

Bakalářská práce



České  
vysoké  
učení technické  
v Praze

**F3**

Fakulta elektrotechnická  
Katedra řídicí techniky

## Návrh řízení experimentu pro magnetickou levitaci pomocí mikrokontroléru

**František Nekovář**

Vedoucí: Ing. Zdeněk Hurák, Ph.D.

Obor: Kybernetika a robotika

Studijní program: Systémy a řízení

Květen 2016



## Poděkování

Rád bych poděkoval svému vedoucímu za možnost téma zpracovat a firmě Humusoft s.r.o. za zapůjčení experimentální platformy a mikrokontroléru.

## Prohlášení

Prohlašuji, že jsem předloženou práci vypracoval samostatně, a že jsem uvedl veškerou použitou literaturu.

V Praze, 27. května 2016

## Abstrakt

Práce se zabývá návrhem matematického modelu a řízením experimentální platformy pro demonstraci magnetické levitace CE152. Řízení je realizováno mikrokontrolérem TMS320F28335. Matematický model je odvozen v podobě stavových rovnic z fyzikálních vztahů, a poté linearizován v pracovním bodě. Pro mikrokontrolér je navržen diskrétní regulátor a D/A převodník s využitím PWM výstupu.

**Klíčová slova:** řízení, magnetická levitace, mikrokontrolér, regulátor, matematický model

**Vedoucí:** Ing. Zdeněk Hurák, Ph.D.  
Katedra řídicí techniky (13135)

## Abstract

The thesis deals with design of a mathematical model and control of experimental platform for demonstration of magnetic levitation CE152. The control is realized with the TMS320F28335 microcontroller. Mathematical model is derived in form of state-space equations from physical relationship, and subsequently linearized in a working point. Discrete regulator and D/A converter using PWM output are designed for use on the microcontroller.

**Keywords:** control, magnetic levitation, microcontroller, regulator, mathematic model

**Title translation:** Control design for a magnetic levitation experiment using a microcontroller

# Obsah

<b>1 Úvod</b>	<b>1</b>
<b>2 Model platformy</b>	<b>3</b>
2.1 Fyzikální popis .....	3
2.2 Stavové rovnice .....	4
2.2.1 Rovnice fyzikálního systému ..	4
2.2.2 Rovnice experimentální platformy .....	5
2.3 Určení parametrů .....	6
2.3.1 Linearizace .....	7
<b>3 Obvodový návrh</b>	<b>9</b>
3.1 Výkonová část .....	9
3.2 Signálová část .....	10
3.2.1 A/D převodník .....	10
3.2.2 D/A převodník .....	11
<b>4 Implementace na mikrokontroléru a řízení</b>	<b>13</b>
4.1 D/A stabilizace .....	13
4.2 Magnetická levitace .....	15
4.2.1 Lineární řízení .....	15
4.2.2 Kompenzované řízení .....	15
4.2.3 Experimenty na platformě ..	17
<b>5 Závěr</b>	<b>19</b>
<b>A Obsah CD</b>	<b>21</b>
<b>B Literatura</b>	<b>23</b>
<b>C Zadání práce</b>	<b>25</b>

## Obrázky

2.1 Fotografie platformy .....	3
3.1 Schéma zapojení signálové části .	10
4.1 Blokové schéma D/A převodníku	14
4.2 Sledování reference D/A převodníkem .....	14
4.3 Odezva na skok .....	16
4.4 Sledování sinusové reference ....	16
4.5 Odezva na skok kompenzovaným řízením .....	17
4.6 Sledování skokové změny reference kompenzovaným řízením .....	18
4.7 Sledování sinusové reference kompenzovaným řízením .....	18

## Tabulky

2.1 Měření konstant senzoru .....	6
2.2 Měření konstant elektromagnetu .	6
4.1 Konstanty regulátoru převodníku	14
4.2 Konstanty regulátoru platformy	15

# Kapitola 1

## Úvod

Práce se zabývá analýzou a řízením experimentální platformy pro demonstraci magnetické levitace CE152 [6] (dále jen platformy) od firmy Humusoft mikrokontrolérem pro real-time řízení TMS320F28335 [11] od Texas Instruments.

Pro úspěšný návrh regulátoru je potřeba formulovat odpovídající matematický model fyzikálního systému, kterým je ocelová kulička levitující v magnetickém poli elektromagnetu. Takový systém se vyznačuje dvěma zásadními nelinearitami, jelikož magnetická síla působící na kuličku je přímo úměrná kvadrátu proudu tekoucího cívkou elektromagnetu a nepřímo úměrná kvadrátu vzdálenosti kuličky od elektromagnetu. Na platformě je třeba vhodné experimenty, které slouží k naměření fyzikálních parametrů systému, a poté pro získaný matematický model navrhnout vhodný regulátor řídící polohu kuličky a jeho funkčnost je ověřit pomocí simulací.

Implementace regulátoru na mikrokontrolér bude provedena pomocí programu Simulink. Je potřeba navrhnout vhodný hardware pro úpravu signálů mezi mikrokontrolérem a experimentální platformou. To znamená navrhnout D/A převodník mikrokontroléru s využitím jeho PWM výstupu a low-pass filtru prvního řádu. V úvahu je třeba vzít jak signálové, tak výkonové parametry použitých komponent. Propojení mikrokontroléru s PC za účelem nahrání programu a napájení je realizováno pomocí dokovací stanice[10] od TI.

Funkčnost navrženého regulátoru je poté vhodné ověřit experimenty na skutečné platformě a zhodnotit.





## Kapitola 2

### Model platformy



Obrázek 2.1: Fotografie platformy

### 2.1 Fyzikální popis

Experimentální platformu lze popsat jako systém druhého řádu. Nachází se v něm ocelová kulička, která je shora přitahována elektromagnetem. Ten se

rovněž projevuje vlastní dynamikou. Zdola je rozsah pohybu kuličky omezen induktivním senzorem, který zaznamenává její polohu.

Ve fyzikálním systému se objevují následující proměnné: gravitační síla  $F_g [N]$ , magnetická síla  $F_m [N]$ , tlumící síla  $F_t [N]$  a poloha kuličky  $x [m]$ .

Dále se objevují následující konstanty: gravitační zrychlení  $g [ms^{-2}]$ , hmotnost kuličky  $m [kg]$ , konstanta tlumení  $k_t$ , konstanta vzdálenosti  $x_0$  a konstanta elektromagnetu  $k_e$ .

Systém má jeden vstup, a to proud tekoucí cívkou  $i [A]$ . Pro souřadnicovou soustavu takovou, kde se poloha v místě senzoru rovná nule a směrem k elektromagnetu je kladná lze vyjádřit tyto rovnice sil. Tlumící síla vzniká v důsledku vířivých proudů v kuličce.

$$F_g = -m g \quad (2.1)$$

$$F_t = \dot{x} k_t \quad (2.2)$$

$$F_m = \frac{i^2 k_e}{(x - x_0)^2} \quad (2.3)$$

Konstanta vzdálenosti  $x_0$  představuje útlum magnetické síly v počáteční poloze kuličky, kdy se nachází na povrchu senzoru. Vzdálenost změřená senzorem je v tomto bodě teoreticky nulová. Se vzrůstající hodnotou polohy kuličky  $x$  vzrůstá i hodnota na výstupu senzoru.

## 2.2 Stavové rovnice

### 2.2.1 Rovnice fyzikálního systému

Pro získání stavového popisu systému vycházím z rovnice, kdy na kuličku působí všechny síly zároveň, tudíž se sečtou ve výslednou sílu  $F$ .

$$F = m\ddot{x} = \frac{i^2 k_e}{(x - x_0)^2} - \dot{x} k_t - m g \quad (2.4)$$

Úpravou získám první stavovou rovnici systému.

$$\ddot{x} = \frac{i^2 k_e}{m(x - x_0)^2} - \frac{\dot{x} k_t}{m} - g \quad (2.5)$$

V této chvíli je vhodné provést substituci fyzikálních veličin za stavové proměnné.

$$\ddot{x} = \dot{x}_1 \quad (2.6)$$

$$\dot{x} = x_1 \quad (2.7)$$

Dosazením do rovnice a přidáním dalších dvou rovnic získám kompletní stavové rovnice systému. K proměnným rovněž přidávám notaci  $(t)$ , jelikož se jedná o funkce času.

$$\dot{x}_1(t) = \frac{i^2(t)k_e}{m(x_2(t) - x_0)^2} - \frac{x_1(t)k_t}{m} - g \quad (2.8)$$

$$\dot{x}_2(t) = x_1(t) \quad (2.9)$$

$$x(t) = x_2(t) \quad (2.10)$$

## 2.2.2 Rovnice experimentální platformy

Rovnice pro platformu magnetické levitace CE152 nejsou totožné s rovnicemi fyzikálního systému, jelikož zohledňují skutečné vstupy a výstupy platformy. Platforma je vybavena napájením a stabilizátorem proudu tekoucího cívkou, který je určován napěťovou referencí na vstupu. Výstup ze senzoru platformy je opět napěťový, má převodní charakteristiku a offset.

Zesilovač na vstupu modelu převádí napětí v rozsahu 0 až 5 V na proud v rozsahu 0 a 1.5 A, který poté protéká cívkou elektromagnetu. Je vybaven zpětnovazební stabilizací proudu, kterou lze popsat jako systém prvního řádu. Jeho časová konstanta je výrobcem uvedena v řádu  $10^{-5}$  s[5], tudíž si dovoluji dynamiku zesilovače zanedbat. Zanedbáním dynamiky se zpětnovazební zesilovač zjednoduší na konstantu zesílení  $k_i$  [ $AV^{-1}$ ]. Pokud si vstupní napětí platformy označím jako  $u$  [V], mohu vyjádřit následující vztah.

$$i = k_i u \quad (2.11)$$

Na výstupu platformy se nachází induktivní senzor, jehož výstupní napětí se pohybuje v rozsahu 0 až 5 V. Vzhledem k volbě souřadnicové soustavy mohu napsat vztah, kdy  $y$  [V] je výstup platformy,  $k_y$  [ $mV^{-1}$ ] převodní konstanta výstupu a  $y_0$  [V] napěťový offset výstupu platformy.

$$y = x k_y + y_0 \quad (2.12)$$

Dosazením těchto vztahů získáme stavové rovnice pro experimentální platformu magnetické levitace.

$$\dot{x}_1(t) = \frac{(u(t)k_i)^2k_e}{m(x_2(t) - x_0)^2} - \frac{x_1(t)k_t}{m} - g \quad (2.13)$$

$$\dot{x}_2(t) = x_1(t) \quad (2.14)$$

$$y(t) = x_2(t)k_y + y_0 \quad (2.15)$$

Výstupní rovnice, ačkoliv odpovídá fyzikálnímu systému, není pro řízení vhodná. Zavedu si proto hodnotu normovaného výstupu  $y_n$  [-], jehož hodnota se bude pohybovat v rozsahu 0 až 1.

$$y_n(t) = \frac{x_2(t)}{0.0057} \quad (2.16)$$

## 2.3 Určení parametrů

Některé konstanty jsou již předem známé, či je možné je přímo změřit (hmotnost kuličky). Pro konstantu tlumení se mi nepodařilo vymyslet spolehlivý experiment, tudíž jsem jí převzal z manuálu pro platformu[5].

$$g = 9.81 \text{ m s}^{-2} \quad (2.17)$$

$$m = 0.008 \text{ kg} \quad (2.18)$$

$$k_i = 0.3 \text{ A V}^{-1} \quad (2.19)$$

$$k_t = 0.2 \text{ Nm}^{-1} \text{ s} \quad (2.20)$$

Pro určení dalších konstant je nutné nejdříve identifikovat induktivní senzor platformy. Přesné specifikace senzoru nejsou výrobcem platformy udávány. Předpokládám u něj lineární charakteristiku. Měřením v mezních polohách pohybu kuličky jsem získal tyto hodnoty.

Výstup senzoru - y [V]	Poloha kuličky - x [m]
0.072	0
4.57	0.0057

**Tabulka 2.1:** Měření konstant senzoru

Z měření je patrný offset v nulové poloze kuličky, čímž získávám první konstantu.

$$y_0 = 0.072 \text{ V} \quad (2.21)$$

Převodní konstantu výstupu získám výpočtem.

$$k_y = \frac{4.57 - 0.072}{0.0057} = 796.23 \text{ Vm}^{-1} \quad (2.22)$$

Určení parametrů elektromagnetu jsem provedl dvojbodovou kalibrací. Měření jsem provedl ještě před implementací na mikrokontroléru, a to řízením uzavřené smyčky v referenčních polohách kuličky pomocí PC. Reference polohy udává polohu kuličky v rozsahu 0 až 1.

Dosazením hodnot do rovnic získám hodnoty konstant. Lze očekávat, že

Reference polohy [-]	Poloha kuličky - x [m]	Vstupní napětí - u [V]
0.7	0.004	1.307
0.3	0.0017	2.151

**Tabulka 2.2:** Měření konstant elektromagnetu

měření je zatíženo chybou a tudíž že výsledné hodnoty nejsou přesné. Z konstrukčního hlediska platformy to však lze zanedbat, jelikož některé parametry nejsou stále v důsledku vnějších vlivů (teplota, volnost pohybu ramene).

$$x_0 = \frac{\frac{x_a - x_b}{u_a} - \frac{x_b}{u_b}}{\frac{1}{x_a} - \frac{1}{x_b}} = 7.5 \cdot 10^{-3} \text{ m} \quad (2.23)$$

$$k_e = \frac{m g (x_a - x_0)^2}{k_i^2 u_a^2} = 6.4 \cdot 10^{-6} \text{ kg m}^3 \text{ s}^{-2} \text{ A}^{-2} \quad (2.24)$$

### 2.3.1 Linearizace

Pro návrh řízení je vhodné model platformy linearizovat. Jako pracovní bod jsem zvolil nestabilní ekvilíbrium v polovině rozsahu pohybu kuličky. Linearizace jsem provedl v programu Simulink pomocí Control System Toolboxu. Hodnoty pracovního bodu jsou následovné.

$$x_{1p} = 0 \text{ m s}^{-1} \quad (2.25)$$

$$x_{2p} = 0.0285 \text{ m} \quad (2.26)$$

$$u_p = 3.46 \text{ V} \quad (2.27)$$

Linearizací v pracovním bodě jsem získal tento odchylkový model.

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{x}_1(t) \\ \Delta \dot{x}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -2.389 & 4259 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x_1(t) \\ \Delta x_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 56.5 \\ 0 \end{bmatrix} \Delta u(t) \quad (2.28)$$

$$\Delta y_n(t) = \begin{bmatrix} 0 & 175.4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x_1(t) \\ \Delta x_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} \Delta u(t) \quad (2.29)$$



## Kapitola 3

### Obvodový návrh

V obvodu jsou použity následující prvky:

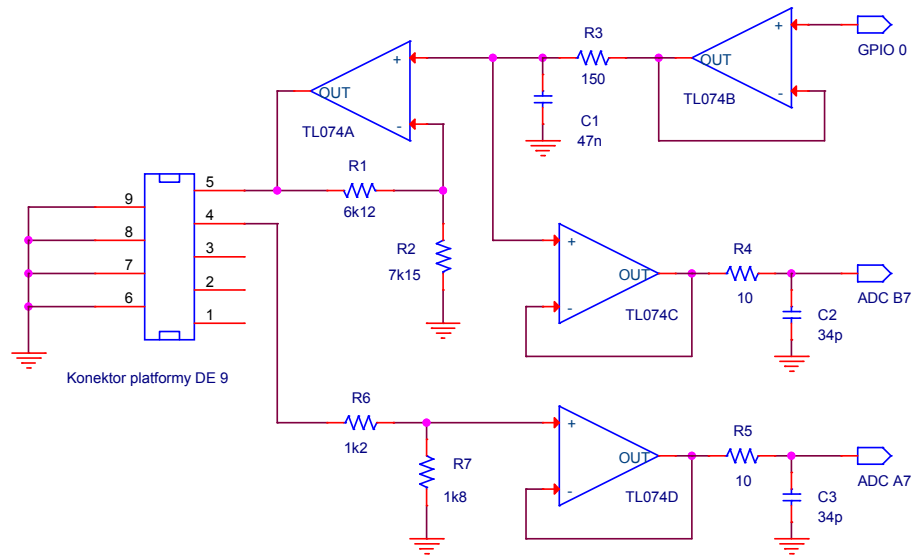
- DC-DC měnič AM1D-0512DZ[1] (1)
- Operační zesilovač TL074CN[12] (1)
- Odpor  $10\ \Omega$  (2)
- Odpor  $150\ \Omega$  (1)
- Odpor  $7k15\ \Omega$  (1)
- Odpor  $6k12\ \Omega$  (1)
- Odpor  $1k2\ \Omega$  (1)
- Odpor  $1k8\ \Omega$  (1)
- Kondenzátor  $68\ pF$  (4)
- Kondenzátor  $47\ pF$  (2)

### 3.1 Výkonová část

Napájení obvodu je realizováno skrze USB port dokovací stanice. Specifikace standartu USB 2.0 [4] udává stabilní stejnosměrné napájení  $5V \pm 5\%$ , maximální dodávaný výkon může dosáhnout až  $2.25\ W$ . K získání symetrického napájení pro operační zesilovače je použit DC-DC měnič AM1D-0512DZ o výkonu  $1\ W$ . Jeho vstupní rozsah je  $5V \pm 10\%$  a výstupní rozsah  $\pm 12V \pm 5\%$ .

Čip TL074CN obsahuje 4 samostatné operační zesilovače. Součástku jsem zvolil pro její dobré vlastnosti při aplikaci společně s PWM, zejména slew rate  $13\ V/\mu s$  a gain bandwidth product  $3\ MHz$ . Vyžaduje symetrické napájení, a to v rozsahu až  $\pm 18\ V$ . Jelikož výstupní napětí požadované po operačních zesilovačích v obvodu ani v krajním případě nepřesahuje  $6.125\ V$ , tak je symetrické napájení  $\pm 12\ V$  dostatečné.

## 3.2 Signálová část



Obrázek 3.1: Schéma zapojení signálové části

### 3.2.1 A/D převodník

Výstup platformy, roz. výstup inдукtivního senzoru se pohybuje v rozsahu 0 až 5 V. Ačkoliv je teoreticky nejvyšší hodnota na výstupu 4.57 V, a to v maximální vzdálenosti kuličky od senzoru, může se tato hodnota měnit. To je způsobeno konstrukcí samotné experimentální platformy, např. rameno nesoucí elektromagnet se ve svém úchyty může vyklát. Senzor je také zatížen DC offsetem o hodnotě 74 mV.

Tento rozsah je převeden na vstupní rozsah A/D převodníku mikrokontroléru 0 až 3 V napěťovým děličem. Ten se skládá z odporů o hodnotách 1800 Ω a 1200 Ω. Jeho zesílení  $G_d$  je dáno výpočtem:

$$\frac{1800}{1200 + 1800} = \frac{3}{5} \quad (3.1)$$

Jelikož hodnoty odporů se pohybují v tolerancích, získal jsem skutečné zesílení děliče měřením.

$$G_d = 0.619 \quad (3.2)$$

Výstup děliče je před vstupem A/D převodníku dle jeho hardwarové specifikace [9] opatřen sledovačem napětí, který využívá operační zesilovač TL074. Doporučuje rovněž umístění vyrovnávacího dolnofrekvenčního filtru o kapacitě 30 pF přímo před vstup převodníku. Zvolil jsem tedy filtr o odporu



10  $\Omega$  a kapacitě 34 pF. Kondenzátor filtru vznikl sériovým zapojením dvou kondenzátorů o hodnotě 68 pF, jelikož jsem je měl právě po ruce. Signál je připojen na pin mikrokontroléru ADC A7.

A/D převodníkem je získána digitální hodnota výstupu platformy  $y_d$ , a to s přesností na 12 bitů. Dle specifikace[7] převádí analogové napětí na digitální hodnotu touto rovnicí:

$$\text{Digitální hodnota} = 4096 \cdot \frac{\text{Analogová hodnota} - \text{ADCLO}}{3} \quad (3.3)$$

Signál ADCLO je připojen dokovací stanicí k zemi, A/D převodník lze tedy popsat jako zesílení  $G_{ADC}$ . Vztah mezi analogovou a digitální hodnotou výstupu platformy potom můžu popsat takto:

$$y_d = y G_d G_{ADC} = y \frac{4096}{3} 0.615 \quad (3.4)$$

Jelikož výstup mikrokontroléru pracuje s přesností 10 bitů, vzniká tím určitá rezerva, kdy se případné ztráty přesnosti v důsledku zaokrouhlování výsledků výpočtů a konstant neprojeví.

Bylo již zmíněno, že senzor platformy je zatížen DC offsetem. Ten zkresluje říditelný rozsah pohybu kuličky, je tedy záhodno ho ze vstupu odstranit. Před každým spuštěním je vstup mikrokontroléru kalibrován, resp. je na výstupu A/D převodníku změřen offset  $y_{d0}$  a maximální hodnota  $y_{d1}$ . Offset je poté v průběhu řízení od vstupní hodnoty odečten a výsledek převeden na vstupní rozsah regulátoru. Tím je získána dříve zavedená normovaná hodnota výstupu platformy  $y_n$ .

$$y_n = \frac{y_d - y_{d0}}{y_{d1} - y_{d0}} \quad (3.5)$$

Vzorkovací frekvence A/D převodníku je nastavena na frekvenci 500 Hz, stejně jako frekvence diskrétního regulátoru řídicího platformu. Jeho doba převodu je 20 ns, tudíž její vliv na přesnost měření při této frekvenci zanedbávám.

### ■ 3.2.2 D/A převodník

Jelikož se vlastní D/A převodník na mikrokontroléru nenachází, provedl jsem jeho návrh. Princip spočívá ve využití PWM výstupu mikrokontroléru a dolnofrekvenčního filtru [2]. Typická hodnota vnitřního napětí logiky mikrokontroléru při vysoké úrovni  $V_{OH}$  je 3.3 V, nejnižší garantovaná je však 2.7 V, tudíž je převodník opatřen zpětnovazební stabilizací výstupního napětí.

PWM signál je veden přes výstupní pin mikrokontroléru GPIO 0 do sledovače napětí sestaveného pomocí operačního zesilovače TL074, a poté přes dolnofrekvenční filtr. Tím jsem minimalizoval výstupní proud mikrokontroléru a odstranil zkreslení výstupního signálu, které jinak vznikalo. Za dolnofrekvenčním filtrem se nachází vstup druhého A/D převodníku mikrokontroléru ADC B7. Stejně jako při převodu výstupní hodnoty platformy je před ním umístěn sledovač napětí a dolnofrekvenční filtr v totožném zapojení. Tím je získána uzavřená smyčka pro stabilizaci výstupního napětí. Jejímu řízení se věnuji v části o implementaci na mikrokontroléru. Minimální výstupní

rozsah napětí převodníku je 0 až 2.7 V. Požadovaný vstupní rozsah platformy je 0 až 5 V. Za dolnofrekvenčním filtrem je tudíž před vstupem platformy umístěn zesilovač napětí sestavený z posledního operačního zesilovače TL074 a odporů o hodnotách 7150 Ω a 6120 Ω. Jeho zesílení  $G_z$  je dáno výpočtem:

$$1 + \frac{3300}{2200} = 1 + \frac{6120}{7150} \doteq 1.856 \quad (3.6)$$

Stejně jako v případě děliče je však skutečná naměřená hodnota zesílení od vypočtené rozdílná.

$$G_z = 1.845 \quad (3.7)$$

Použitím stabilizovaného D/A převodníku by měla být digitální hodnota výstupu regulátoru a analogová hodnota na vstupu platformy ekvivalentní. Pokud by PWM signál a vnitřní stabilizace napětí byly dostatečně rychlé, mohl bych dobu náběhu, zvlnění a zpoždění D/A převodníku zanedbat. Proto jsem zvolil frekvenci PWM signálu 100 kHz. Při této rychlosti lze dosáhnout něco přes 10 bitů přesnosti. Přesnost PWM je určena nastavením 1500 kroků za periodu, které jsou počítány s každým taktém 150 MHz hodin procesoru. Filtř D/A převodníku je sestaven z kondenzátorů o hodnotě 47 pF zapojených paralelně a odporu o hodnotě 150 Ω. Lze ho popsat přenosovou funkcí  $H_F$ .

$$H_F(s) = \frac{70922}{s + 70922} \quad (3.8)$$

Cut-off frekvence tohoto filtru je 11287.58 Hz.

## Kapitola 4

### Implementace na mikrokontroléru a řízení

Pro mikrokontrolér F28335 existuje v programu Matlab tzv. Hardware support package. Rozhodl jsem se tedy navrhnout řízení pomocí blokových schémat v Simulinku, a poté ho pomocí Code Composer studia 3.3 a převést na mikrokontrolér.

#### 4.1 D/A stabilizace

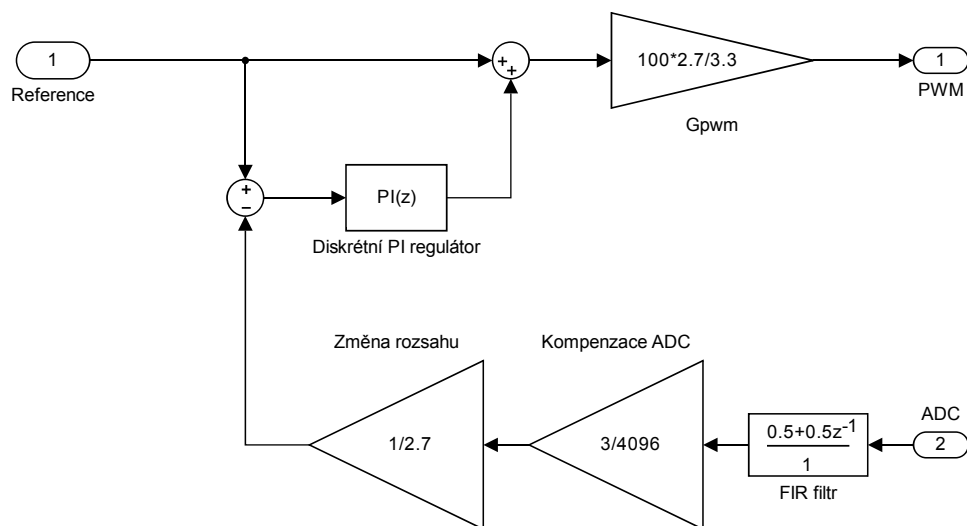
Výstup D/A převodníku je nutné stabilizovat, jelikož není garantována stála úroveň napětí na výstupu PWM. Referenčním vstupem převodníku je hodnota v rozsahu 0 až 1, která určuje napětí na vstupu platformy v rozsahu 0 až 5 V. Pokud by bylo výstupní napětí PWM definováno minimální hodnotou 2.7 V, stačilo by pouze vynásobit referenci maximálním vstupem PWM modulátoru, který jsem zvolil pro lepší pochopitelnost v procentech (tzn. 100). Výstupních 2.7 V by bylo zesíleno na hodnotu 5 V, což by pokrylo celý vstupní rozsah platformy.

Jelikož tomu však není, je zavedeno zpětnovazební řízení. Abych zajistil nejrychlejší odezvu, ponechal jsem dopředu vazbu. Před vstupem PWM modulátoru v rozsahu 0 až 100 % je umístěno zesílení pro převod rozsahu. Je tlumeno hodnotou  $\frac{2.7}{3.3}$ , jelikož bez kolísání napětí ve vnitřní logice mikrokontroléru předpokládám stabilní výstupní napětí 3.3 V. V případě jeho kolísání je doplněna zpětnovazební smyčka, která je schopná případný rozdíl dorovnat.

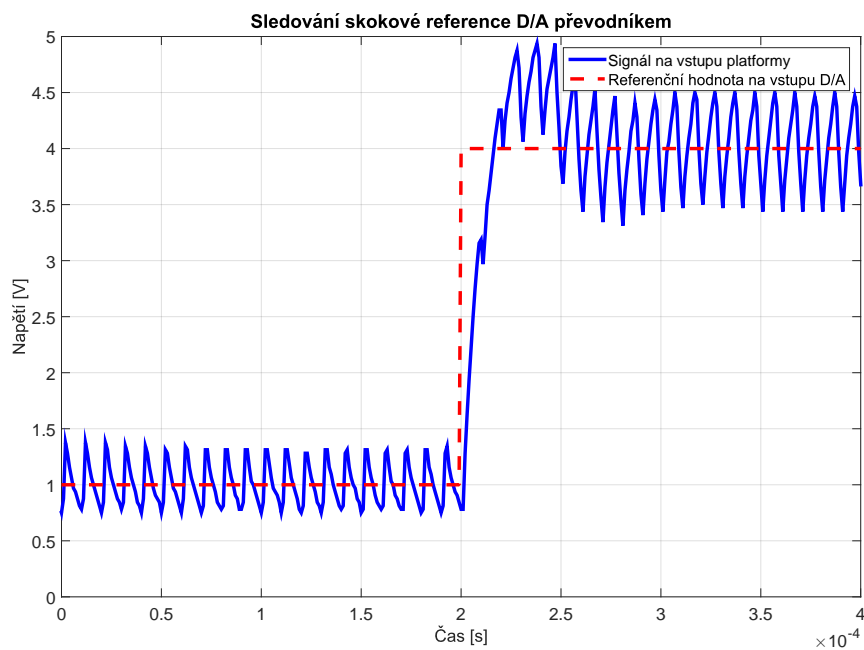
Vstup ADC převodníku, který převádí analogově filtrovaný výstup PWM s frekvencí 2 kHz, je připojen k digitálnímu FIR filtru. Vyšší frekvenci převodu mikrokontrolér nedovoluje. FIR filtr získá průměrnou hodnotu signálu za poslední dva vzorky. Rozsah tohoto signálu je poté převeden na rozsah reference. Řídící část, tzn. PI regulátor a PWM modulátor pracují s frekvencí 1 kHz. Zavedení zpětné vazby nejenom stabilizuje výstupní napětí, ale také zrychluje odezvu převodníku na skok reference. Na naměřených datech lze vidět vliv na střihu PWM v průběhu skoku. Doba ustálení je cca  $27 \cdot 10^{-5}$  s. Konstanty regulátoru jsou následovné:

P	0.5
I	1000

**Tabulka 4.1:** Konstanty regulátoru převodníku



**Obrázek 4.1:** Blokové schéma D/A převodníku



**Obrázek 4.2:** Sledování reference D/A převodníkem

## 4.2 Magnetická levitace

Pro řízení platformy jsem zvolil vzorkovací frekvenci  $500\text{ Hz}$ , což je cca. 18-krát pomalejší než doba ustálení D/A převodníku. To by pro zanedbání jeho vlivu mělo být dostatečné.

### 4.2.1 Lineární řízení

Pro návrh lineárního řízení jsem použil odchylový model získaný dříve. Nejprve jsem se pokoušel opět o využití Control Systems Toolboxu, nicméně jeho návrhové algoritmy nebyly schopné poskytnout mi použitelný regulátor. Pomocí root-locus jsem se pokusil navrhnout diskrétní PID regulátor pro linearizovaný model, ale každý takový návrh po implementaci na mikrokontroléru výrazně osciloval kolem referenční hodnoty. Domnívám se že to je způsobeno poruchou na vstupu platformy, roz. nedostatečnou přesností výstupu či šumem D/A převodníku v kombinaci s nelinearitami, kterými se platforma projevuje.

### 4.2.2 Kompenzované řízení

Jelikož nelinearity v systému řízení značně komplikují, pokusil jsem se je kompenzovat. Zavedu proměnnou kompenzovaného vstupu  $u_k$  jako kompenzační funkci  $f_k$ .

$$u_k = f_k(u, x_2) = \frac{(x_0 - x_2)\sqrt{m(u+g)}}{k_i \sqrt{k_e}} \quad (4.1)$$

Po dosazení  $u_k$  za  $u$  do rovnice (2.13) získám vztah:

$$\dot{x}_1 = \frac{\left(\frac{(x_0-x_2)\sqrt{m(u+g)}}{k_i \sqrt{k_e}} k_i\right)^2 k_e}{m (x_2 - x_0)^2} - \frac{x_1 k_t}{m} - g \quad (4.2)$$

$$\dot{x}_1 = u - \frac{x_1 k_t}{m} \quad (4.3)$$

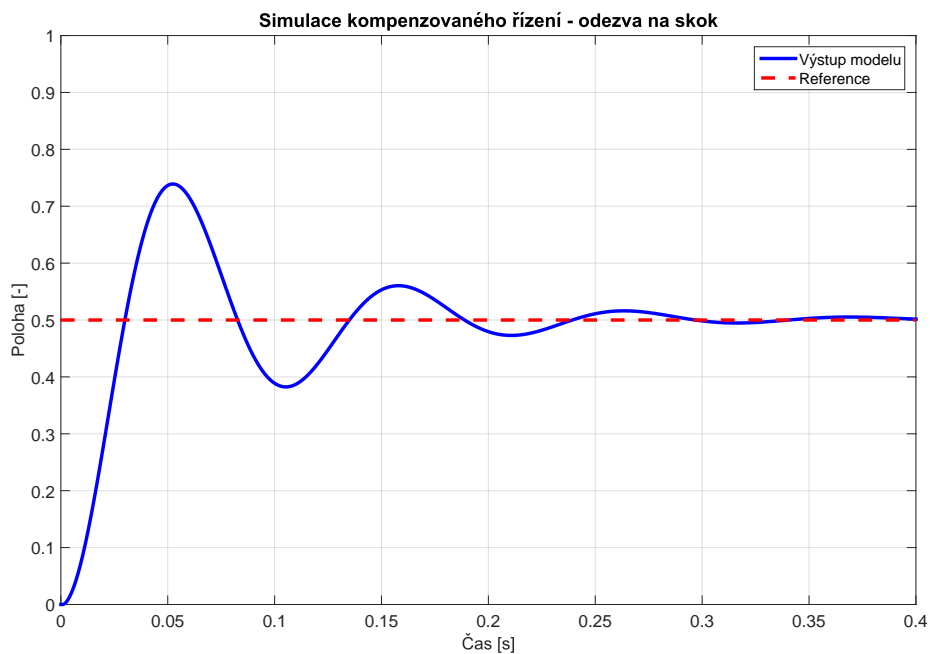
Zavedením kompenzační zpětné vazby je tedy teoreticky možné nelinearity vykrátit a získat lineární vztah. Jelikož jsem provedl identifikaci konstant a hodnoty všech proměnných jsou mi známy, mohu se tuto metodu pokusit aplikovat.

K řízení kompenzovaného systému jsem navrhl a testoval PID regulátor s těmito konstantami.

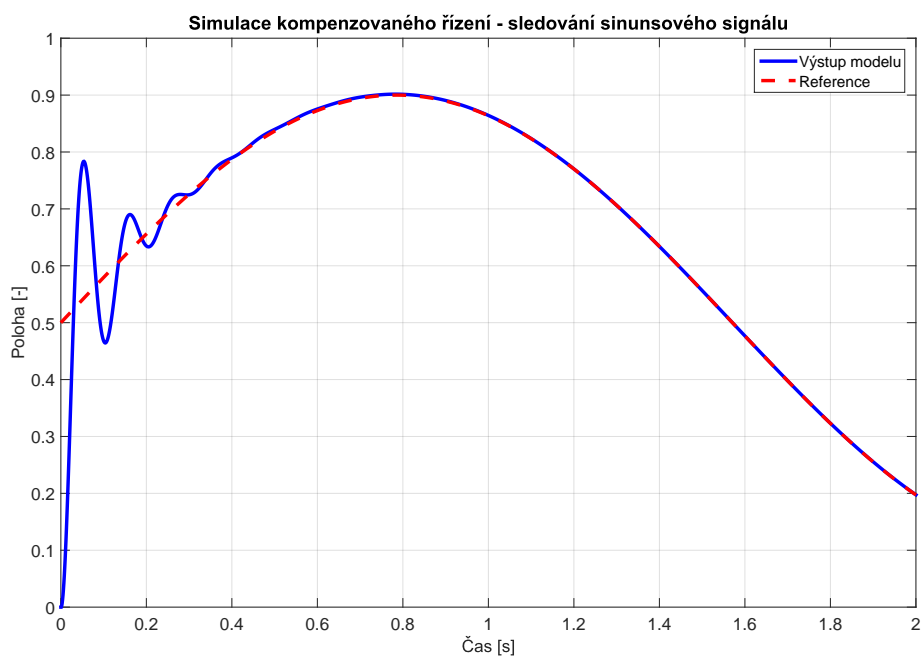
P	20
I	10
D	0.1

**Tabulka 4.2:** Konstanty regulátoru platformy

Činnost regulátoru byla ověřena na nelineárním modelu. V obou simulacích je patrný překmit, nicméně při snížení zesílení se mi již nepodařilo dosáhnout bezchybného sledování sinusové reference při čase době ustálení pod 0.3 s.



Obrázek 4.3: Odezva na skok

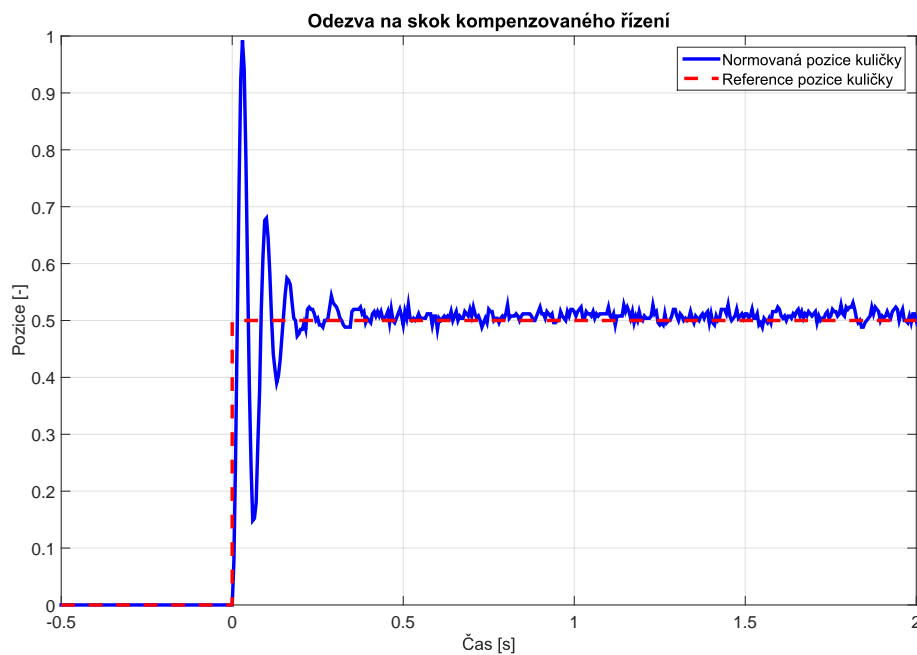


Obrázek 4.4: Sledování sinusové reference

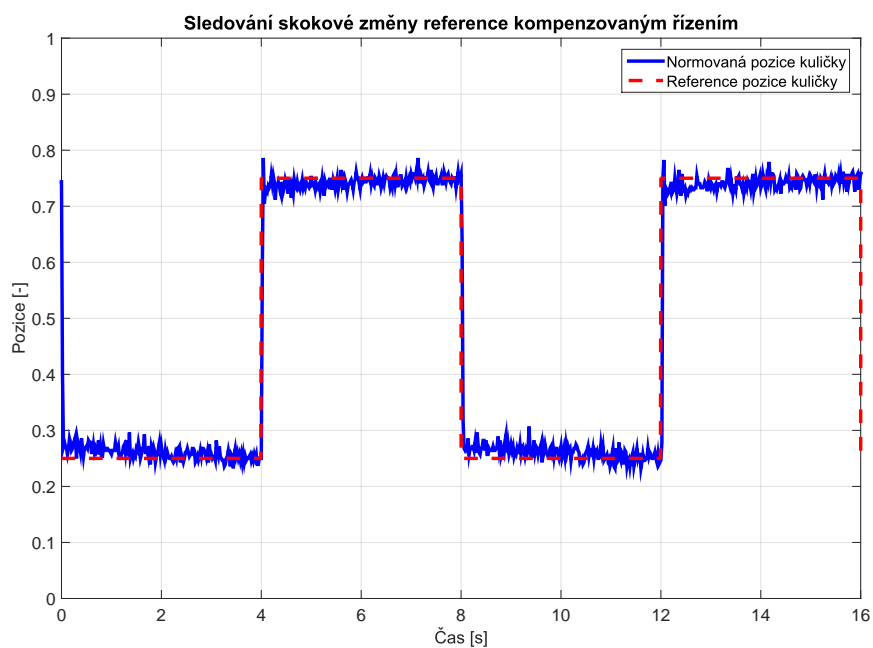
### 4.2.3 Experimenty na platformě

Po implementaci řízení na mikrokontroléru jsem provedl tyto experimenty. Jelikož implementace probíhá pomocí Simulinku, není možné měřit vnitřní proměnné mikrokontroléru. Signály na výstupu platformy jsem tudíž zaznamenal osciloskopem a poté převedl na normovanou hodnotu stejným výpočtem, jako je v mikrokontroléru získána hodnota výstupu platformy a vstupu regulátoru  $y_n$  viz. rovnice (3.5). Jelikož vstup mikrokontroléru je před každým měřením kalibrován, může se reálná hodnota lišit.

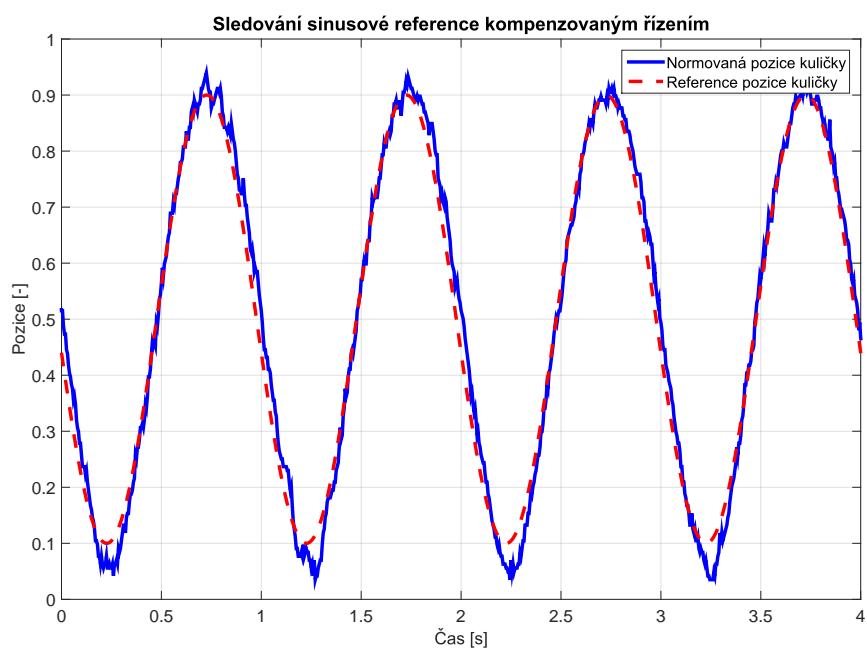
Řízení se v ustáleném stavu projevuje mírnou oscilací kolem reference, a to v řádu 5% rozsahu. Doba ustálení je stejně jako v simulaci 0.3 s, ačkoliv překmit se ukázal být mnohem výraznější, v nejhorším případě téměř 100% při odezvě na skok. Sledování sinusového referenčního signálu se projevilo odchylkou, zejména v blízkosti senzoru.



**Obrázek 4.5:** Odezva na skok kompenzovaným řízením



Obrázek 4.6: Sledování skokové změny reference kompenzovaným řízením



Obrázek 4.7: Sledování sinusové reference kompenzovaným řízením





## Kapitola 5

### Závěr

Fyzikální model a identifikaci platformy hodnotím jako dobře provedené, jelikož bez nich by kompenzace zpětné vazby nemohla fungovat. Za úspěch považuji, že se řízení s touto formou D/A převodníku podařilo zprovoznit. Konstanty regulátorů byly zvoleny experimentálně, takže se zde nabízí možnost dalšího ladění. To platí i pro volbu PWM frekvence a použitý filtr, kde ovšem volba leží na kompromisu mezi přesností převodu a rychlostí reakce na změnu hodnoty. Nahrazení D/A převodníku H-můstkem řízeným PWM s vlastní stabilizací napájení by rovněž bylo možné aplikovat, za cenu použití většího množství součástek.





## Příloha A

### Obsah CD

- BP\_Nekovář.pdf – Elektronická verze bakalářské práce
- Obrázky\... – Složka s obrázky použitými v práci
- Matlab\... – Složka se soubory z Matlabu a Simulinku
- Literatura\... – Složka s volně dostupnou použitou literaturou a datasheety



## Příloha B

### Literatura

- [1] Aimtec, *AM1D-Z Datasheet*, <http://www.aimtec.com/site/Aimtec/files/Datasheet/HighResolution/AM1D-Z.pdf>.
- [2] David M. Alter, *Using PWM output as a Digital-to-Analog Converter on a TMS320F280x Digital Signal Controller*, Sep 2008, <http://www.ti.com/lit/an/spraa88a/spraa88a.pdf>.
- [3] Karl Johan Astrom and Bjorn Wittenmark, *Computer-controlled systems: Theory and design (3rd edition)*, Prentice Hall, 1996.
- [4] USB Implementers Forum, *Universal Serial Bus Revision 2.0 specification*, 2012, [http://www.usb.org/developers/docs/usb20\\_docs/usb\\_20\\_040816.zip](http://www.usb.org/developers/docs/usb20_docs/usb_20_040816.zip).
- [5] Humusoft, *CE152 Magnetic levitation model - Educational manual*, 2012, [http://www.kirp.chtf.stuba.sk/moodle/pluginfile.php/44791/mod\\_resource/content/5/magedman.pdf](http://www.kirp.chtf.stuba.sk/moodle/pluginfile.php/44791/mod_resource/content/5/magedman.pdf).
- [6] ———, *CE152 Magnetic levitation model - User's manual*, 2014, [http://www.kirp.chtf.stuba.sk/moodle/pluginfile.php/44765/mod\\_resource/content/1/maguman.pdf](http://www.kirp.chtf.stuba.sk/moodle/pluginfile.php/44765/mod_resource/content/1/maguman.pdf).
- [7] Texas Instruments, *TMS320x2833x Analog-to-Digital Converter (ADC) module reference guide*, Zář 2007, <http://www.ti.com/lit/ug/spru812a/spru812a.pdf>.
- [8] ———, *TMS320x2833x, 2823x Enhanced Pulse Width modulator (ePWM) module reference guide*, Říjen 2008, <http://www.ti.com/lit/ug/sprug04a/sprug04a.pdf>.
- [9] ———, *Hardware design guidelines for TMS320F28xx and TMS320F28xxx DSCs*, Aug 2011, <http://www.ti.com/lit/an/spraas1c/spraas1c.pdf>.
- [10] ———, *TMS320C2000<sup>TM</sup> Experimenter Kit Overview*, Únor 2011, <http://www.ti.com/lit/ug/sprufr5f/sprufr5f.pdf>.

- [11] \_\_\_\_\_, *TMS320F28335, TMS320F28334, TMS320F28332, TMS320F28235, TMS320F28234, TMS320F28232 Digital Signal Controllers (DSCs) Data Manual*, Červenec 2012, <http://www.ti.com/lit/ds/sprs439m/sprs439m.pdf>.
- [12] STMicroelectronics, *TL074 Datasheet*, Listopad 2013, <http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/datasheet/16/b5/cf/d3/34/29/4b/09/CD00000489.pdf/files/CD00000489.pdf/jcr:content/translations/en.CD00000489.pdf>.
- [13] Herbert H. Woodson and James R. Melcher, *Electromechanical dynamics, part 2: Fields, forces, and motion*, Krieger Pub Co, 1985.

České vysoké učení technické v Praze  
Fakulta elektrotechnická

katedra řídicí techniky

## ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

Student: **František Nekovář**

Studijní program: Kybernetika a robotika  
Obor: Systémy a řízení

Název tématu: **Návrh řízení experimentu pro magnetickou levitaci pomocí mikrokontroléru**

Pokyny pro vypracování:

1. Vytvořte matematický model experimentální platformy pro demonstraci magnetické levitace.
2. Měřením určete fyzikální parametry daného systému.
3. Zvolte vhodnou strukturu regulátoru a daný regulátor navrhnete a v simulacích ověřte.
4. Navržený regulátor implementujte na mikrokontroléru řady TI C2000.
5. Ověřte funkčnost regulátoru pomocí experimentů.

Seznam odborné literatury:

- [1] H. H. Woodson and J. R. Melcher, Electromechanical Dynamics, Part 2: Fields, Forces, and Motion. Krieger Pub Co, 1985.
- [2] K. J. Astrom and B. Wittenmark, Computer-Controlled Systems: Theory and Design, 3. vydání. Mineola, N.Y: Dover Publications, 2011.

Vedoucí: Ing. Zdeněk Hurák, Ph.D.

Platnost zadání: do konce letního semestru 2016/2017

L.S.

prof. Ing. Michael Šebek, DrSc.  
vedoucí katedry

prof. Ing. Pavel Ripka, CSc.  
děkan

V Praze dne 29. 2. 2016