

Žilinská univerzita v Žiline
Fakulta riadenia a informatiky

Ing. Peter Šarařín

Autoreferát dizertačnej práce

Tvarovanie riadiacich signálov

na získanie akademického titulu „**philosophiae doctor**“ (**PhD.**)
v študijnom programe doktorandského štúdia

aplikovaná informatika

v študijnom odbore

9.2.9 aplikovaná informatika

Žilina, apríl, 2017

Dizertačná práca bola vypracovaná v dennej forme doktorandského štúdia na Katedre technickej kybernetiky, Fakulte riadenia a informatiky Žilinskej univerzity v Žiline.

Predkladateľ: Ing. Peter Šarafín
Žilinská univerzita v Žiline
Fakulta riadenia a informatiky
Katedra technickej kybernetiky

Školiteľ: doc. Ing. Peter Ševčík, PhD.
Žilinská univerzita v Žiline
Fakulta riadenia a informatiky
Katedra technickej kybernetiky

Oponenti: prof. Ing. Juraj Spalek, PhD.
Žilinská univerzita v Žiline
Elektrotechnická fakulta
Katedra riadiacich a informačných systémov

prof. Ing. Karel Šotek, CSc.
Univerzita Pardubice, Pardubice
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra softwarových technológií

Autoreferát bol rozoslaný dňa:

Obhajoba dizertačnej práce sa koná dňa o hod. pred komisiou pre obhajobu dizertačnej práce schválenu odborovou komisiou v študijnom odbore **9.2.9 aplikovaná informatika**, v študijnom programe **aplikovaná informatika**, vymenovanou dekanom Fakulty riadenia a informatiky Žilinskej univerzity v Žiline dňa

prof. Ing. Karol Matiaško, PhD.
predseda odborovej komisie
študijného programu **aplikovaná informatika**
v študijnom odbore **9.2.9 aplikovaná informatika**

Fakulta riadenia a informatiky
Žilinská univerzita
Univerzitná 8215/1
010 26 Žilina

Anotácia

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 diskretných 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.

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

<i>Počet strán:</i>	94	<i>Počet použitej literatúry:</i>	59
<i>Počet obrázkov:</i>	38	<i>Počet tabuliek:</i>	4

Annotation

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.

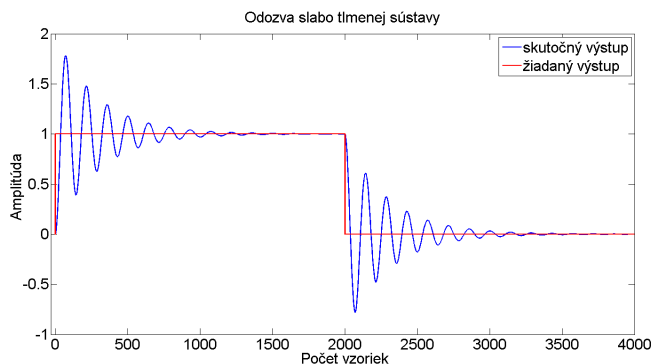
The dissertation thesis is devoted to the input shaping, and to the identification, modelling and simulation of weakly damped discrete systems as a necessary part of the feedback control approach. We also deal with designing new input shaping methods and comparing error rates of the shaper applications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

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

<i>Number of pages:</i>	94	<i>Number of used bibliographics:</i>	59
<i>Number of figures:</i>	38	<i>Number of tables:</i>	4

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 žeria-vov. 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].

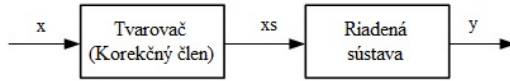


Obr. 1: Odozva slabo tlmenej sústavy.

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).

Reziduálne kmity vyskytujúce sa v polohovacích systémoch môžu byť redukované tvarovaním referenčného riadiaceho signálu pomocou zárezových filtrov, dolnopriepustných filtrov a tvarovačov vstupných signálov.



Obr. 2: Zapojenie tvarovača 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).

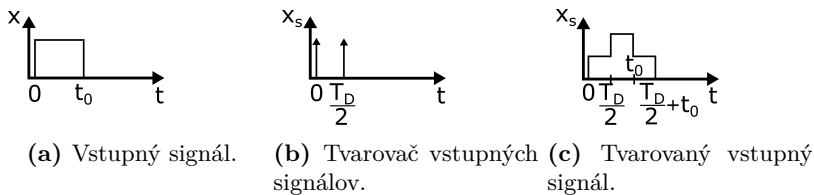
Ciele dizertačnej práce spočívajú v návrhu nových metód tvarovania riadiacich signálov, ktoré musia rešpektovať obmedzenie riadiacich signálov, ale aj znižovanie vplyvu šumu kvantovania.

V práci sa venujeme číslicovej filtrácii a tvarovaniu riadiacich signálov v diskretnej oblasti. Taktiež sa zameriavame na zložitosť riešenia a následnú realizáciu tvarovača riadiacich signálov. Práca je ďalej venovaná identifikácii systémov v časovej a vo frekvenčnej oblasti, modelovaniu slabotlmených systémov a následnej identifikácii týchto systémov zo simulovaných vstupných a výstupných údajov. Získané teoretické východiská navrhnutých identifikačných metód a aplikácie rôznych tvarovačov riadiacich signálov boli experimentálne overené.

1 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].

Číslkové 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.



Obr. 3: Tvarovanie vstupného signálu.

Vzhľadom na to, že číslkové 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).

Pri priepustných frekvenciách má filter zosilnenie blízko jednej. Tieto frekvencie sú prepustené bez zásadných úprav amplitúdy. V rozsahu nepriepustných frekvencií je požadované, aby mal filter amplitúdy čo najmenšie, a teda aby neprekročili tolerovanú hranicu. Keď sa filter používa na tvarovanie riadiaceho signálu pre polohovací systém, táto požiadavka tlmí tieto frekvencie [8], [11], [13]-[17]. Prídavná požiadavka je, aby veľkosť amplitúdy v nulovej frekvencii 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.

Tvarovače vstupných signálov sú navrhnuté definovaním požadovaného rozsahu potlačených frekvencií (pásmové zádrže). 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 signá-

lom 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 navrhnuť 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 implementácii 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 použitie tvarovača s niekoľkými impulzmi predstavuje veľmi malú výpočtovú náročnosť, ale použitie tvarovača so stovkami impulzov zaťažuje 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.

1.1 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 (1).

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

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 (2). Tento tvarovač vynúti deriváciu funkcie vzhľadom k modelovacím chybám na rovnú nulu. Daňou za pridanie tejto robustnosti je zvýšený čas realizácie aritmetických operácií tvarovača, a teda aj výpočtové oneskorenie systému.

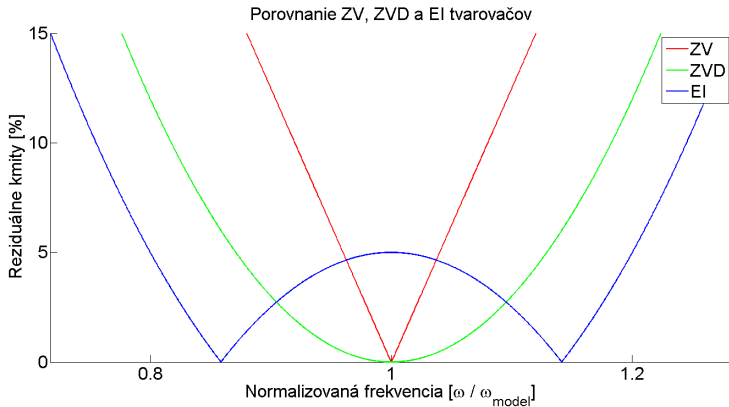
$$ZVD = \begin{bmatrix} A_j \\ t_j \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{1+2K+K^2} & \frac{2K}{1+2K+K^2} & \frac{K^2}{1+2K+K^2} \\ 0 & T & 2T \end{bmatrix}, \quad (2)$$

kde T a K majú rovnaký význam ako pri ZV tvarovači. Ďalším druhom tvarovača je Extra-Insensitive (EI) tvarovač (3). 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.

$$EI = \begin{bmatrix} A_j \\ t_j \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1+V}{4} & \frac{1-V}{2} & \frac{1+V}{4} \\ 0 & T & 2T \end{bmatrix}, \text{ kde } T = \frac{\pi}{\omega\sqrt{1-\zeta^2}} \quad (3)$$

a V reprezentuje mieru necitlivosti na kmity systému.

Na obr. 4 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}). Nežiaduce 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.



Obr. 4: Porovnanie ZV, ZVD a EI tvarovačov vstupných signálov.

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.

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 kmítov, 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.

1.2 Návrh tvarovača riadiacich signálov v z -rovine

Proces tvarovania vstupných signálov pri riadení slabo tlmených sústav je možné riešiť aj pomocou návrhu vhodných diskretných korekčných členov, ktoré upravujú 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 pólu riadenej sústavy [2]. Póly spojitých sústav je možné vyjadriť ako

$$p_{1,2} = -\frac{\zeta}{T} \pm \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{T}. \quad (4)$$

Keďže pre transformáciu z roviny s do roviny z platí

$$z = e^{sT}, \quad (5)$$

póly spojitého systému z roviny s sa transformujú do bodov roviny z (6).

$$p_{d1,2} = e^{-\frac{T_{vz}\zeta}{T}} \cdot e^{\pm j \frac{T_{vz}\sqrt{1-\zeta^2}}{T}}, \quad (6)$$

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

$$F(z) = C \cdot (1 - z_1 \cdot z^{-1}) \cdot (1 - z_2 \cdot z^{-1}), \quad (7)$$

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

$$F(z) = C \cdot (a_0 + a_1 \cdot z^{-1} + a_2 \cdot z^{-2}), \quad (8)$$

kde

$$\begin{aligned} a_0 &= 1, \\ a_1 &= -(z_1 + z_2), \\ a_2 &= z_1 \cdot z_2, \\ C &= \frac{1}{a_0 + a_1 + a_2}. \end{aligned} \quad (9)$$

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

$$F(z) = C \cdot (a_0 + a_2 \cdot z^{-2}). \quad (10)$$

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 (11).

$$T_{vz} = \frac{\pi T}{2\sqrt{1 - \zeta^2}} \quad (11)$$

Takto navrhnutý ZV tvarovač môže byť popísaný vzťahom (12).

$$ZV = \begin{bmatrix} A_j \\ t_j \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{1+a_2} & \frac{a_2}{1+a_2} \\ 0 & 2T_{vz} \end{bmatrix} \quad (12)$$

1.3 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.

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 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 prispôbované 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 filtermi 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.

2 Modelovanie a simulácia lineárnych dynamických systémov

Na overenie teoretických hypotéz vyplývajúcich z vlastností lineárnych dynamických systémov bol vytvorený model a simulačný scenár.

2.1 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

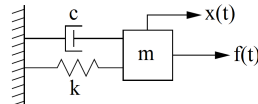
$$m \frac{d^2 x(t)}{dt^2} + c \frac{dx(t)}{dt} + kx(t) = f(t), \quad (13)$$

kde m reprezentuje hmotnosť bremena, c označuje koeficient tlmenia a k konštantu struny (Obr. 5). Pomer tlmenia ζ je definovaný ako pomer skutočného tlmenia diferenciálnej rovnice systému c ku kritickému tlmeniu c_c . Zodpovedajúci koeficient kritického tlmenia je

$$c_c = 2\sqrt{km} = 2m\omega_n. \quad (14)$$

S využitím vzťahu (14) môže byť vzťah (13) formulovaný ako

$$\frac{d^2 x(t)}{dt^2} + 2\zeta\omega_n \frac{dx(t)}{dt} + \omega_n^2 x(t) = f(t). \quad (15)$$



Obr. 5: Tlmený pružinový systém.

2.2 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 na to, že modelujeme slabotlmený systém, určíme vlastnú frekvenciu systému a pomer tlmenia. Vzťah (15) evokuje, že znalosť týchto parametrov je dostatočná na popísanie diferenciálnej rovnice druhého rádu a teda aj ideálneho stablotlmeného 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 $F(s)$ (16).

$$F(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (16)$$

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

$$s = \frac{2}{T} \frac{z - 1}{z + 1}, \quad (17)$$

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

$$s = \frac{1 - z^{-1}}{T}. \quad (18)$$

Po transformácii získavame definovaný diskretný 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.

2.2.1 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 prispôbili aj štruktúru metódy najmenších štvorcov. Na použitie tejto metódy na identifikáciu je potrebné mať k dispozícii minimálne P údajov z dátovej množiny (19), pričom platí

$$P = n + m, \quad (19)$$

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

$$\hat{y}(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} u(z) + v(z), \quad (20)$$

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 (20) môže byť prepísaná do analytického tvaru

$$\begin{bmatrix} u(k) & u(k-1) & -\hat{y}(k-1) & -\hat{y}(k-2) \\ u(k+1) & u(k) & -\hat{y}(k) & -\hat{y}(k-1) \\ u(k+2) & u(k+1) & -\hat{y}(k+1) & -\hat{y}(k) \\ u(k+3) & u(k+2) & -\hat{y}(k+2) & -\hat{y}(k+1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_0 \\ b_1 \\ a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v(k) \\ v(k+1) \\ v(k+2) \\ v(k+3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{y}(k) \\ \hat{y}(k+1) \\ \hat{y}(k+2) \\ \hat{y}(k+3) \end{bmatrix}. \quad (21)$$

Definovaním

$$\begin{aligned}
A_p &= \begin{bmatrix} u(k) & u(k-1) & -\hat{y}(k-1) & -\hat{y}(k-2) \\ u(k+1) & u(k) & -\hat{y}(k) & -\hat{y}(k-1) \\ u(k+2) & u(k+1) & -\hat{y}(k+1) & -\hat{y}(k) \\ u(k+3) & u(k+2) & -\hat{y}(k+2) & -\hat{y}(k+1) \end{bmatrix}, \theta_p = \begin{bmatrix} b_0 \\ b_1 \\ a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}, \\
v_p &= \begin{bmatrix} v(k) \\ v(k+1) \\ v(k+2) \\ v(k+3) \end{bmatrix} a \quad \hat{y}_p = \begin{bmatrix} \hat{y}(k) \\ \hat{y}(k+1) \\ \hat{y}(k+2) \\ \hat{y}(k+3) \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{22}$$

získavame rovnicu

$$\hat{y}_p = A_p \theta_p + v_p. \tag{23}$$

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 zložitostou 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

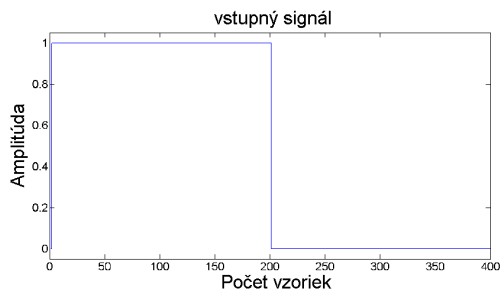
$$\hat{\theta}_p = A_p^+ \hat{y}_p, \tag{24}$$

kde A_p^+ reprezentuje pseudoinverznú maticu k A_p (25) [52].

$$A_p^+ = (A_p^T A_p)^{-1} A_p^T \tag{25}$$

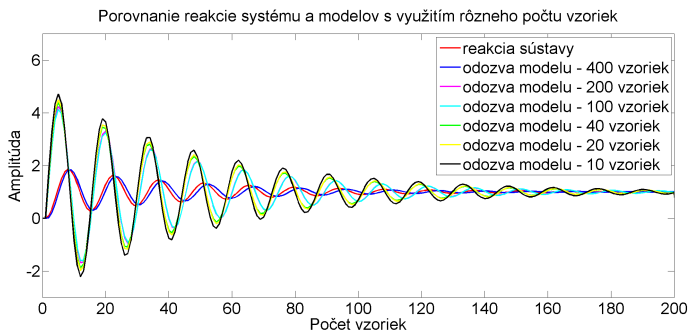
Vstupovýstupná matica A_p je tvorená dvoma stĺpcami výstupných a dvoma vstupných vzoriek signálov. Vstupný signál je známy, na koľko sami definujeme jeho časový priebeh. Vzhľadom k tomu, že systém je rovnako známy, zodpovedajúci výstup systému po buzení sústavy spomenutým vstupným signálom vieme dopočítat. Známe hodnoty vstupného a výstupného signálu môžu byť následne použité v procese identifikácie systému. Zo vzťahu (24) je evidentné, že našou úlohou je určiť hodnoty vektora θ , ktoré prislúchajú koeficientom hľadaného systému.

Z definície tejto metódy môžeme vyvodíť, že voľba väčšieho počtu vstupovýstupných párov vedie k presnejšiemu určeniu systému. Pre ilustráciu uvažujme vstupný signál (Obr. 6), ktorý zapríčiní istú reakciu systému



Obr. 6: Časový priebeh vstupného signálu.

(Obr. 7). Chyba, ktorej sa pri identifikácii dopúšťame závisí od počtu vzoriek použitých pri určovaní parametrov modelu (Tab. 1). Je však dôležité uvedomiť si výpočtovú náročnosť, ktorá narastá spolu s pridávaním ďalších vzoriek určených na klasifikáciu.



Obr. 7: Porovnanie systému a modelov s využitím rôzneho počtu vzoriek.

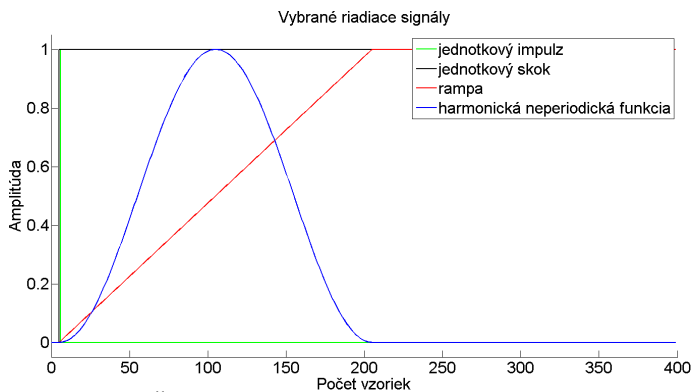
počet použitých vzoriek	RMS error
10	295,4
20	202,4
40	196
100	172,3
200	190,9
400	3,905

Tabuľka 1: Porovnanie chyby modelov s využitím rôzneho počtu vzoriek.

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

Charakter vstupného signálu má taktiež vplyv na identifikáciu sys-

tému. Proces určovania parametrov systému nie je v niektorých prípadoch vhodné definovať ako reakciu systému na signál v predpísanom tvare, čím sa dostávame k obmedzeniu vyplývajúcej z vhodnosti použitého riadiaceho signálu. Reakcia systému na rôzne vstupné signály (Obr. 8) 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.



Obr. 8: Časový priebeh vybraných radiacích signálov.

Adekvátnosť použitia rôznych typov radiacích signálov pre potreby identifikácie môže byť vyjadrená ako stredná kvadratická chyba (RMS error) (Tab. 2). 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.

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

Tabuľka 2: Porovnanie chyby modelov s využitím rôzneho riadiaceho signálu.

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 pri-

počítaný ku vstupnému a výstupnému signálu. Takto ovplyvnený vstupný i výstupný signál je použitý v identifikačnom procese.

Zväčšením množiny vzoriek vstupných a výstupných signálov sa kvalita identifikácie zlepšuje, nie však dostatočne. Vplyv vybraných úrovní šumu pri počte dvadsať vstupových výstupných vzoriek použitých pri identifikácii je znázornený v tab. 3.

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

Tabuľka 3: Vplyv šumu na kvalitu identifikácie.

Praktická aplikácia ukázala, že pri eliminácii reziduálnych kmitov je dôležité čo najpresnejšie určiť vlastnú frekvenciu sústavy. Tieto výsledky slúžili ako základ pre modifikáciu identifikácie systémov vo frekvenčnej oblasti.

2.2.2 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 $3dB$ [54].

Pomocou hodnoty r tak modifikujeme strmosť magnitúdovej frekvenčnej

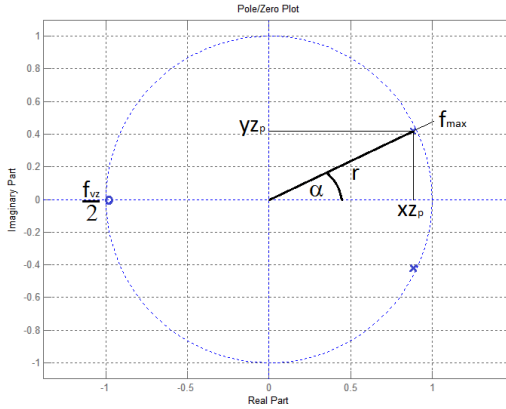
charakteristiky v oblasti rezonančnej frekvencie. Na určenie tejto hodnoty môže byť použitý vzťah

$$\Delta\omega \approx 2 \cdot \arccos\left(\frac{\sqrt{6r^2 - r^4 - 1}}{2r}\right). \quad (26)$$

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 (27) 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.

Takto definované súradnice tvoria dvojicu komplexne združených pólov. Umiestnenie núl a pólov je reprezentované na obr. 9.

$$\begin{aligned} xz_p &= r \cdot \cos\left(\frac{2\pi f_{max}}{f_{vz}}\right) \\ yz_p &= r \cdot \sin\left(\frac{2\pi f_{max}}{f_{vz}}\right) \end{aligned} \quad (27)$$

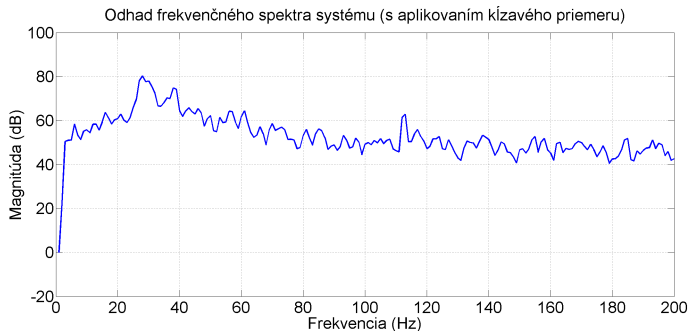


Obr. 9: Umiestnenie núl a pólov.

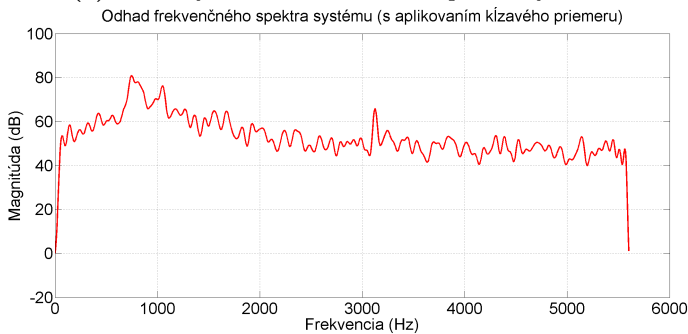
Model, ktorý je definovaný rozmiestnením núl a pólov je bez problémov možné prepísať do algebraického tvaru. Rozdiel medzi impulznou charakteristikou identifikovaného systému a modelovanej sústavy predstavuje chybu, ktorej sme sa pri procese identifikácie dopustili.

V prípade, ak je reakcia identifikovaného systému zásadne odlišná od reakcie modelovaného systému, je potrebné prikročiť k pokročilejším iden-

tifikačným procesom. Z uskutočnených simulácií sme zistili, že správnosť určenia parametrov systému priamo závisí od rezonančnej frekvencie. Pri určovaní rezonančnej frekvencie je vhodné využiť kľzavý 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. 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. 10).



(a) Pôvodný odhad frekvenčného spektra systému.



(b) Prevzorkovaný odhad frekvenčného spektra systému.

Obr. 10: Vplyv prevzorkovania frekvenčného spektra systému.

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].

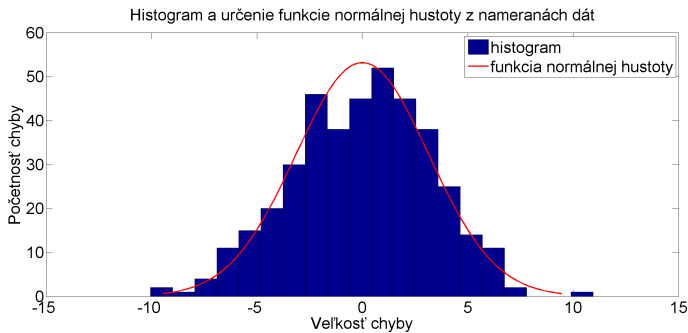
Aby bolo možné adekvátne prispôbiť parametre modelu, okrem detailnejšieho odhadu tlmenia systému je často potrebné zlepšiť aj odhad vlastnej frekvencie systému. Z tohto dôvodu sme sa rozhodli otestovať vplyv zmeny vlastnej frekvencie modelu o daný krok nahor i nadol. Ak sa v dôsledku takejto zmeny chyba znižuje, 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.

3 Experimentálne overenie

Predpokladom korektného návrhu tvarovača radiacích 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.

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 diskretný 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 $220\mu g/\sqrt{Hz}$ [57]. Histogram kludových dát nameraných akcelerometrom je znázornený na obr. 11.



Obr. 11: Histogram kludových dát nameraných akcelerometrom LSM303.

3.1 Aplikácia tvarovača riadiacich signálov

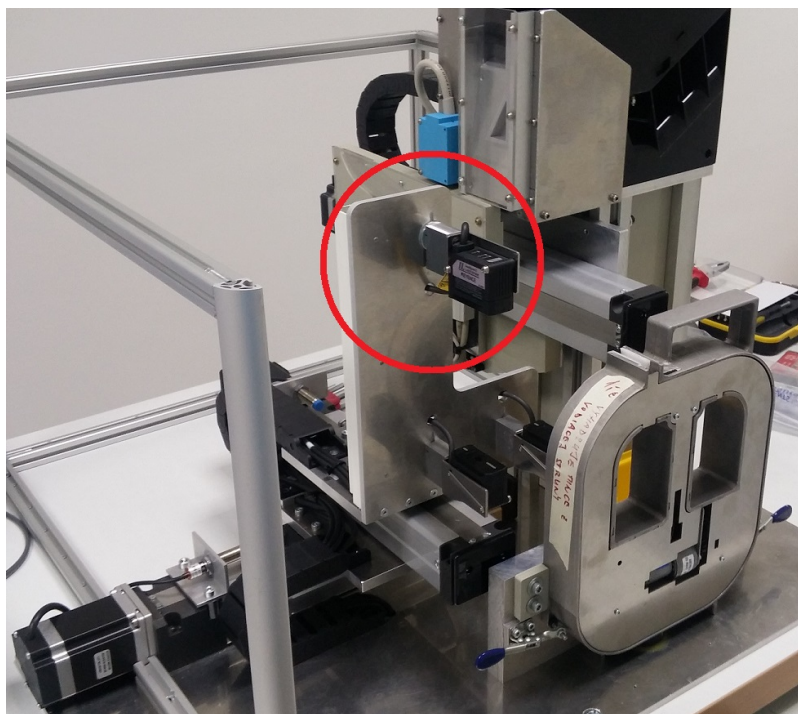
Počas modelovania a návrhu identifikačných metód sa niektorí zamestnanci Katedry technickej kybernetiky aktívne podieľali na návrhu programového vybavenia testera mincovníkov. Úlohou tohto zariadenia je skontrolovať funkčnosť štandardných zásobníkov na mince v automatoch. Po vložení mincovníka so známym 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. 12).

Pohyb ramena je zabezpečený lineárnym pohonom, ktorý je poháňaný krokovými motormi s budiacim obvodom JK1545DC. Krútiaci moment motorov je $1,8Nm$ a fázový prúd dosahuje $2,5A$. Rozlíšenie krokových motorov je $1,8^\circ$, čo zodpovedá 200 krokom na otáčku.

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 zazname-

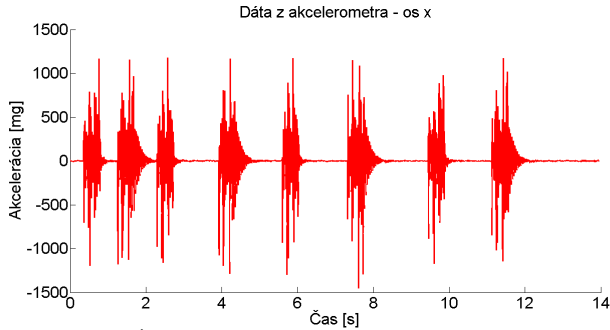


Obr. 12: Tester mincovníkov s vyznačenou kritickou časťou.

nané 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 použití akcelerometri zodpovedá maximálnej nožnej rýchlosti tvorby záznamu.

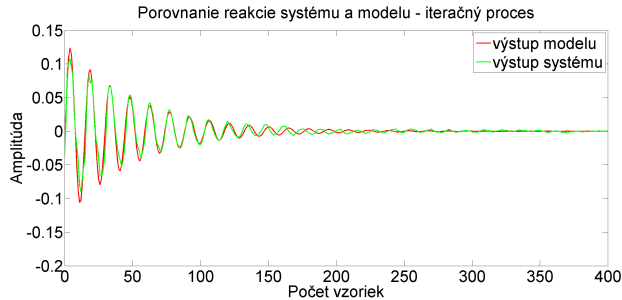
Na strane prijímača sme použili DPS s mikrokontrolérom ATmega8A. Úlohou tohto mikrokontroléra bolo prostredníctvom RF modulu RFM73 prijímať zaznamenané údaje odoslané meracou DPS a následne s využitím periférie UART získať výsledky odoslať. Aby bolo možné ďalej pracovať s týmito dátami v počítači, na 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. 13). 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.

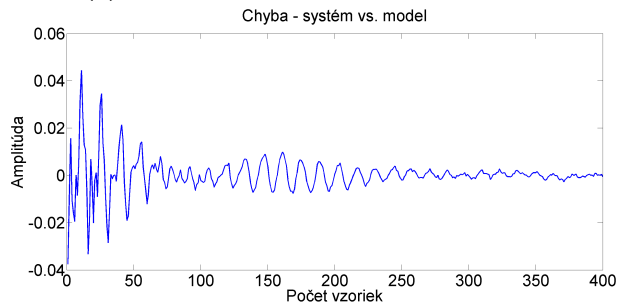


Obr. 13: Údaje zozbierané z kritickej osi akcelerometra.

S využitím nami navrhnutej frekvenčnej analýzy sme určili nuly a póly sústavy. Po sérii odhadov parametrov, kedy nebolo možné minimalizovať chybu pod stanovenú úroveň nastala situácia, pri ktorej analyzovaný signál predstavoval zvyškové kmity (Obr. 14a). Pri aproximácii takéhoto signálu sme sa dopustili chyby, ako je uvedené na obr. 14b.



(a) Porovnanie reakcie systému a modelu.

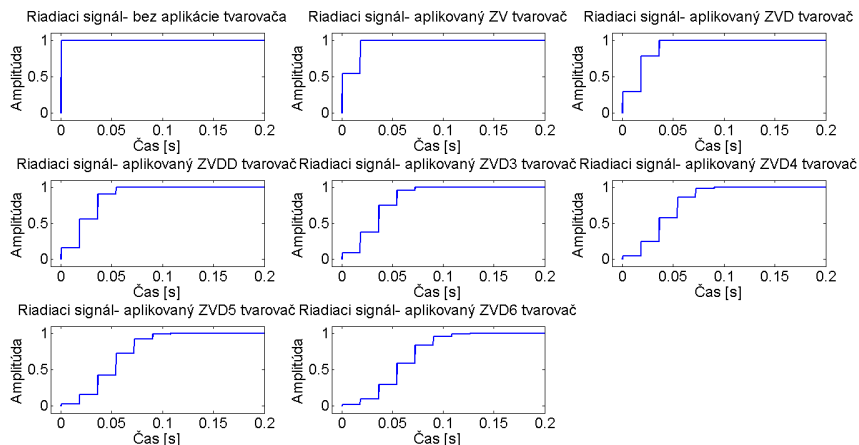


(b) Chyba identifikácie systému.

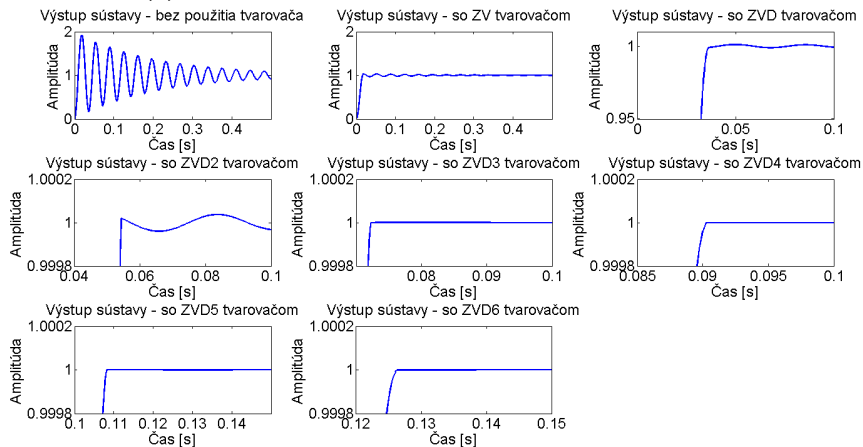
Obr. 14: Uspokojivá identifikácia parametrov systému.

Znalosť vlastnej periódy a tlmenia systému nám umožnila navrhnuť 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, radiaci signál, ktorý riadil pohyb motorov.

Keďže vieme, že sústava bola buďená skokovým signálom, pre ilustráciu sme definovali okrem základnej množiny ZV tvarovačov (Obr. 15a) aj prislúchajúce radiace signály (Obr. 15b).



(a) Základná množina modifikácií radiaceho signálu.



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

Obr. 15: Výstup sústavy pri aplikácii ZV tvarovačov.

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 doba nábehu riadiaceho signálu nie je dlhšia ako stanovený garantovaný čas reakcie systému. Z obr. 15 môžeme vyvodit, 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.

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 diskretnej

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 radiacích signálů: poznámka k volbě periody vzorkování a minimalizácia chýb spôsobených kvantovaním času*, Elektrorevue vol.13, 2/2011, ISSN: 1213-1539.
- [2] Miček J.: *Alternatívny prístup k návrhu tvarovača radiacích 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 feed-forward 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., Diaz 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., Diaz 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 Linköping 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.

Publikácie

Rok 2014

- [1] Šarašin P., Ševčík P., Húdík 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] Šarašin P., Olešnaníková V., Žalman R.: *The measurement of CO₂ by using Yrobot platform*, Otvorený softvér vo vzdelávaní, výskume a v IT riešeníach: 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., Šarašin 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., Šarašin P.: *Real-time schedule for mobile robotics and WSN applications*, 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., Šarašin 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] Šarašin P.: *Unit for digitalization and processing of theaAcoustic signal*, MIST 2015 = Mathematics in Science and Technologies: proceedings of the MIST conference 2015: Fačkovské sedlo, Klák, Slovakia,

[S.l.]: CreateSpace Independent Publishing Platform, 2015, ISBN 978-1514866382. - [8] s.

- [7] Olešnaníková V., Šarařín P., Žalman R., Karpíš 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., Šarařín 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] Šarařín 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] Šarařín 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., Šarařín P., Žalman R., Engseth 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., Šarařín 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., Šarařín P., Źalman 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] Šarařín 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.