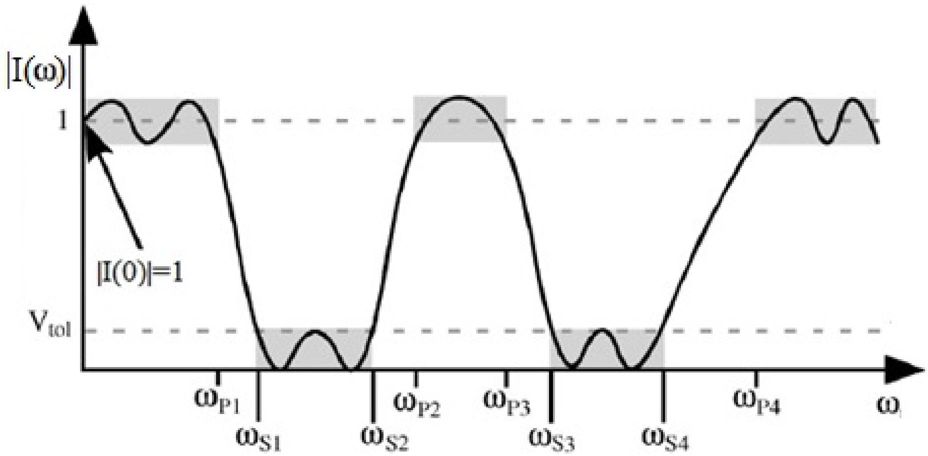
Aj keď znalosť dynamiky systému obsiahnutú v g nie je pre syntézu potrebná, približné hodnoty vlastných frekvencií môžu byť pre výber vhodného trvania tvarovača užitočné.

4 Multimodálne systémy

Vhodne tvarované signály môžu byť tiež použité na potlačenie viacerých harmonických zložiek. Aby sa tak stalo, k návrhu obmedzení sú pridané ďalšie obmedzenia.

4.1 Obmedzenia multimodálneho zárezového filtra

Na demonštráciu obmedzení potrebných k potlačeniu viacerých druhov kmitov so zárezovým filtrom sú obmedzenia potrebné pre dvojstavový zárezový filter znázornené graficky na obr. 12.



Obrázok 12: Obmedzenia multimodálneho zárezového filtra [10].

Obmedzenia určujúce ďalšie pásmo zádrže medzi ω_{S3} a ω_{S4} a ďalšie priepustné pásmo medzi ω_{P2} a ω_{P3} musia byť pridané do množiny obmedzení [7], [37]. Obmedzenia pásmovej zádrže potom možno vyjadriť ako:

$$\begin{aligned} SB1 &: V(\omega_i, \zeta) \leq V_{tol}, \omega_{S1} \leq \omega_i \leq \omega_{S2} \\ SB2 &: V(\omega_i, \zeta) \leq V_{tol}, \omega_{S3} \leq \omega_i \leq \omega_{S4} \end{aligned} \tag{42}$$

Všeobecné obmedzenia pásmových priepustí sú:

$$
\begin{aligned}
PB1U &: V(\omega_i, \zeta) \leq 1 + \varepsilon_1, 0 \leq \omega_i \leq \omega_{P1} \\
PB1L &: V(\omega_i, \zeta) \geq 1 - \varepsilon_1, 0 \leq \omega_i \leq \omega_{P1} \\
PB2U &: V(\omega_i, \zeta) \leq 1 + \varepsilon_2, \omega_{P2} \leq \omega_i \leq \omega_{P3} \\
PB2L &: V(\omega_i, \zeta) \geq 1 - \varepsilon_2, \omega_{P2} \leq \omega_i \leq \omega_{P3} \\
PB3U &: V(\omega_i, \zeta) \leq 1 + \varepsilon_3, \omega_{P4} \leq \omega_i \\
PB3L &: V(\omega_i, \zeta) \geq 1 - \varepsilon_3, \omega_{P4} \leq \omega_i
\end{aligned} \tag{43}
$$

Obmedzenie súčtu amplitúd musí spĺňať nasledovnú podmienku:

$$SS1 : \sum A_j = 1. \tag{44}$$

Množina obmedzení dvojstavového zárezového filtra môže byť určená ako:

$$VIBNF2 : \{SB1, SB2, PB1U, PB1L, PB2U, PB2L, PB3U, PB3L, SS1\}. \tag{45}$$

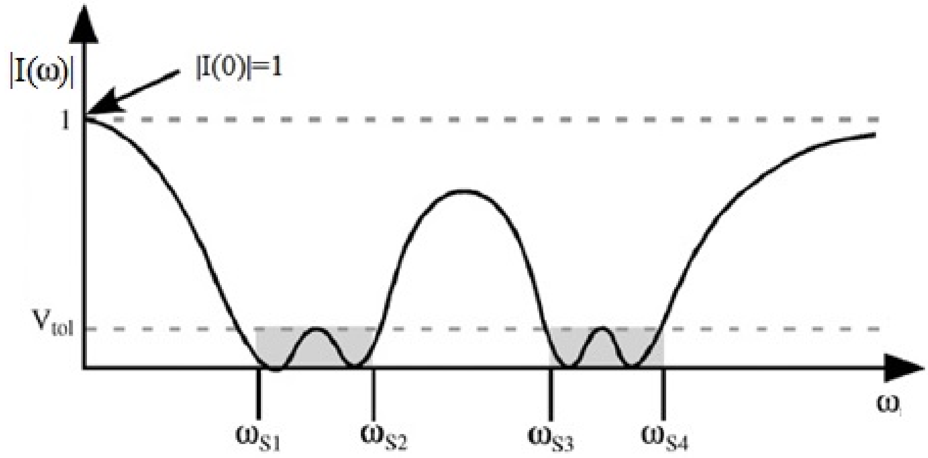
So zvyšujúcim sa počtom druhov kmitov a pásmových priepustí sa zvyšuje aj počet obmedzení. Pre systém sk potlačenými pásmami bude existovať *3k+3* obmedzení:

$$VIBNFk : \{SB1, \ldots, SBk, PB1U, \ldots, PB(k+1)U, PB1L, \ldots, PB(k+1)L, SS1\}. \tag{46}$$

4.2 Obmedzenia multimodálneho tvarovača vstupných signálov

Obmedzenia potrebné pre dvojstavový tvarovač [38] sú graficky znázornené na obr. 13. Množina obmedzení sa skladá z dvoch obmedzení pásiem zádrže a obmedzenia súčtu amplitúd:

$$
\begin{aligned}
SB1 &: V(\omega_i, \zeta) \leq V_{tol}, \omega_{S1} \leq \omega_i \leq \omega_{S2}, \\
SB2 &: V(\omega_i, \zeta) \leq V_{tol}, \omega_{S3} \leq \omega_i \leq \omega_{S4}, \\
SS1 &: \sum A_j = 1.
\end{aligned} \tag{47}
$$



Obrázok 13: Obmedzenia multimodálneho tvarovača vstupných signálov [10].

Celá množina obmedzení dvojstavového tvarovača je teda:

$$VIBIS2 : \{SB1, SB2, SS1\}. \tag{48}$$

Pre k-stavový systém je potrebných *k+1* obmedzení:

$$VIBISk : \{SB1, \ldots, SBk, SS1\}. \tag{49}$$

4.3 Výhody použitia tvarovača vstupných signálov pre multimodálne systémy

Môžeme tvrdiť, že množina riešení multimodálnych zárezových filtrov je podmnožina množiny riešení multimodálnych tvarovačov vstupných signálov. Z tohto dôvodu nemôže byť čas potrebný pre riešenie daného súboru obmedzení potlačenia kmitov a výber minimálneho trvania riešenia multimodálneho zárezového filtra nikdy kratší, než pre multimodálny vstupný tvarovač.

Dôkaz výhody použitia tvarovača pre multimodálne systémy spočíva v preukázaní logiky pre jednostavové systémy prezentované v kapitole 2.3.4.

Množina obmedzení potrebná pre návrh zárezového filtra na potlačenie k-stavových kmitov je:

$$VIBNFk : \{SB1, \ldots, SBk, PB1U, \ldots, PB(k+1)U, PB1L, \ldots, PB(k+1)L, SS1\}. \tag{50}$$

Pre multimodálny tvarovač vstupných signálov je množina obmedzení:

$$VIBISk : \{SB1, \ldots, SBk, SS1\}. \tag{51}$$

Rovnako ako v jednostavovom prípade je množina obmedzení tvarovača (51) vlastnou podmnožinou množiny obmedzení zárezového filtra, (50). Vzhľadom na toto tvrdenie, vyhovuje akékoľvek riešenie, ktoré vyhovuje obmedzeniam multimodálneho zárezového filtra aj obmedzeniam tvarovača vstupných signálov.

To znamená, že množina možných multimodálnych riešení tvarovača je rovná alebo väčšia množine možných riešení multimodálneho zárezového filtra. Ak je zvolená minimálna doba riešenia ako v (36), potom nemôže trvať regulácia prostredníctvom zárezového filtra nikdy kratšie, než je prostredníctvom tvarovača, ktorý spĺňa rovnaké obmedzenia kmitov.

4.4 Existencia riešenia s kladným výstupom z tvarovača

Nie je jasné, či pri použití metódy s rozmiestnením núl vždy existuje nezáporné riešenie tvarovača. Postačujúcou podmienkou pre zabezpečenie toho, aby mal konečný multimodálny tvarovač všetky amplitúdy nezáporné je, aby mal každý jednostavový tvarovač všetky amplitúdy nezáporné [4]. Z definícií amplitúd popisujúcich ZV tvarovač (52)-(54) je evidentné, že:

$$A_0 = 1, \tag{52}$$

$$A_1 = -2\cos(\omega\sqrt{1-\zeta^2}\ T)e^{-\zeta\omega T}, \tag{53}$$

$$A_2 = e^{-\zeta\omega T}. \tag{54}$$

Riešenie rovnice (54) bude vždy kladné, faktor $-2e^{-\zeta\omega T}$ v (53) je vždy záporný, takže zvyšný faktor $\cos(\omega_d T)$ je jediný, ktorý môže zmeniť znamienko A_1 , pričom

$$\omega_d = \omega\sqrt{1-\zeta^2}. \tag{55}$$

Ak môžeme dokázať, že:

$$cos\,(\omega_d T) \leq 0, \tag{56}$$

potom budú všetky amplitúdy nezáporné. Pre multimodálny tvarovač určený umiestnením núl platí, že ak je možné preukázať existenciu takého T, že amplitúdy tvarovača sú v každom stave nezáporné, potom skutočne existuje také T pre výsledný tvarovač, že všetky jeho amplitúdy sú nezáporné [23].

Je možné preukázať, že pre počet režimov ω_{di} neexistuje také T, ktoré spĺňa podmienku (56) pre všetky i. Na potvrdenie tohto tvrdenia uvažujme nad jednoduchým príkladom. Vyberme

$$\omega_{da}, \omega_{db} = 2\omega_{da}, \omega_{dc} = 3\omega_{da}, \omega_{dd} = 4\omega_{da}. \tag{57}$$

Pre všetky štyri frekvencie, ktoré spĺňajú podmienky (57) neexistuje také T, kde sú všetky štyri signály nezáporné.

$$\cos\,(\omega_{di} T) \in \langle -1; 1 \rangle, pre\ \ i = a, b, c, d \tag{58}$$

4.5 Hľadanie riešenia s najkratším časom regulácie

Pri hľadaní riešenia s najkratším časom regulácie je hlavnou úlohou určiť minimálne T, kedy sú všetky amplitúdy tvarovača nezáporné. Takéto riešenie vedie k nulami určenému tvarovaču, ktorý prináša najrýchlejšie manévrovacie schopnosti [39], [40].

Uvažujme s obmedzením z predchádzajúcej časti: $\cos\,(\omega_{di} T) \leq 0$ pre všetky i. Kosínusová vlna s frekvenciou f^* bude záporná len v rozmedzí od $\frac{t^*}{4} + nt^*$ do $\frac{3t^*}{4} + nt^*$, kde $t^* = \frac{1}{f^*}$, $n = 1, 2, 3, ...$ Definujme dvojstavový systém, kde $A(t) = cos(2\pi f_a t)$ a $B(t) = cos(2\pi f_b t)$. Nech t_a je perióda *A(t)* a t_b je perióda *B(t)* a platí $f_a \leq f_b$. Pre dvojstavový systém tak môže byť prvé *A(t)* nekladné v $\frac{t_a}{4}$. Keďže budeme meniť len frekvenciu f_b, ktorá je väčšia ako f_a, nami zaručené minimálne T sa nesmie vyskytnúť pred $\frac{t_a}{4}$. Ak vezmeme do úvahy rozsah

$$f_a \leq f_b \leq 3f_a, \tag{59}$$

potom je najmenšie T z rady f_b rovné $\frac{t_a}{4}$, pretože

$$B(\frac{t_a}{4}) \leq 0. \tag{60}$$

Ak vezmeme do úvahy rozsah

$$3f_a \leq f_b \leq 5f_a, \tag{61}$$

potom je najmenšie T z rady f_b rovné $\frac{5t_b}{4}$. Tieto výsledky môžu byť rozšírené na všetky možné rozsahy:

$$\begin{aligned} T_m = \frac{t_a}{4}, \quad kde \quad nf_a < f_b \leq (n+2)f_a, \quad n = 1, 5, 9, 13, \ldots \\ T_m = \frac{(n+2)t_b}{4}, \quad kde \quad nf_a < f_b \leq (n+2)f_a, \quad n = 3, 7, 11, 15, \ldots \end{aligned} \tag{62}$$

V prípade, že je minimálna možná vzdialenosť medzi impulzmi T_m pre dvojstavový tvarovač popísaný rozmiestnením núl vo frekvenčnej oblasti podľa (62), potom je dĺžka tvarovača

$$4T_m = t_a. \tag{63}$$

Minimálny čas regulácie pre dvojstavový konvolvovaný ZV tvarovač v časovej oblasti je $\frac{t_a}{2} + \frac{t_b}{2}$. Vzhľadom na to, že $f_b \geq f_a$, najlepšou metódou umiestňovania núl vo frekvenčnej oblasti, ktorá môže byť zaručená, je určiť dĺžku ZV tvarovača v časovej oblasti, ktorá nastane keď $f_b = f_a$. Pre zjednodušenie uvažujme ešte s jednou podmienkou:

$$\zeta_a = \zeta_b = 0 \tag{64}$$

S nulovým tlmením sú amplitúdy pre dvojstavový tvarovač vo frekvenčnej oblasti určené vzťahmi:

$$\begin{aligned} A_0 &= 1, \\ A_1 &= -2(cos(\omega_{da}T) + cos(\omega_{db}T)), \\ A_2 &= 4cos(\omega_{da}T)cos(\omega_{db}T) + 2, \\ A_3 &= A_1, \\ A_4 &= 1. \end{aligned} \tag{65}$$

Opäť platí, že je potrebné, aby všetky amplitúdy boli nezáporné. $A_1 \geq 0$ vyžaduje aby:

$$- cos(\omega_{db}T) \geq cos(\omega_{da}T), \tag{66}$$

$A_2 > 0$ vyžaduje aby:

$$cos(\omega_{da}T)cos(\omega_{db}T) \geq -\frac{1}{2}. \tag{67}$$

Je potrebné poznamenať, že pri nulovom tlmení (64) tvoria tieto podmienky nevyhnutné a postačujúce obmedzenia [23]. Akýkoľvek impulzný odstup T, ktorý spĺňa podmienky a je určený dvojicou $(cos(2\pi f_a T), cos(2\pi f_b T))$, vedie ku všetkým kladným impulzom vo výstupnom signáli z tvarovača.

5 Prehľad štandardných metód identifikácie systémov

Prvým krokom identifikácie systému z experimentálnych dát je modelovanie. Správanie sa modelu je dané štruktúrou systému a vlastnosťami rovníc popisujúcich vzťahy akčných členov. Spôsob, akým sú jednotlivé subsystémy prepojené a ako na seba pôsobia popisuje celkový systém a jeho správanie [41], [48]. Správanie systému získané pomocou rovníc popisujúcich fyzikálny model môže byť podrobne popísané sústavou algebraických aj diferenciálnych rovníc. Za predpokladu, že štruktúra systému a jeho funkčné komponenty sú všeobecne známe, sa takto získané modely nazývajú parametrické alebo „grey box“ modely. Fyzikálna štruktúra a fyzikálna parametrizácia sú v takýchto modeloch známe, ich parametre sú však neznámymi. Modely tvorené bez zohľadnenia vnútornej štruktúry systému sa nazývajú „black box“ modely, ktoré jednoducho modelujú príčinnú súvislosť medzi vstupom a výstupom. Pri modelovaní a experimentovaní sa koncipuje bloková schéma alebo náčrt systému a jeho funkčné komponenty. Systém je následne budený a je pozorovaná odozva systému. Tento proces si vyžaduje kontinuálne merania odozvy, ako aj kvantitatívne riadenie vstupov. Nadväzujúci matematický problém spočíva v určení, ktoré diferenciálne rovnice popisujú správanie systému z ktorého boli údaje získané.

Vo všeobecnosti sa modely systému rozdeľujú na lineárne a nelineárne modely. Lineárne modely sa často delia na modely vychádzajúce z časovej oblasti a modely vychádzajúce z frekvenčnej oblasti. Keďže cieľom modelovania je znížiť neznalosť správania sa systému, aj náhodné veličiny vyžadujú modelovanie. Z tohto dôvodu sa tiež na modelovanie neznalosti a rušenia používajú stochastické a fuzzy modely. S ohľadom na zložitosť a interakciu komponentov, model vedie k SISO (single-input single-output) alebo MIMO (multi-input multi-output) modelu. Moderné techniky identifikácie sú založené na neurónových sieťach a fuzzy neurónových sieťach použitých na modelovanie nelineárnych systémov pre filtráciu, predikciu a riadenie [43].

Účelom identifikácie je experimentálne určiť štruktúru a zložitosť modelu. Po určení štruktúry a komplexnosti modelu sa pre odhad neznámych parametrov modelu systému použije vhodná metóda. Napokon by malo nastať overenie modelu a posúdenie správnosti identifikácie modelu.

5.1 Identifikácia časovo diskrétnych systémov

Časovo diskrétny signál je v skutočnosti sekvencia reálnych čísiel, ktoré reprezentujú hodnoty signálu v diskrétnych časových okamžikoch. Systém spracúvajúci časovo diskrétne signály môže byť prostredníctvom Z-transformácie popísaný vo frekvenčnej doméne ako diskrétna prenosová funkcia. Lineárny systém môže byť reprezentovaný ako lineárna rovnica s konštantnými koeficientami [44], založená na autoregresívnej rovnici s kĺzavým priemerom (ARMA)

$$\sum_{i=0}^{n} a_i y(k-i) = \sum_{j=0}^{m} b_j u(k-d-j), \tag{68}$$

kde $d \geq 0$ označuje dopravné oneskorenie [42]. V prípade, že $a_0 \neq 1$ je vhodné normalizovať rovnicu tak, aby bol koeficient a_0 rovný jednej. ARMA rovnica môže byť potom v tvare

$$y(k) = -\sum_{i=1}^{n} a_i y(k-i) + \sum_{j=0}^{m} b_j u(k-d-j). \tag{69}$$

Z rovnice v tomto tvare jasne vidieť, že súčasný výstup $y(k)$ je závislý na n predchádzajúcich výstupoch a $m+1$ predchádzajúcich vstupoch. Aplikovaním Z-transformácie na rovnicu (68) dostávame

$$Y(z)\sum_{i=0}^{n} a_i z^{-i} = U(z) z^{-d} \sum_{j=0}^{m} b_j z^{-j} \tag{70}$$

a diskrétna prenosová funkcia systému je

$$H(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{z^{-d}\sum_{j=0}^{m} b_j z^{-j}}{\sum_{i=0}^{n} a_i z^{-i}}. \tag{71}$$

Je možné sledovať dva špeciálne prípady rovnice ARMA:

- Filter kĺzavým priemerom (MA)

  V tomto prípade je na výstupe systému zastúpený kĺzavý priemer hodnôt vstupného signálu (72).

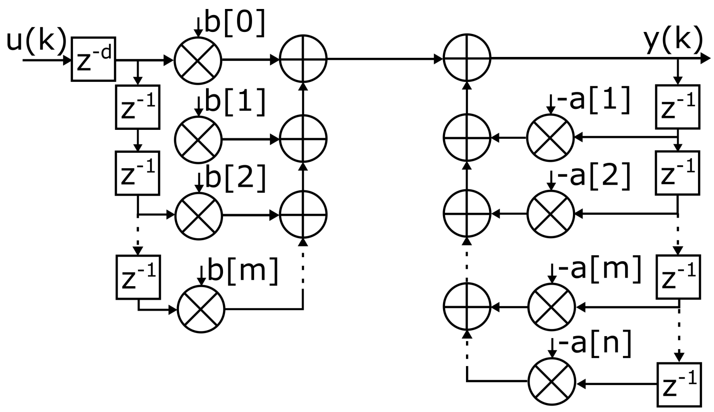
$$y(k) = \sum_{j=0}^{m} b_j u(k-d-j) \tag{72}$$

- Autoregresívny filter (AR)

  Hodnota výstupu systému je závislá len od predchádzajúcich hodnôt výstupného signálu (73).

$$y(k) = -\sum_{i=1}^{n} a_i y(k-i) \tag{73}$$

Schematickú reprezentáciu ARMA filtra je možné vidieť na obr. 14.



Obrázok 14: Schématická reprezentácia ARMA filtra.

Pri automatickom riadení a spracovaní signálov chápeme model dynamického systému ako matematický popis vzťahu medzi vstupmi a výstupmi systému. Na základe tohto vzťahu je možné určiť prenos sústavy, a tak danú sústavu identifikovať. Medzi základné identifikačné techniky môžu byť zaradené metódy, ako napríklad prechodová a impulzná charakteristika. Budený vstup má charakter jednotkového skoku, prípadne jednotkového impulzu a zaznamenaný výstupný signál tvori model. Aplikácia týchto techník je jednoduchá, no veľmi náchylná na šum. Ďalšou nevýhodou použitia týchto techník pri identifikácii systému je potreba zavedenia jednotkového skoku / impulzu na vstupe, čo je pri niektorých systémoch nežiadané až nevhodné. Z tohto dôvodu sa venujeme aj iným prístupom identifikácie systémov, ktoré sú popísané v ďalšom texte.

Gradientová metóda a metóda najmenších štvorcov môžu byť použité na odhad parametrov ľubovolného lineárneho systému [44], [45], [51]. Pre jednoduchosť a prehľadnosť uvažujme s dopravným oneskorením $d = 1$. Rovnica (69) môže byť uvedená ako

$$y(k) = \varphi^T(k-1)\theta, \tag{74}$$

kde

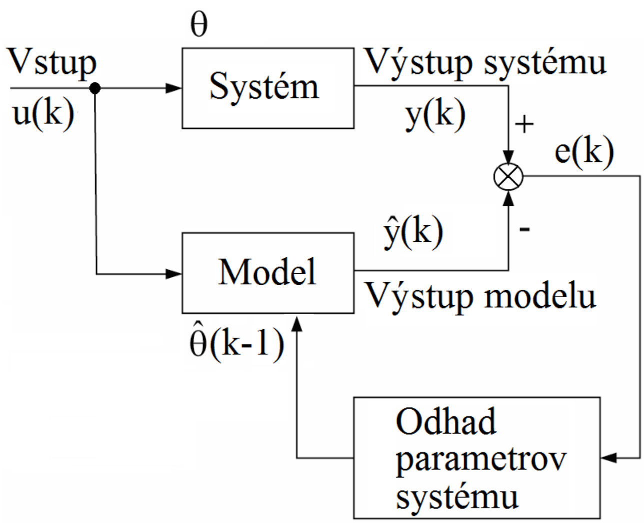
$$\begin{aligned} \theta &= [-a_1 \ldots - a_n \quad b_0 \ldots b_m]^T, \\ \varphi(k-1) &= [y(k-1) \ldots y(k-n) \quad u(k-1) \ldots u(k-m)]^T. \end{aligned} \tag{75}$$

θ je vektor parametrov systému, ktoré sa pokúšame určiť a $\varphi(k-1)$ sa nazýva regresný vektor, nakoľko je tvorený predchádzajúcimi vstupmi a výstupmi systému, ktoré ovplyvňujú súčasnú hodnotu výstupu systému.

Počas určovania správnych hodnôt parametrov systému je potrebné určiť počiatočný odhad $\hat{\theta}(0)$. Následne sú hodnoty parametrov tak prispôsobené, aby sa rozdiel medzi odhadovaným výstupom systému $\hat{y}(k) = \varphi(k-1)^T\hat{\theta}(k-1)$ a skutočným výstupom systému $y(k) = \varphi(k-1)^T\theta$ v priebehu času minimalizoval. Úlohou adaptácie sa tak stáva minimalizovať chybu rozdielu medzi očakávaným a skutočným výstupom (76).

$$e(k) = |y(k) - \hat{y}(k)| = |\varphi(k-1)^T\theta - \varphi(k-1)^T\hat{\theta}(k-1)| \tag{76}$$

Schéma adaptácie je znázornená na obr. 15.



Obrázok 15: Schéma adaptácie parametrov modelu.

Lokálne chceme zmeniť parametre systému tak, aby bola účelová funkcia (77) minimalizovaná na základe súčasnej pozície $\hat{\theta}(k-1)$.

$$J(k) = \frac{1}{2}e^2(k) = \frac{1}{2}(y(k) - \hat{y}(k))^2 \tag{77}$$

Tento proces je možné charakterizovať vzťahom

$$\begin{aligned} \frac{\Delta J(k)}{\Delta\hat{\varphi}(k-1)} &= \frac{\Delta\hat{y}(k)}{\Delta\hat{\varphi}(k-1)}e(k) \\ \frac{\Delta J(k)}{\Delta\hat{\varphi}(k-1)} &= -\varphi(k-1)e(k) \end{aligned} \tag{78}$$

Súčasné hodnoty parametrov systému sa tak prispôsobia klesaním lokálneho gradientu

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + \mu\varphi(k-1)e(k), \tag{79}$$

kde μ predstavuje krok adaptačného procesu.

5.2 Identifikácia systémov v obrazovej oblasti

V niektorých prípadoch môže byť frekvenčná charakteristika $G(z)$ diskrétneho lineárneho systému získaná z pokusov. Ako príklad môžeme uviesť výsledky z frekvenčného analyzátora cez impulzné odozvy. Identifikácia systému sa tak stáva problémom ako určiť koeficienty $a_i, b_j, i = 1 \ldots n, j = 1 \ldots m$ v rovnici časovo diskrétneho modelu (80) tak, aby modelovali prenosovú funkciu systému (82), kde je odhad prenosovej funkcie použitý na aproximáciu experimentálnych dát $G(z)$ [46], [47].

$$A(z^{-1})Y(z) = B(z^{-1})U(z), \tag{80}$$

kde

$$\begin{aligned} A(z^{-1}) &= 1 + a_1 z^{-1} + \ldots + a_n z^{-n}, \\ B(z^{-1}) &= b_1 z^{-1} + \ldots + b_m z^{-m}. \end{aligned} \tag{81}$$

$$\hat{G}(z) = \frac{\hat{B}(z)}{\hat{A}(z)} = \frac{b_1 z^{-1} + \ldots + b_m z^{-m}}{1 + a_1 z^{-1} + \ldots + a_n z^{-n}} \tag{82}$$

Cieľom optimalizácie identifikácie je minimalizovať kvadratickú chybu

$$\min_{a_i, b_j} \sum_k \left| G(z)_k - \frac{\hat{B}(z)_k}{\hat{A}(z)_k} \right|^2 \tag{83}$$

Problém minimalizácie (83) nie je lineárny optimalizačný problém a teda ho nemožno vyriešiť bežnou identifikačnou metódou najmenších štvorcov. Môže byť transformovaný na nasledujúci problém minimalizácie:

$$\min_{a_i, b_j} \sum_k \left| \hat{A}(z)_k G(z)_k - \hat{B}(z)_k \right|^2 \tag{84}$$

Táto chybová funkcia môže byť formulovaná ako štandardný problém metódy najmenších štvorcov definovaním vektora

$$Y_N = \Phi_N \theta, \tag{85}$$

kde

$$Y_N = \begin{bmatrix} z_1^n G(z_1) \\ z_2^n G(z_2) \\ \vdots \\ z_N^n G(z_N) \end{bmatrix}, \Phi_N = \begin{bmatrix} -(z_1)^{n-1} G(z_1) & \dots & -G(z_1) & (z_1)^{m-1} & \dots & z_1 & 1 \\ -(z_2)^{n-1} G(z_2) & \dots & -G(z_2) & (z_2)^{m-1} & \dots & z_2 & 1 \\ \vdots & & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots \\ -(z_N)^{n-1} G(z_N) & \dots & -G(z_N) & (z_N)^{m-1} & \dots & z_N & 1 \end{bmatrix}, \tag{86}$$

$\theta = [a_1 \dots a_n b_1 \dots b_m]^T$.

5.3 Identifikácia MIMO systémov

Charakteristickým problémom viacpremenných lineárnych systémov je to, že vo všeobecnosti neexistuje unikátna faktorizácia $\left(A(z^{-1}), B(z^{-1})\right)$, ktorá zodpovedá danej prenosovej funkcii $H(z^{-1}) = A^{-1}(z^{-1})B(z^{-1})$ [45], [51]. Z tohto dôvodu je pre danú viacpremennú prenosovú funkciu $H(z^{-1})$ vhodné definovať ekvivalentnú triedu faktorizácie $\Big(Q(z^{-1})A(z^{-1}), Q(z^{-1})$
$B(z^{-1})\Big)$ pre $H(z^{-1})$ na akúkoľvek stabilnú, kauzálnu a invertibilnú polynomiálnu maticu $Q(z^{-1})$. Pre každého člena takejto skupiny možno nájsť prenosovú funkciu

$$\left(Q(z^{-1})A(z^{-1})\right)^{-1} Q(z^{-1})B(z^{-1}) = A^{-1}(z^{-1})B(z^{-1}) = H(z^{-1}). \tag{87}$$

V súlade so vzťahom (87) môže byť ľubovoľný člen tejto triedy faktorizácie použitý na získanie vlastností prenosovej funkcie. Dôležitým záverom je, že predpoklady o unikátnosti parametrizácie sú umelé predpoklady, ktorým je potrebné sa vyhnúť, ak nie sú explicitne apriórne dané. Z praktických dôvodov je však žiaduce použiť konečný počet vhodne definovaných parametrov. Za účelom identifikácie pomocou metódy najmenších štvorcov je vhodné usporiadať dáta modelu do tvaru:

$$\begin{aligned}
&y(t) = -A_1 y(t-1) - \ldots - A_n y(t-n) + B_0 u(t) + B_1 u(t-1) + \ldots + B_m u(t-m),\\
&\varphi(t) = [-y(t-1) \ldots - y(t-n) u(t) \ldots u(t-m)]^T, \qquad (88)\\
&\theta = [A_1 \ldots A_n B_0 \ldots B_m]^T,
\end{aligned}$$

ktorý pripomína lineárny regresný model (85), kde $Y_N = [y_1 \ldots y_N]^T$, $[\Phi_N = \varphi_1 \ldots \varphi_N]^T$.

6 Modelovanie a simulácia lineárnych dynamických systémov

Úlohou modelovania a simulácie je skúmanie objektov, ich vlastností a činnosti. Zložitosť skúmaných objektov nás pri ich skúmaní núti zamerať sa iba na ich podstatné vlastnosti a zanedbať tie vlastnosti, ktoré nie sú vzhľadom na charakter nášho skúmania podstatné. Na objekte skúmania tak zavádzame isté abstrakcie, ktoré nazývame systémy. Modelovaný systém je možné chápať ako originál, zatiaľ čo model predstavuje zjednodušenú reprezentáciu originálu a jeho úlohou je zväčšiť mieru znalosti vlastností systému. Či je model dobrým modelom závisí od rozsahu, v ktorom popisuje správanie sa systému. Vzhľadom k tomu, že každý model je zjednodušeným skutočným opisom systému, je dôležité určiť úroveň detailov zahrnutých v modeli. Ak je v modeli zahrnutých príliš málo detailov, môžu chýbať relevantné interakcie súčastí systému, a tak výsledný model nemusí popisovať systém korektne. Ak je v modeli zahrnutých príliš veľa detailov, model sa môže stať príliš zložitým a tým brániť zväčšeniu miery znalosti vlastností systému [48].

Simulácia je výskumná technika, ktorej podstatou je náhrada skúmaného dynamického systému jeho simulačným modelom, s ktorým sa experimentuje s cieľom získať informácie o pôvodnom skúmanom dynamickom systéme. Simulácie sa vo všeobecnosti považujú za iteratívne. Po určení modelu a následnej simulácii sa z tejto simulácie učíme, reviduje sa model a pokračuje sa v iterovaní, až kým nie je dosiahnutá dostatočná úroveň znalosti vlastností systému.

6.1 Modelovanie slabotlmeného systému

Aby bolo možné modelovať slabotlmený systém, je vhodné zaviesť pojmy popisujúce mieru tlmenia [41]. Netlmený systém je taký systém, ktorý po aplikovaní konečného riadiaceho signálu produkuje nekonečný oscilujúci výstup.

V prípade, že systém reaguje na riadiaci signál pomaly a bez prekmitu na výstupe, hovoríme o pretlmenom systéme.

Vo väčšine prípadov sa pri riadení polohovacích zariadení stretávame so systémami, ktorých reakcia na riadiaci signál má tendenciu presiahnuť požadovanú finálnu hodnotu a následne okolo nej oscilovať so slabnúcim trendom. Takéto systémy označujeme ako slabotlmené systémy.

Medzi pretlmený a slabotlmený systém môže byť zaradený systém s určitou mierou tlmenia, pri ktorej výstup systému nepresiahne požadovanú finálnu hodnotu a nezačne oscilovať. Takýto prípad je špecifický pre systémy s kritickým tlmením. Rozdiel medzi systémom s kritickým tlmením a pretlmeným systémom je taký, že systém s kritickým tlmením dosahuje rovnovážny stav na výstupe za minimálnu dĺžku času.

Modelovanie slabotlmeného systému môže byť predeklarované na návrh lineárnej diferenciálnej rovnice druhého rádu popisujúcej tlmený pružinový systém [50], ktorá má tvar pohybovej rovnice

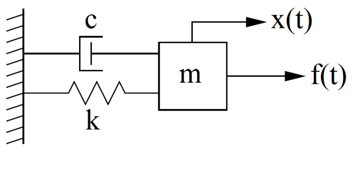
$$m\frac{d^2x(t)}{dt^2} + c\frac{dx(t)}{dt} + kx(t) = f(t), \tag{89}$$

kde m reprezentuje hmotnosť bremena, c označuje koeficient tlmenia a k konštantu struny (Obr. 16). Pomer tlmenia ζ je definovaný ako pomer skutočného tlmenia diferenciálnej rovnice systému c ku kritickému tlmeniu c_c. Zodpovedajúci koeficient kritického tlmenia je

$$c_c = 2\sqrt{km} = 2m\omega_n. \tag{90}$$

S využitím vzťahu (90) može byť vzťah (89) formulovaný ako

$$\frac{d^2x(t)}{dt^2} + 2\zeta\omega_n\frac{dx(t)}{dt} + \omega_n^2 x(t) = f(t). \tag{91}$$



Obrázok 16: Tlmený pružinový systém.

6.2 Modelovanie a simulácia v Matlab-e

Aby bolo možné pozorovať správanie sa modelu, najskôr musí byť tento model zostavený. Na začiatku je potrebné definovať vlastnosti systému, ktorý modelujeme.

Vzhľadom k tomu, že modelujeme slabotlmený systém, určíme vlastnú frekvenciu systému a pomer tlmenia. Vzťah (91) evokuje, že znalosť týchto parametrov je dostatočná na popísanie diferenciálnej rovnice druhého rádu a teda aj ideálneho stabotlmeného systému [54].

Na riešenie tejto diferenciálnej rovnice boli pre svoju prehľadnosť uprednostnené prostriedky Laplaceovej transformácie, pomocou ktorých je možné prejsť z matematického modelu v tvare diferenciálnej rovnice na popis systému pomocou obrazového prenosu $F(s)$ (92).

$$F(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \tag{92}$$

Tento popis môže byť použitý ako východzí matematický model spojitého systému pri hľadaní jeho diskrétneho ekvivalentu. Zobrazenie s-roviny do z-roviny, ktoré transformuje imaginárnu os s-roviny do jednotkovej kružnice z-roviny môže byť realizované prostredníctvom bilineárnej transformácie. Vzťah medzi komplexnými premennými s a z je v tvare

$$s = \frac{2}{T}\frac{z-1}{z+1}, \tag{93}$$

kde T je perióda vzorkovania. V našom prípade sme však transformovali spojitý systém na jeho diskrétny ekvivalent prostredníctvom aproximácie derivácií. Pri tejto transformačnej metóde je vzťah medzi komplexnými premennými s a z ešte jednoduchší ako pri bilineárnej transformácii a je v tvare

$$s = \frac{1 - z^{-1}}{T}. \tag{94}$$

Po transformácii získavame definovaný diskrétny model popisujúci slabotlmený systém v z-rovine, ktorý chceme simulovať. Medzi výhody takéhoto zápisu patrí pomerne jednoduché určenie rozmiestnenia núl a pólov vďaka polynómom čitateľa a menovateľa systému, ktoré popisujú daný systém. Nuly, korene polynómu čitateľa, popisujú frekvencie, ktoré sú v systéme potlačené. Naopak póly, korene menovateľa, určujú frekvencie, ktoré sú v systéme zosilnené. Po určení núl a pólov z danej z-prenosovej funkcie je možné ich reprezentovať graficky v z-rovine. Z-rovina je komplexná rovina s imaginárnou a reálnou osou vzťahujúca sa na komplexnú premennú z. Pri mapovaní pólov a núl sú póly označené ako "x" a nuly ako "o". Na potlačenie nežiadúcich frekvencií vyskytujúcich sa v systéme tak môžeme po procese identifikácie umiestniť nuly tak, aby bol vplyv pólov negovaný.

Na overenie vhodnosti identifikačnej metódy je adekvátne generovať viacero druhov vstupných signálov slúžiacich na budenie modelovaného systému. Medzi zvolené riadiace signály patrí jednotkový impulz, jednotkový skok, harmonický signál, prípadne ich kombinácia. Vzhľadom k tomu, že modelujeme dáta získané z akcelerometra, je potrebné stanoviť isté obmedzenia.

Simulačné riadiace signály je vhodné ohraničiť istou šírkou. Rozhodli sme sa výsledok reprezentovať 12-bitovým binárnym číslom. Tieto signály boli taktiež ovplyvnené šumom kvantovania. Kvantovací šum je náhodná veličina, preto môže byť charakterizovaný len na základe štatistických vlastností. Chyba kvantovania má charakter bieleho šumu a normálne rozdelenie [54]. Na základe uvedeného je generovaný šum s normálnym rozdelením v rozsahu určenom citlivosťou merania a rozsahom a následne je pripočítaný ku vstupnému a výstupnému signálu.

V tomto momente máme k dispozícii okrem systému aj simulovaný riadiaci signál s prislúchajúcim výstupným signálom. Ak chceme v praktických aplikáciách tvarovať riadiaci signál, je dôležitá správna identifikácia systému, ktorá je založená na spracovaní informácie, ktorú nesie vstupný a výstupný signál.

6.2.1 Identifikácia systémov s využitím metódy najmenších štvorcov

V našom prípade sme zvažovali použitie metódy najmenších štvorcov. Cieľom bolo venovať sa výlučne slabotlmeným systémom druhého rádu, a tak sme prispôsobili aj štruktúru metódy najmenších štvorcov. Na použitie tejto metódy na identifikáciu je potrebné mať k dispozícii minimálne P údajov z dátovej množiny (95), pričom platí

$$P = n + m, \tag{95}$$

kde n je rád menovateľa a m je rád čitateľa [45], [51]. Prenosová funkcia druhého rádu je v tvare

$$\hat{y}(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} u(z) + v(z), \tag{96}$$

kde sú merateľnými veličinami len vstup $u(z)$ a výstup modelu $\hat{y}(z)$. Koeficienty čitateľa b a menovateľa a systému sa snažíme identifikovať, no o náhodnej chybe $v(n)$ vieme len toľko, že má Gaussovo rozdelenie, charakter bieleho šumu a nulovú strednú hodnotu [49]. Rovnica (96) môže byť prepísaná do analytického tvaru

$$\begin{bmatrix} u(k) & u(k-1) & -\hat{y}(k-1) & -\hat{y}(k-2) \\ u(k+1) & u(k) & -\hat{y}(k) & -\hat{y}(k-1) \\ u(k+2) & u(k+1) & -\hat{y}(k+1) & -\hat{y}(k) \\ u(k+3) & u(k+2) & -\hat{y}(k+2) & -\hat{y}(k+1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_0 \\ b_1 \\ a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v(k) \\ v(k+1) \\ v(k+2) \\ v(k+3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{y}(k) \\ \hat{y}(k+1) \\ \hat{y}(k+2) \\ \hat{y}(k+3) \end{bmatrix}. \quad (97)$$

Definovaním

$$\begin{gathered} A_p = \begin{bmatrix} u(k) & u(k-1) & -\hat{y}(k-1) & -\hat{y}(k-2) \\ u(k+1) & u(k) & -\hat{y}(k) & -\hat{y}(k-1) \\ u(k+2) & u(k+1) & -\hat{y}(k+1) & -\hat{y}(k) \\ u(k+3) & u(k+2) & -\hat{y}(k+2) & -\hat{y}(k+1) \end{bmatrix}, \theta_p = \begin{bmatrix} b_0 \\ b_1 \\ a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}, \\ v_p = \begin{bmatrix} v(k) \\ v(k+1) \\ v(k+2) \\ v(k+3) \end{bmatrix} a \;\; \hat{y}_p \begin{bmatrix} \hat{y}(k) \\ \hat{y}(k+1) \\ \hat{y}(k+2) \\ \hat{y}(k+3) \end{bmatrix} \end{gathered} \quad (98)$$

získavame rovnicu

$$\hat{y}_p = A_p \theta_p + v_p. \quad (99)$$

Minimálny počet požadovaných údajov je zvyčajne malý. V prípade nášho systému druhého rádu máme štyri neznáme, takže musíme mať k dispozícii aspoň štyri po sebe nasledujúce údaje z dátovej množiny. So zložitosťou systému rastie aj minimálny počet dátových bodov potrebných pre dostatočnú presnosť. To má za následok, že P je oveľa väčšie (počet riadkov matice A_p narastá). Oveľa väčšie P by malo poskytnúť presnejšie určenie parametrov systému. Rovnica použitá na nájdenie optimálnych parametrov (napasovanie s najmenšou chybou) je

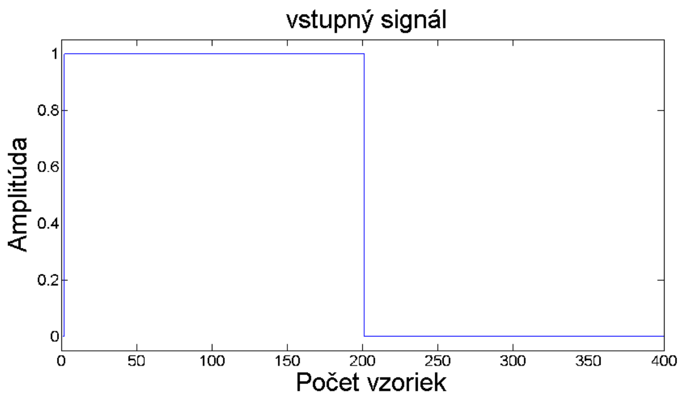
$$\hat{\theta}_p = A_p^+ \hat{y}_p, \tag{100}$$

kde A_p^+ reprezentuje pseudoinverznú maticu k A_p (101) [52].

$$A_p^+ = (A_p^T A_p)^{-1} A_p^T \tag{101}$$

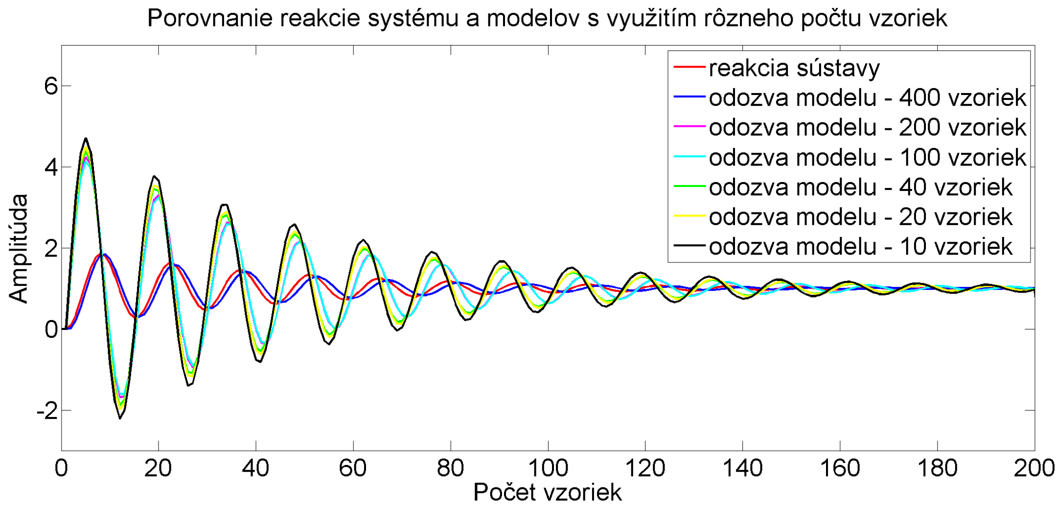
Vstupovýstupná matica A_p je tvorená dvoma stĺpcami výstupných a dvoma vstupných vzoriek signálov. Vstupný signál je známy, na koľko sami definujeme jeho časový priebeh. Vzhľadom k tomu, že systém je rovnako známy, zodpovedajúci výstup systému po budení sústavy spomenutým vstupným signálom vieme dopočítať. Známe hodnoty vstupného a výstupného signálu môžu byť následne použité v procese identifikácie systému. Zo vzťahu (100) je evidentné, že našou úlohou je určiť hodnoty vektora θ, ktoré prislúchajú koeficientom hľadaného systému.

Z definície tejto metódy môžeme vyvodiť, že voľba väčšieho počtu vstupovýstupných párov vedie k presnejšiemu určeniu systému. Pre ilustráciu uvažujme vstupný signál (Obr. 17), ktorý zapríčiní istú reakciu systému (Obr. 18). Chyba, ktorej sa pri identifikácii dopúšťame závisí od počtu vzoriek použitých pri určovaní parametrov modelu (Obr. 19, príp. Tab. 2). Je však dôležité uvedomiť si výpočtovú náročnosť, ktorá narastá spolu s pridávaním ďalších vzoriek určených na klasifikáciu.

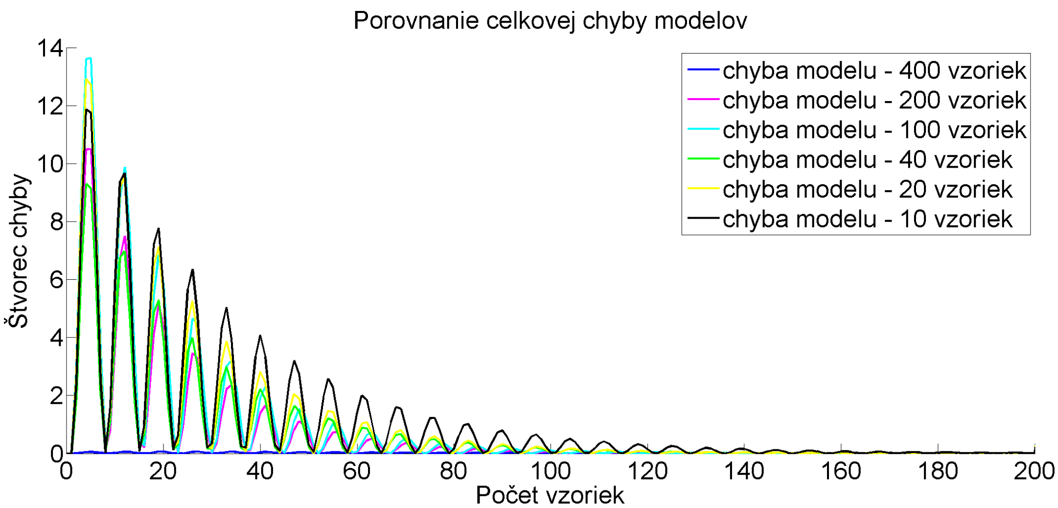


Obrázok 17: Časový priebeh vstupného signálu.

Pri návrhu simulácie sme uvažovali nad vhodnou voľbou parametrov. Na základe vykonaného počiatočného experimentu sme uvažovali vzorkovaciu frekvenciu $400Hz$, pomer tlmenia $0,05$ a rezonančnú frekvenciu systému rovnú $28Hz$.



Obrázok 18: Porovnanie systému a modelov s využitím rôzneho počtu vzoriek.

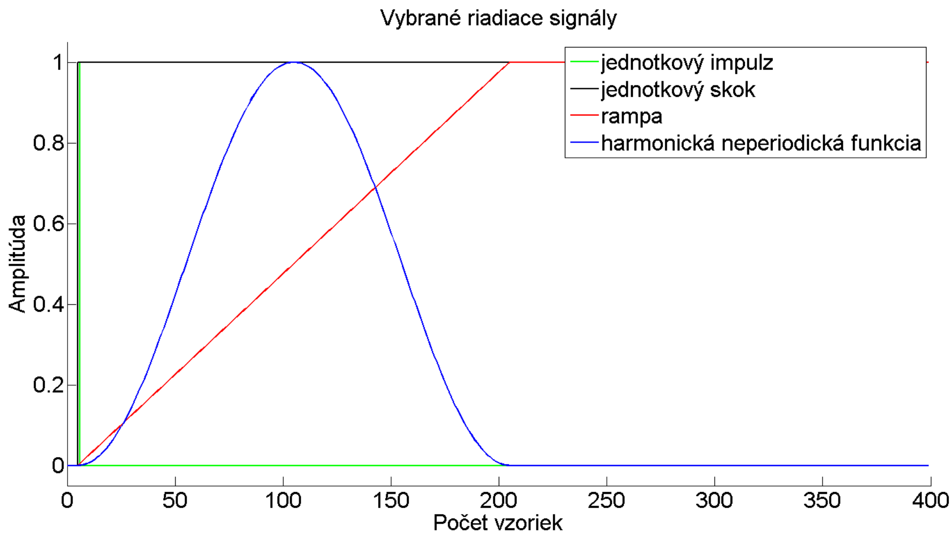


Obrázok 19: Porovnanie chyby modelov s využitím rôzneho počtu vzoriek.

počet použitých vzoriek	**RMS error**
10	295,4
20	202,4
40	196
100	172,3
200	190,9
400	3,905

Tabuľka 2: Porovnanie celkovej chyby modelov s využitím rôzneho počtu vzoriek.

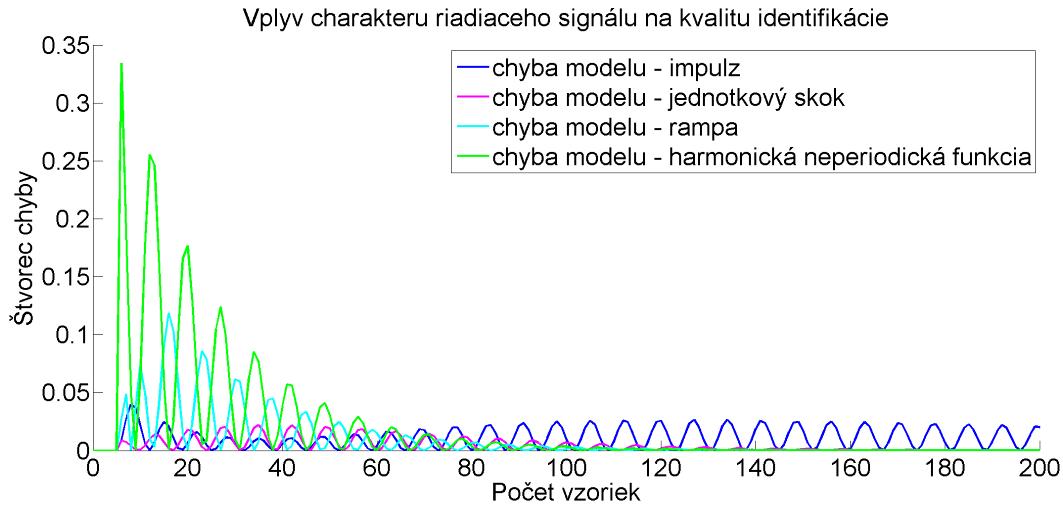
Charakter vstupného signálu má taktiež vplyv na identifikáciu systému. Proces určovania parametrov systému nie je v niektorých prípadoch vhodné definovať ako reakciu systému na signál v predpísanom tvare, čím sa dostávame k obmedzeniu vyplývajúcemu z vhodnosti použitého riadiaceho signálu. Reakcia systému na rôzne vstupné signály (Obr. 20) stanovuje parametre identifikovaného systému rozdielne. V našom prípade sme sa rozhodli zvoliť veľkosť identifikačnej množiny na 20 vstupných a 20 výstupných údajov. Chyba, ktorá sa vyskytuje vo vstupnom i výstupnom signáli dosahuje maximálne 1% rozsahu.



Obrázok 20: Časový priebeh vybraných riadiacich signálov.

Adekvátnosť použitia rôznych typov riadiacich signálov pre potreby identifikácie môže byť vyjadrená ako chyba v každom definovanom časovom okamihu (Obr. 21), prípadne ako stredná kvadratická chyba (RMS error) (Tab. 3). Z testovacích výsledkov môžeme pozorovať, že pri metóde najmenších štvorcov je vhodné na identifikáciu používať skokové riadiace signály. Zavedenie chybovosti do vstupného i výstupného signálu, reprezentujúce šum zo senzorového zariadenia, značne ovplyvňuje kvalitu identifikácie.

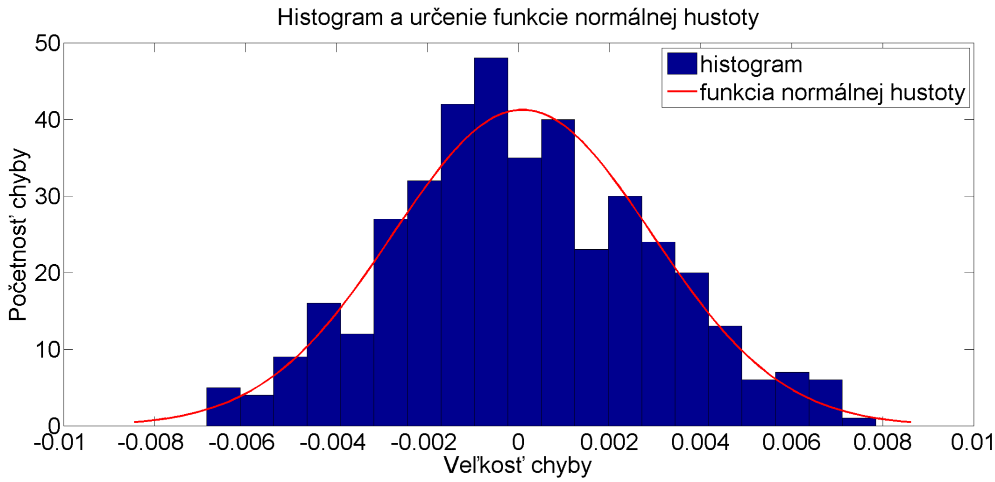
Simulácia ukázala, že v prípade, kedy sa v signáli nevyskytuje šum vykazuje táto metóda výborné výsledky. Pridaním šumu k ideálnemu signálu sa stáva výsledok menej presným, čo v niektorých prípadoch viedlo k nedostatočnej klasifikácii systému. Generovaný je biely šum s normálnym rozdelením a s nulovou strednou hodnotou v určenom rozsahu a následne je pripočítaný ku vstupnému a výstupnému signálu (Obr. 22). Takto ovplyvnený vstupný i výstupný signál je použitý v identifikačnom procese.



Obrázok 21: Vplyv charakteru riadiaceho signálu na kvalitu identifikácie.

identifikačný riadiaci signál	**RMS error**
jednotkový impulz	1,161
jednotkový skok	0,9191
rampa	1,344
harmonická neperiodická funkcia	2,081

Tabuľka 3: Porovnanie celkovej chyby modelov s využitím rôzneho riadiaceho signálu.



Obrázok 22: Histogram a zobrazenie funkcie hustoty normálneho rozdelenia.

Zväčšením množiny vzoriek vstupných a výstupných signálov sa kvalita identifikácie zlepšuje, nie však dostatočne. Vplyv vybraných úrovní šumu pri počte dvadsať vstupovýstupných vzoriek použitých pri identifikácii je znázornený v tab. 4.

Praktická aplikácia ukázala, že pri eliminácii reziduálnych kmitov je dôležité čo

zavedená chyba	RMS error
0%	0,009812
1%	2,266
2%	2,401
3%	2,484
4%	2,547
5%	2,606

Tabuľka 4: Vplyv šumu na kvalitu identifikácie.

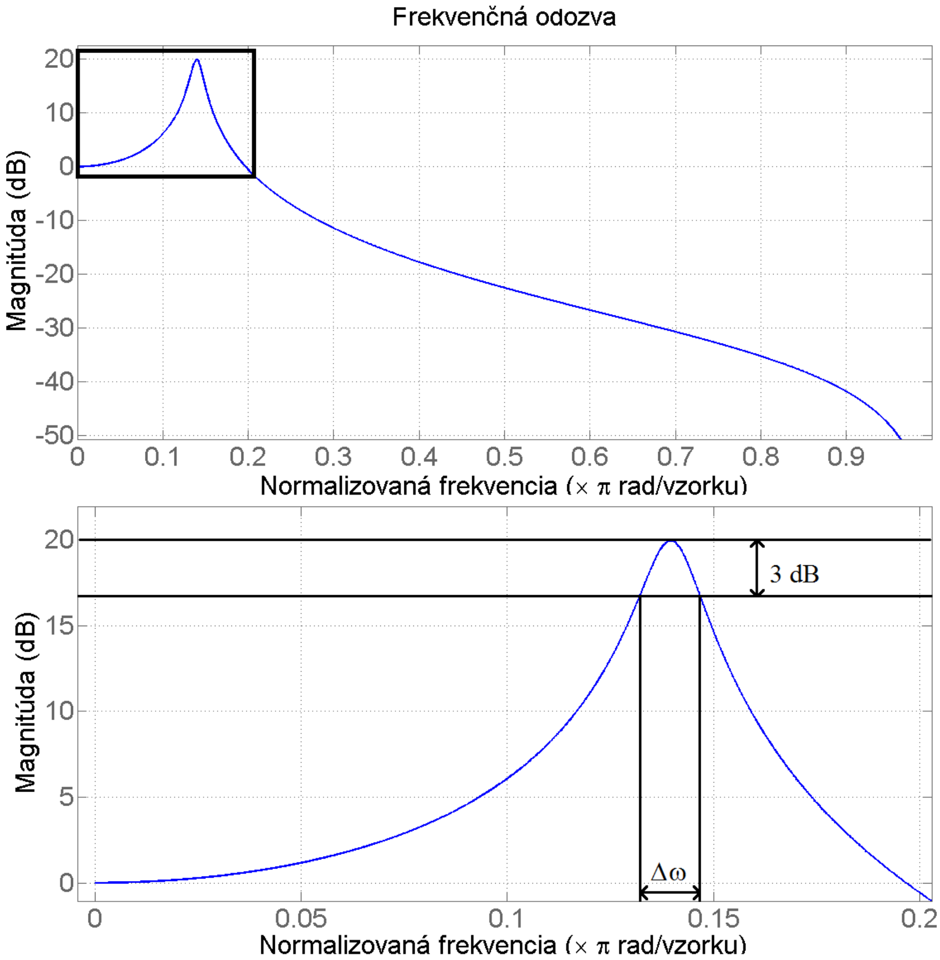
najpresnejšie určiť vlastnú frekvenciu sústavy. Tieto výsledky slúžili ako základ pre modifikáciu identifikácie systémov vo frekvenčnej oblasti.

6.2.2 Identifikácia systémov vo frekvenčnej oblasti

Rovnako ako pri metóde najmenších štvorcov, potrebujeme mať k dispozícii množinu vstupných a prislúchajúcich výstupných dát. Znalosť parametrov simulovaného systému nám umožňuje s týmito dátami pracovať. Generovaný vstupný signál i adekvátny výstupný signál sú v simulácii následne ovplyvnené danou hladinou šumu, čím je simulovaný šum reálneho merania prostredníctvom akcelerometra. Takto ovplyvnené signály sú následne transformované do frekvenčnej oblasti. Veľkosť okna bola stanovená empiricky tak, aby zodpovedala jednej sekunde. Frekvenčný prenos sústavy je možné následne vyjadriť ako pomer obrazu výstupného signálu ku obrazu vstupného signálu. Získaný frekvenčný prenos tejto sústavy je následne normalizovaný do decibelovej mierky. Na základe frekvenčnej charakteristiky je známe, ktorá frekvencia je v sústave zastúpená najvýraznejšie a aká je jej magnitúda [53].

Z magnitúdovej frekvenčnej charakteristiky je možné určiť rozmiestnenie núl a pólov charakterizujúcich identifikovaný systém v z-rovine. Pri určovaní šírky pásma priepustnosti $\Delta\omega$ sme využili vlastnosť rezonančných filtrov, pri ktorých je šírka pásma priepustnosti najčastejšie definovaná na základe poklesu magnitúdovej charakteristiky o $3dB$ (Obr. 23) [54].

Pomocou hodnoty r tak modifikujeme strmosť magnitúdovej frekvenčnej charakteristiky v oblasti rezonančnej frekvencie. Na určenie tejto hodnoty môže byť použitý



Obrázok 23: Pomôcka pri určovaní polomeru umiestnenia nuly/pólu.

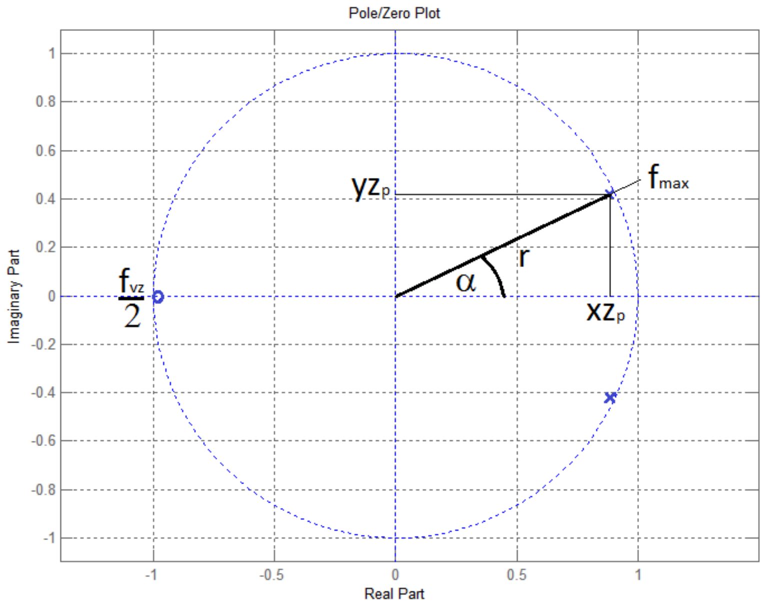
vzťah

$$\Delta\omega \approx 2 \cdot arccos\Big(\frac{\sqrt{6r^2 - r^4 - 1}}{2r}\Big). \tag{102}$$

Keď poznáme rezonančnú frekvenciu a veľkosť polomeru r, môžeme definovať také rozmiestnenie núl a pólov, ktoré bude charakterizovať identifikovanú sústavu. Na to, aby bolo možné korektne umiestniť charakteristické póly je potrebné na základe rovníc (103) určiť reálnu a imaginárne súradnice. Vzhľadom k tomu, že všetky koeficienty systému definovaného v z-rovine sú reálne, tak i nuly a póly musia byť rýdzo reálne, alebo sa musia vyskytovať v komplexne združených pároch. Existencia jednej komplexnej nuly alebo pólu bez komplexne združenej nuly alebo pólu by generovala komplexné koeficienty systému.

$$xz_p = r \cdot cos\left(\frac{2\pi f_{max}}{f_{vz}}\right)$$
$$yz_p = r \cdot sin\left(\frac{2\pi f_{max}}{f_{vz}}\right) \tag{103}$$

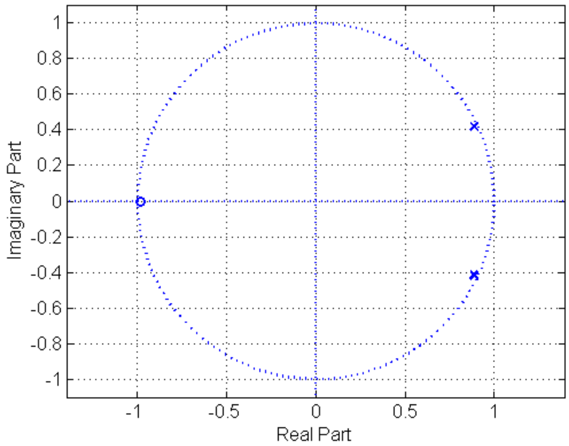
Takto definované súradnice tvoria dvojicu komplexne združených pólov. Umiestnenie núl a pólov je reprezentované na obr. 24.



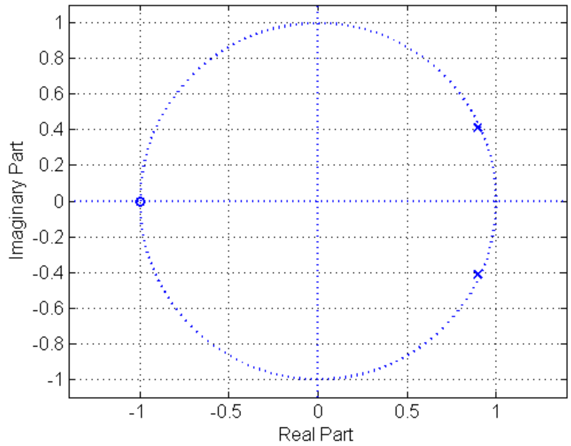
Obrázok 24: Umiestnenie núl a pólov.

Model, ktorý je definovaný rozmiestnením núl a pólov (Obr. 25b) je bez problémov možné prepísať do algebraického tvaru. Následne je vhodné aplikovať rovnaký riadiaci signál aký bol generovaný na vstupe identifikovaného systému, a tak porovnať požadovaný a získaný výstup sústavy (Obr. 26). Rozdiel medzi impulznou charakteristikou identifikovaného systému a modelovanej sústavy predstavuje chybu, ktorej sme sa pri procese identifikácie dopustili.

V prípade, ak je reakcia identifikovaného systému zásadne odlišná od reakcie modelovaného systému, je potrebné prikročiť k pokročilejším identifikačným procesom. Z uskutočnených simulácií sme zistili, že správnosť určenia parametrov systému priamo závisí od rezonančnej frekvencie. Pri určovaní rezonančnej frekvencie je vhodné využiť kĺzavý priemer, na koľko je frekvenčná charakteristika vo vyšších frekvenciách neucelená a ovplyvnená šumom. Ak je vzorkovacia frekvencia celočíselným násobkom rezonančnej frekvencie, chyba identifikácie je výrazne menšia ako v opačnom prípade.

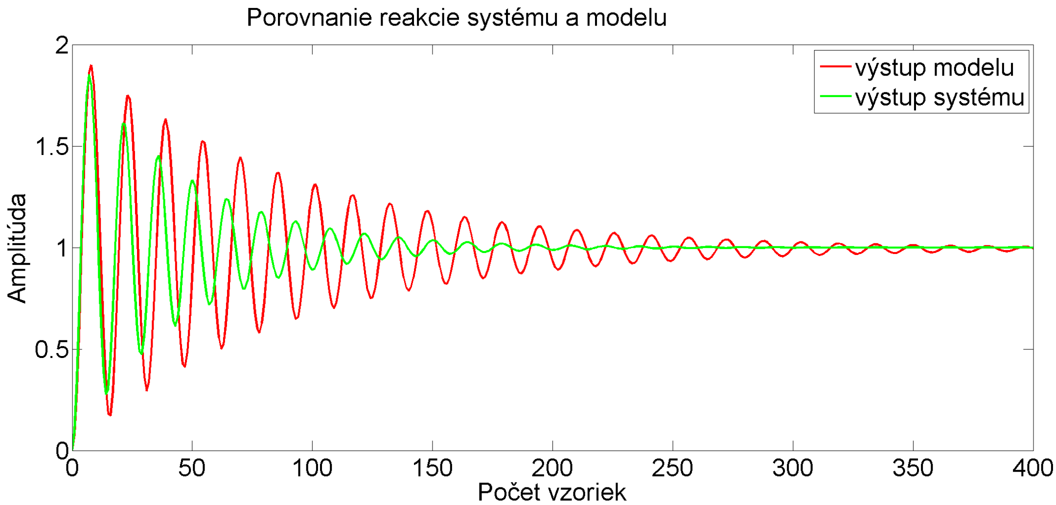


(a) Rozmiestnenie núl a pólov identifikovaného systému.



(b) Rozmiestnenie núl a pólov modelu.

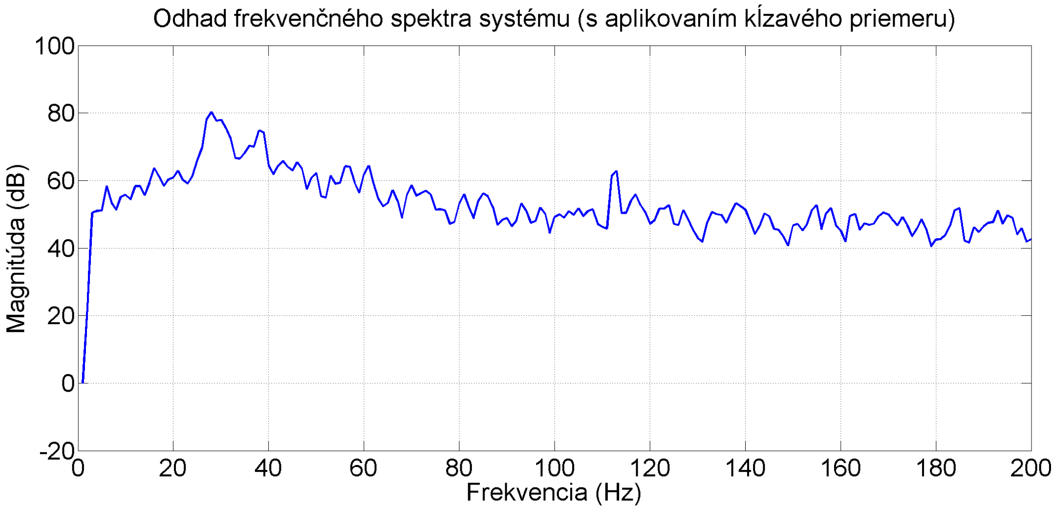
Obrázok 25: Rozmiestnenie núl a pólov v z-rovine.



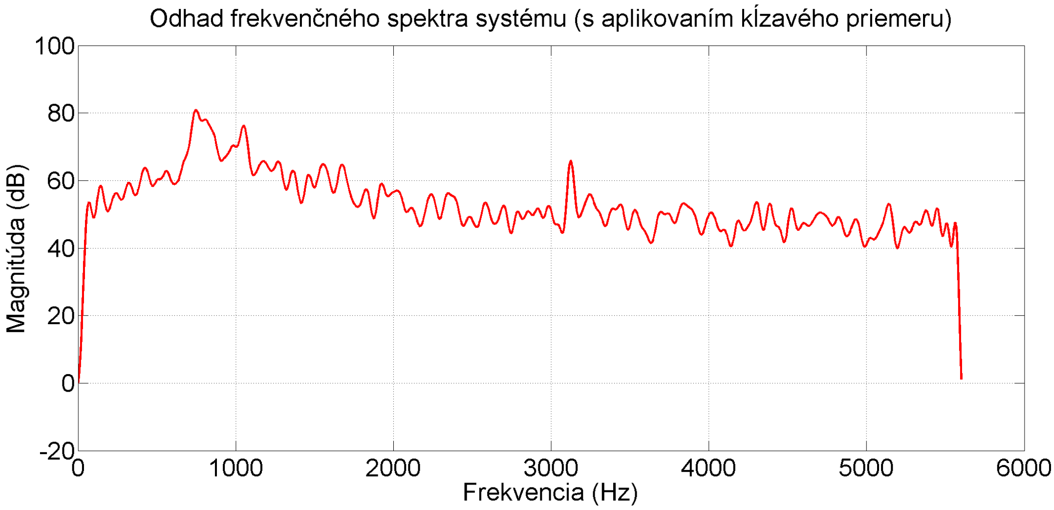
Obrázok 26: Porovnanie požadovanej a získanej odozvy modelu.

Toto zistenie nás motivovalo k prevzorkovaniu Fourierovho obrazu modelu tak, aby bola nová vzorkovacia frekvencia násobkom rezonančnej frekvencie. Nadvzorkovanie obrazu bolo vykonané prostredníctvom lineárnej interpolácie. Umiestňovanie núl a pólov modelu je následne počítané z takto prevzorkovaného frekvenčného spektra (Obr. 27).

Správnosť určenia parametrov modelu je overená prostredníctvom definovania rozdielu medzi reakciami systému a modelu na daný riadiaci signál. Po určení chyby môže nastať situácia, kedy je reakcia identifikovaného systému zásadne odlišná od reakcie modelovaného systému, takže model nezodpovedá požiadavkám. V takomto prípade je potrebné odhadované parametre upraviť a spúšťa sa iteračný proces [55].



(a) Pôvodný odhad frekvenčného spektra systému.



(b) Prevzorkovaný odhad frekvenčného spektra systému.

Obrázok 27: Vplyv prevzorkovania frekvenčného spektra systému.

Aby bolo možné adekvátne prispôsobiť parametre modelu, okrem detailnejšieho odhadu tlmenia systému je často potrebné zlepšiť aj odhad vlastnej frekvencie systému. Z tohto dôvodu sme sa rozhodli otestovať vplyv zmeny vlastnej frekvencie modelu o daný krok nahor i nadol. Ak sa v dôsledku takejto zmeny chyba zmenšuje, proces sa opakuje až do momentu, kedy takáto operácia nie je opodstatnená, alebo ak veľkosť chyby nie je menšia ako stanovená prahová hodnota, čoho dôsledok je ukončenie iteračného procesu. V prípade, že ďalšia zmena parametra tlmenia nemá zmysel, nastáva proces modifikácie tlmenia modelu, taktiež o daný krok nahor i nadol. Rovnako ako pri iterácii zmeny vlastnej frekvencie, aj v tomto prípade sa proces opakuje až do momentu, kedy takáto operácia nie je opodstatnená, alebo ak veľkosť chyby nie je menšia ako stanovená prahová hodnota, čoho dôsledok je ukončenie iteračného procesu. Počet iterácií tak závisí od určenia kroku zmeny tlmenia modelu, kroku zmeny vlastnej frekvencie, ale aj prahovej hodnoty, ktorá definuje model ako dostatočný. Konkrétne kroky modelovaného prípadu sa nachádzajú v časti „Príloha“, obr. A1.

7 Všeobecný popis akcelerometrov a reálny experiment

Predpokladom korektného návrhu tvarovača riadiacich signálov je úspešná identifikácia riadeného systému. Na to, aby bolo možné popísať správanie sa systému môže byť použitá informácia o vstupnom a výstupnom signáli zaznamenaná prostredníctvom rôznych senzorov. Základnou úlohou senzora je previesť informácie z fyzického sveta do niečoho ľahšie kvantifikovateľného, zvyčajne elektrických signálov. V ďalšom texte sa venujeme akcelerometrom ako nástroju zabezpečujúcemu senzorové údaje.

7.1 Rozdelenie akcelerometrov

Existuje viacero spôsobov merania zrýchlenia, každý však s rôznymi výhodami a nevýhodami [56]. Visiace akcelerometre využívajú skutočnosť, že kyvadlo je v momente, keď dôjde k akcelerácii vychýlené o určitý uhol zo svojej pokojovej polohy. Jedným z problémov akcelerometrov tohto typu je získanie presného meraného uhla, a to najmä pri malých zrýchleniach v dôsledku trenia. Ďalším problémom je veľkosť snímača, pretože ten má tendenciu byť neprakticky veľký. Visiace akcelerometre sa používajú veľmi zriedka.

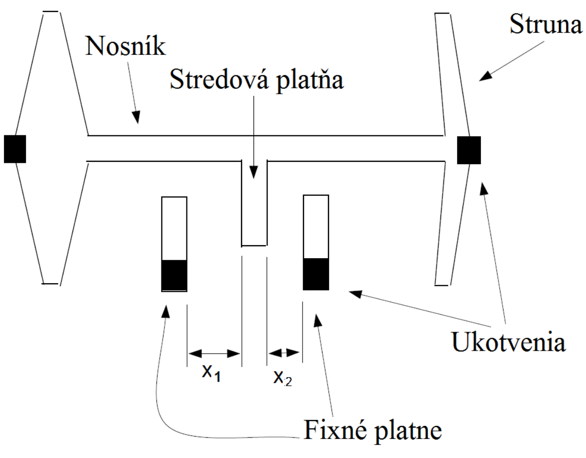
Visiace akcelerometre obsahujúce gyroskop využívajú gyroskop na potlačenie vplyvu krútiaceho momentu spôsobeného kyvadlom a zrýchlenia, ktoré sa na ňom prejavuje. Tento typ akcelerometra môže merať vysoký rozsah zrýchlenia, je však pomerne nákladný.

Rovnovážne akcelerometre používajú na meranie zrýchlenia hmotu spojenú s tlmiacou časťou a pružinou. Posunutie hmoty môže byť premenené na zrýchlenie klasickou mechanikou. Tieto akcelerometre sa používajú hlavne na meranie veľmi vysokého zrýchlenia.

Piezoelektrické snímače merajú zrýchlenie ako napätie v samotnom kryštáli. Piezoelektrické kryštály sú tvorené elektretmi, ktoré sú elektrickým ekvivalentom magnetov. V elektrických dipóloch dochádza k stálemu posunu v dôsledku dipólového charakteru elektretov, toto však nie je možné pozorovať na povrchu materiálu v dôsledku voľných elektrónov v materiáli. Ak dôjde k deformácii kryštálu, zodpovedajúca zmena náboja, keď sa voľné elektróny preusporiadajú je malá, no tento proces môže byť meraný. Piezoelektrické akcelerometre majú často problémy s meraním nízkofrekvenčných komponentov (pod 2-4 Hz). Toto je možné pochopiť s ohľadom na statický prípad. V statickom prípade nie je merateľný elektrický prúd, pretože neexistujú žiadne voľné elektróny, ktoré by sa preskupovali. Bez zmien neexistuje žiadny spôsob, ako určiť akému statickému tlaku je kryštál vystavený. Blízke statické frekvencie trpia rovnakým problémom, a teda nie je prítomná taká zmena v množine voľných elektrónov, aby mohla byť merateľná.

Nami použitý akcelerometer pracuje na báze diferenciálneho kondenzátora. Tieto akcelerometre sú založené na skutočnosti, že kapacita medzi dvoma platňami je závislá od vzdialenosti medzi nimi. Časť hmoty tvorí prostrednú dosku z troch dosiek, čím vznikne reprezentácia dvoch rôznych kondenzátorov. Posun polohy hmoty mení medziplatňovú vzdialenosť, takže jedna je väčšia a druhá menšia. Akcelerometre na báze diferenciálneho kondenzátora sú zmenšenou verziou rovnovážnych akcelerometrov a môžu byť rozdelené na dva typy.

V prvom type akcelerometrov na báze diferenciálneho kondenzátora produkuje rozdiel v kapacite prúd, ktorý sa prevedie na výstupné napätie pomocou riadiacej logiky. Hlavnú funkciu je možné vidieť na obr. 28. V prípade, že systém je v pokoji, je vzdialenosť medzi týmito tromi doskami x_0. Každý z kondenzátorov má kapacitu $C = \frac{k}{x_0}$, kde k je materiálová konštanta. Ak je systém vystavený zrýchleniu, prostredná doska sa posunie o vzdialenosť Δx a kapacity sú dané ako



Obrázok 28: Principiálna reprezentácia jednej osi akcelerometra na báze diferenciálneho kondenzátora.

$$\begin{aligned} C_1 &= \frac{k}{x_1} = \frac{k}{x_0 + \Delta x}, \\ C_2 &= \frac{k}{x_2} = \frac{k}{x_0 - \Delta x}, \end{aligned} \tag{104}$$

kde $x_1 = x_0 + \Delta x$ a $x_2 = x_0 - \Delta x$ reprezentujú zápis na obr. 28. Rovnica pre určenie čiastkovej kapacity môže byť prepísaná ako

$$\begin{aligned} C_1 &= C\frac{x_0}{x_0 + \Delta x}, \\ C_2 &= C\frac{x_0}{x_0 - \Delta x}. \end{aligned} \tag{105}$$

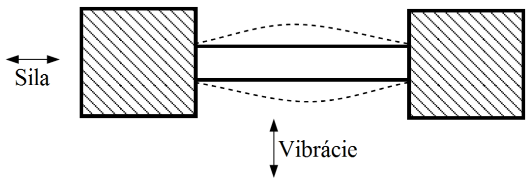
Rozdiel kapacity medzi C_1 a C_2 je teda daný ako

$$\Delta C = C_1 - C_2 = Cx_0\left(\frac{1}{x_0 + \Delta x} - \frac{1}{x_0 - \Delta x}\right) = \frac{2k\Delta x}{(\Delta x)^2 - x_0^2}. \tag{106}$$

Druhý typ akcelerometrov na báze diferenciálneho kondenzátora používa riadiace napätie na vynútenie zmeny polohy strednej platne, čo dáva rovnakú kapacitu medzi jednotlivými platňami v každom okamihu. Z napätia potrebného pre polohovanie platne môže byť vypočítané zrýchlenie. Tento proces sa vykonáva, aby sa zabránilo niektorým nelinearitám v návrhu prvého typu diferenciálneho kondenzátora, ktoré inak museli byť kompenzované prostredníctvom riadiacej logiky obvodu.

Akcelerometre založené na princípe vibračného nosníka používajú fyziku husľovej struny. Rezonančná frekvencia struny sa zmení so zmenou pnutia. Akcelerometre založené na princípe vibračného nosníka implementované v kremíku používajú dva vibračné nosníky, ktoré vibrujú posunuté o 180° mimo fázy a v rovine, čo prispieva k zníženiu straty energie zo síl a prechodu montážou. Elektrické obvody udržujú vibrácie nosníkov na ich rezonančných frekvenciách. Rezonančná frekvencia sa meria a prevádza na zrýchlenie. Z obr. 29 je zrejmá základná funkcia akcelerometra. Akcelerometre založené na princípe vibračného nosníka môžu byť veľmi presné a bývajú uprednostňované pred akcelerometrami na báze diferenciálneho kondenzátora.

Akcelerometre na báze diferenciálneho kondenzátora a akcelerometre založené na princípe vibračného nosníka sa v posledných rokoch vyrábajú ako takzvané mikromechanické systémy (MEMS). Akcelerometre na báze diferenciálneho kondenzátora sú

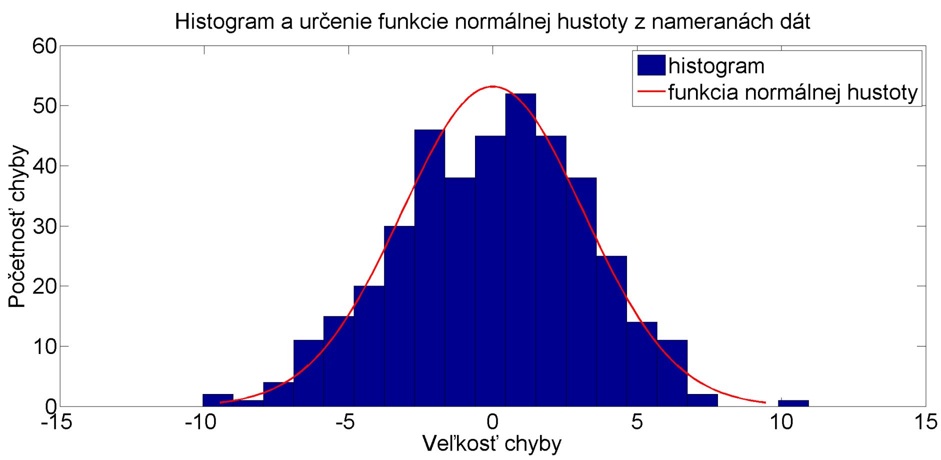


Obrázok 29: Principiálna reprezentácia jednej osi akcelerometra na báze vibračného nosníka.

v mnohých prípadoch v skutočnosti uprednostňované pred piezoelektrickými akcelerometrami, pretože zvyčajne disponujú vyššou citlivosťou a lepším rozlíšením. To isté platí aj pre MEMS akcelerometre založené na princípe vibračného nosníka. MEMS akcelerometre zvyčajne nemajú problém s nízkymi frekvenčnými zložkami, tak ako piezoelektrické akcelerometre.

Každé senzorové zariadenie, ktoré poskytuje merané údaje sprostredkúva spolu s užitočnou informáciou aj chybu merania. Rovnako je to aj v prípade akcelerometra. Vzhľadom k tomu, že sme sa pri reálnych experimentoch rozhodli použiť komerčne dostupný MEMS akcelerometer s magnetometrom LSM303DLHC, boli prislúchajúce obmedzenia tohto akcelerometra aplikované aj pri návrhu modelu.

LSM303DLHC je modul, ktorého súčasťou je okrem iného 3D diskrétny lineárny senzor zrýchlenia, ktorého plný rozsah môže byť stanovený na $\pm 2g, \pm 4g, \pm 8g$, alebo $\pm 16g$. Poskytovaný výsledok je reprezentovaný 12-bitovým binárnym číslom. Citlivosť merania môže byť stanovená na $1, 2, 4$, alebo $12mg/LSB$. Výrobca udáva statickú presnosť $\pm 60mg$ a hustotu akceleračného šumu $220ug/\sqrt{Hz}$ [57]. Histogram kľudových dát nameraných akcelerometrom je znázornený na obr. 30.

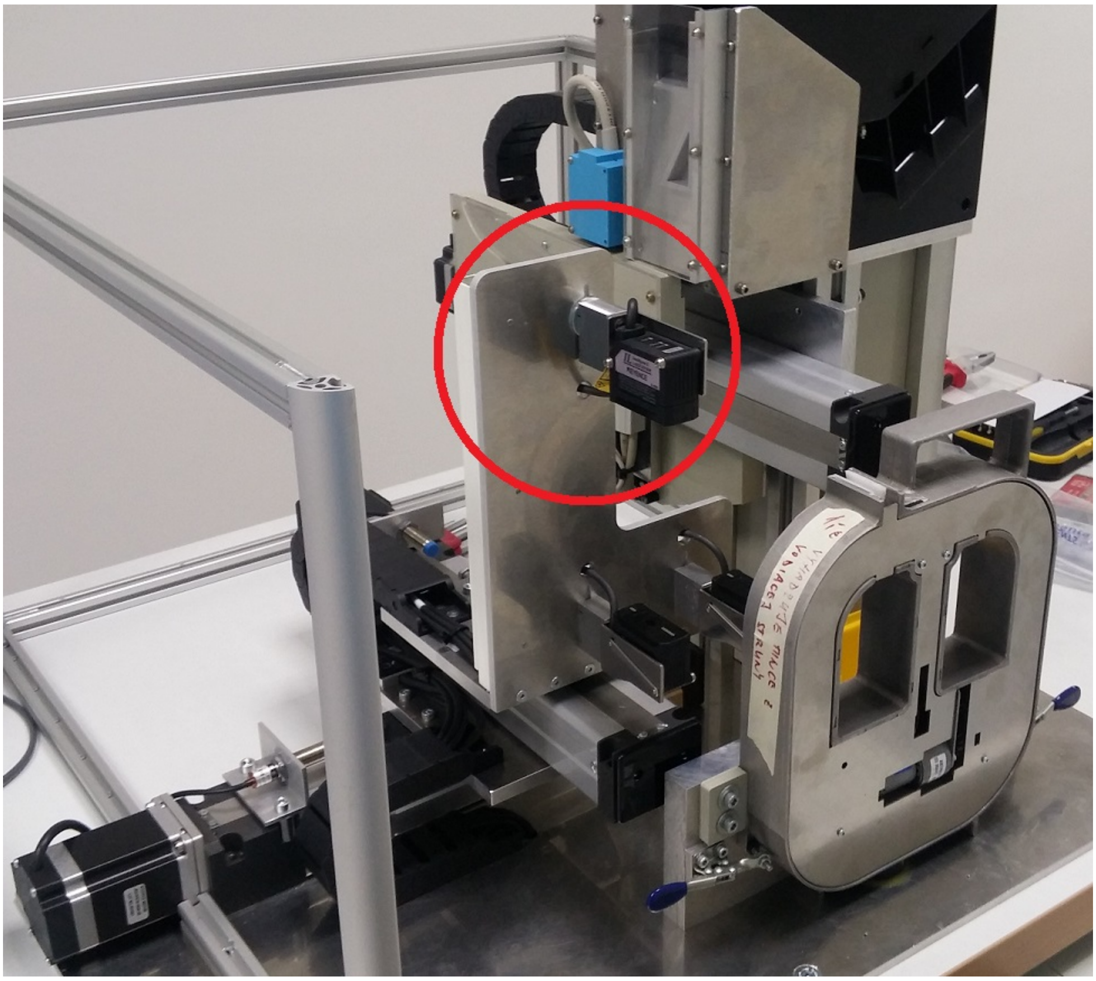


Obrázok 30: Histogram pokojových dát nameraných akcelerometrom LSM303DLHC.

7.2 Aplikácia tvarovača riadiacich signálov

Počas modelovania a návrhu identifikačných metód sa niektorí zamestnanci Katedry technickej kybernetiky aktívne podieľali na návrhu programového vybavenia testera mincovníkov. Úlohou tohto zariadenia je skontrolovať funkčnosť štandardných zásobníkov na mince v automatoch. Po vložení mincovníka so známym počtom mincí s rôznou nominálnou hodnotou do tohto stroja je meracie zariadenie presunuté do požadovanej pozície a polohy, aby mohol prebehnúť test fyzických rozmerov mincovníka. Ďalšia detailná funkčnosť zariadenia nie je popísaná, na koľko sa venujeme práve riadeniu pohybu ramena, ktoré presúva meracie zariadenie určené na testovanie aktuálne vloženého mincovníka (Obr. 31).

Pohyb ramena je zabezpečený lineárnym pohonom, ktorý je poháňaný krokovými motormi s budiacim obvodom JK1545DC. Krútiaci moment motorov je $1,8Nm$ a fá-



Obrázok 31: Tester mincovníkov s vyznačenou kritickou časťou.

zový prúd dosahuje $2,5A$. Rozlíšenie krokových motorov je $1,8°$, čo zodpovedá 200 krokom na otáčku. Riadenie krokových motorov môže byť rozdelené na štyri spôsoby:

1. Vlnové krokovanie

   Pri tejto krokovacej metóde sa využíva súčasne magnetizácia iba jednej fázy. Počet krokov je rovnaký ako pri plnom krokovaní, no motor má menší krútiaci moment.

2. Plné krokovanie

   Pri tomto type riadenia sú vždy aktívne dve fázy, čím je zabezpečený maximálny moment. Vo chvíli, keď je jedna fáza vyradená, ďalšia je aktivovaná. Počet krokov potrebných na vykonanie celej otáčky je rovnako ako v prípade vlnového krokovania rovný štvornásobku počtu zubov ozubenia motora.

3. Polovičné krokovanie

   Polovičné krokovanie strieda počet aktívnych fáz medzi jednou a dvoma. Takýto prístup dvojnásobne zlepšuje uhlové rozlíšenie, a tak aj počet krokov potrebných na vykonanie celej otáčky.

4. Mikrokrokovanie

   Počet mikrokrokov určuje koľko možných prúdových úrovní musí na fáze nastať. Zvyšovaním počtu mikrokrokov sa tak stáva prevádzka motora plynulejšou, čím je značne redukovaná rezonancia spôsobená riadením pohybu motora.

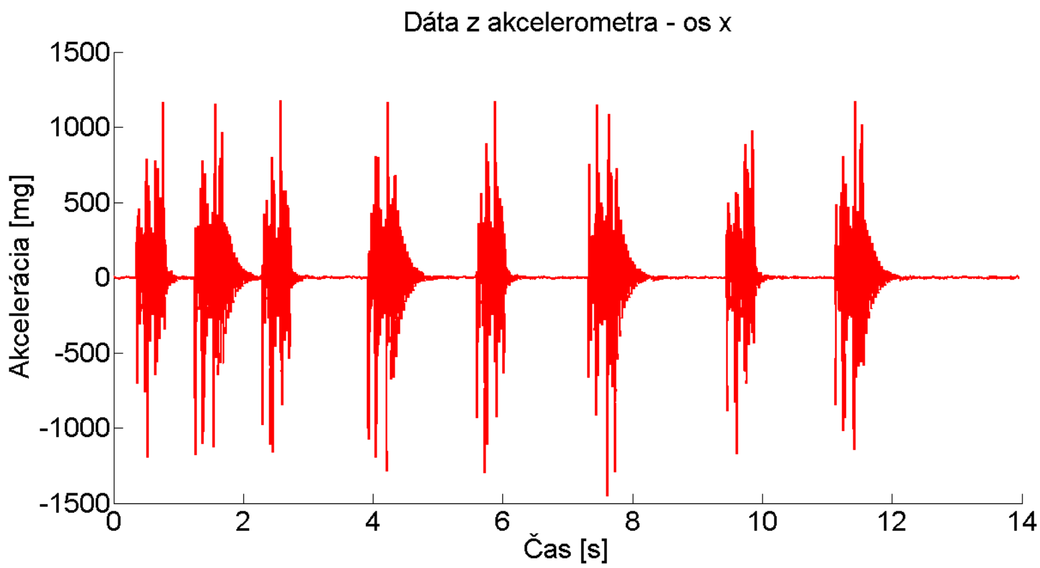
Pri konkrétnej aplikácii riadenia pohybu ramena testera mincovníkov bolo zvolené krokovanie s mikrokrokmi. Vibrácie spôsobené primárnym ovládaním motorov tak boli minimalizované.

Uvedenie ramena do pohybu však spôsobovalo vznik vibrácií, ktorých vplyv výrazne ovplyvňoval presnosť merania vykonávaných testov fyzických rozmerov mincovníkov [58], [59]. Z tohto dôvodu sme sa rozhodli vyšetriť dynamické vlastnosti systému a následne aplikovať taký tvarovač riadiacich signálov, ktorý zvyškové kmity potláča.

Pri identifikácii dynamických vlastností systému sme použili dosku plošných spojov s akcelerometrom. Ako riadiaci prvok bol použitý mikrokontrolér ATmega168. Jeho úlohou bolo zabezpečiť konfiguráciu akcelerometra LSM303DLHC a prostredníctvom RF modulu RFM73 odosielať zaznamenané údaje, čím sme eliminovali nežiaduce javy spojené s použitím drôtovej komunikácie. Akcelerometer bol nastavený tak, aby bolo merané zrýchlenie v osiach x,y a z. Vzorkovacia frekvencia bola stanovená na $400Hz$, čo pri použitom akcelerometri zodpovedá maximálnej možnej rýchlosti tvorby záznamu.

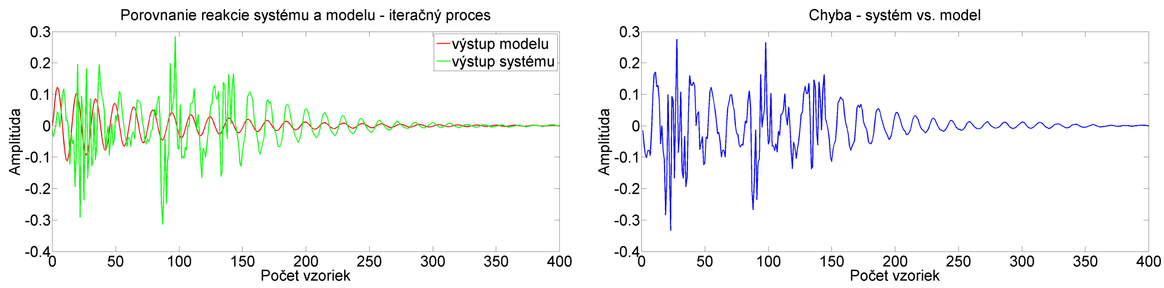
Na strane prijímača sme použili DPS s mikrokontrolérom ATmega8A. Úlohou tohto mikrokontroléra bolo prostredníctvom RF modulu RFM73 prijímať zaznamenané údaje odoslané meracou DPS a následne s využitím periférie UART získane výsledky odoslať. Aby bolo možné ďalej pracovať s týmito dátami v počítači, na prevod medzi perifériami USB a UART sme použili komunikačný prevodník rozhrania.

Meracie zariadenie bolo umiestnené tak, aby sa pohyb ramena prejavil hlavne v jednej osi akcelerometra (Obr. 32). V PC boli prichádzajúce údaje kumulované do súboru, aby mohli byť analyzované. Pri analýze meraných signálov zastupujúcich zrýchlenie v jednotlivých osiach akcelerometra sme použili Matlab.



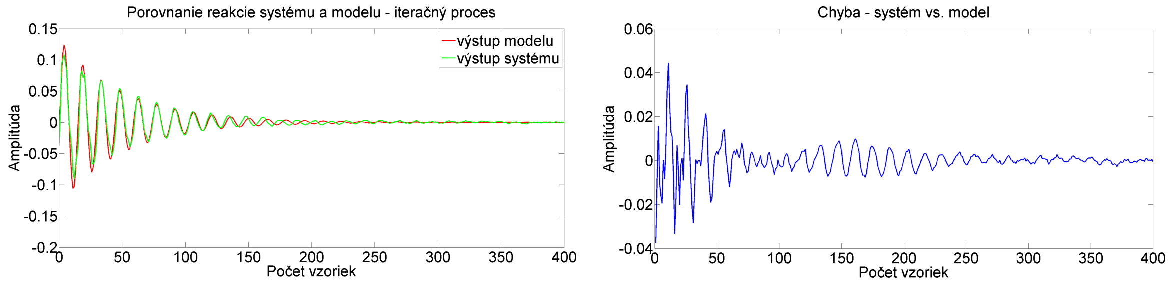
Obrázok 32: Údaje zozbierané z kritickej osi akcelerometra.

S využitím nami navrhnutej frekvenčnej analýzy sme určili nuly a póly sústavy. Po sérii odhadov parametrov, kedy nebolo možné minimalizovať chybu pod stanovenú úroveň (Obr. 33) nastala situácia, pri ktorej analyzovaný signál predstavoval zvyškové kmity (Obr. 34a). Pri aproximácii takéhoto signálu sme sa dopustili chyby, ako je uvedené na obr. 34b.



(a) Porovnanie reakcie systému a modelu. **(b)** Chyba identifikácie systému.

Obrázok 33: Neuspokojivá identifikácia parametrov systému.

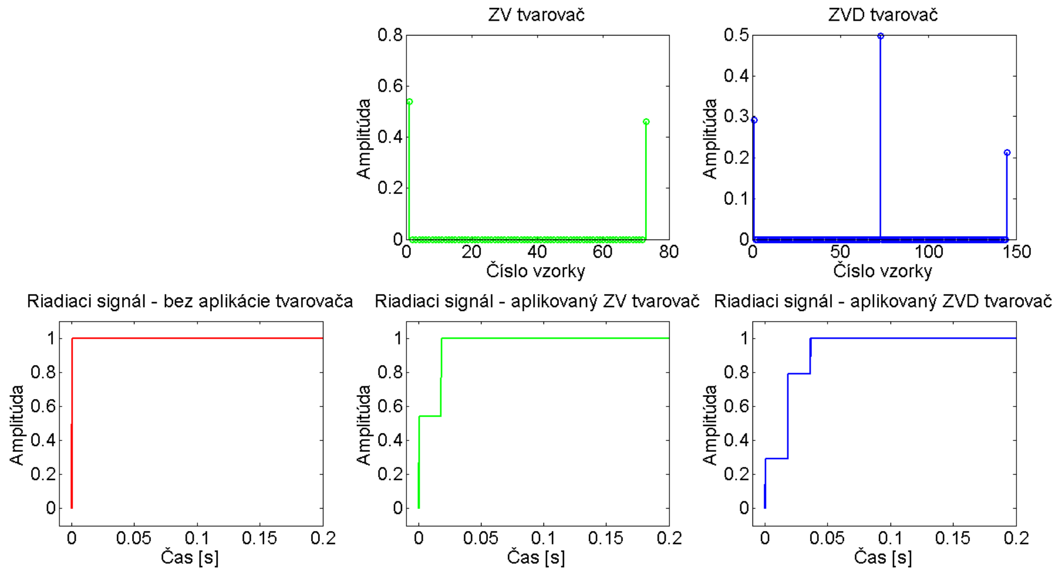


(a) Porovnanie reakcie systému a modelu. **(b)** Chyba identifikácie systému.

Obrázok 34: Uspokojivá identifikácia parametrov systému.

Znalosť vlastnej periódy a tlmenia systému nám umožnila navrhnúť tvarovač s požadovanými vlastnosťami. Našu pozornosť sme upriamili na ZV tvarovače, na koľko ich vo všeobecnosti môžeme považovať za vhodné pri znalosti parametrov systému. Aplikáciou ZV tvarovača sme získali nový, tvarovaný, riadiaci signál, ktorý riadil pohyb motorov. Obr. 35 znázorňuje tvarovače a modifikácie riadiaceho skokového signálu pri ich aplikovaní.

Keďže vieme, že sústava bola budená skokovým signálom, pre ilustráciu sme definovali okrem základnej množiny ZV tarovačov (Obr. 36a) aj prislúchajúce riadiace signály (Obr. 36b). Vychádzajúc z nášho modelu, na radikálne potlačenie zvyškových frekvencií je dostatočná aplikácia nami navrhnutého ZV tvarovača. Výsledok riadiaceho procesu bol prekvapivý, nakoľko takto tvarovaný signál markantne neeliminoval rezonanciu zaznamenanú na výstupe sústavy. Tento fakt bol spôsobený tým, že sme nebrali do úvahy obmedzenia akčných členov, krokových motorov. Definovaním minimálnej doby, do kedy je nutné zabezpečiť vykonanie požadovaného nábehu (v našom prípade 100ms) nepriamo určujeme aj maximálny prípustný rád tvarovača, pri ktorom

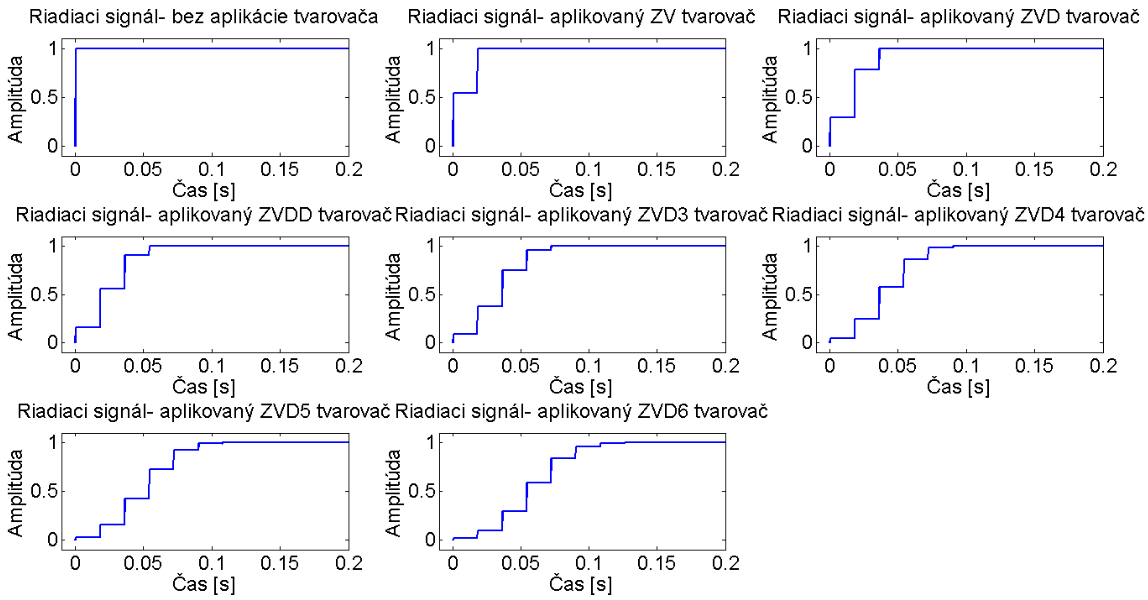


Obrázok 35: Tvarovače a prislúchajúce modifikácie riadiaceho skokového signálu.

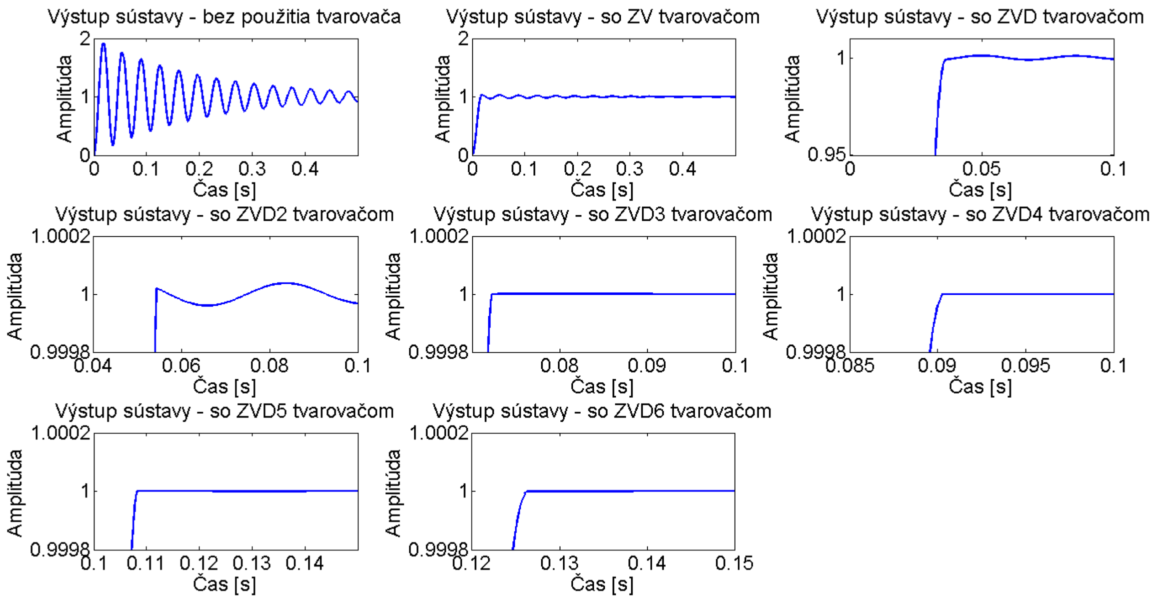
doba nábehu riadiaceho signálu nie je dlhšia ako stanovený garantovaný čas reakcie systému. Z obr. 36 môžeme vyvodiť, že pri daných obmedzeniach je prípustný najviac tvarovač typu $ZVD4$.

Ďalším podstatným obmedzením, ktoré vyplýva z použitých motorov je minimálna perióda vzorkovania akčného člena (v našom prípade $10ms$). Toto obmedzenie stanovuje najväčší prípustný počet zmien riadiaceho signálu za jednu sekundu. Z uvedeného vyplýva, že pri danej perióde vzorkovania akčného člena a doby, do kedy je nutné zabezpečiť vykonanie požadovanej zmeny riadiaceho signálu jednoznačne definuje najvyšší prípustný rád tvarovača.

Reakciu pohyblivej časti systému na riadiaci signál sme sa pre prehľadnosť rozhodli zaznamenať aj prostredníctvom optického senzora nachádzajúceho sa priamo na zariadení. Zmenu momentálnej vzdialenosti ramena od cieľovej pozície pri aplikovaní rôznych typov tvarovača je možné reprezentovať graficky. Experimentálne výsledky sa nachádzajú v časti „Príloha“, obr. A2.



(a) Základná množina modifikácií riadiaceho signálu.



(b) Reakcia sústavy po aplikácii prislúchajúcich tvarovaných riadiacich signálov.

Obrázok 36: Výstup sústavy pri aplikácii ZV tvarovačov.

Záver

Nežiadúce vibrácie môžu narušiť činnosť mechanických systémov. V súčasnej dobe existuje mnoho techník, či už so spätnou väzbou alebo bez nej, ktoré nám pomáhajú riešiť tento problém. V systémoch, v ktorých sú vibrácie budené najmä riadiacimi signálmi sa prístupy dopredného tvarovania riadiacich signálov ukázali ako vhodnejšie a rovnako účinné ako prístupy so spätnou väzbou. V mnohých reálnych systémoch je zabezpečenie spoľahlivej spätnej väzby príliš ekonomicky nákladné alebo nemožné.

Z dôvodu návrhu vhodného korekčného člena vo forme tvarovača riadiacich signálov je potrebné definovať parametre systému. Znalosť presného umiestnenia pólov modelu riadenej sústavy slúži ako základ pre elimináciu rezonančného výstupu sústavy. Zistili sme, že ak je vzorkovacia frekvencia celočíselným násobkom rezonančnej frekvencie, chyba identifikácie vo frekvenčnej oblasti je výrazne menšia ako v opačnom prípade. Toto zistenie nás motivovalo k prevzorkovaniu vstupného aj výstupného signálu modelu tak, aby bola nová vzorkovacia frekvencia násobkom rezonančnej frekvencie. Umiestňovanie núl a pólov modelu je potrebné následne adekvátne vykonať na základe takto prevzorkovaného signálu. Technika návrhu tvarovačov riadiacich signálov prostredníctvom umiestňovania núl v diskrétnej oblasti sa vyznačuje numerickou a abstraktnou jednoduchosťou pri návrhu tvarovača.

V praxi však často dochádza k obmedzeniam, ktoré je nutné zohľadniť v teoretickom návrhu tvarovača riadiacich signálov. Medzi tieto obmedzenia patrí najmä ohraničenie akčnej veličiny a relatívne nízka rozlišovacia schopnosť výstupných výkonových členov. Vedecké ciele práce spočívajú v návrhu nových metód tvarovania riadiacich signálov, ktoré rešpektujú obmedzenia riadiacich signálov, ale aj znižovanie vplyvu šumu kvantovania.

Odolnosť výsledného tvarovača voči chybám môže byť zvýšená zväčšením počtu umiestnených núl prenosovej funkcie korekčného člena. V prípade, ak sú tieto nuly umiestnené v okolí pólov riadenej sústavy, takéto riešenie vedie vo všeobecnosti na EI tvarovače (Extra-Insensitive). V našom prípade sme sa rozhodli pre zvyšovanie násobnosti núl umiestnených v kmitavých póloch sústavy.

Špeciálne pre úlohy, ktoré sú charakterizované tým, že perióda vzorkovania akčného člena je porovnateľná s požadovaným časom prechodového procesu, navrhujeme násobnosťou pólov dosiahnuť požadované správanie. V prípade, keď je limitovaná maximálna doba prechodu, pričom je definovaná minimálna doba vzorkovania vychádzajúca z dynamických vlastností akčného člena, je navrhnutá metóda na výpočet násobnosti pólu. Tak sa zaistí splnenie požadovaných vlastností aj zo strany akčného člena aj zo strany užívateľa. Aplikácia tvarovača najvyššieho možného rádu, ktorý spĺňa obmedzenia návrhu, je žiadaná a to z toho dôvodu, že budú dodržané všetky podmienky stanovené pre tvarovač. Zároveň bude systém maximálne odolný voči chybám modelu s ohľadom na časové obmedzenia systému.

Metódy návrhu tvarovača riadiacich signálov boli simulačne overené. Správnosť a vhodnosť riešenia bola verifikovaná aj na reálnom zariadení, prostredníctvom údajov získaných z akcelerometra a optického senzora vzdialenosti. Navrhnutá metóda sa ukázala ako efektívny prostriedok pre určovanie rádu a koeficientov tvarovača riadiacich signálov.

Zoznam použitej literatúry

[1] Miček J., Kovář O.: *Tvarovač riadiacich signálov: poznámka k voľbe periódy vzorkovania a minimalizácia chýb spôsobených kvantovaním času*, Elektrorevue vol.13, 2/2011, ISSN: 1213-1539.

[2] Miček J.: *Alternatívny prístup k návrhu tvarovača riadiacich signálov*, AT&P journal 3, 2010, ISSN: 1335-2237.

[3] Singer N., Seering W.: *Preshaping Command Inputs to Reduce System Vibration*, ASME J. Dynamic Systems, Measurement, and Control, 112(1): 76-82, March 1990.

[4] Tuttle T., Seering W.: *A Zero-Placement Technique for Designing Shaped Inputs to Suppress Multiple-Mode Vibration*, Proc. American Control Conference, Baltimore, MD, pp. 2533-2537, June 1994.

[5] Singhose W.: *Command shaping for flexible systems: A review of the first 50 years*, Int. J. Precision Eng. Manuf., vol. 10, no. 4, pp. 153-168, 10 2009.

[6] Singhose W., Seering W.: *Command generation for dynamic systems*, Lulu, 978-0-9842210-0-4, 2010.

[7] Singer N., Seering W.: *Design and comparison of command shaping methods for controlling residual vibration*, Proc. IEEE Int. Conf. Robot. Autom., Scottsdale, AZ, 1989, vol. 2, pp. 888-893.

[8] Singer N., Seering W.: *Preshaping command inputs to reduce system vibration*, J. Dynam. Syst., Meas., Control, vol. 112, pp. 76-82, Mar. 1990.

[9] Singer N., Singhose W., Seering W.: *Comparison of Filtering Methods for Reducing Residual Vibration*, European Journal of Control, no. 5, pp. 208-218, 1999.

[10] Singhose W., Vaughan J.: *Reducing Vibration by Digital Filtering and Input Shaping*, IEEE Transactions on Control Systems Technology, vol. 19, no. 6, pp. 1410-1420, Nov. 2011.

[11] Feddema J., Dohrmann C., Parker G., Robinett R., Romero V., Schmitt D.: *Control for slosh-free motion of an open container* , IEEE Control Syst. Mag., vol. 17, no. 1, pp. 29-36, 1997.

[12] Economou D., Mavroidis C., Antoniadis I., Lee C.: *Maximally robust input preconditioning for residual vibration suppression using low-pass fir digital filters*, J. Dynam. Syst., Meas., Control, vol. 124, no. 1, pp. 85-97, 2002.

[13] Bhat S., Miu D.: *Precise point-to-point positioning control of flexible structures*, J. Dynam. Syst., Meas., Control, vol. 112, no. 4, pp. 667-674, 1990.

[14] Murphy B., Watanabe I.: *Digital shaping filters for reducing machine vibration*, IEEE Trans. Robot. Autom., vol. 8, no. 2, pp. 285-289, Apr. 1992.

[15] Singh T., Vadali S.: *Robust time-delay control*, J. Dynam. Syst., Meas., Control, vol. 115, pp. 303-306, 1993.

[16] Meckl P., Kinceler R.: *Robust motion control of flexible systems using feedforward forcing functions*, IEEE Trans. Control Syst. Technol., vol. 2, no. 3, pp. 245-254, Sep. 1994.

[17] Shiller Z., Chang H.: *Trajectory preshaping for high-speed articulated systems*, J. Dynam. Syst., Meas. Control, vol. 117, no. 3, pp. 304-310, 1995.

[18] Singhose W., Seering W., Singer N.: *Input shaping for vibration reduction with specified insensitivity to modeling errors*, in Proc. Japan-USA Symp. Flexible Automation, Boston, MA, 1996, vol. 1, pp. 307-313.

[19] Vaughan J., Yano A., Singhose W.: *Comparison of robust input shapers*, J. Sound Vib., vol. 315, no. 4-5, pp. 797-815, 2008.

[20] Singhose W., Kim D., Kenison M.: *Input shaping control of double-pendulum bridge crane oscillations*, J. Dynam. Syst., Meas., Control, vol. 130, no. 3, pp. 1-7, May 2008.

[21] Singhose W., Seering W., Singer N.: *Residual vibration reduction using vector diagrams to generate shaped inputs*, ASME J. Mech. Design, vol. 116, pp. 654-659, Jun. 1994.

[22] Taylor F.: *Digital Filter Design Handbook,* New York: Marcel Dekker, 1983.

[23] Oppenheim A., Schafer R.: *Digital Signal Processing* , Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1975.

[24] Fortgang J., Marquez J., Singhose W.: *Reducing Vibration by Digital Filtering and Input Shaping*, IEEE Trans. Control Syst. Technol., vol. 19, no. 6,pp. 1410-1420, Nov. 2011.

[25] Peláez G., Singhose W.: *Implementation of input shaping on flexible machines with integer controllers*, Proc. IFAC World Congress Autom. Control, Barcelona, Spain, 2002, vol. 15, no. 1.

[26] Zuo K., Drapeau V., Wang D.: *Closed loop shaped-input strategies for flexible robots*, Int. J. Robot. Res., vol. 14, no. 5, pp. 510-529, 1995.

[27] Cutforth C., Pao L.: *Adaptive input shaping for maneuvering flexible structures*, Automatica, vol. 40, no. 4, pp. 685-693, 2004.

[28] Rhim S., Book W.: *Adaptive time-delay command shaping filter for flexible manipulator control*, IEEE/ASME Trans. Mechatron., vol. 9, no. 4, pp. 619-626, Dec. 2004.

[29] Pereira E., Trapero J., Diaz I., Feliu V.: *Adaptive input shaping for manoeuvring flexible structures using an algebraic identification technique*, Automatica, vol. 45, no. 4, pp. 1046-1051, 2009.

[30] Singhose W., Biediger E., Chen Y., Mills B.: *Reference command shaping using specified-negative-amplitude input shapers for vibration reduction*, ASME J. Dynam. Syst., Meas., Controls, vol. 126, pp. 210-214, Mar. 2004.

[31] Tzes A., Yurkovich S.: *An adaptive input shaping control scheme for vibration suppression in slewing flexible structures* , IEEE Trans. Control Syst. Technol., vol. 1, no. 2, pp. 114-121, Jun. 1993.

[32] Bodson M.: *An adaptive algorithm for the tuning of two input shaping methods*, Automatica, vol. 34, no. 6, pp. 771-776, 1998.

[33] Pereira E., Trapero J., Diaz I., Feliu V.: *Adaptive input shaping for manoeuvring flexible structures using an algebraic identification technique*, Automatica, vol. 45, no. 4, pp. 685-693, 2009.

[34] Rhim S., Book W.: *Noise effect on adaptive command shaping methods for flexible manipulator control*, IEEE Trans. Control Syst. Technol., vol. 9, no. 1, pp. 84-92, Jan. 2001.

[35] Rhim S., Book W.: *Adaptive time-delay command shaping filter for flexible manipulator control*, IEEE/ASME Trans. Mechatronics, vol. 9, no. 4, pp. 619-626, Dec. 2004.

[36] Vaughan J., Yano A., Singhose W.: *Robust negative input shapers for vibration suppression*, J. Dynam. Syst., Meas., Control, vol. 131, no. 3, 2009, Art. ID 031014.

[37] La-orpacharapan C., Pao L. Y.: *Fast and robust control of systems with multiple flexible modes*, IEEE/ASME Trans. Mechatronics, vol. 10, no. 5, pp. 521–534, Oct. 2005.

[38] Rappole B., Singer N., Seering W.: *Multiple-mode impulse shaping sequences for reducing residual vibrations*, Proc.23rd Biennial Mechatronics Conf., pp. 11–16, 1994.

[39] Pereira E., Dıaz I., Roncero P., Feliu V.: *Approaches of discrete feedforward control for vibration cancellation in multi-mode single-link flexible manipulators*, Proc. IEEE 3rd Int. Conf. Mechatron., pp. 49–54, 2006.

[40] Feliu V., Pereira E., Dıaz I., Roncero P.: *Feedforward control of multimode single-link flexible manipulators based on an optimal mechanical design*, Robot. Auton. Syst., vol. 54, pp. 651–666, 2006.

[41] Ljung L.: *State of the art in linear system identification: Time and frequency domain methods*, Proc. American Control Conference, Boston, MA, July 2004.

[42] Garnier H., Young P. C.: *Time-domain approaches to continuous-time model identification of dynamical systems from sampled data*, Proc. American Control Conference, Boston, MA, July 2004.

[43] Chinarro D.: *System Engineering Applied to Fuenmayor Karst Aquifer (San Julián de Banzo, Huesca) and Collins Glacier (King George Island, Antarctica)*, Proc. Springer, pp. 11-51, 2014

[44] Skovranek T., Despotovic V.: *Identification of Systems of Arbitrary Real Order: A New Method Based on Systems of Fractional Order Differential Equations and Orthogonal Distance Fitting*, ASME 2009 Inter. Design En. Tech. Conf. and Computers and Information in Engineering Conference, pp. 1063-1068, 2009.

[45] McKelvey T.: *Least Squares and Instrumental Variable Methods*, Control Systems, Robotics, and Automation, in EOLSS, Developed under the auspices of the UNESCO 2004.

[46] Gillberg J., Ljung L.: *Frequency domain identification of continuous-time output error models from sampled data*, Proc. 16th IFAC World Congress, Prague, Czech Republic, July 2005.

[47] Pintelon R., Schoukens J.: *System Identification – A Frequency Domain Approach*, IEEE Press, New York, 2001.

[48] Márton, P., Adamko, N.: *Praktický úvod do modelovania a simulácie*, Žilina: EDIS, ISBN: 978-80-554-0387-8, 2011.

[49] Guo W.: *Modeling and Simulation of a Capacitive Micro-Accelerometer System*, Proceedings of the 33rd Chinese Control Conference July, Nanjing, China, 2014

[50] Weidong L.: *Non-ideal step response identification modeling algorithm of the second-order delayed system*, IEEE 12th International Conference on Electronic Measurement and Instruments, 2015.

[51] Švarc I., Matoušek R., Šeda M., Vítečková M.: *Automatické řízení*, Brno: CERM, ISBN: 978-80-214-4398-3, 2011.

[52] Golan J.: *Moore–penrose pseudoinverses*, The linear algebra a beginning graduate student ought to know, Springer Netherlands, pp. 441-452, 2012.

[53] Kang J., Chen S., Di X.: *Online detection and suppression of mechanical resonance for servo system*, Proc. ICICIP, pp. 16–21, Jul. 2012.

[54] Miček J., Jurečka M.: *Moderné prostriedky implementácie metód číslicového spracovania signálov 1*, Žilina: EDIS, ISBN: 978-80-554-0714-2, 2013.

[55] Yang S.: *The Detection of Resonance Frequency in Motion Control Systems*, IEEE Trans. on industry applications, vol. 50, No. 5, 2014.

[56] Viksten F.: *On the use of an accelerometer for identification of a flexible manipulator*, Automatic control at the department of electrical engineering Linkoping University, 2001.

[57] Katalógový list modulu LSM303DLHC: *www.st.com/resource/en/datasheet/lsm-303dlhc.pdf*, dostupné dňa 16.3.2017.

[58] Tang T.: *Reduction of mechanical resonance based on load acceleration feedback for servo system*, Electron. Eng., vol. 34, no. 7, pp. 15–17, 2007.

[59] Wang H.: *Vibration rejection scheme of servo drive system with adaptive notch filter*, Proc. 37th IEEE PESC, pp. 1–6, 2006.

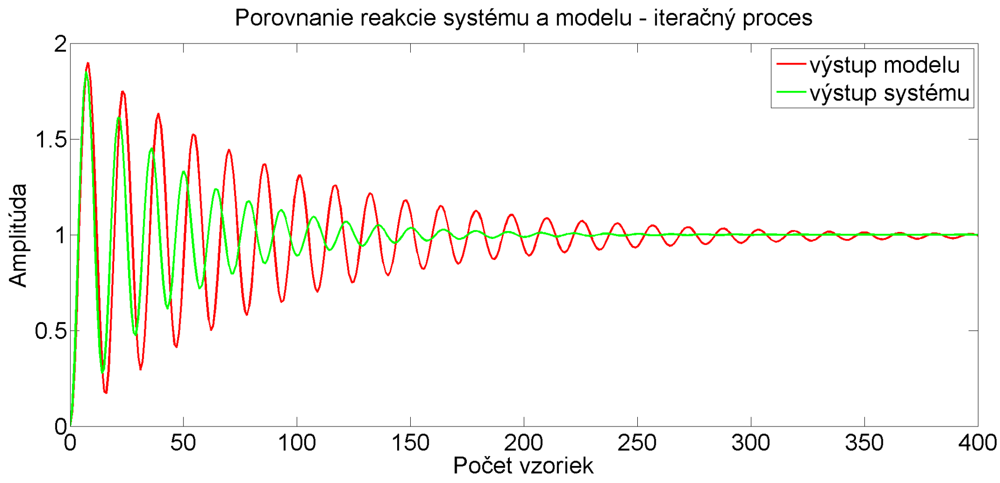
Prílohy

Iteračný proces založený na identifikácii vo frekvenčnej oblasti: obr. A1

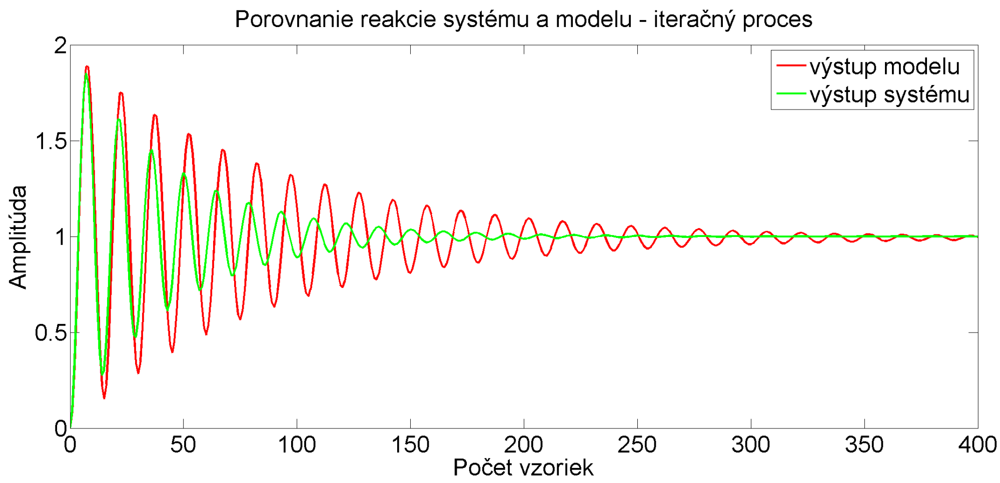
Vplyv aplikácie tvarovača na reálny systém: obr. A2.

Zoznam vlastných publikácií

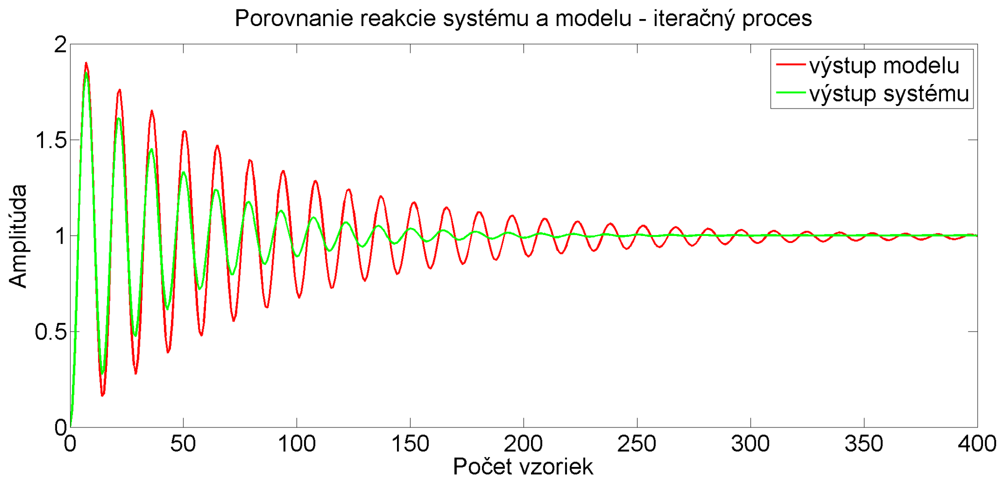
CD obsahujúce: zdrojové kódy rôznych identifikačných prístupov a modelov
určovanie parametrov sústavy a simulácie návrhu tvarovačov
ukážku získaných experimentálnych údajov



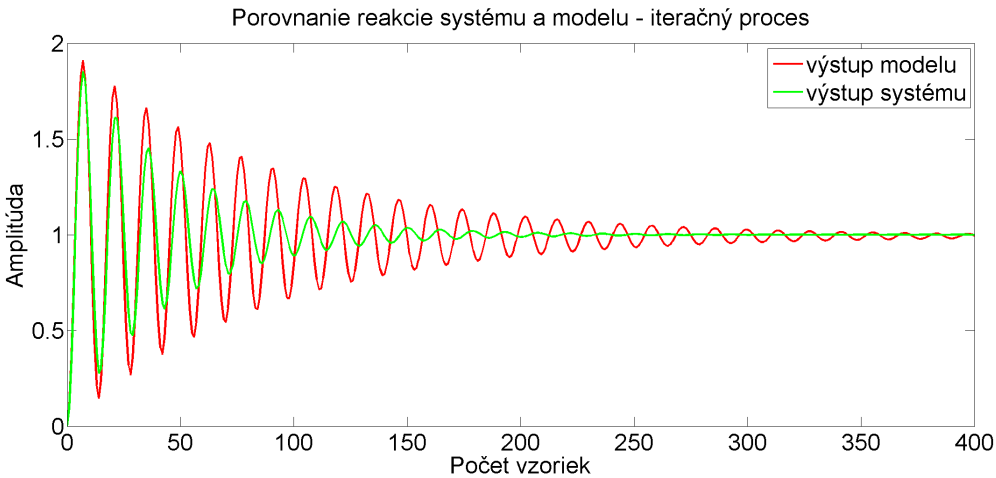
(a) Porovnanie požadovanej a získanej odozvy modelu - 1. iterácia.



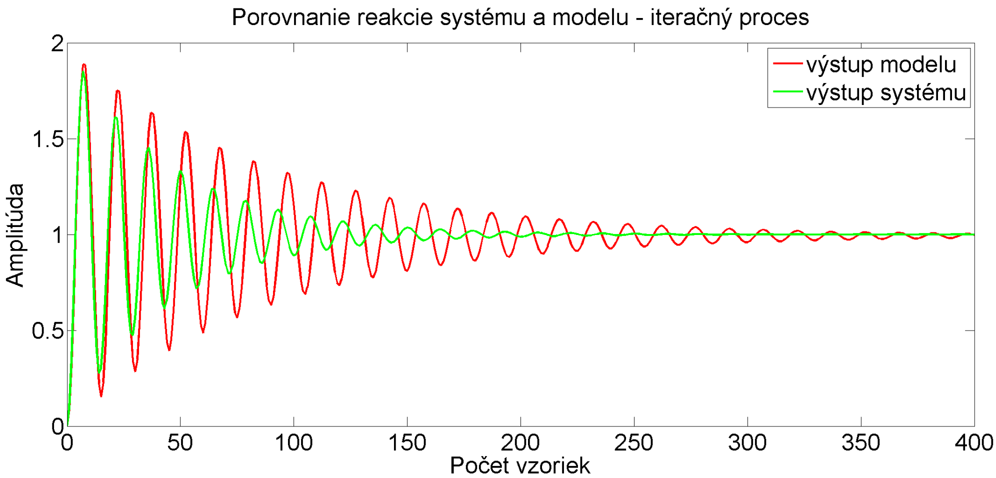
(b) Porovnanie požadovanej a získanej odozvy modelu - 2. iterácia.



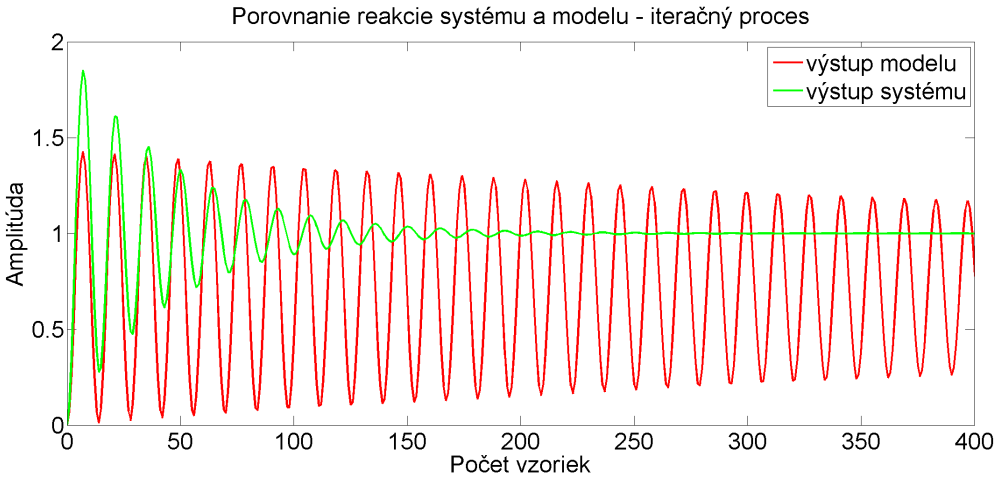
(c) Porovnanie požadovanej a získanej odozvy modelu - 3. iterácia.



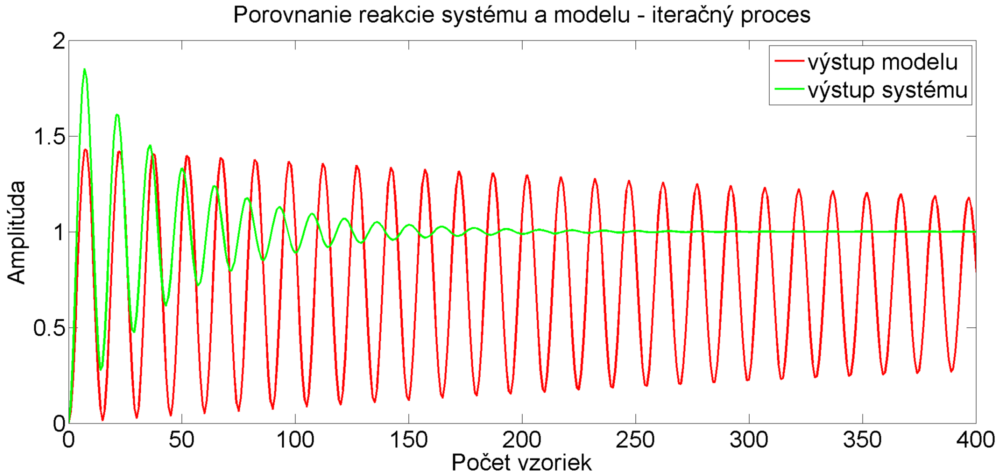
(d) Porovnanie požadovanej a získanej odozvy modelu - 4. iterácia.



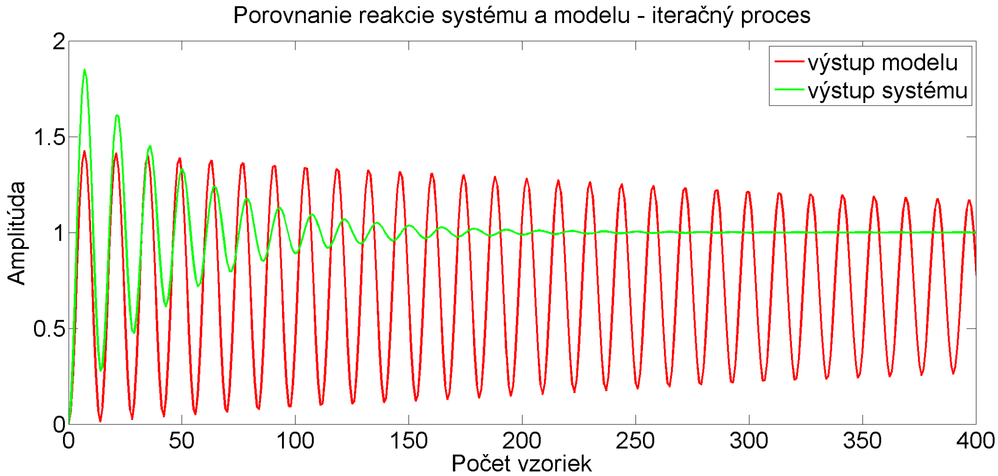
(e) Porovnanie požadovanej a získanej odozvy modelu - 5. iterácia.



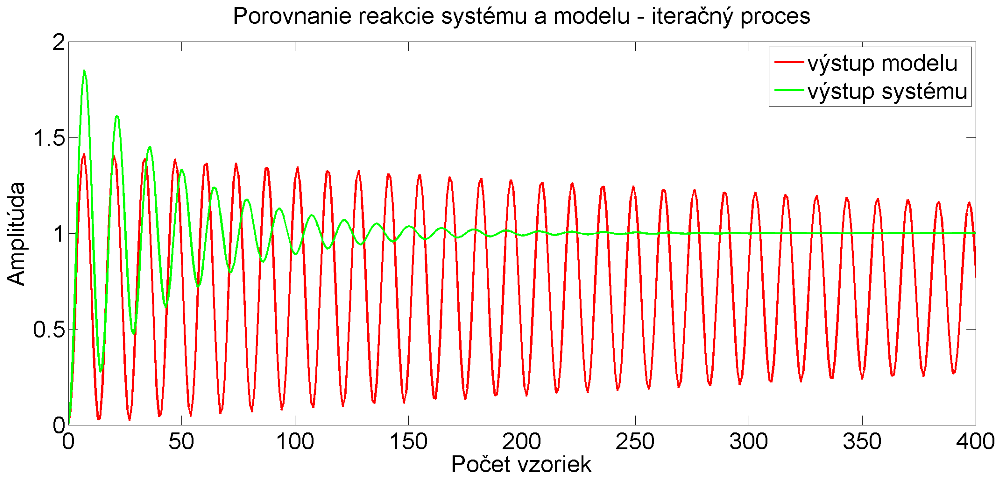
(f) Porovnanie požadovanej a získanej odozvy modelu - 6. iterácia.



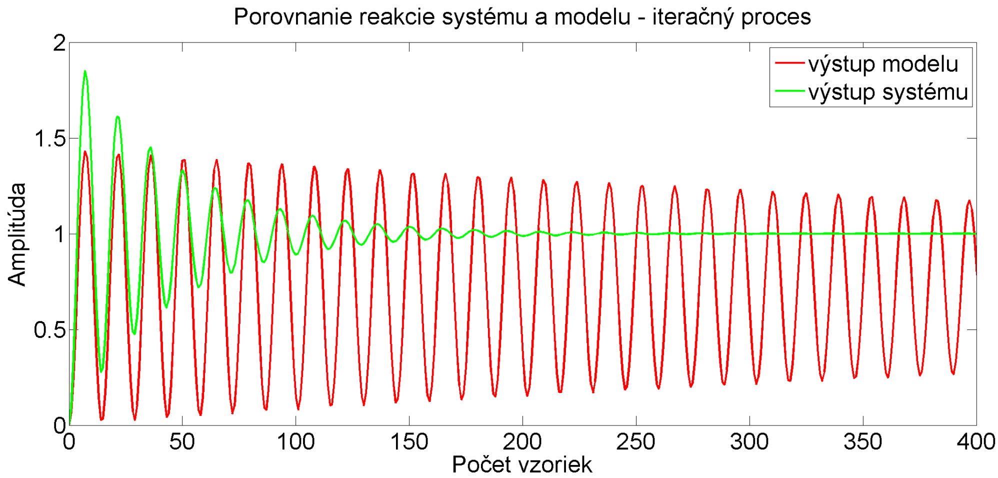
(g) Porovnanie požadovanej a získanej odozvy modelu - 7. iterácia.



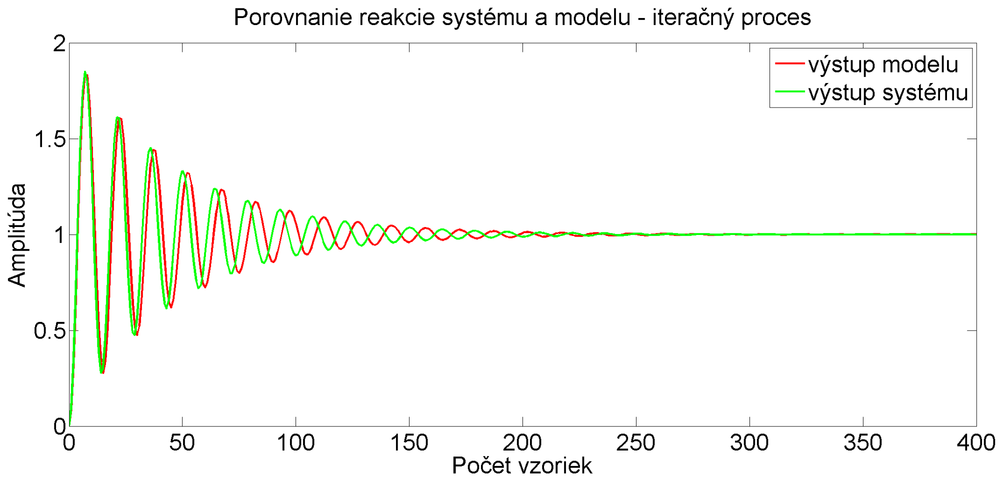
(h) Porovnanie požadovanej a získanej odozvy modelu - 8. iterácia.



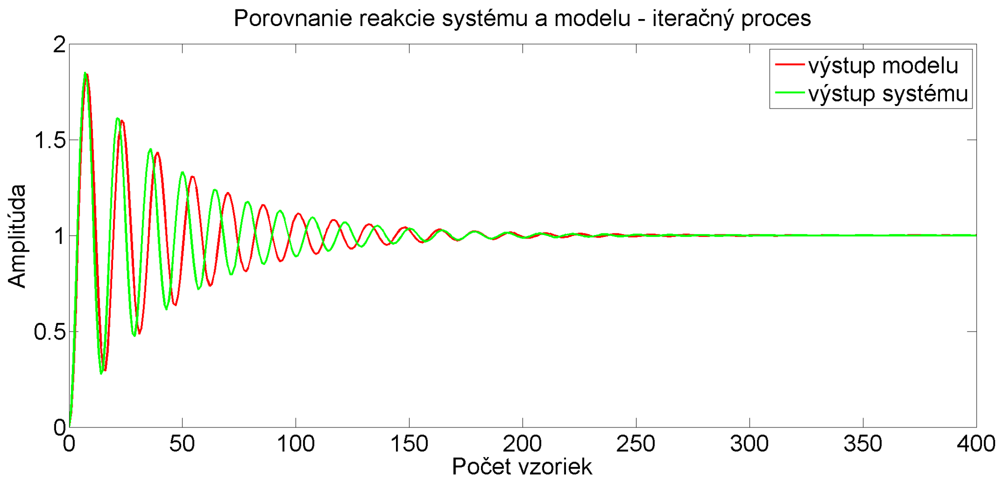
(i) Porovnanie požadovanej a získanej odozvy modelu - 9. iterácia.



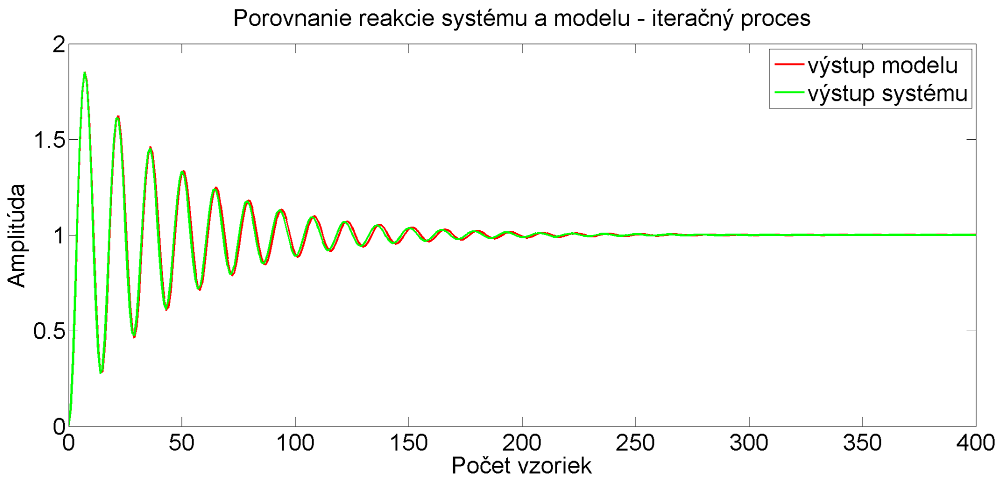
(j) Porovnanie požadovanej a získanej odozvy modelu - 10. iterácia.



(k) Porovnanie požadovanej a získanej odozvy modelu - 11. iterácia.

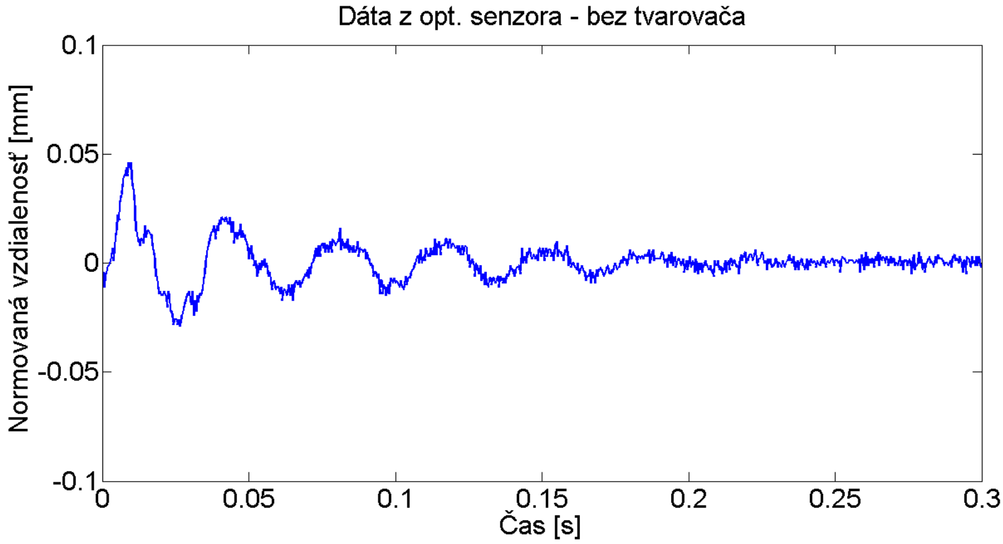


(l) Porovnanie požadovanej a získanej odozvy modelu - 12. iterácia.

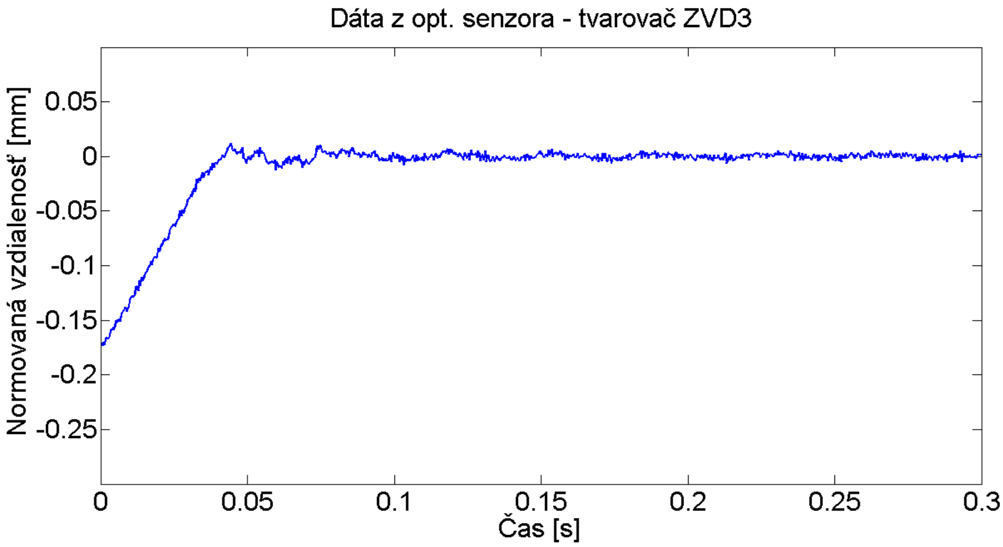


(m) Porovnanie požadovanej a získanej odozvy modelu - finálna 13. iterácia.

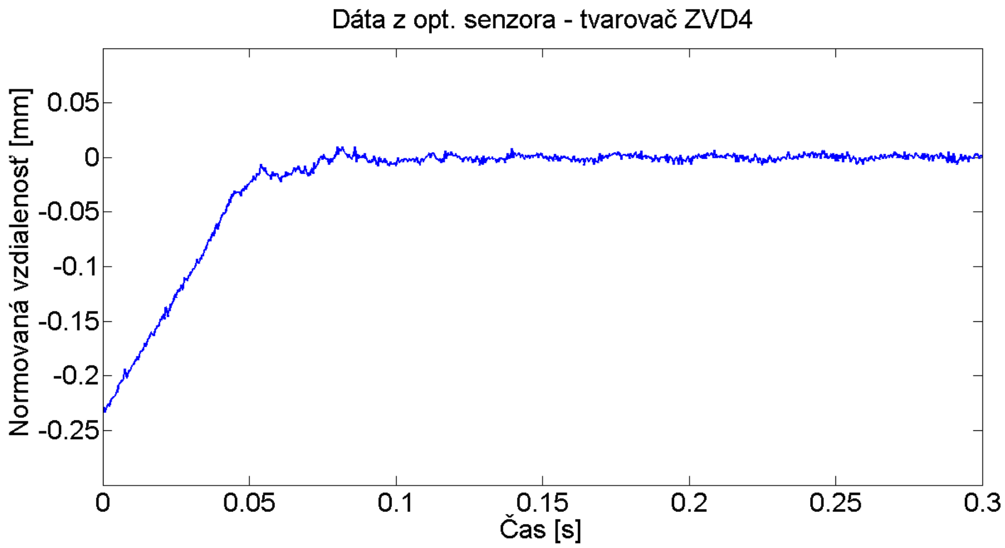
Obrázok A1: Iteračný proces založený na identifikácii vo frekvenčnej oblasti.



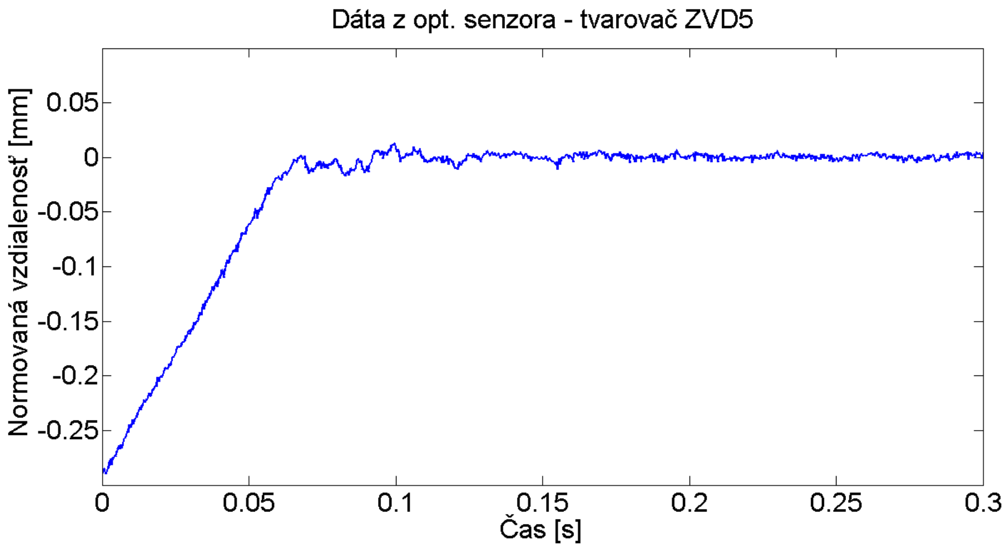
(a) Reakcia na požiadavku zmeny polohy ramena - bez použitia tvarovača.



(b) Reakcia na požiadavku zmeny polohy ramena - použitý tvarovač ZVD3.



(c) Reakcia na požiadavku zmeny polohy ramena - použitý tvarovač ZVD4.



(d) Reakcia na požiadavku zmeny polohy ramena - použitý tvarovač ZVD5.

Obrázok A2: Vplyv aplikácie tvarovača na reálny systém.

Zoznam vlastných publikácií

Rok 2014

[1] Šarafín P., Ševčík P., Húdik M.: *Parallel input shapers and their alternative mathematical models*, CSIT 2014: Computer science and information technologies: proceedings of the IX international scientific and technical conference: 18-22 November 2014, Lviv, Ukraine, Lviv: Printing Center of Publishing House of Lviv Polytechnic National University, 2014, ISBN 978-617-607-669-8, s. 162-165.

Rok 2015

[2] Šarafín P., Olešnaníková V., Žalman R.: *The measurement of CO2 by using Yrobot platform*, Otvorený softvér vo vzdelávaní, výskume a v IT riešeniach: zborník príspevkov medzinárodnej konferencie OSSConf 2015: 1.-3. July 2015 Žilina, Slovensko. - Žilina: Žilinská univerzita, 2015, ISBN 978-80-970457-7-7, s. 89-94.

[3] Žalman R., Olešnaníková V., Ševčík P., Šarafín P.: *Monitoring of CO2 amount in closed objects via WSN*, FedCSIS: proceedings of the 2015 Federated conference on Computer science and information systems: 13-16 September 2015, Łódź, Poland, Warsaw; Los Alamitos: Polskie Towarzystwo Informatyczne; IEEE, 2015 - (Annals of computer science and information systems, Vol. 5, ISSN 2300-5963), ISBN 978-83-60810-65-1, s. 1257-1260.

[4] Chovanec M., Šarafín P.: *Real-time schedule for mobile robotics and WSN aplications*, FedCSIS: proceedings of the 2015 Federated conference on Computer science and information systems: 13-16 September 2015, Łódź, Poland, Warsaw; Los Alamitos: Polskie Towarzystwo Informatyczne; IEEE, 2015 - (Annals of computer science and information systems, Vol. 5, ISSN 2300-5963), ISBN 978-83-60810-65-1, s. 1199-1202.

[5] Hodoň M., Šarafín P., Ševčík P.: *Monitoring and recognition of bird population in protected bird territory*, ISCC 2015: 20th IEEE Symposium on Computers and Communications: 6-9 July 2015 Larnaca, Cyprus, [S.l.]: IEEE, 2015, ISBN 978-1-4673-7194-0, s. 993-998.

[6] Šarafín P.: *Unit for digitalization and processing of theaAcoustic signal*, MIST 2015 = Mathematics in Science and Technologies: proceedings of the MIST conference 2015: Fačkovské sedlo, Kľak, Slovakia, [S.l.]: CreateSpace Independent Publishing Platform, 2015, ISBN 978-1514866382. - [8] s.

[7] Olešnaníková V., Šarafín P., Žalman R., Karpiš O.: *Power consumption analysis and possibilities of energy saving in WSN applications*, TRANSCOM 2015: 11-th European conference of young researchers and scientists: Žilina, 22-24 June 2015, Slovak Republic. Section 3: Information and communication technologies, Žilina: University of Žilina, 2015, ISBN 978-80-554-1045-6, s. 45-49.

[8] Žalman R., Olešnaníková V., Šarafín P., Kapitulík J.: *Analysis of acoustic signals in transport systems using WSN*, TRANSCOM 2015: 11-th European conference of young researchers and scientists: Žilina, 22-24 June 2015, Slovak Republic. Section 3: Information and communication technologies, Žilina: University of Žilina, 2015, ISBN 978-80-554-1045-6, s. 105-109.

[9] Šarafín P., Olešnaníková V., Žalman R., Ševčík P.: *Methods of input shapers realization*, TRANSCOM 2015: 11-th European conference of young researchers and scientists: Žilina, 22-24 June 2015, Slovak Republic. Section 3: Information and communication technologies, Žilina: University of Žilina, 2015, ISBN 978-80-554-1045-6, s. 84-88.

Rok 2016

[10] Šarafín P., Miček J., Milanová J.: *Using wireless acceleration sensor for system identification*, FedCSIS: proceedings of the 2016 Federated conference on Computer science and information systems: 11-14 September 2016, Gdańsk, Poland, Warsaw; Los Alamitos: Polskie Towarzystwo Informatyczne; IEEE, 2016 - (Annals of computer science and information systems, Vol. 8, ISSN 2300-5963), ISBN 978-83-60910-92-7, s. 1103-1106.

[11] Molka-Danielsen J., Olešnaníková V., Šarafín P., Žalman R., Engelseth P.: *System analytics approach using wireless sensor network technologies and big data visualization for continuous assessment of air quality in a workplace environment*,

NOKOBIT 2016: Norsk konferanse for organisasjoners bruk av informasjonsteknologi, ISSN 1894-7719, Vol. 24, no. 1 (2016), [10] s.

[12] Žák S., Šarafín P., Ševčík P.: *The multi-topology converter for the solar panel*, FedCSIS: proceedings of the 2016 Federated conference on Computer science and information systems: 11-14 September 2016, Gdańsk, Poland, Warsaw; Los Alamitos: Polskie Towarzystwo Informatyczne; IEEE, 2016 - (Annals of computer science and information systems, Vol. 8, ISSN 2300-5963), ISBN 978-83-60910-92-7, s. 1107-1110.

[13] Olešnaníková V., Karpiš O., Chovanec M., Šarafín P., Žalman R.: *Water level monitoring based on the acoustic signal using the neural network*, Information and digital technologies 2016: proceedings of the international conference: 5-7 July 2016 Rzeszow, Poland. - [S.l.]: IEEE, 2016, ISBN 978-1-4673-8860-3, s. 203-206.

[14] Šarafín P., Revák M., Chovanec M., Ševčík P.: *Self-tuning input shaper modelling*, Information and digital technologies 2016: proceedings of the international conference: 5-7 July 2016 Rzeszow, Poland, [S.l.]: IEEE, 2016, ISBN 978-1-4673-8860-3, s. 271-274.