



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA STROJNÍHO INŽENÝRSTVÍ

FACULTY OF MECHANICAL ENGINEERING

ÚSTAV MECHANIKY TĚLES, MECHATRONIKY A BIOMECHANIKY

INSTITUTE OF SOLID MECHANICS, MECHATRONICS AND BIOMECHANICS

ANALÝZA LADĚNÍ MODÁLNÍCH VLASTNOSTI DYNAMICKÉ SOUSTAVY S PIEZOELEKTRICKÝMI KOMPONENTY

MODAL PROPERTIES TUNING ANALYSIS OF A DYNAMIC SYSTEM WITH PIEZOELECTRIC COMPONENTS

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Vladimír Skřivánek

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Ondřej Rubeš, Ph.D.

BRNO 2024

Zadání diplomové práce

Ústav:	Ústav mechaniky těles, mechatroniky a biomechaniky
Student:	Bc. Vladimír Skřivánek
Studijní program:	Mechatronika
Studijní obor:	bez specializace
Vedoucí práce:	Ing. Ondřej Rubeš, Ph.D.
Akademický rok:	2023/24

Ředitel ústavu Vám v souladu se zákonem č.111/1998 o vysokých školách a se Studijním a zkušebním řádem VUT v Brně určuje následující téma diplomové práce:

Analýza ladění modálních vlastností dynamické soustavy s piezoelektrickými komponenty

Stručná charakteristika problematiky úkolu:

Ovlivňování mechanické soustavy pomocí piezoelektrických komponentů je v literatuře příležitostně diskutované a přináší možnosti předejití nebezpečného rezonančního stavu pomocí přeladění frekvence nebo ovlivnění tlumení. Teoretická analýza i praktické ověření takového ovlivnění by mělo být otestováno v této diplomové práci.

Cíle diplomové práce:

1. Rešerše využití piezoelektrických komponentů pro ladění modálních vlastností mechanické soustavy
2. Návrh vlastního testovacího přípravku mechanické soustavy s piezoelektrickými komponenty
3. Analýza možností ladění na daném přípravku a návrh potřebné elektroniky
4. Realizace elektroniky pro účely ladění a experimentální ověření funkce

Seznam doporučené literatury:

SOSNA, Petr; RUBEŠ, Ondřej a HADAŠ, Zdenek. Verification and analysis of advanced tuneable nonlinear vibration energy harvester. Online. Mechanical systems and signal processing. 2023, roč. 189, s. 110096. ISSN 0888-3270. Dostupné z: <https://doi.org/10.1016/j.ymssp.2023.110096>. [cit. 2023-10-20].

Termín odevzdání diplomové práce je stanoven časovým plánem akademického roku 2023/24

V Brně, dne

L. S.

prof. Ing. Jindřich Petruška, CSc.
ředitel ústavu

doc. Ing. Jiří Hlinka, Ph.D.
děkan fakulty

Abstrakt

V této diplomové práci jsou zkoumány možnosti ladění modálních vlastností jednoduché dynamické soustavy užitím piezoelektrických komponent. V první části jsou rozebrány metody pasivního, semi-aktivního a aktivního bočníkového tlumení. Druhá část se věnuje simulacím různým technik a variant bočnicků. Z výsledků těchto simulací je vybrán konkrétní bočník, který je následně zkonstruován. Završením této práce je experiment se zkonstruovaným bočníkem na reálném dynamickém systému. Získaná data z měření jsou v závěru porovnána s výstupy ze simulací.

Summary

In this diploma thesis, the possibilities of tuning the modal properties of a simple dynamical system using piezoelectric components are investigated. In the first part, the methods of passive, semi-active and active shunt damping are discussed. The second part is devoted to simulations of different techniques and shunt variants. From the results of these simulations, a particular shunt is selected and subsequently constructed. The conclusion of this work is an experiment with the constructed shunt on a real dynamic system. The obtained measurement data are finally compared with the outputs of the simulations.

Klíčová slova

Modální vlastnosti, piezoelektrický jev, tlumení soustav, nelineární dynamika, analogová elektronika

Keywords

Modal properties, piezoelectric effect, damping of systems, non-linear dynamics, analogue electronics

Bibliografická Citace

SKŘIVÁNEK, V. *Analýza ladění modálních vlastností dynamické soustavy s piezoelektrickými komponenty* [online]. Brno, 2024 [cit. 2024-04-20]. Dostupné z: <https://www.vut.cz/studenti/zav-prace/detail/157854>. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta strojního inženýrství, Ústav mechaniky těles, mechatroniky a biomechaniky. Vedoucí diplomové práce: Ing. Ondřej Rubeš, PhD.

Prohlašuji, že jsem diplomovou práci na téma *Analýza ladění modálních vlastností dynamické soustavy s piezoelektrickými komponenty* vypracoval samostatně s připomínkami mého vedoucího a s použitím materiálů a zdrojů uvedených v seznamu literatury.

Vladimír Skřivánek

Brno

.

Tímto bych chtěl poděkovat svému vedoucímu Ing. Ondřejovi Rubešovi PhD., že se ujal vedení mé závěrečné práce. Při jejím vytváření mi byl velmi nápomocen a korigoval mé úsilí správným směrem. Dále bych chtěl poděkovat všem lidem v mém okolí, kteří mě poháněli k dokončení mé diplomové práce.

Vladimír Skřivánek

Obsah

1	Úvod	9
2	Současný stav poznání	10
2.1	Piezoelektrické snímače	10
2.1.1	Soustava s piezoelektrickými komponenty	12
2.2	Pasivní bočníkové tlumení	13
2.2.1	Lineární techniky	15
2.2.2	Rezonanční bočníky	15
2.2.3	Spínaná indukčnost	16
2.3	Semi-aktivní bočníkové tlumení	16
2.3.1	Digitální syntetická impedance	16
2.4	Aktivní tlumení	18
2.4.1	S negativní kapacitou	18
2.4.2	Spínané stejnosměrné napětí	19
2.5	Reálné aplikace	21
3	Analýza možností ladění	24
3.1	Základní model systému	24
3.2	Variace modelů	26
3.2.1	Zkratování kapacity piezosnímače	26
3.2.2	Tlumení přepínané podle stavu na indukčnost	27
3.2.3	Negativní kapacita	28
3.2.4	Tlumení přepínané podle stavu na napětí	28
3.3	Výstupy ze simulací	32
3.3.1	Základní model	34
3.3.2	Zkratování vlastní kapacity a tlumení přepínané podle stavu na indukčnost	35
3.3.3	Zmenšená vlastní kapacita	35
3.3.4	Tlumení přepínané podle stavu na napětí	35
3.3.5	Shrnutí simulací	39
4	Experimentální zařízení	41
4.1	Mechanická soustava	41
4.1.1	Požadavky na mechanický systém	41
4.1.2	Zvolené zařízení	41
4.2	Elektronika	44
4.2.1	Požadavky na zařízení	44

4.2.2	Návrh zařízení	44
4.2.3	Oživení prvního návrhu	48
4.2.4	Druhý návrh elektroniky	50
5	Experiment	56
5.1	Popis experimentu	56
5.2	Změřená data	57
5.3	Porovnání se simulacemi	58
6	Závěr	60
	Seznam zkratk	61
	Literatura	62
	Seznam příloh	65
A	Schéma první desky	66
B	Schéma druhé desky	72
C	Návrh první desky	79
D	Návrh druhé desky	82

1 Úvod

Každá struktura ve světě kolem nás má minimálně jednu svou (v praxi spíše více) vlastní frekvenci a míru tlumení. Tyto vlastnosti udávají, jakým způsobem reaguje na vnější vzruchy. Hlavním projevem jsou vibrace dané struktury. Ovlivnění těchto vibrací se především řeší konstrukčním návrhem celé struktury. Dnešní doba však naskýtá možnost implementace piezoelektrických komponent přímo do systému v případech, kdy konstrukční úpravy nejsou možné. Tyto komponenty poté dále umožňují při připojení vhodného zařízení na jejich svorky ovlivňovat výše zmíněné vlastnosti celého systému.

Tato práce se tedy zabývá studiem možností ovlivnění mechanických struktur pomocí piezoelektrických komponent. V technické praxi je totiž snaha co nejvíce zatlumit rezonanční stav nebo ho přesunout mimo provozní podmínky zařízení. Provoz zařízení v jeho rezonančním pásmu totiž vede ke zvýšenému opotřebení jednotlivých součástí, vyšší hladině hluku a v neposlední řadě možnému nebezpečí úrazu v souvislosti s vyšším rizikem poškození zařízení.

Pomocí simulací je cílem zjistit na jednoduchém modelu mechanického systému limity ovlivnění jednotlivých vlastností, následně pak na základě těchto poznatků sestavit vhodné zařízení. Na tomto zařízení je dále cílem experimentálně ověřit či vyvrátit závěry ze simulací a demonstrovat funkčnost sestaveného zařízení.

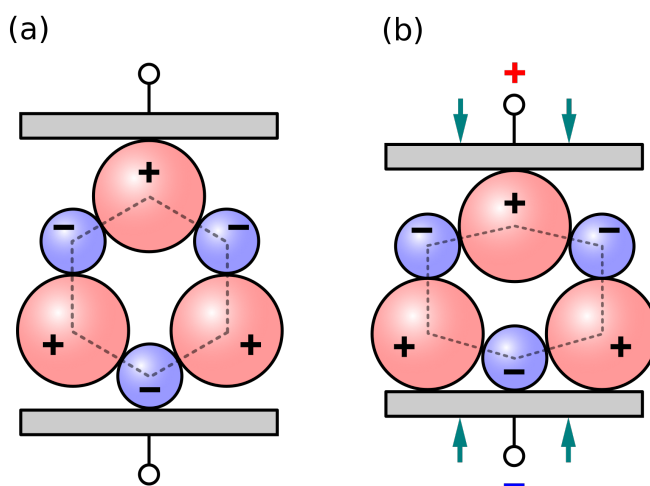
Motivací pro tuto práci je získání informací a praktických poznatků v oblasti ovlivňování mechanických soustav pomocí piezoelektrických prvků, které jsou součástí těchto systémů. Možnost změnit odezvu systémů přináší benefity jako je snížení zvukového znečištění prostředí, prodloužení životnosti strojních součástí či zvýšení jejich bezpečnosti. Pokud nebude upadat trend snižování cen těchto technologií, přinese to s sebou také snížení nákladů na provoz. Pokud budou procesy výroby struktur s integrovanými piezoelektrickými komponenty a potřebným zařízením pro zvýšení životnosti těchto struktur ekologické, v dlouhodobém horizontu se tím sníží objem čerpaných přírodních zdrojů.

Čtenáři jsou v této práci nejprve seznámeni se základními principy piezoelektrických prvků. Následně jsou zde popsány pasivní, semi-aktivní a aktivní bočníkové metody tlumení vibrací, včetně příkladů použití určitých technik. V navazující kapitole je vytvořeno několik modelů a je zkoumán jejich vliv na mechanický systém. Účinky jednotlivých modelů jsou mezi sebou porovnány a je vybrán nejzajímavější kandidát pro výrobu reálného zařízení. Konstrukce tohoto zařízení je popsána v další kapitole a na závěr je proveden experiment, který z poloviny potvrzuje a z poloviny vyvrací výsledky simulací.

2 Současný stav poznání

2.1 Piezoelektrické snímače

Schopnost piezoelektrických (PE) materiálů přeměňovat mechanickou energii na elektrickou energii a *vice versa* byla objevena roku 1912 Pierrem a Jacquem Curieovými. Tito francouzští vědci objevili třídu materiálů, které po stlačení vytvářejí elektrický náboj. Když jsou umístěny uvnitř elektrického pole, dochází k jejich mechanickému přetvoření. Piezoelektrický jev – obr.: 2.1, což doslova znamená "elektřina generovaná tlakem", se přirozeně vyskytuje u mnoha monokrystalických materiálů, jako je například křemen, turmalín, topaz a Rochelleská sůl.



Obrázek 2.1: Piezoelektrický jev, převzato z [1]

Piezoelektrické materiály se dělí do několika skupin [2]:

- Monokrystalické látky (zmněné výše)
- Piezokeramiky
- Piezoelektrické vodiče
- Polymery
- Piezokompozity
- Skelné keramiky

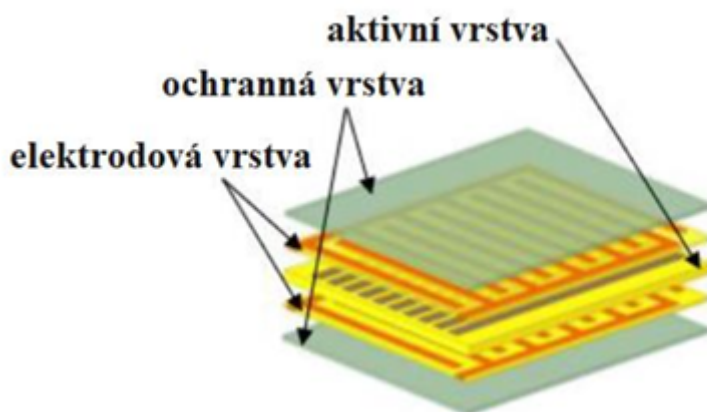
V aplikacích spojených s řízením vibrací se používají umělé polykrystalické keramické materiály (piezokeramiky). Ty mohou být zpracovány tak, aby vykazovaly dobré PE

vlastnosti. Nejrozšířenějším zástupcem piezokeramik ve světě je sloučenina olovo-zirkonát-titanát (PZT). PZT keramika je relativně nenáročná na výrobu a vykazuje dobré mechanické a elektrické vlastnosti. To umožňuje vytvářet poměrně velké síly nebo přetvoření při relativně malých vyvinutých napětích a *vice versa*. Tyto vlastnosti z PZT dělají nejvhodnější materiál pro výrobu PE snímačů a aktuátorů ¹.

Tyto snímače jsou k dispozici v mnoha formách a tvarech. Nejpoužívanější PE snímače mají podobu tenkých plíšků, které mohou být přilepeny nebo zabudovány přímo do dané struktury. Jako aktuátory jsou používány především k vytváření momentu v pružných konstrukcích, zatímco jako snímače se používají k měření deformace. Piezoelektrické aktuátory jsou také dostupné ve formě „stohů,“ kde je na sebe poskládáno více vrstev materiálu a elektrod. Takovéto stohy jsou schopné vytvářet velké síly, ale malé přetvoření ve směru normály na vrchní a spodní povrch [3].

Micro Fibre Composite

Micro Fibre Composite (MFC) je náročnější a dražší na výrobu než PZT, ale vykazuje ještě lepší elektromechanické vlastnosti. jedná se o kompozitní materiál se složitou strukturou, která se sestává ze tří vrstev – aktivní, elektrodová a ochranná, viz obr.: 2.2. V první zmíněné vrstvě se nachází polarizovaná PZT vlákna s obdélníkovým průřezem zalitá v epoxidové pryskyřici. Tuto vrstvu obklopuje z obou stran vrstva elektrodová. Ta slouží k zachycení vzniklého elektrického náboje. Elektrodové vrstvy tvoří měděné elektrody, jenž jsou navzájem propojeny a které se nazývají IDE (*Interdigitated Electrodes*), také zalité v epoxidové pryskyřici. Celou strukturu uzavírá ochranná vrstva vyrobená z Kaptonu (polyimidový film). Ten zajišťuje ochranu před vnějším prostředím. Takovýto senzor dosahuje nejčastěji tloušťky pouhých 0,3 mm. MFC vynalezla a patentovala spo-



Obrázek 2.2: Skladba MFC, převzato z [2]

lečnost NASA v roce 1999. Komerční výrobu MFC nabídla až v roce 2002 americká firma *Smart Material*. Stejně jako PZT je i MFC snadno zabudovatelné do struktur nebo přilepeno na jejich povrch, ke kterému pevně přiléhá. MFC se opět využívají buď jako citlivé senzory přetvoření nebo jako aktuátory. Zároveň nalézají velké uplatnění v sbírání energie

¹Dále se v této práci bude používat slovo *snímač* zároveň i pro případy, kdy se bude jednat o *aktuátor* v kontextu piezoelektrických komponent.



Obrázek 2.3: (a) schéma jednohmotového modelu, (b) schéma jedno hmotového modelu s piezoelektrickými komponenty

z vibrací [2].

2.1.1 Soustava s piezoelektrickými komponenty

Podle úrovně daného modelu se dá na piezoelektrické komponenty pohlížet s rozdílnou mírou složitosti. Tato práce se bude dále zabývat jednoduchým jednohmotovým systémem se soustředěnými parametry a vynuceným kmitáním, viz [4]. Základní mechanické parametry takového systému jsou *hmotnost*, *tuhost* a *tlumení*, schématicky znázorněné na obr.: 2.3a. Tento systém je popsán diferenciální rovnicí druhého řádu, která vypadá následovně:

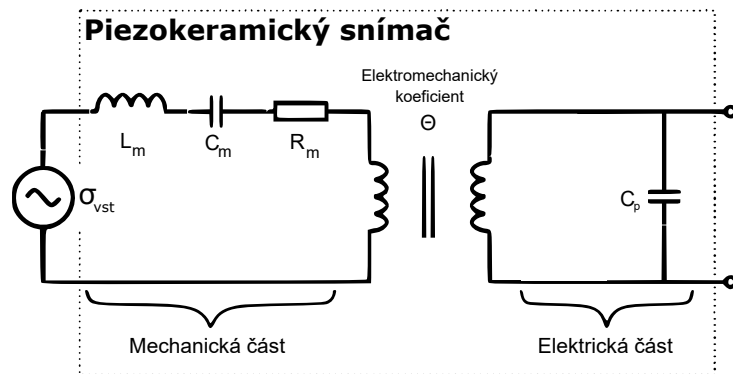
$$m \cdot \ddot{x} + b \cdot \dot{x} + k \cdot x = F_{exc}, \quad (2.1)$$

kde m je hmotnost, b je tlumení, k je tuhost, x je výchylka a F_{exc} je vnější budicí síla. Při přidání PE komponentů do této soustavy se rovnice 2.1 změní na rovnici 2.2 pro mechanickou část a přibude nová rovnice pro elektrickou část 2.3, odvozeno v práci [5]. Schématická představa je na obr.: 2.3b.

$$m \cdot \ddot{x} + b \cdot \dot{x} + k \cdot x + \theta \cdot u = F_{exc}, \quad (2.2)$$

$$\dot{u} = \frac{1}{C_p} \cdot \left(\theta \cdot \dot{x} - \frac{u}{Z} \right). \quad (2.3)$$

Nově vyskytujícími se parametry a veličinami jsou: C_p – vlastní kapacita piezoelektrické komponenty, u – napětí na svorkách PE komponenty, Θ – elektromechanický koeficient PE komponenty a Z – obecná impedance. Tento systém popsáný vzájemně provázanými rovnicemi z domény mechanické a elektrické si lze díky elektro-mechanické analogii představit pouze v doméně elektrické. Schéma jedné možné analogie je vidět na obr.: 2.4. Zde autoři využili analogie, která je předepsaná $u = F, i = \dot{x}$ a vede na sériovou kombinaci RLC obvodu nahrazujícího mechanickou část. Vzájemné provázání obou domén se děje skrze transformátor s převodem $k = \Theta$. Druhá možná analogie vede na paralelní kombinaci RLC obvodu. Obě možnosti přepočtů jsou uvedeny v tabulce 2.1.



Obrázek 2.4: Elektromechanická analogie piezoelektrického snímače, převzato z [6]

Tabulka 2.1: Tabulka mechanické a elektrické analogie jednohmotového systému

Mechanika		Elektřina	
		$u = F, i = \dot{x}$	$u = \dot{x}, i = F$
Veličina	Značka	Odpovídající elektrická veličina	
Hmotnost	m	L	C
Tuhost	k	$1/C$	$1/L$
Tlumení	b	R	$1/R$

2.2 Pasivní bočníkové tlumení

Piezoelektrické bočníkové tlumení je oblíbenou technikou pro potlačení v *intelligentních konstrukcích*. Jedná se o připojení elektrické impedance k elektrodám PE snímače, který je přilepený nebo zabudovaný v dané konstrukci. Tyto metody nevyžadují externí snímač, mohou zaručit stabilitu tlumeného systému a nevyžadují žádné parametrické modely pro účely návrhu. Schématický přehled těchto metod je na obr.: 2.5.

V prvním desetiletí 21. století byla předmětem významného vývoje jedna konkrétní podkategorie. Rezonanční bočníkové tlumicí obvody, které se skládají z pasivních součástí, jmenovitě z cívek, kondenzátorů a odporů, jsou jednoduché na konstrukci a mohou významně zvýšit tlumení lehce tlumených pružných konstrukcí. Největší potíž spojená s rezonančními bočníkovými obvody je požadavek na neprakticky velké hodnoty indukčnosti (v řádech stovek a jednotek tisíců Henry). V sekci 2.3.1 je popsána digitální syntetická impedance. Což je technika, která umožňuje virtuálně vytvořit takto vysoké hodnoty indukčnosti.

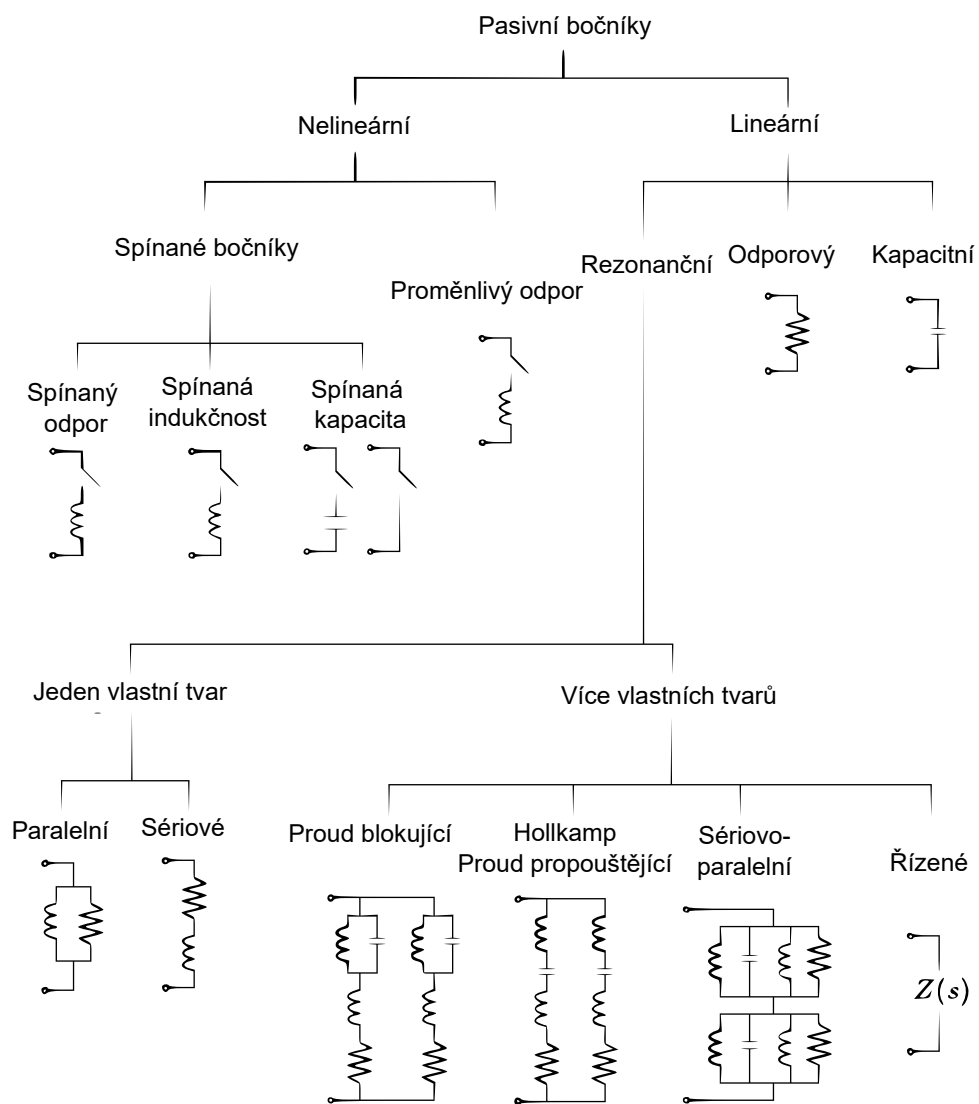
Definice pasivity

Elektrická bočníková impedance se považuje za pasivní, pokud nedodává žádný výkon do systému. V řeči matematické splňuje následující podmínku:

$$\int_0^{\infty} u(t) \cdot i(t) \geq 0, \quad (2.4)$$

kde $u(t)$ a $i(t)$ jsou napětí na elektrodách PE snímače a proud protékající ve směru z kladné definované elektrody.

Přední výhoda pasivity je, že zaručuje stabilitu tlumeného systému. V kontextu s boč-



Obrázek 2.5: Dělení pasivních bočníků, převzato z [3]

níkovým tlumením a řízením vibrací se může tato definice různě lišit v závislosti na konkrétním autorovi. V některých diskusích pasivita neznamená pouze to, že platí výše uvedená podmínka, ale také to může implikovat, že impedance je tvořena pouze z reálných komponentů bez externího zdroje energie. V tomto textu se „pasivní“ budou nazývat metody, jež používají pouze pasivní komponenty nebo operační zesilovače k jejich syntéze.

2.2.1 Lineární techniky

Lineární bočníkový obvod budiž definován jako jakákoliv impedance s lineárním vztahem mezi proudem a napětím v celé šířce pásma zájmu. Podle této definice jsou pomalu se měnící impedance, jako jsou adaptivní bočníky, klasifikovány jako lineární.

Jednoduchý odpor byl použit jako bočníková impedance PE snímače za účelem tlumení vibrací. Jeho vliv na dynamiku systému byl prokázán jako ekvivalent lehkého viskoelastického tlumení. Přestože použití obyčejné odpory je velice jednoduché, používají se samotné jen zřídka kdy, jelikož nabízejí pouze slabé tlumení. Obvykle jen několik dB v experimentálních případech při použití na hliníkovém nosníku.

Další jednoduchou ale málo výkonnou technikou je použití kondenzátoru jako bočníku. Přidáním kapacity na svorky PE snímače se mění jeho efektivní tuhost. Ačkoliv se kapacitní bočníky neosvědčily v praxi, mohou stále najít uplatnění tam, kde je třeba mírně upravit rezonanční frekvenci [3].

2.2.2 Rezonanční bočníky

Rezonanční bočníky se dále dělí na bočníky, které tlumí jeden nebo více vlastních tvarů, viz obr.: 2.5. Bočníky, které tlumí více vlastních tvarů, jsou jen sítí bočníků tlumících jeden vlastní tvar chytře propojených mezi sebou. K oddělení jednotlivých tlumících účinků se používá přidaný LC obvod, který podle druhu topologie buď proud do daného bočníku propouští, anebo ho zkratuje, aby neměl na systém vliv mimo své pásmo působnosti.

Rezonanční bočník, který tlumí jeden vlastní tvar, se skládá z RL obvodu naladěného tak, že v kombinaci s vlastní kapacitou piezoelektrického snímače tvoří RLC obvod, který se chová jako dynamický tlumič přidaný k původnímu systému. K tlumení n -tého vlastního tvaru se pro výpočet L použije následující vztah:

$$L = \frac{1}{\omega_n^2 C_p}. \quad (2.5)$$

Správná hodnota R dokáže posílit tlumící účinky bočníku přímo a v blízkém okolí rezonanční frekvence. Její určení už není tak přímočaré. Způsoby jsou různé, od řešení optimalizačního problému až po metodu umístění pólů. Varianta paralelního LR obvodu má podobné tlumící účinky, avšak je méně náchylná na neoptimální hodnotu R .

Největším problémem při realizaci rezonančních bočníkových obvodů je požadavek na cívky s velmi velkou indukčností. Jako příklad lze uvést realizaci RL bočníku tlumícího jeden vlastní tvar na frekvenci 11 Hz pomocí PE snímače s kapacitou $C_p = 101$ nF. Při dosazení do vztahu 2.5 vychází cívka s indukčností 2072 H. Takovéto hodnoty lze dosáhnout pouze pomocí aktivních elektronických obvodů. Jedním z možných způsobů implementace je použití obvodu s názvem *gyrátor* [3].

2.2.3 Spínaná indukčnost

Při pokusu vyhnout se potřebě velkých indukčností zmíněných výše v 2.2.2 se začaly rozvíjet techniky tzv. *spínaných bočníků* nebo *spínané tuhosti*. Jednou z těchto technik bočnickového tlumení je metoda, při které se ke svorkám piezosnímače pomocí spínacích prvků připojuje indukčnost, schéma na obr.: 2.6. Potřebná velikost použité indukčnosti je



Obrázek 2.6: Schématické znázornění SSDI, převzato z [3]

obvykle desetkrát menší než ta, která je nutná pro implementaci jednoduchého rezonančního RL bočnicku k potlačení stejného vlastního tvaru dané struktury. Avšak na rozdíl od této metody spínaná indukčnost potřebuje externí zdroj energie pro budiče spínacích prvků a pro časovací elektroniku. V literatuře se lze dočíst o možnosti napájení budičů spínacích prvků pomocí energie z jednoho piezosnímače. Ten zároveň slouží jako zdroj signálu pro časovací elektroniku. Zatímco druhý piezosnímač je připojován spínacími prvky na danou indukčnost, a tlumí tak danou soustavu [3].

Tato technika je také používána v *Energy harvesting*. Zde se indukčnost připojuje k piezosnímači ve chvíli, kdy je na něm nejvyšší absolutní hodnota napětí. Tím dojde k prepólování napětí na vlastní kapacitě piezosnímače, které tak má stejné znaménko jako proud, který vytéká ze svorek, a nepředbíhá tak napětí na vlastní kapacitě o 90° . To umožňuje ze systému odebírat více energie [7].

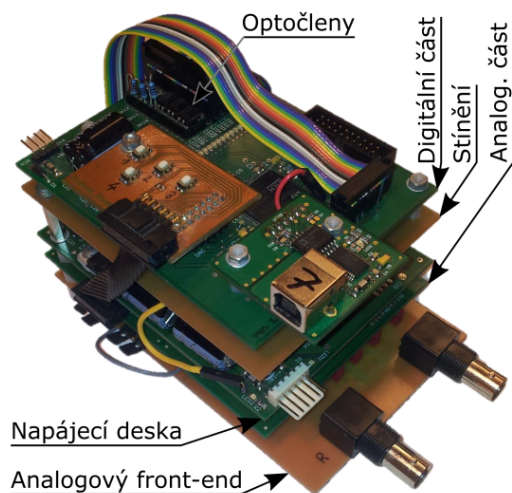
2.3 Semi-aktivní bočnickové tlumení

Tato sekce se bude zabývat způsobem tlumení vibrací, který už potřebuje značné množství energie pro svou funkci, ale stále zajišťuje stabilitu tlumeného systému.

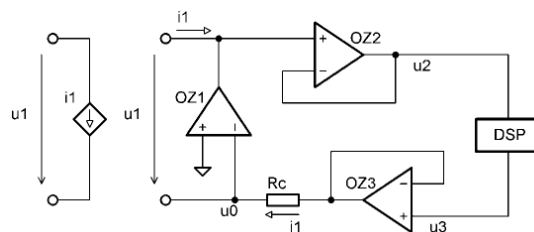
2.3.1 Digitální syntetická impedance

Z předchozích sekcí by mělo být jasné, že největším problémem spojeným s pasivním piezoelektrickým bočnickovým tlumením jsou nároky na velké indukčnosti. Jak bylo již zmíněno v sekci 2.2.2, jednou z možností, jak tento problém obejít, je implementovat obvod gyrátoru. Avšak složitost tohoto zapojení vylučuje jeho použití při rozšíření na vysokonapěťové nebo více vlastních tvarů tlumící systémy. Zde se jako alternativa naskýtá *syntetická impedance* – nebo *syntetická admittance*, která není omezena složitostí bočnickového obvodu nebo velikostí napětí [3].

Syntetická impedance je dvousvorkové zařízení, jehož principiální schéma je vidět na obr.: 2.7b. Toto konkrétní zapojení pracuje na principu kompenzace napětí (Voltage Compensating Voltage Controlled Current Source – VC-VCCS), mnohdy také nazývané jako auto-balanční můstek. Napětí u_3 , které slouží pro nastavení proudu i_1 , je ale současně výstupním napětím u_2 , které stačí jen vhodně filtrovat pomocí správně zvoleného filtru – například, jak zobrazuje výše v odstavci zmíněný obrázek, pomocí číslicového filtru v digitálním signálovém procesoru (DSP). Výsledná impedance měřitelná na svorkách takového



(a) Reálná DSI



(b) Principiální schéma DSI

Obrázek 2.7: Digitální syntetická impedance, převzato z [8]

syntetické impedance se pro použití číslicového filtru dá vyjádřit vztahem [8]:

$$Z_{VC-VCCS}(i\omega) = \frac{R_c}{F_u(i\omega)} \cdot \exp\left(\frac{i\omega}{f_s}\right) \quad [\Omega], \quad (2.6)$$

kde F_u je napěťový přenos filtru realizovaný v DSP a f_s je jeho vzorkovací frekvence. Z tohoto vztahu lze vidět, že fáze $Z_{VC-VCCS}$ trpí chybou od f_s , a je tedy vhodné se snažit dosáhnout co nejvyšší možné vzorkovací frekvence. Chybu fáze ϕ_{error} lze získat přímo ze vztahu:

$$\phi_{error} = 360^\circ \cdot \frac{1}{f_s} \quad [^\circ/\text{Hz}]. \quad (2.7)$$

Při realizaci filtru právě pomocí číslicové techniky se syntetická impedance nazývá Digitální Syntetickou Impedancí, zkráceně DSI. V literatuře se pro filtraci napětí u_2 používají v laboratorních podmínkách systémy dSPACE, které nabízejí možnost řídit systém z PC a zároveň obsahují jak samotné DSP, tak výkonovou výstupní elektroniku. Ačkoliv je možnost řídit filtrování signálu přímo z PC výhodná při experimentech, pro použití v reálném světě je nutno tyto systémy zaměnit za kompaktnější, méně energeticky náročné a levnější řešení. Jako vhodné vzhledem k zmíněným požadavkům se jeví různé typy mikrokontrolérů, mikroprocesorů a malých digitálních signálových procesorů. Zde se však musí brát v potaz rovnice 2.7, aby vybraný čip nezpůsoboval při možnostech svého taktu vzorkování velkou chybu ve fázi. Při velké chybě by totiž mohly nastat problémy při aplikaci u tlumení reálného systému.

Při možnostech dnešních mikrokontrolérů, mikroprocesorů a malých digitálních signálových procesorů už však toto není problém. Rovnice 2.7 však je stále limitujícím faktorem, jelikož před AD převodník se umísťuje anti-aliasingový filtr, jehož zlomová frekvence také přispívá k chybě fáze [9].

V práci [8] autor vytvořil DSI s použitím výkonného mikrokontroléru STM32F405 s externími přesnými AD a DA převodníky. Po optimalizaci kódu a využití veškerých

možností použitého designu se autorovi podařilo vytvořit dvě zařízení. Jedno s teoretickým maximálním výstupním rozsahem ± 70 V (0-140 V), $\pm 0,16$ a s chybou fáze $1,3^\circ/\text{kHz}$, obr.: 2.7a. Druhé s výstupním rozsahem $\pm 2,5$ V a ± 2 A. Zde už autor chybu fáze nevedl. Výsledná zařízení jsou tedy levnější a kompaktnější než komerční systémy typu dSPACE. Měření v laboratorních podmínkách na vetknutých nosících (1D kmitání) nebo na akustickém rozhraní – skle (2D kmitání) byly prokázány tlumicí schopnosti DSI, včetně dobré možnosti ladění parametrů. Toto přeladování však stále probíhá na externím PC a není zatím integrováno v mikrokontroléru v samotné DSI.

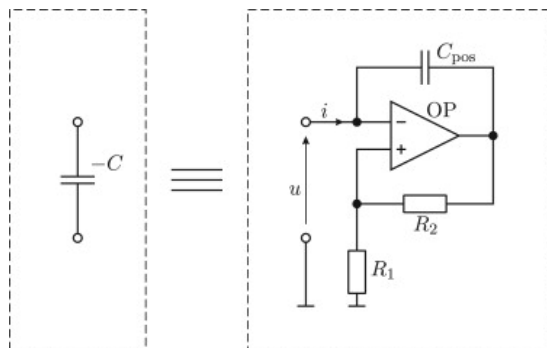
2.4 Aktivní tlumení

Aktivní bočníkovou impedanci nelze realizovat pomocí pasivních fyzických komponentů. Ačkoliv pasivita, a tím tedy i stabilita, není zaručena, je prokázáno, že aktivní bočníkové tlumení poskytuje větší potlačení vibrací než pasivní metody, o kterých byla řeč v sekci 2.2. Negativní kapacita jako aktivní bočníkové tlumení je jednoduchá technika pro širokopásmové tlumení systémů. Optimální impedance bočníku je rovna impedanci piezosnímače, ale s opačnou fází – proto negativní kapacita. Ačkoliv je bočník tvořený negativní kapacitou odolný vůči změnám vlastních frekvencí dané struktury, jakákoliv změna vlastní kapacity piezosnímače může silně ovlivnit tlumení a vést k nestabilitě.

Aktivní bočník s přepínáním stavů (State-Switched Damping on Voltage – SSDV) byl navržen pro zvětšení výkonnosti techniky spínaných induktorů (viz. sekce 2.2.3). Namísto připojování a odpojování indukčnosti a rezistoru na svorky piezosnímače, je na nich přepínáno mezi dvěma zdroji napětí. Tímto způsobem lze dosáhnout lepší tlumicích účinků, avšak za cenu vyšších energetických nároků [3].

2.4.1 S negativní kapacitou

Rezonanční bočníky, jak je popsáno v sekci 2.2.2, jsou často upřednostňovány pro jejich dobré tlumicí vlastnosti a zaručenou stabilitu. Hlavní nevýhodou rezonančních bočníků je jejich vysoká citlivost na malé změny vlastní frekvence systému. Redukce maximální amplitudy se dosáhne pouze tehdy, pokud je bočník přesně naladěn na frekvenci tlumeného mechanického systému. Přeladění umožňuje zmíněná DSI (sekce 2.3.1), avšak je k tomu zapotřebí pomocný PE snímač a celý systém je zároveň více komplikovaný a energeticky náročnější.



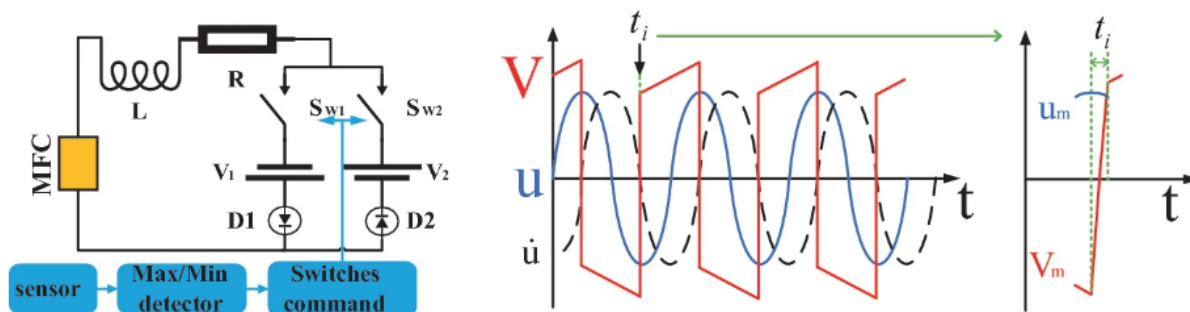
Obrázek 2.8: Schéma obvodu negativní kapacity, převzato z [10]

Zde přichází ke slovu právě bočníky s negativní kapacitou. Ačkoliv nemohou být konstruovány z pasivních součástek, a nezaručují tak stabilitu systému v uzavřené smyčce,

jejich koncepce je jednoduchá (viz. obr.: 2.8) a je o nich známo, že poskytují dobré výsledky při malé závislosti na vlastních frekvencích dané struktury. Jejich největší nevýhodou je citlivost na změnu vlastní kapacity piezosnímače. 10% změna kapacity piezosnímače může významně zhoršit tlumicí výkon nebo dokonce způsobit nestabilitu celého systému. Tato citlivost může komplikovat jejich použití v aplikacích, kde dochází k velkým teplotním změnám.

2.4.2 Spínané stejnosměrné napětí

Technika SSDV je pro tlumení vibrací velice atraktivní, protože v porovnání s technikou SSDI (sekce 2.2.3) dále zvyšuje amplitudu napětí na PE snímači, čímž zvyšuje úroveň potlačení vibrací pouhým přidáním sériových zdrojů napětí do systému. SSDV se nemusí nijak ladit na parametry tlumeného systému nebo na vlastní kapacitu piezosnímače. Tudíž SSDV poskytuje ve srovnání s negativní kapacitou (sekce 2.4.1) vysokou kompatibilitu.



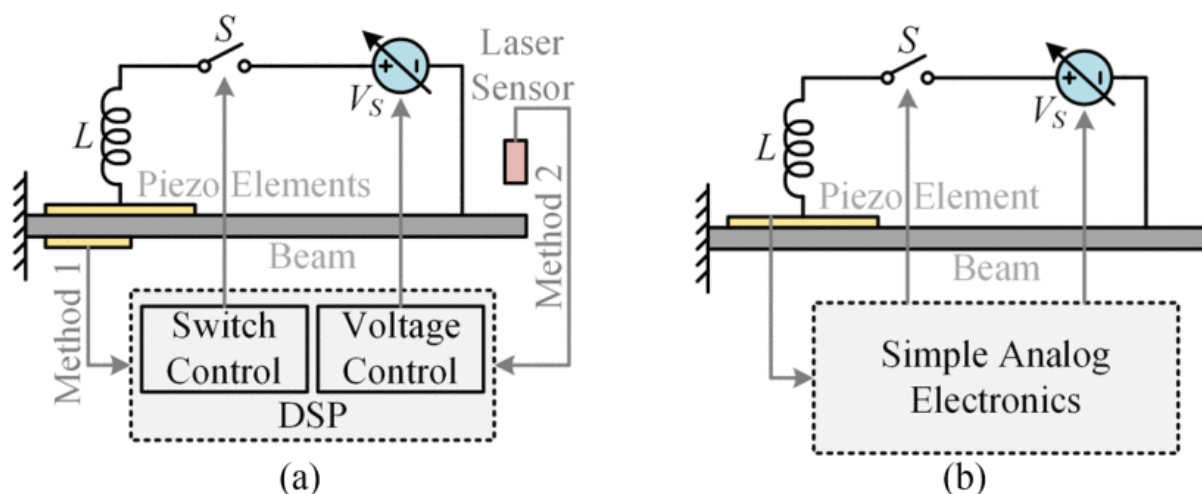
Obrázek 2.9: Technika SSDV, převzato z [11]

Jak je vidět na obr.: 2.9, jednoduchý SSDV obvod se sestává ze spínacích prvků, indukčnosti a dvou zdrojů napětí opačné polarity. Díky těmto zdrojům a sériové předřazené indukčnosti se v momentu přepnutí zvyšuje invertované napětí na piezosnímači. Přepínací okamžik se vyhodnocuje pomocí špičkového detektoru napětí na piezosnímači. Tento okamžik odpovídá maximální výchylce/nulové rychlosti. Tím je zaručena aplikace síly ve stejné fázi, jakou má tlumicí síla daného systému. Když tento okamžik nastane, spínač sepne a připojí během krátké doby sériovou kombinaci cívky a zdroje napětí na svorky piezosnímače, a tím se na něm invertuje napětí [11].

Jak již bylo zmíněno, SSDV však vykazuje možné problémy se stabilitou tlumeného systému. Amplituda napětí sériových zdrojů zůstává konstantní bez ohledu na sílu vibrací, což znamená, že pokud je budicí síla malá, bude obvod SSDV způsobovat nové buzení systému místo jeho tlumení. Aby byla zachována hlavní přednost SSDV – velký tlumicí efekt a vyřešen problém stability celého systému, začala se vyvíjet technika tzv. adaptivní SSDV. Jako první navrhli přizpůsobit hodnotu napětí úrovni vibrací autoři v této práci [12]. Realizace byla navržena připojením dalšího piezosnímače v blízkosti prvního, který slouží k tlumení vibrací, a volbou vhodného koeficientu popisujícího vztah mezi velikostí posunu způsobeného vibracemi a hodnotou sériového napětí. Nebylo však vyvinuto žádné konkrétní zařízení. Byl proveden experiment s použitím DSP a nezávislého piezosnímače pro monitorování vnějšího buzení. Další autoři zkoušeli pro nastavení vhodného napětí různé techniky, např.: fuzzy logiku nebo Kalmanův filtr. Avšak všechny tyto počiny byly realizovány v laboratořích s přesným měřením vibrací pomocí laserových vibrometrů a na výkonných DSP systémech.

Přímé adaptivní SSDV

Autoři této práce [13] proto přišli s návrhem jednoduchého zařízení, které nepotřebuje žádné další přidané komponenty pro měření vibrací ani výkonný systém pro vyhodnocení hodnoty napětí. Nazývají ho přímé adaptivní SSDV (Direct Adaptive SSDV – DA-SSDV). Porovnání je vidět na obr.: 2.10. Jejich hlavním cílem bylo vytvořit adaptivní



Obrázek 2.10: a) adaptivní SSDV a b) přímé adaptivní SSDV, převzato z [13]

SSDV z levných a běžně dostupných součástek, a zároveň aby celé zařízení bylo malé, nepřiliš energeticky náročné a minimálně komplikované. Autoři vycházejí z předpokladu, že napětí na sériovém zdroji by mělo být přímo úměrné napětí na piezosnímači. To lze vidět i na rovnicích 2.2 a 2.3. Zařízení se sestává ze špičkového detektoru jako klasické SSDV, pro určení okamžiku sepnutí. Dále zde však autoři doplnili obálkový detektor. Implementovali ho pomocí prostého kondenzátoru a schottkyho diody. Tímto způsobem získali informaci o amplitudě vibrací. Jak již bylo zmíněno, hodnota sériového napětí je přímo úměrná napětí na piezosnímači (amplitudě vibrací). Vztah mezi hodnotou sériového napětí a výstupem z obálkového detektoru řeší prostý odporový dělič.

Autoři ověřili funkčnost svého zařízení experimentálně a navíc ho ještě porovnali s klasickou SSDV a SSDI technikou. Jejich zařízení podává lepší tlumicí výkony v pásmu rezonance soustavy než SSDI. Oproti klasickému SSDV je však v tomto pásmu o něco horší. Nicméně to kompenzuje svojí stabilitou mimo toto pásmo, kde pro nižší frekvence, jak rezonanční, vykazuje SSDV dokonce vyšší hodnoty amplitudy než samotný systém bez přidaného piezoelektrického tlumení.

Celé zařízení je velice jednoduché a vyrobené z běžných součástek. Další optimalizací je možné snížit jeho energetické nároky. Avšak uvedené experimenty byly provedeny s amplitudou budicího zrychlení do 0,4 g, což není mnoho. Zároveň maximální sériové napětí bylo omezeno na 3,07 V, právě výběrem levných a běžných součástek. Ekvivalentní hmota celého systému byla určena na 152 g. Pokud by se jednalo o těžší systém, bylo by pro dosažení stejných tlumicích účinků nutné vyšší napětí.

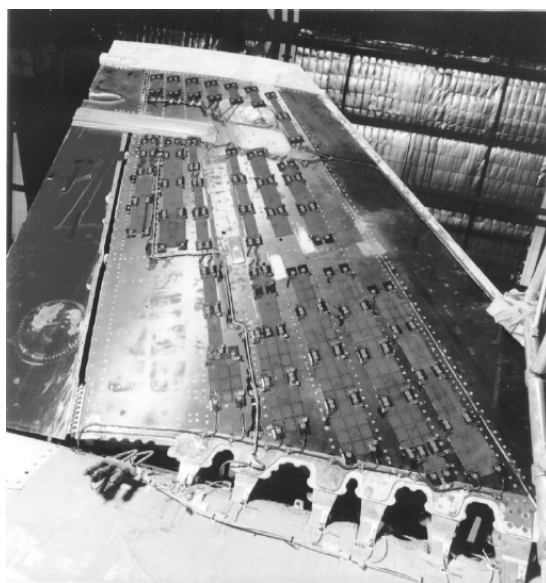
2.5 Reálné aplikace

V této sekci budou zmíněny některé konkrétní případy použití piezoelektrického bočníkového tlumení. Jak vyplývá z předchozích sekcí, kde byly popsány jednotlivé výhody a nevýhody pasivních (2.2), semi-aktivních (2.3) a aktivních (2.4) bočniců, není zde jednoznačná metoda, která vždy přinese kýžené výsledky při tlumení vibrací. Člověk musí vždy vybrat správný kompromis mezi tlumícím účinkem, stabilitou, komplexností řešení a energetickou náročností. Aktivní bočnice se kvůli své nestabilitě v praxi nepoužívají. Mezi léty 2005 až 2009 zde byl výzkum adaptivních metod, na který bylo navázáno dalšími autory po více jak 10 letech. Co se týče semi-aktivních metod, tak ty se v praxi nepoužívají kvůli své složitosti. Zbývají tedy už jen pasivní techniky. Ty však mají svá omezení:

- citlivost na změnu vlastní frekvence tlumené struktury,
- menší tlumicí efekt v porovnání s ostatními technikami,
- požadavek na velkou indukčnost, jež se nedá lehce zkonstruovat použitím pasivních součástí,
- narůstající složitost při potřebě tlumit více vlastních tvarů.

Avšak přes tyto všechny restriktce se pasivních bočniců využívá jak v praxi, tak při experimentech na reálných soustavách. Na rozdíl od ostatních technik, které se jen zkoumají v laboratořích na experimentálních zařízeních.

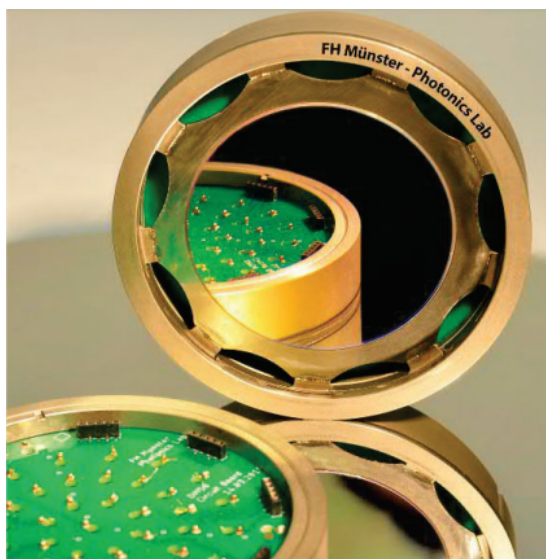
Jako reálný případ nasazení piezoelektrického bočníkového tlumení lze uvést stabilizátory na letadle FA-18 (obr.: 2.11). Obecně do průmyslu orientovaného na armádní letouny bylo investováno v tomto směru dost peněz. Piezoelektrické bočníkové tlumení se objevilo ještě u letounu F-15 a lopatek rotorů helikoptér s bezzávěsovým rotorem. Zde šlo hlavně o redukci únavy materiálu, která byla způsobena silnými vibracemi během určitých fází letu [3]. V komerční sféře investovali na začátku nového tisíciletí do vývoje společnosti



Obrázek 2.11: Vertikální stabilizátor letounu FA-18 se zalaminovanými piezoelektrickými aktátory, převzato z [3]

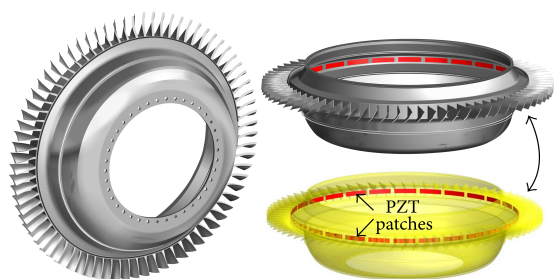
HEAD a K2. Jejich kompozitní tenisové rakety, lyže a snowboardy vykazovaly zlepšení uživatelského komfortu, lepší ovládání a výkonnost.

V dnešní době (posledních 10 let) se výzkumníci pokouší aplikovat piezoelektrické bočníkové tlumení na redukci vibrací zrcadel teleskopů, která jsou při startu rakety, jež je má vynést na oběžnou dráhu, vystavena různým druhům chvění. Zde nelze zrcadla jednoduše mechanicky vyztužit, protože to znamená přidanou váhu, kterou by musela raketa na oběžnou dráhu vynést. Piezosnímače jsou v tomto případě velice výhodnou variantou, jak utlumit nežádoucí vibrace a zabránit tak poškození celého zařízení [6], [14]. Ukázkou takového zrcadla je možné vidět na obr.: 2.12.

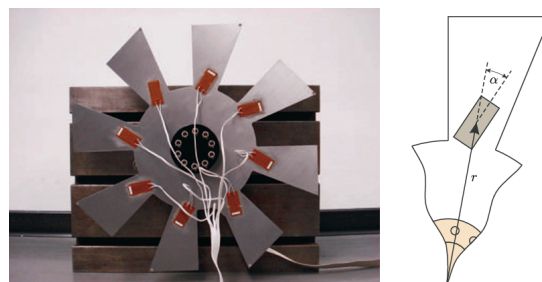


Obrázek 2.12: Fotografie izostatického deformovatelného zrcadla vyrobeného v Photonics Laboratory, převzato z [6]

Další pozornost je věnována lopatkám rotačních strojů, pro ilustraci obr.: 2.13. Geometrie lopatek je v dnešní době velice optimalizována pro dosažení maximálního výkonu z rotačních strojů. Občas je však toto omezeno dalšími potřebami souvisejícími s životností dané lopatky nebo s posunutím vlastní frekvence mimo provozní či rozběhové frekvence. Tudíž jsou pokusy právě na takovéto struktury aplikovat piezoelektrické bočníkové tlumení. Avšak je zde potíž s počtem jak jednotlivých piezosnímačů, tak bočniců k nim připojeným. To může ztěžovat zástavbu celého systému. Autoři se pro to ve svém díle [15] zabývali možností propojení jednotlivých piezosnímačů mezi sebou. Jednak se tím redukuje celkový počet bočniců a zároveň tento postup přispívá ke snížení hodnoty indukčnosti potřebné pro dané tlumení.



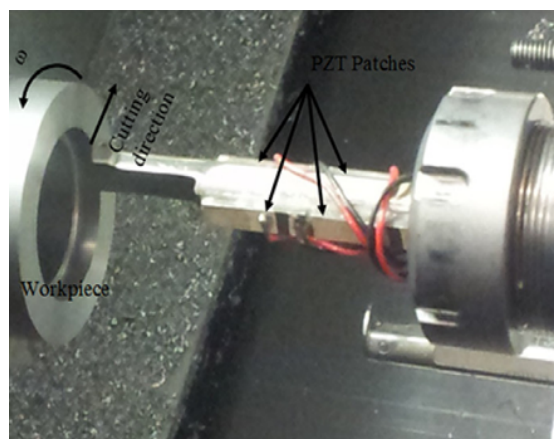
(a) Tlumení vibrací bubnu s lopatkami pomocí RL bočnicků, převzato z [15]



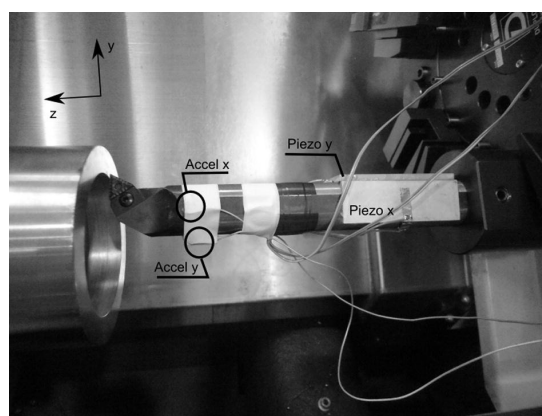
(b) Zkušební zařízení pro tlumení vibrací lopatek, převzato z [10]

Obrázek 2.13

Jako poslední v této práci bude zmíněno použití na vyvrtávací tyči u vnitřního obrábění. Zde jsou vyvolávány vibraci na konci vyvrtávací tyče v závislosti na rychlosti obrábění a tloušťce třísky. Chvění obráběcího nástroje má za následek nedokonalosti povrchu a zároveň větší opotřebení. Možnost tlumit vibrace vyvrtávací tyče přináší benefity v podobě rychlejšího obrobení výrobku s vyšší kvalitou povrchu a současně s tím i delší životnost nástroje. Toto celé vede ke zvýšení efektivity obráběcího procesu. Ukázky z experimentů v pracích [16] a [17] jsou na obr.: 2.14.



(a)



(b)

Obrázek 2.14: Použití pasivního bočnickového tlumení piezoelektrickými aktuátory při obrábění a vyvrtávání, převzato z [16] a [17]

3 Analýza možností ladění

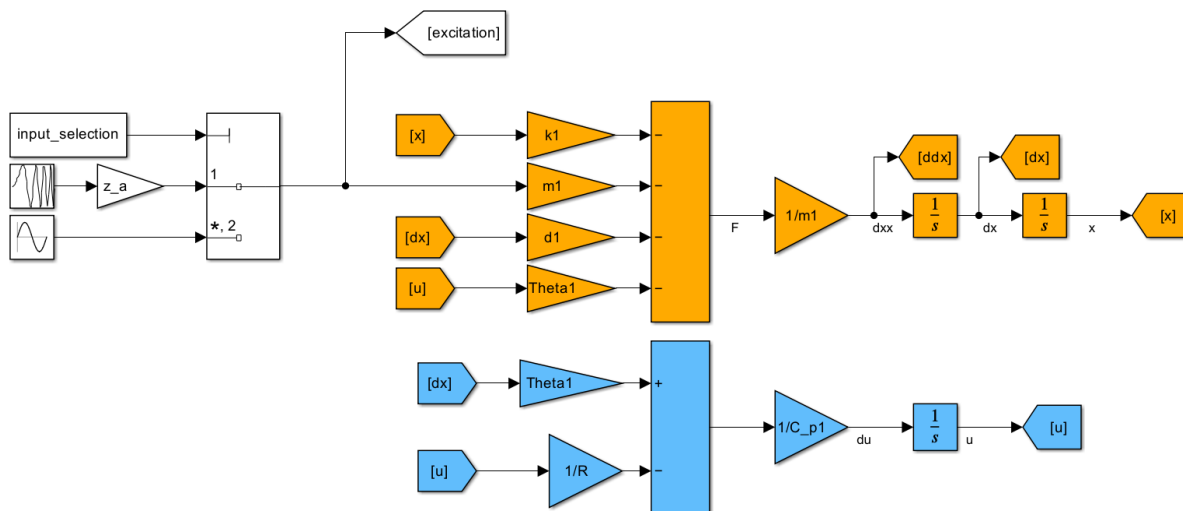
Tato kapitola bude obsahovat popis dynamického modelu soustavy s piezoelektrickými komponenty, dále pak jednotlivé variace tohoto základního modelu, které simulují různá zapojení vývodů piezosnímačů.

3.1 Základní model systému

Základní model soustavy s PE komponenty byl vytvořen v prostředí Simulink podle rovnic 2.2 a 2.3. Celý model je zobrazený na obr.: 3.1, kde oranžové bloky reprezentují mechanickou rovnici a světle modré tu elektrickou. Jako budící síla F_{exc} bylo zvoleno buzení vibracemi rámu o amplitudě zrychlení \ddot{z}_a , matematicky zapsáno:

$$F_{exc} = - m \cdot \ddot{z}_a \cdot \sin(\omega t). \tag{3.1}$$

Toto buzení je dále možné spouštět ve dvou módech. V prvním módu se jedná o tzv. *chirp* signál, což je sinusový signál s konstantní amplitudou a v čase se lineárně měnící frekvencí od počáteční frekvence f_0 do konečné frekvence f_{max} . V druhém módu se jedná o buzení čistě sinusovým signálem o konstantní frekvenci a amplitudě. Obecná impedance Z , která vystupuje v rovnici 2.3, zde byla nahrazena obyčejným ohmickým odporem pro tento základní model. Parametry systému a piezokomponentů pro tento model byly převzaty



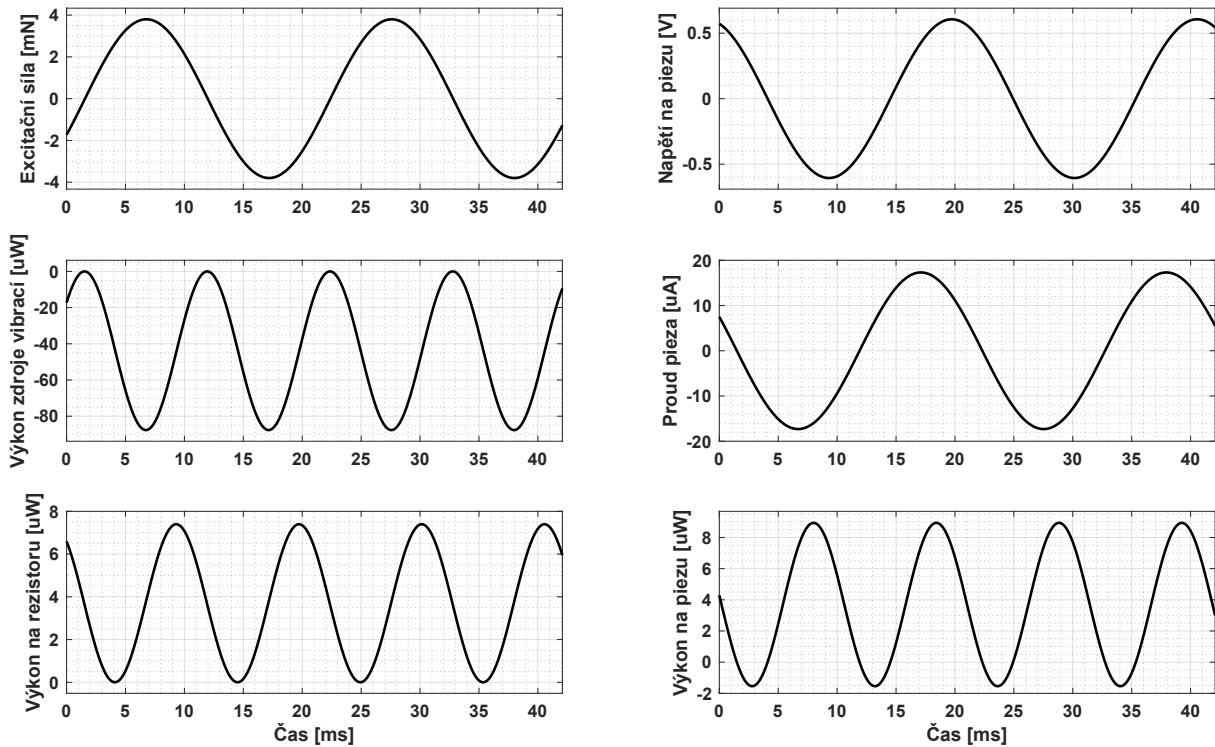
Obrázek 3.1: Simulinkovský model systému s piezoelektrickými komponenty

z práce [18], kde byly reálně naměřeny na PE mikrosběrači autorovy vlastní konstrukce a jsou vidět v tabulce 3.1. Tento základní model systému s piezoelektrickými komponenty posloužil k pochopení dynamiky a získání intuitivního nadhledu nad průběhy jednotlivých

Tabulka 3.1: Soustředěné parametry jednohmotového modelu, převzaté z [18]

Parametr	Značka	Hodnota
Hmotnost	m	7,6 g
Tuhost	k	691,28 N/m
Mechanické tlumení	b	0,1513 Ns/m
Elektromechanický koeficient	Θ	0,75 mN/V
Vlastní kapacita pieza	C_p	67 nF

veličin. Ty je možné vidět na obr.: 3.2.



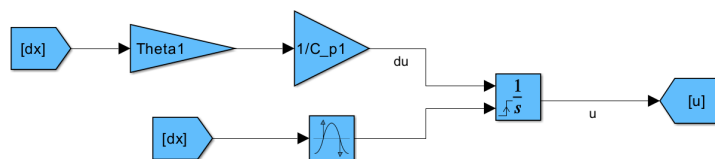
Obrázek 3.2: Průběhy veličin u základního systému

Daný výřez ze simulace je pro parametry $\ddot{z}_a = 0,5 \text{ m/s}^2$, $f = 48 \text{ Hz}$ a $R = 49,6 \text{ k}\Omega$. Zobrazený proud pieza je vypočítán vzorcem $i_{piezo} = \Theta \cdot \dot{x}$. Jedná se o proud, který se dále dělí na proud vtékající do vlastní kapacity piezosnímače a na proud tekoucí připojeným rezistorem. Elektrický výkon na vlastní kapacitě piezosnímače v tomto grafu je součinem právě tohoto proudu a napětí. Jak je vidět, střední hodnota výkonu na kapacitě je nulová, stejně jako střední hodnota výkonu na prvku tuhosti v čistě mechanických systémech. To koresponduje s první analogií zmíněnou v sekci 2.1.1, kde je ukázáno, že reciproká hodnota kapacity odpovídá tuhosti mechanického systému. Naopak výkon mařený na rezistoru nemá nulovou střední hodnotu. Jedná se o výkon, který je odebrán systémem, tudíž připojený rezistor v systému působí jako přidání tlumič. Výkon zdroje vibrací má nekladné hodnoty, jelikož ten daný výkon soustavě dodává.

3.2 Variace modelů

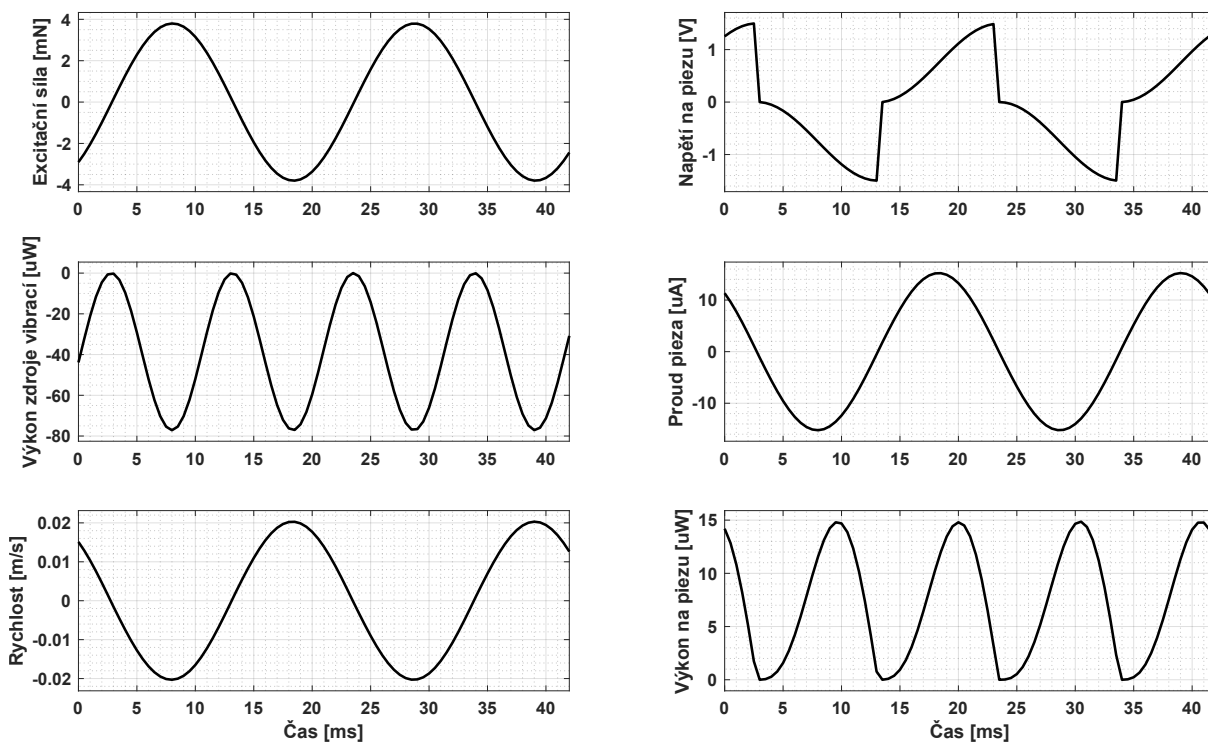
3.2.1 Zkratování kapacity piezosnímače

Jak bylo popsáno v předešlé podkapitole a je vidět na obr.: 3.2, střední hodnota výkonu na vlastní kapacitě piezosnímače je nulová. Jelikož napětí na kapacitě je dáno vztahem $u_c(t) = \frac{1}{C} \cdot \int i(t) dt$ a proud má sinusový průběh, proud předbíhá napětí o 90° . Pro využití vlastní kapacity piezosnímače k tlumení soustavy je tedy nutné tento fázový posun snížit na 0° . Z tohoto důvodu byla původní elektrická část modelu upravena tak, aby simulovala zkratování (vybití) vlastní kapacity pomocí spínacího prvku. V reálném případě by se jednalo o unipolární tranzistor. Upravená elektrická část modelu je vidět na obr.: 3.3. Jedná se jen o vynulování bloku integrátoru v momentu průchodu rychlosti nulou. Z tohoto



Obrázek 3.3: Elektrická část modelu pro zkratování vlastní kapacity pieza

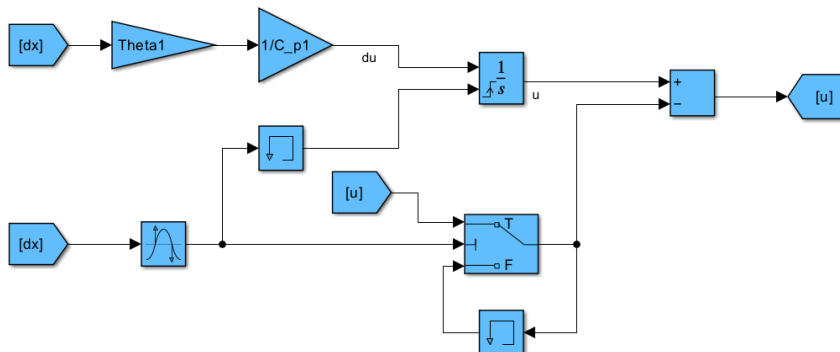
důvodu se pro větší stabilitu numerického výpočtu přešlo z řešiče s variabilní délkou kroku na řešič s pevnou délkou kroku nastavenou na $500 \mu s$. Průběhy jednotlivých veličin tohoto modelu jsou vidět na obr.: 3.4. Průběh výkonu na vlastní kapacitě piezosnímače nabývá nezáporných hodnot. Nejedná se avšak o čistou sinusovku. I přesto je ale možné říci, že střední hodnota je rovna zhruba polovině maximální hodnoty. Vlastní kapacita piezosnímače tedy odebírá systému energii a tím ho tlumí.



Obrázek 3.4: Průběhy veličin modelu se zkratováním piezosnímače

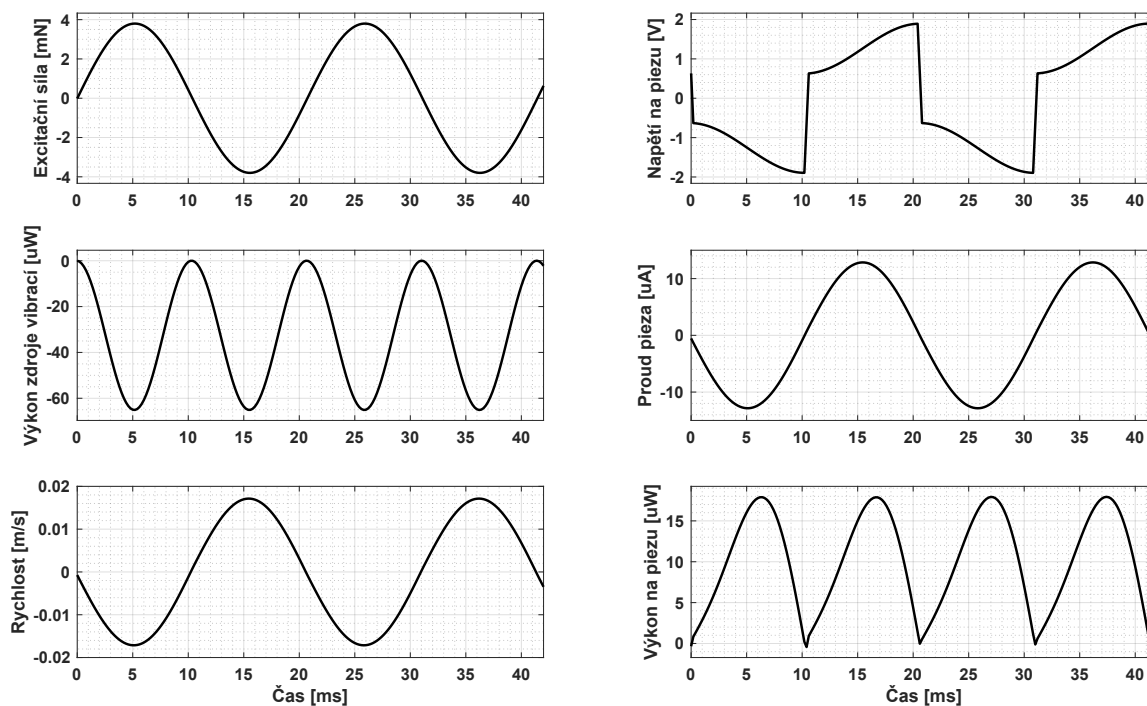
3.2.2 Tlumení přepínané podle stavu na indukčnost

Další možností, jak ještě navýšit odebíraný výkon ze systému, je přidání cívky. V předchozím případě se totiž naakumulovaná energie mařila na odporu spínacího prvku. Pokud se však ke spínacímu prvku přidá do série indukčnost, dojde při sepnutí ve vhodnou chvíli a na vhodnou dobu k přepólování napětí na kapacitě piezosnímače. Tím se dosáhne zvýšení amplitudy napětí a to v součinu s generovaným proudem znamená vyšší odebíraný výkon. Elektrická část modelu tedy byla upravena tak, že kromě vynulování bloku integrátoru byla přidána ještě paměť s hodnotou napětí, které se má přepólovat. Provedení v simulinku je vidět na obr.: 3.5. Nebyla nijak řešena velikost potřebné indukčnosti.



Obrázek 3.5: Elektrická část modelu SSDI

Šlo pouze o numerické nahrazení reálného systému za účelem porozumění a porovnání chování. Jednotlivé průběhy jsou zobrazeny na obr.: 3.6. Na grafu rychlosti si lze všimnout, že oproti předchozímu způsobu dosahuje nižší maximální hodnoty. Tento způsob je tedy v tlumení systému účinnější než předchozí. Hlavní výhodou tohoto způsobu tlumení vibrací, zmíněnou v podkapitole 2.2.3, jsou nižší požadavky na velikost potřebné indukčnosti. Je to však za cenu přidání spínací a časovací elektroniky, která zároveň potřebuje nějaký zdroj energie pro svou funkci.

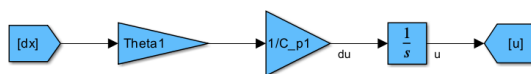


Obrázek 3.6: Průběhy veličin modelu SSDI

3.2.3 Negativní kapacita

Předchozí verze modelů měly za primární cíl zvýšit tlumení systému. Jak bylo popsáno v podkapitole 2.4.1, obvod negativní kapacity, jako použitý bočník, má tu výhodu, že pro tlumení není závislý na přesném naladění na danou frekvenci. Ta se totiž může u reálného systému dosti měnit v závislosti na teplotě a opotřebení. Tlumicí účinek se však odvíjí od přesného nastavení v souvislosti s vlastní kapacitou piezosnímače. a ta se také může v reálném případě měnit v řádu jednotek procent.

Zde však byla zkoumána možnost, jak lze změnou vlastní kapacity změnit rezonanční frekvenci systému. Model byl ještě jednodušší verzí než základní. Z elektrické části modelu byla odebrána ohmická impedance a byl měněn pouze parametr C_p , viz obr.: 3.7. z analogie, popsané v podkapitole 2.1.1, vyplývá, že pokud je zátěž piezosnímače čistě



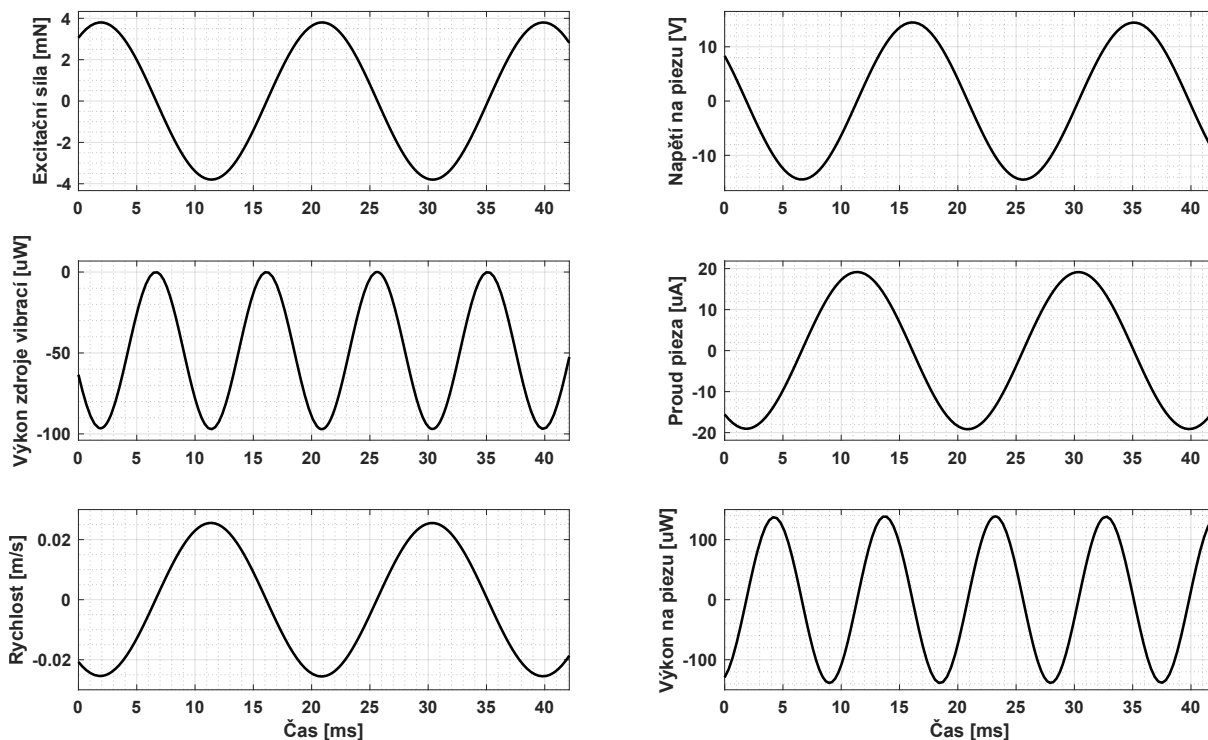
Obrázek 3.7: Elektrická část modelu pro simulování změny vlastní kapacity

kapacitní, chová se potom v systému jako paralelně přidaný další prvek tuhosti. V dynamice lineárních systémů platí, že ekvivalentní tuhost dvou paralelních pružin se rovná jejich součtu ($k_{ekv} = k_1 + k_2$). Tuhost k_1 je vlastní danému systému a má nějakou reálnou hodnotu. Tuhost k_2 tvoří piezosnímač podle zmíněné analogie vztahem: $k_2 = 1/C_p$. Je tedy jasné, že pokud je vlastní kapacita velká, přidaná tuhost bude malá a nedojde tak k žádné zásadní změně v odezvě systému. Pokud se však vlastní kapacita zmenší, přidaná tuhost může být v poměru k vlastní tuhosti už významnější a dojde tím tak ke zvýšení rezonanční frekvence celého systému.

Tato možnost tedy byla studována v simulacích změnou parametru C_p . Pro představu jsou na obr.: 3.8 vidět průběhy veličin systému s kapacitou $C_p = 4nF$. Při detailním pohledu je možné si všimnout, že ve stejném časovém okně (42 ms) je nyní o něco více jak dvě periody signálů než v předchozích případech. To koresponduje s předpokladem, že nižší kapacita způsobuje zvýšení rezonanční frekvence. Zároveň tomu nahrává i fakt, že se zde nezvyšuje tlumení systému. Při zvýšení tlumení systému totiž zároveň dochází k mírnému snížení rezonanční frekvence.

3.2.4 Tlumení přepínané podle stavu na napětí

Motivací této práce bylo zkoumat možnosti ladění modálních vlastností jednoduchého systému s piezoelektrickými komponenty. U základního modelu lineárního systému platí, že zrychlení, rychlost a výchylka mají sinusový průběh a jsou vůči sobě o 90° posunuté. Od aktuální rychlosti se odvíjí tlumicí síla a od aktuální výchylky se odvíjí síla, kterou působí pružina. Síla od piezosnímače je dána čistě napětím, které je na něj přivedeno. Myšlenka tedy byla, že se dané napětí (o konstantní velikosti v obou polaritách) bude na piezosnímač přivádět buď se stejným znaménkem, jako má rychlost, anebo se stejným či opačným znaménkem, jako má výchylka. V případě shody polarity napětí se znaménkem rychlosti by síla generovaná piezosnímačem působila společně s tlumicí silou, čímž by zvyšovala tlumení systému. Pokud by se polarita připojeného napětí shodovala se znaménkem výchylky, vyvolaná síla by působila společně se silou od pružiny, a tím by tak měla navenek zvyšovat tuhost systému. V opačném případě, kdy by polarita napětí byla protikladná k výchylce, by generovaná síla působila proti síle pružiny, a systém by tak

Obrázek 3.8: Průběhy veličin modelu se zmenšenou kapacitou $C_p = 4\text{nF}$

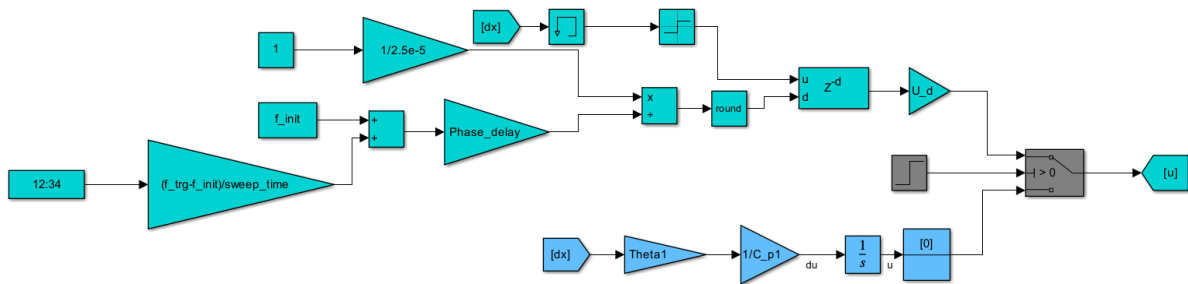
měl být poddajnější.

Simulinkový model byl tedy upraven do podoby, kdy bylo možné měnit stavovou veličinu systému (zrychlení, rychlost, výchylka) jako řídicí veličinu pro připojení napětí. Elektrickou část modelu tvořil blok `signum`, jehož výstup byl vynásoben požadovanou hodnotou (blok `gain`). Tento výsledek byl brán jako napětí, které je na piezosnímači. Tento postup se však záhy ukázal jako nevhodný. Konkrétně při simulacích kde bylo řídicí veličinou zrychlení. Při vyšších hodnotách napětí totiž výsledné zrychlení měnilo své znaménko vícekrát za kmit. To způsobovalo více změn polarit napětí a celý systém se tak zpětnovazebně rozkmital.

Toto zjištění vedlo k vytvoření nového modelu, který používá jako řídicí veličinu pouze rychlost a je doplněn o strukturu, jež tento signál zpožďuje. Fázový posun 0° odpovídá řízení polarity napětí shodně jako znaménko rychlosti. Pro dosažení přidané tuhosti je fázový posun 90° a pro zvětšení poddajnosti 270° . Ještě zde je zajímavý fázový posun 180° , který soustavu odtlumí. To v praxi není žádoucí, ale v podkapitole 3.3 o tom bude ještě zmínka. Elektrická část tohoto modelu pro řešič s pevnou délkou kroku je na obr.: 3.9. Azurové bloky vytváří zpoždění o daný počet kroků signálu z bloku `signum`, který je poté vynásoben požadovanou hodnotou napětí. Modrá část je stejná pro simulace proměnné vlastní kapacity (3.2.3) a je využívána pouze na začátku simulace, než odezní přechodné děje soustavy. To zajišťují šedé bloky.

Jelikož se chování modelu systému zkoumalo ve frekvenčním spektru a používal se k tomu bloček `chirp`, který generuje sinusový signál s lineárně se zvyšující nebo snižující frekvencí, je nutné pro zachování fázového posunu signálu odpovídajícím způsobem měnit dobu jeho zpoždění. V tomto modelu se zpoždění vypočítává jako:

$$\frac{f_{sim}}{t \cdot \frac{f_{trg} - f_{init}}{T_{sweep}} + f_{init}} \cdot \frac{\phi}{360^\circ}, \quad (3.2)$$



Obrázek 3.9: Elektrická část modelu SSDV s pevným krokem řešiče

kde f_{sim} je převrácená hodnota délky jednoho kroku simulace, t je čas v aktuálním kroku simulace, f_{init} je počáteční hodnota frekvence chirp signálu, f_{trg} je cílová hodnota frekvence chirp signálu, T_{sweep} je čas, za který se má změnit frekvence chirp signálu z počáteční na cílovou hodnotu, a ϕ je požadovaný fázový posun ve stupních. Výsledkem tohoto vzorce je počet kroků, o který je nutno signál zpozdít. Následně je ještě tato hodnota celočíselně zaokrouhlena, aby mohla být vstupem do dalšího bloku `variable integer delay`.

Tento postup však má malou nevýhodu. Zmíněný výpočet určí zpoždění v jednom okamžiku nějaké aktuální frekvence. Jenže ta se neustále mění, což způsobuje jistou chybu při velkých fázových posunech ($300^\circ+$). Po zvážení však bylo uznáno, že není potřeba model zpřesňovat a tato chyba je pro většinu fázových posuvů zanedbatelná.

Jako další bylo třeba vyřešit, jakou hodnotu napětí používat. Když se podíváme na mechanickou rovnici systému s PE komponenty (2.2), můžeme dát do rovnosti pouze sílu excitační a sílu generovanou piezosnímačem:

$$\Theta \cdot u(t) = F_{exc}(t), \quad (3.3)$$

dosazením za F_{exc} a zavedením poměrového koeficientu k_u dostáváme vztah pro hodnotu napětí:

$$U = k_u \cdot \frac{m \cdot \ddot{z}_a}{\Theta}. \quad (3.4)$$

Nyní máme dva proměnné parametry – k_u a ϕ . Koeficient k_u může nabývat hodnot $k_u \in (0, +\infty)$ a fázový posun, když se neomezíme jen na výše zmíněné případy, je z intervalu $\phi \in (0, 360^\circ)$.

Je tedy jasné, že je zde mnoho nastavení pro simulaci. Pro pokrytí co největšího počtu kombinací byly simulace nejdříve prováděny ve dvou do sebe vnořených for-cyklech, jak je vidět na následujícím pseudokódu.

```

for i~= 1:length(ku_array)
    for j = 1:length(phi_array)
        U = ku_array(i).*z_a.*theta./m;
        Phi = phi_array(j);
        sim(model, U, Phi);
    end
end

```

```
end
```

Jelikož se stále jedná o simulace s pevným krokem, jejich výpočetní čas je vysoký. Celkový počet simulací přitom narůstá velice rychle. Pokud bychom vzali v úvahu, že nás zajímají hodnoty napětí pro $k_u = [0.1 : 0.1 : 1]$ a pro fázové posuny $\phi = [0 : 30 : 360]$, je celkový počet simulací roven 130. Přičemž první simulace, kdy se celý model inicioval trvala i 1500 sekund. Následující simulace už poté zabraly méně díky možnosti použít **Fast Restart**.

Stále však tento výpočetní čas byl v řádu hodin. Jednou z možností, jak urychlit iterativní výpočty, je jejich paralelní zpracování. To lze použít, pokud jednotlivé výsledky výpočtu nevstupují do ostatních, což v tomto případě nebyl problém. Matlab paralelní výpočty umožňuje po nainstalování toolboxu *Parallel Computing Toolbox*. Zde člověk nastaví, kolik výpočetních jader může Matlab využít pro paralelní výpočty a ten už potom řídí rozdělení výpočtů sám. Původní záměr změnit jeden **for**-cyklus na **parfor**-cyklus (for-cyklus s paralelními výpočty) však pohořel na přístupu k paměti. Jelikož pseudokód vypadal následujícím způsobem:

```
for i~= 1:length(ku_array)
    parfor j = 1:length(phi_array)
        U = ku_array(i).*z_a.*m/theta;
        Phi = phi_array(j);
        sim(model, U, Phi);
    end
end
```

k proměnným v Matlab workspacu chtělo najednou přistupovat více simulací, což Matlab neumožňuje. Správným řešením je použít místo příkazu **parfor** příkaz **parsim**.

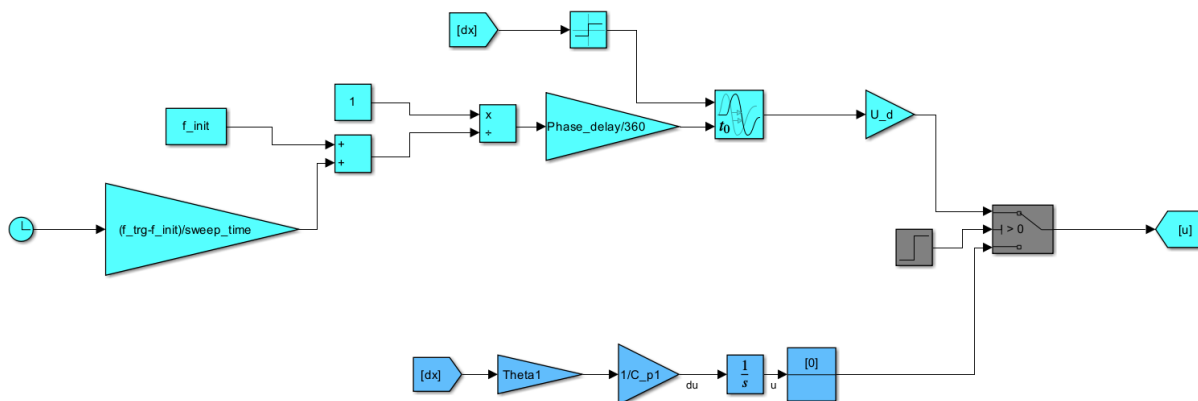
Ten již nemá problém s přístupem k proměnným v paměti. Přiřazení různých hodnot jedné proměnné se zde provádí pomocí příkazu **setBlockParameter** objektu vstupů simulace. Struktura kódu by poté měla vypadat zhruba takto:

```
U_array = ku_array.*z_a.*m./theta;
[Umesh, PHImesh] = meshgrid(U_array, phi_array); % vytvori n-by-m matici
%vsech dvojkombinaci z~jednotlivych prvku vektoru U_array a~phi_array
Umesh = Umesh(:); % vytvori z~n-by-m matice jednorozmerny vektor
PHImesh = PHImesh(:);
for i~= 1:length(Umesh)
    in(i) = Simulink.SimulationInput('model.slx');
    in(i) = in(i).setBlockParameter('model.slx/Phi',...
                                    'Value', num2str(PHImesh(i)));
    in(i) = in(i).setBlockParameter('model.slx/U',...
                                    'Value', num2str(Umesh(i)));
end
```

```
out = parsim(in, 'ShowSimulationManager', 'on', 'ShowProgress', 'on')
```

Při testu rychlosti simulace na menším celkovém počtu simulací však na osobním laptopu nebyla zjištěna žádná výrazná úspora času. Při pokusu o spuštění většího počtu simulací však byl objeven limit paměti. V předchozích případech totiž byla možnost po dokončení jedné simulace získaná data uložit a odstranit z workspacu Matlabu. Ukládaná data byla průběhy času, zrychlení, rychlosti, výchylky, napětí na piezosnímači a excitační síla. V tomto případě však Matlab chtěl všechna tato data ze všech simulací mít v jedné proměnné `out`. Ta ovšem má při větším počtu simulací obrovskou velikost. Bohužel se tak stalo, že v průběhu simulací Matlab zahlásil chybu z důvodu nedostatku operační paměti a zastavil další výpočty. Zajímavé ještě je, že pokud nějaká chyba přeruší simulaci, Matlab vytvoří v systémové složce `Temp` jakési dočasné soubory se stavem simulace v okamžiku vzniku chyby. Když se toto stane však vícekrát za den, mohou tyto soubory dosahovat velikosti 200 GB a člověku se tak může stát, že mu najednou na disku zbývá pouhých 90 MB. To se nelíbí už ani Windowsu a celý laptop tak začne být zpomalený.

Vzhledem k výše zmíněným důvodům byl vytvořen model, jenž využíval řešiče s proměnnou délkou kroku. Jeho elektrická část je vidět na obr.: 3.10. Zpožděné se zde vypo-

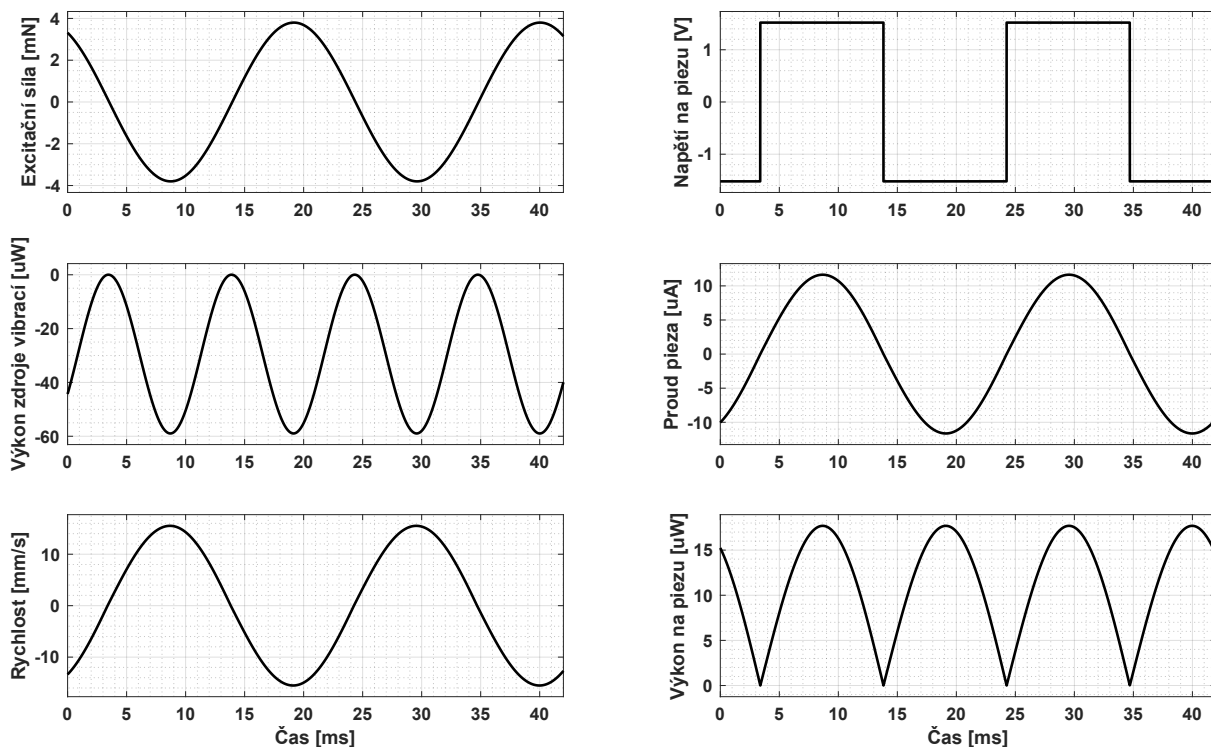


Obrázek 3.10: Elektrická část modelu SSDV s variabilním krokem řešiče

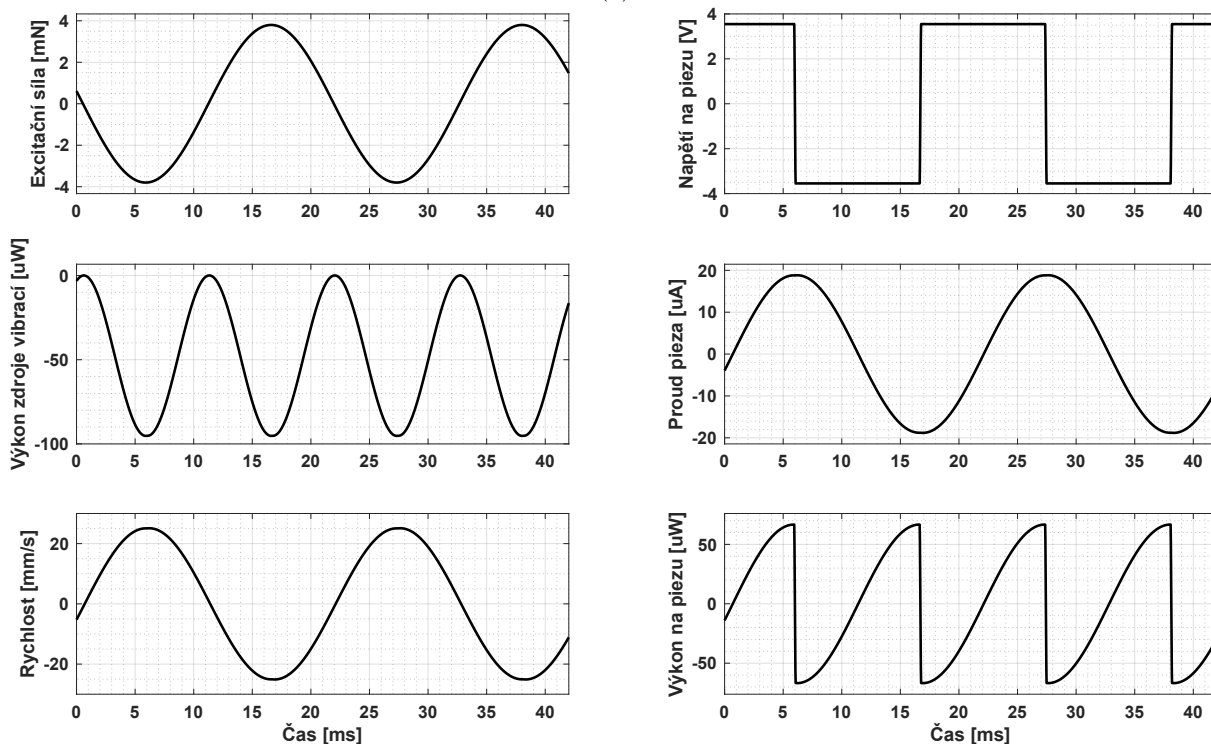
čítává stejným způsobem jako v případě s řešičem s pevnou délkou kroku. V rovnici 3.2 však už je v čitateli místo f_{sim} jenom jednička a výsledek není nutné dále zaokrouhlovat. Blok `variable integer delay` byl nahrazen blokem `variable time delay`. Struktura kódu vypadala jako první zmíněná v této sekci, tedy byly použity dva vnořené `for`-cykly, jež umožňovaly po každé simulaci výstupní data uložit a smazat z workspacu. Zároveň se zkrátil čas výpočtu jedné simulace, a bylo tak možné simulovat podstatně větší množství případů kombinací k_u a ϕ . Jako nevýhoda se však objevila numerická nestabilita. Občas se v průběhu simulace skokově měnila hodnota výchylky. To se u předchozích simulací s pevným časovým krokem nestávalo. Více o tom bude řečeno v podkapitole 3.3. Průběhy veličin pro případy, kdy se $k_u = 0,3$ s $\phi = 0^\circ$ a $k_u = 0,7$ s $\phi = 270^\circ$, jsou vidět na obr.: 3.11. Z průběhů výkonu na piezosnímači je vidět, že při $\phi = 0^\circ$ je daný systém tlumen a při $\phi = 270^\circ$ piezosnímač má na systém vliv, kterým snižuje jeho tuhost.

3.3 Výstupy ze simulací

Tato podkapitola se bude věnovat výsledkům simulací a porovnávat jednotlivé modely. Nastíní se zde nároky na experimentální zařízení a cíle, jakých by mělo být dosaženo



(a)



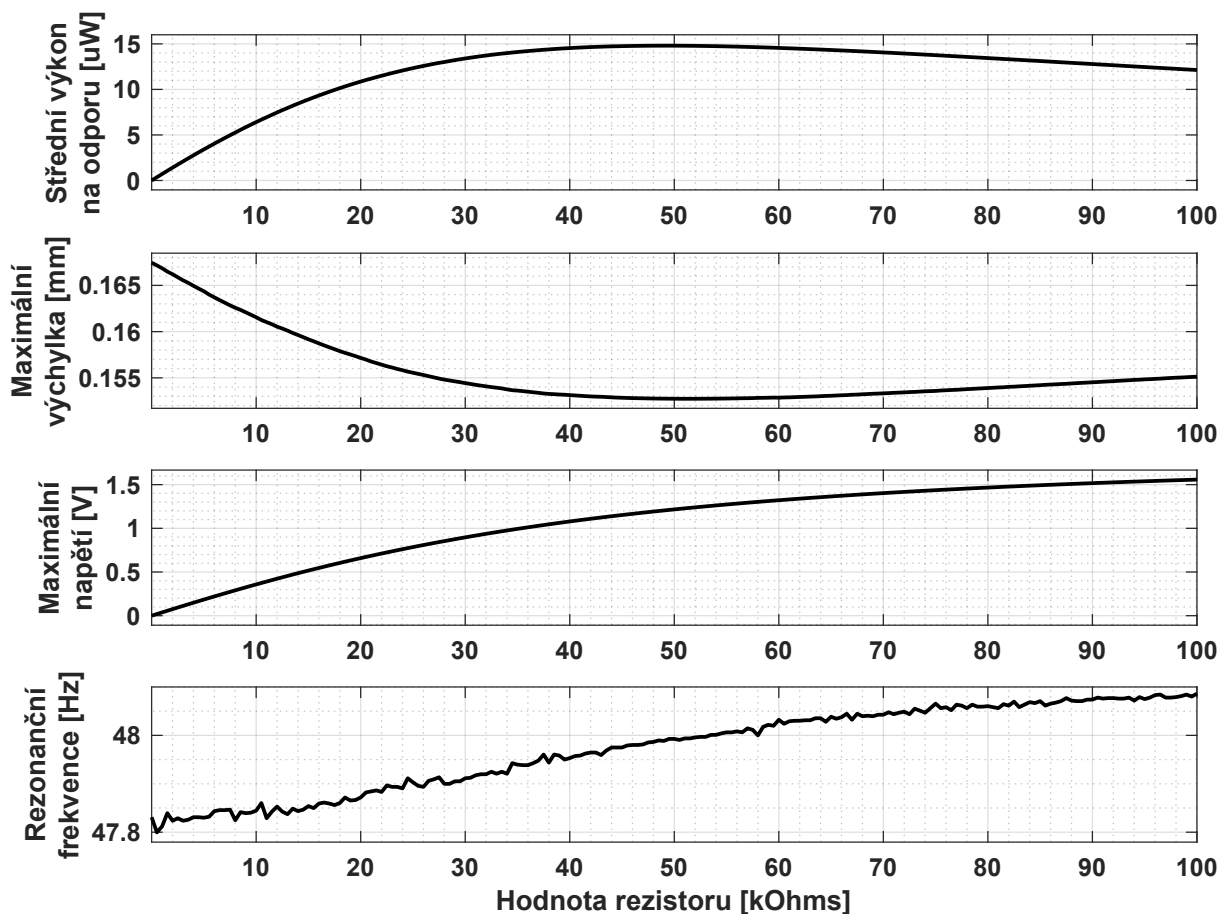
(b)

Obrázek 3.11: (a) Průběhy pro $k_u = 0,3$ a $\phi = 0^\circ$ (b) Průběhy pro $k_u = 0,7$ a $\phi = 270^\circ$

v samotném experimentu.

3.3.1 Základní model

Jako první byl zkoumán základní model a jeho závislost odezvy na hodnotě připojeného rezistoru. Dobře vidět je tato závislost na obr.: 3.12. Je zde vidět, že pokud je



Obrázek 3.12: Závislost odezvy systému na velikosti připojeného rezistoru

piezosnímač zkratován (hodnota odporu je zanedbatelně malá), dochází k minimálnímu ovlivnění systému. Systém se chová, jako by byl bez jakýchkoliv PE komponent. Naproti tomu při vysoké hodnotě připojeného rezistoru má systém menší amplitudu výchylky při rezonanční frekvenci, která je vyšší o 0,6 % oproti původní. Je známo, že pokud je piezosnímač ve stavu rozpojeno (nekonečně velký odpor), dochází k největšímu ovlivnění systému z pohledu rezonanční frekvence. Je to tím, že na systém má vliv najednou čistě vlastní kapacita piezosnímače. Jak již bylo zmíněno v podkapitole 3.2.3, podle elektricko-mechanické analogie má reciproká hodnota vlastní kapacita piezosnímače vliv na celkovou tuhost systému. Dále je zde vidět, že existuje optimální hodnota odporu pro maximální tlumení systému. V tomto případě to je zhruba 49,6 k Ω . Zároveň dochází v tomto případě ke zvýšení rezonanční frekvence o 0,4 % oproti základní rezonanční frekvenci (se zkratovaným piezosnímačem).

3.3.2 Zkratování vlastní kapacity a tlumení přepínané podle stavu na indukčnost

Oba modely popsané v podkapitolách 3.2.1 a 3.2.2 prokázaly, že se těmito způsoby dá zvýšit tlumení systému. Přičemž model SSDI tlumí více než pouhé zkratování vlastní kapacity. Lze to vidět na obr.: 3.4 a 3.6 na průběhu rychlosti. U modelu SSDI dosahuje amplituda rychlosti menší hodnoty, čili systém je více tlumený. Oba způsoby jsou zároveň více účinné než tlumení rezistorem o optimální hodnotě. Sice na obr.: 3.2 chybí pro přímé porovnání graf rychlosti, můžeme se však podívat na graf proudu piezosnímače. Hodnota tohoto proudu je totiž dána vztahem $i = v \cdot \Theta$, takže jde o hodnotu rychlosti vynásobenou elektromechanickou konstantou. Při porovnání jednotlivých hodnot amplitud generovaného proudu lze říci, že tlumení pomocí zkratování vlastní kapacity piezosnímače v momentu průchodu rychlosti nulou nebo technikou SSDI je o 14 %, respektive 28 % účinnější než tlumení systému přidáním rezistoru o optimální hodnotě. Na druhou stranu se jedná o komplexnější techniky, jelikož vyžadují aktivní prvky a časovací elektroniku, kdežto obyčejný rezistor stačí pouze připojit na svorky piezosnímače.

3.3.3 Zmenšená vlastní kapacita

Další technikou popsanou v podkapitole 2.4.1 využívanou pro tlumení systému je připojení negativní kapacity jako bočníku k piezosnímači. Zde bylo uvedeno, že technika není náchylná na změnu parametrů mechanického systému, avšak její účinnost se snižuje při změně vlastní kapacity piezosnímače. Potvrzení této nevýhody lze vidět na obr.: 3.13. Nenulová hodnota průměrného výkonu piezosnímače je zde pouze numerickou chybou. Střední hodnota výkonu na kapacitě je v ideálním případě nulová.

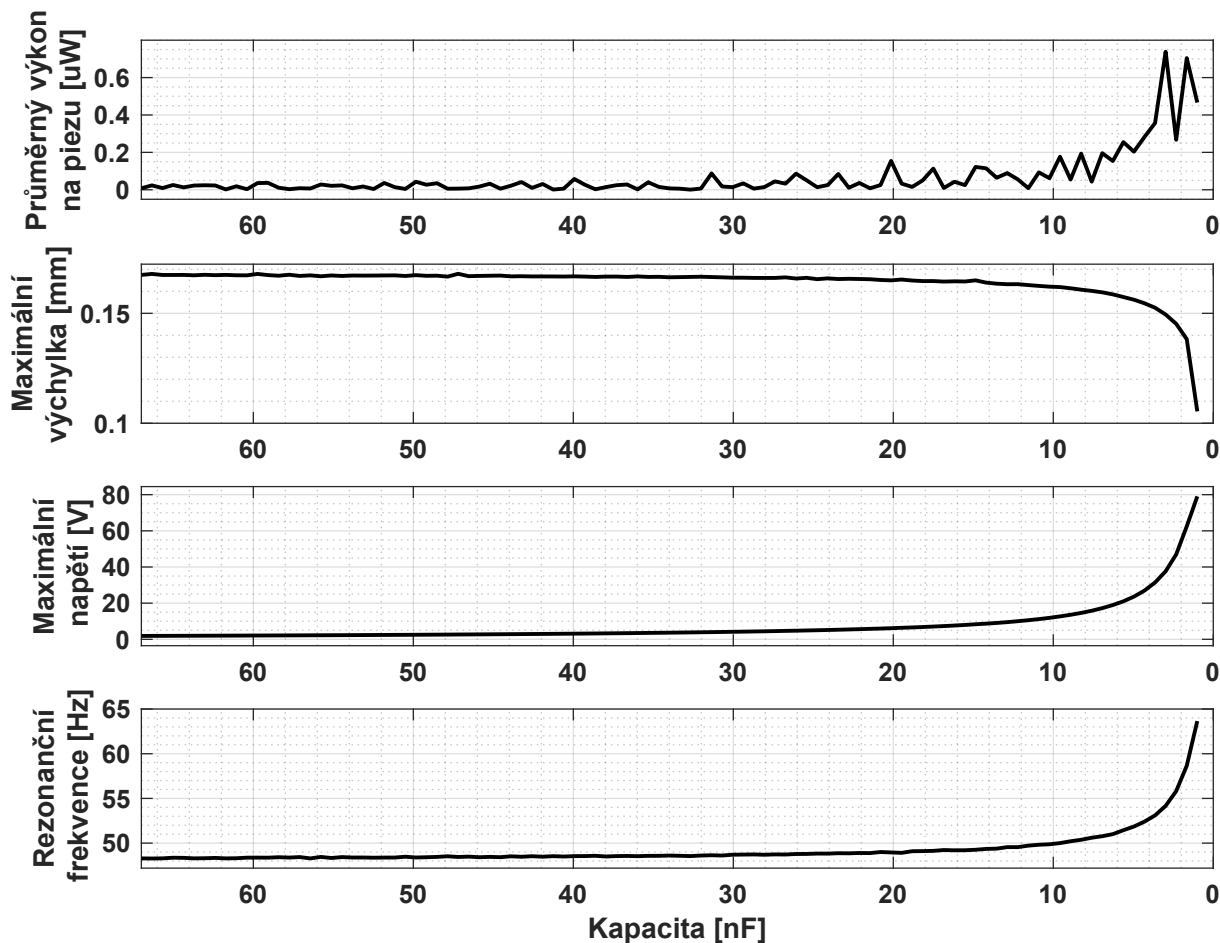
Jak se kapacita blíží k nule, rapidně roste rezonanční frekvence spolu s maximální hodnotou napětí na piezosnímači. Pokud tedy dojde ke změně vlastní kapacity piezosnímače vlivem teploty větší než je 5 % původní hodnoty a není provedena žádná úprava obvodu negativní kapacity (viz. obr.: 2.8), tlumicí účinek se vytratí. Zároveň je však člověk v praxi limitován možnostmi součástek. Jak je vidět, napětí dosahuje hodnoty v řádu jednotek desítek voltů. To samozřejmě souvisí s intenzitou buzení, ale v každém případě napětí na výstupu použitého operačního zesilovač bude limitujícím faktorem použití této techniky.

V porovnání s předchozími technikami je tato technika podle simulací nejúčinnější. Oproti přidanému odporu nabízí v mezích stability numerického výpočtu $4,5 \times$ větší tlumicí účinek. Zároveň tato technika není tak složitá na implementaci jako technika SSDI.

3.3.4 Tlumení přepínané podle stavu na napětí

Výsledky simulací modelu s tlumením přepínaným podle stavu na napětí jsou oproti předchozím zmíněným modelům zajímavější. V podkapitole 3.2.4 bylo řečeno, že u tohoto modelu se dají provádět simulace odezvy systému na změnu dvou říditelných parametrů: velikost použitého napětí skrze parametr k_u a fázový posun ϕ . Také je potřeba připomenout, že v obou modelech se nachází jistá nepřesnost, která může být zanedbána, ale je dobré ji mít na mysli.

Po pár prvních simulacích byla určena nová mez koeficientu k_u . Pro $k_u > 0,7$ se totiž začínala objevovat hlavní nevýhoda SSDV, o které byla řeč již v podkapitole 2.4, tedy nestabilita. Systém je buzen právě oním piezosnímačem, který má sloužit k jeho utlumení nebo ke změně rezonanční frekvence. Všechny následující simulace tedy byly prováděny



Obrázek 3.13: Závislost odezvy systému na velikosti kapacity

pro $k_u \in \langle 0; 0,7 \rangle$. Malou odbočkou byly simulace, kdy napětí nemělo konstantní hodnotu, ale jednalo se o sinusovky. Ty mohly mít amplitudu napětí pro koeficient k_u vyšší než 0,7 – zhruba do hodnoty 0,85.

Původní představa o vlivu změny výše řečených parametrů byla následující. Pro fázový posun 0° dojde k největšímu utlumení systému. Rezonanční frekvence se mírně sníží, což vyplývá z obecně známého vztahu $f_{rez} = f_0 \sqrt{1 - b_r^2}$, kde f_{rez} je nová rezonanční frekvence, f_0 je vlastní frekvence netlumeného systému a b_r je poměrný útlum. Z toho je jasně vidět, že při zvýšení tlumení (tím pádem i zvýšení poměrného útlumu) dochází ke snížení rezonanční frekvence systému. Při fázovém posunu 90° a 270° by mělo dojít k největšímu zvýšení respektive snížení rezonanční frekvence při zachování stejné amplitudy výchylky systému jako v případě, kdy není vůbec ovlivněn. Posledním pomyslným extrémem s jasně předpokládaným chováním je případ $\phi = 180^\circ$. Systém zde má záporné tlumení (je tedy buzen) a měl by tak dosahovat nejvyšší amplitudy výchylky v mírně zvýšené rezonanční frekvenci oproti původní.

Další předpoklad byl, že pro případy fázového posunu mezi těmito extrémy se bude odezva systému pohybovat mezi limity dvou sousedních extrémů. Čili jestliže bude platit, že $\phi = 30^\circ$, budou hodnoty odezvy systému někde mezi hodnotami amplitudy výchylky a rezonanční frekvence pro extrémy $\phi = 0^\circ$ a $\phi = 90^\circ$ pro konstantní k_u . Pro vliv hodnoty k_u bylo předpokládáno, že vyšší hodnoty budou systém ovlivňovat více ve směru daném fázovým posuvem. Tedy pokud bude fázový posun nastaven na zvýšení tuhosti systému,

tak $k_u = 0,6$ tuto tuhost zvýší více než $k_u = 0,2$.

Tyto předpoklady se potvrdily pro případy s nízkým k_u . Jak lze vidět na obr.: 3.14a k největší změně frekvence dochází pro hodnoty fázového posunu 90° a 270° . Na obr.: 3.14b je poté vidět, že k největšímu utlumení systému dochází pro fázový posun 0° (360°) a systém je nejméně utlumen pro případ $\phi = 180^\circ$. Nespojivosti v grafu jsou přisuzovány numerické nepřesnosti. Pro tyto simulace byl nejdříve použit model s pevným krokem řešiče, který dával spojitě výsledky. Avšak pro svou výpočetní náročnost se nedal z časových důvodů použít na bližší zkoumání. Byl tedy použit model pro řešič s proměnnou délkou kroku. To zapříčinilo některé odchylky od trendu, který je však v grafu stále jasně vidět.

Pro vyšší hodnoty k_u se však tento trend začíná měnit. K největší změně rezonanční frekvence už nedochází pro $\phi = 90^\circ$ a 270° . Z grafů na obr.: 3.14c, 3.14e a 3.14g je vidět, že k největší změně rezonanční frekvence dochází blíže ve směru k maximálnímu utlumení systému, kde čím vyšší hodnoty nabývá k_u , tím blíže k $\phi = 0^\circ$ nebo 360° nastává nejradikálnější změna rezonanční frekvence. Zároveň se zde pro vyšší hodnoty k_u začíná projevovat chyba modelu zmíněná v podkapitole 3.2.4. Zejména na obr.: 3.14g je to dobře patrné. Křivka zde již není symetrická. Tento problém se projevuje až pro fázový posun větší než 300° , a je proto tedy zanedbatelný.

V případě jednoduchého systému bez PE komponent buzeného harmonicky jsou průběhy jednotlivých stavových veličin (zrychlení, rychlost, výchylka) provázané rezonanční frekvencí ω podle h obecně známých vztahů:

$$x(t) = X \sin(\omega t + \beta), \quad (3.5)$$

$$\dot{x}(t) = X\omega \cos(\omega t + \beta), \quad (3.6)$$

$$\ddot{x}(t) = -X\omega^2 \sin(\omega t + \beta), \quad (3.7)$$

kde X je amplituda a β je počáteční úhel. Z těchto rovnic se dají vyextrahovat vztahy pro amplitudy jednotlivých stavových veličin závislých mezi sebou:

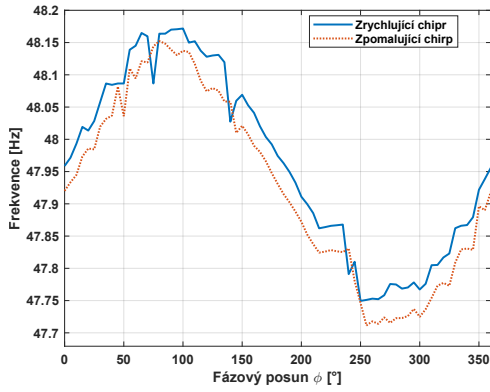
$$\ddot{x}_a = \omega \cdot \dot{x}_a, \quad \ddot{x}_a = \omega^2 \cdot x_a, \quad (3.8)$$

$$\dot{x}_a = \omega \cdot x_a, \quad (3.9)$$

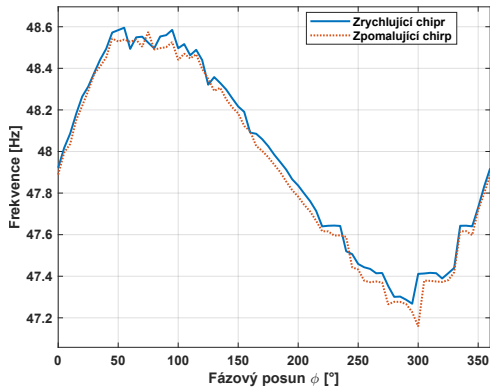
$$x_a = X. \quad (3.10)$$

Když se tedy mění poměrný útlum systému, mění se i amplituda výchylky a podle výše zmíněných vztahů i amplitudy ostatních stavových veličin systému pro konkrétní frekvenci kmitání. Přičemž rezonanční frekvence systému se lehce změní podle již zmiňovaného vztahu $\omega_{rez} = \omega_0 \sqrt{1 - b_r^2}$. Od hodnot stavových veličin také závisí jednotlivé síly, které v systému působí: síla tlumiče $F_b = b \cdot \dot{x}$, setrvačná síla $F_m = m \cdot \ddot{x}$ a síla pružiny $F_k = k \cdot x$. Pokud je tedy systém více tlumen, zmenší se amplitudy všech stavových veličin a proporcionálně s nimi i jednotlivé síly.

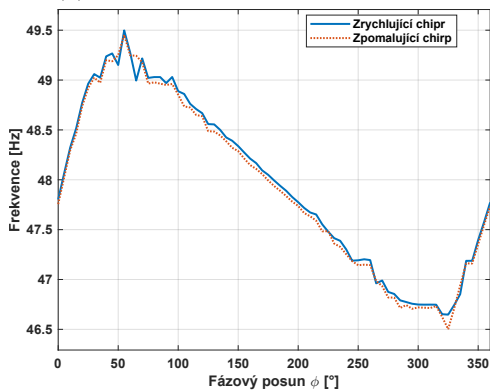
Pokud jsou však součástí systému PE komponenty, které jsou připojovány ke zdroji konstantního napětí, je jejich velikost síly působící na systém závislá pouze na hodnotě



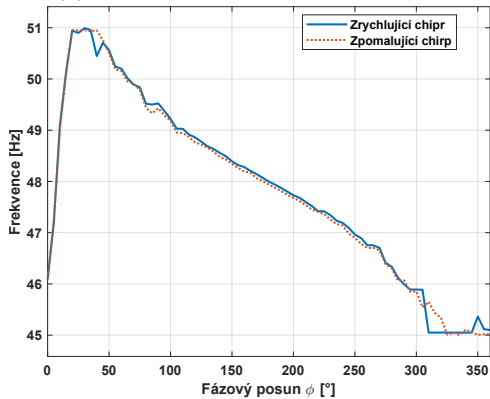
(a) f_{rez} závislá na ϕ pro $k_u = 0, 1$



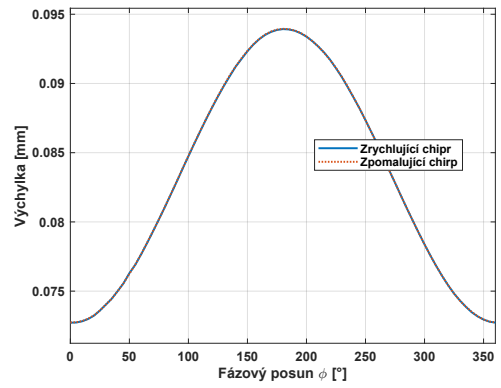
(c) f_{rez} závislá na ϕ pro $k_u = 0, 3$



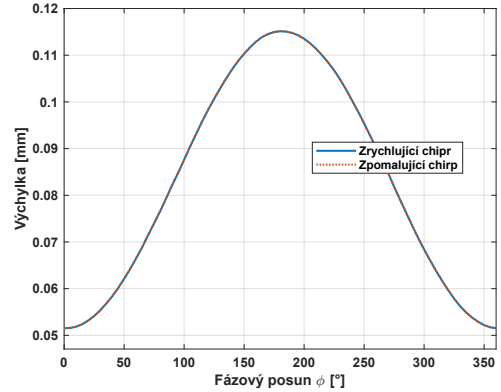
(e) f_{rez} závislá na ϕ pro $k_u = 0, 5$



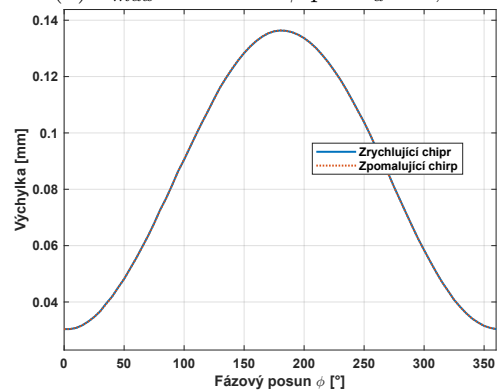
(g) f_{rez} závislá na ϕ pro $k_u = 0, 7$



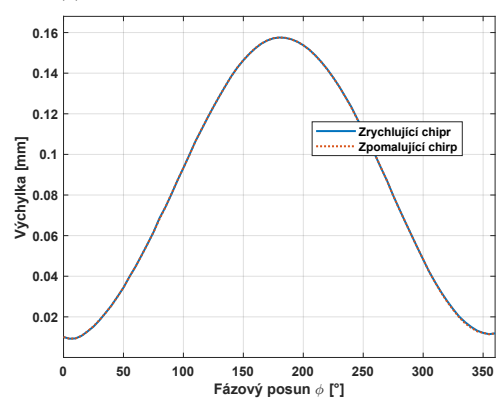
(b) x_{max} závislé na ϕ pro $k_u = 0, 1$



(d) x_{max} závislé na ϕ pro $k_u = 0, 3$



(f) x_{max} závislé na ϕ pro $k_u = 0, 5$

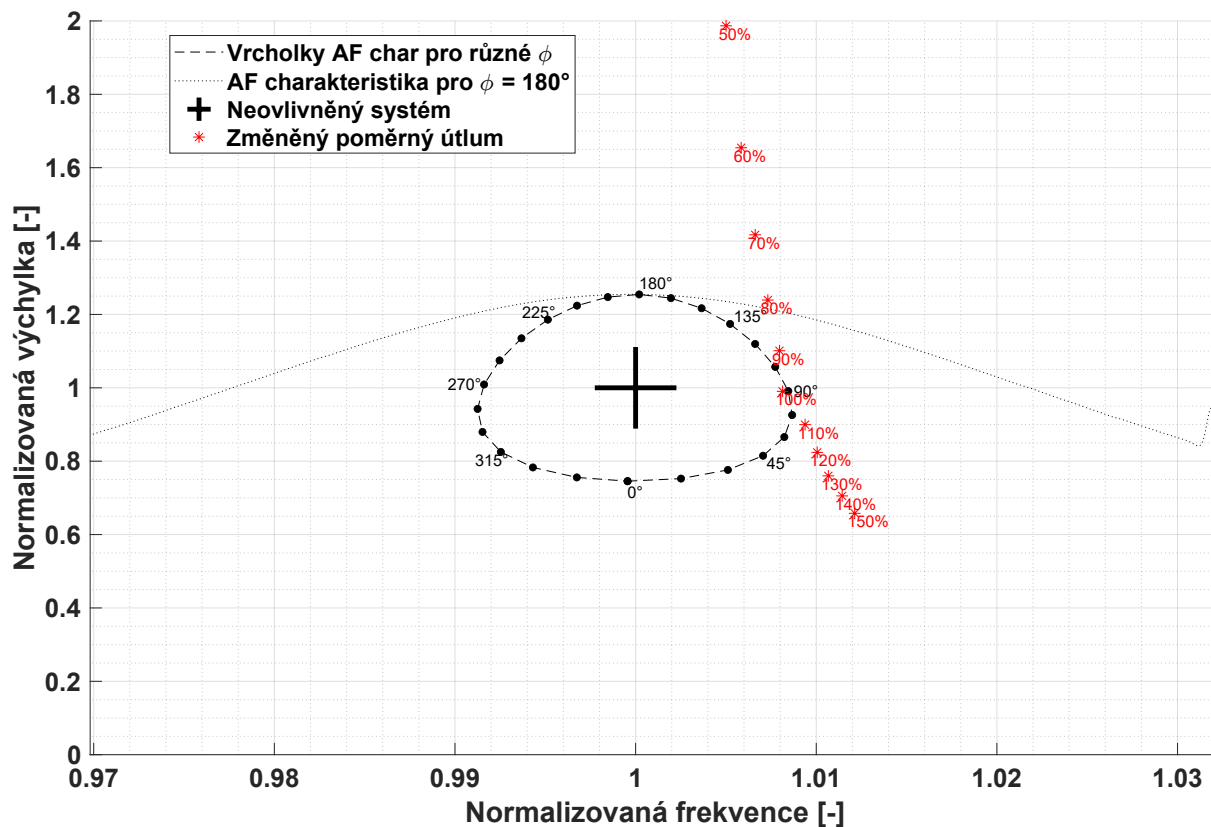


(h) x_{max} závislé na ϕ pro $k_u = 0, 7$

Obrázek 3.14: Závislost amplitudy výchylky a rezonanční frekvence systému na fázovém posunu pro $k_u \in [0, 1; 0, 3; 0, 5; 0, 7]$

tohoto napětí. Tudíž pokud je fázový posun ϕ takový, že systém je z větší části působení napětí tlumen a menší částí mění jeho tuhost, jsou síly vlastního systému malé. Síla, která mění v systému tuhost, je však poměrově k síle pružiny F_k velká. Tím pádem má na systém obrovský účinek i přesto, že na něj působí pouze malou chvíli.

Pro ověření této myšlenky byla provedena následující simulace, jejíž výsledek je vidět na obr.: 3.15. V simulaci bylo k_u nastaveno na hodnotu 0,2 a $\phi = 90^\circ$. Následně



Obrázek 3.15: Vliv poměrného útlumu na systém s piezoelektrickými komponenty

byl měněn poměrný útlum b_r v rozmezí 50 % až 150 % původní hodnoty. Velký černý kříž reprezentuje vrchol amplitudo-frekvenční (AF) charakteristiky systému bez ovlivnění PE komponenty. Všechny ostatní hodnoty jsou normovány na tuto rezonanční frekvenci a hodnotu amplitudy. Čárkovanou černou čarou je zobrazena spojnice všech vrcholů AF charakteristik pro $k_u = 0,2$ a $\phi \in [0^\circ : 15^\circ : 360^\circ]$. Černou tečkovanou čarou je zde vynesena AF charakteristika pro případ, kde je $\phi = 180^\circ$. Červené hvězdičky reprezentují jednotlivé vrcholy AF charakteristik pro různé hodnoty poměrného útlumu při konstantních hodnotách $k_u = 0,2$ a $\phi = 90^\circ$. Jak si lze všimnout, pro vyšší hodnoty poměrného útlumu dochází k větší změně rezonanční frekvence. Je to způsobeno právě tím, že se síly v systému zmenšují úměrně amplitudě výchylky. Ačkoliv je tedy velikost síly, jež vyvíjí piezosnímač, stále stejná, poměrově se vůči síle od pružiny zvětšuje, a má tak větší vliv na změnu rezonanční frekvence.

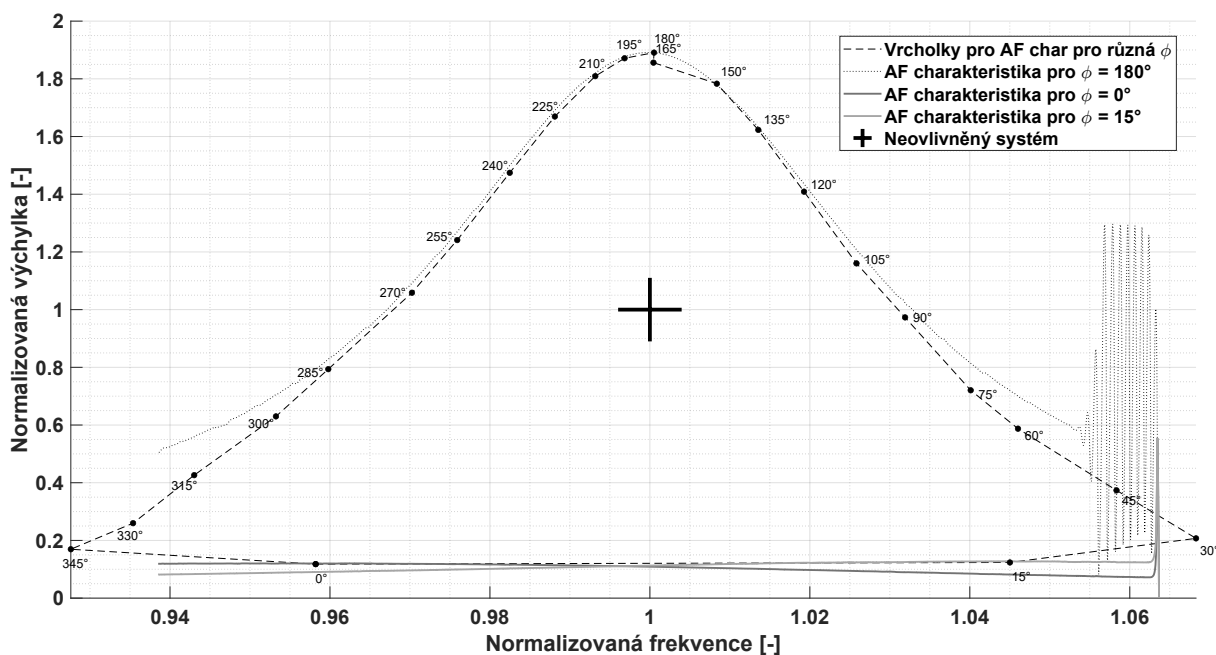
3.3.5 Shrnutí simulací

Bylo provedeno velké množství simulací s různými modely a různými nastaveními. Na všech modelech se podařilo potvrdit věci popsané v řešeršní části (2). Podle simulací byl jako nejzajímavější model pro zkonstruování experimentálního zařízení určen model SSDV s pro-

měnným fázovým posunem. Výstupem z provedených simulací jsou základní požadavky na experimentální zařízení. Tyto požadavky vypadají konkrétně takto:

- ze vstupního signálu určit znaménko rychlosti,
- mít možnost měnit nastavené napětí,
- mít možnost měnit fázový posun,
- přivést na svorky piezosnímače dané napětí v daný okamžik.

Stanoveným cílem pro experiment je graf na obr.: 3.16. Tento graf zobrazuje vrcholky AF charakteristik pro $k_u = 0,7$ a $\phi \in [0^\circ : 15^\circ : 360^\circ]$ (černá čárkovaná křivka). Černý kříž uprostřed opět reprezentuje AF charakteristiku neovlivněného systému a celý graf je na tyto hodnoty frekvence a amplitudy výchylky normován. Černá tečkovaná čára znázorňuje AF charakteristiku pro případ $\phi = 180^\circ$. Je zajímavé si všimnout, že tato AF charakteristika dělá jakousi obálku, kterou poté žádný vrchol jiné AF charakteristiky nepřesahuje. Plné čáry v odstínech šedi dále reprezentují AF charakteristiky pro fázový posun roven 0° a 15° . Na nich je zajímavé, že pokud by byla snaha co nejvíce tlumit vibrace ve frekvenčním pásmu kolem rezonance původního systému, bylo by výhodné přepnout v místě původní rezonance fázový posun z 0° na 15° .



Obrázek 3.16: Vrcholky AF charakteristik pro proměnný fázový posun při $k_u = 0,7$

4 Experimentální zařízení

Celé experimentální zařízení, které má být použito pro měření, se má sestávat ze své mechanické a elektronické části. Na něm se mají ověřit závěry a výstupy ze simulací. Mechanickou část má tvořit jednoduchý systém, který lze popsat pomocí základní dynamické rovnice 2.1. Navíc má být mechanická část doplněna o piezoelektrické komponenty, skrze které má být celý systém ovlivňován. Zároveň je cílem této práce vytvořit takovou elektroniku, která bude schopna podle vstupního signálu o stavu systému určit aktuální znaménko rychlosti a přivést na svorky PE komponent požadované napětí s požadovaným fázovým posunem.

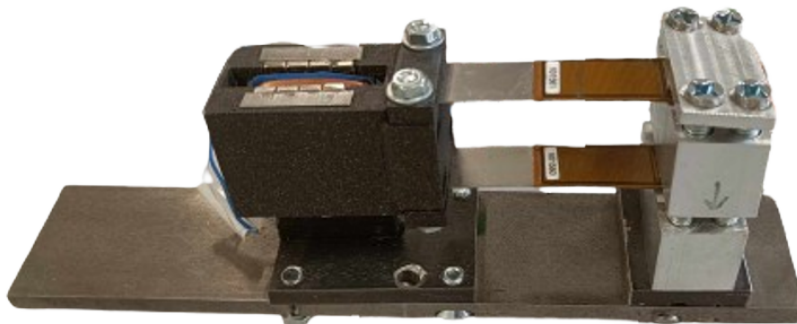
4.1 Mechanická soustava

4.1.1 Požadavky na mechanický systém

Konstrukčně nejjednodušším systémem, který splňuje výše zmíněné, je obyčejný vetknutý nosník. Ten může být tvořen hliníkovým plechem ve tvaru obdélníku. Na něj se poté dají v párech na protilehlé strany přilepit desky z MFC jako PE komponenty. Jedna z MFC desek by sloužila jako snímač a zbylé jako aktuátory. Zde by napětí na piezosnímači odpovídalo aktuální výchylce a bylo by tak nutné z tohoto signálu zjišťovat buď znaménko derivace anebo by se pro určení momentu průchodu rychlosti nulou musel využít špičkový detektor.

4.1.2 Zvolené zařízení

Při zkoumání technologických možností a způsobů výroby takovýchto zařízení bylo v laboratoři skupiny kolem pana doc. Hadaše objeveno naprosto vyhovující zařízení. Jedná se o prototyp hybridního sběrače energie, který kombinuje elektromagnetickou a piezoelektrickou přeměnu energie. Fotka tohoto zařízení je na obr.: 4.1.



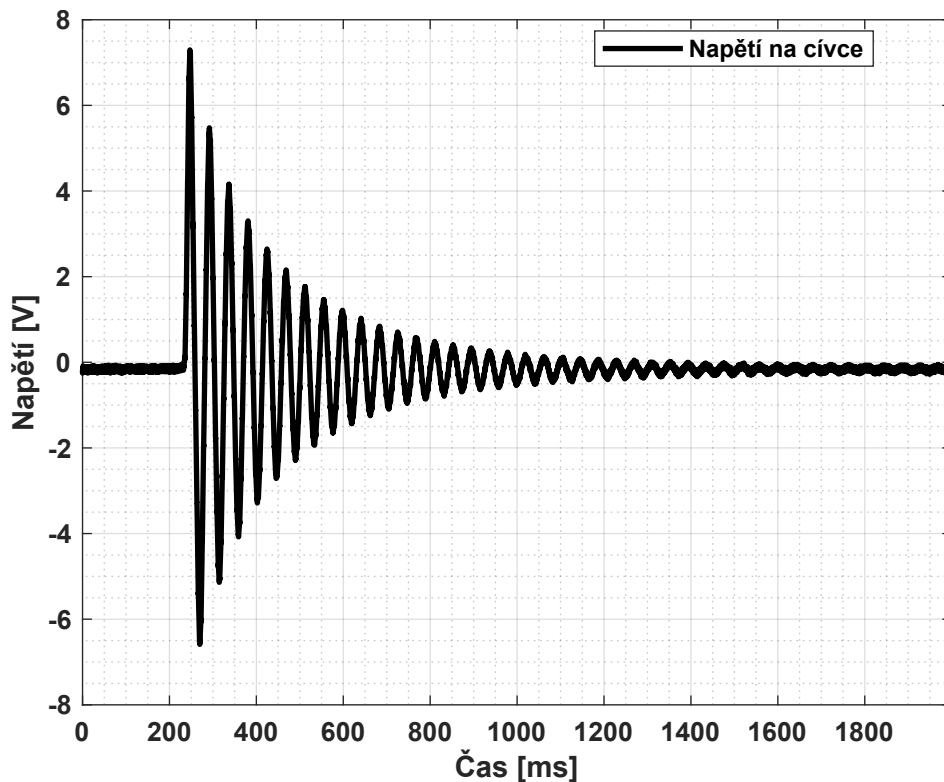
Obrázek 4.1: Hybridní sběrač energie

Hlavní výhodou použití tohoto zařízení byla místo tvorby nového vlastního především úspora času, dále pak úspora materiálu, kde nejdražší položkou jsou byly piezosnímače.

Další výhodou byla přítomnost obou druhů přeměn mechanické energie na elektrickou. Piezoeletrického principu se tak dalo využít čistě na změnu modálních vlastností systému, zatímco elektromagnetický princip mohl být využit pouze na snímání stavu systému. Což je také mnohem lepší případ, jelikož napětí na cívce je úměrné rychlosti podle vztahu:

$$u(t) = BNL \cdot \dot{x}(t), \quad (4.1)$$

kde B je hodnota magnetické indukce, N je počet závitů a L je indukčnost cívky. Tudíž zde již máme přímo informaci o znaménku rychlosti. Přesné hodnoty výše zmíněných veličin nás však nemusí trápit. Důležité je hlavně určení maximálního napětí, které dokáže cívka vygenerovat. Za tímto účelem byl systém vychýlen až na svůj mechanický doraz a osciloskopem byl zaznamenán průběh cívkou generovaného napětí, který je vidět na obr.: 4.2. Maximální hodnota zde byla necelých 8 V.



Obrázek 4.2: Průběh napětí na cívce

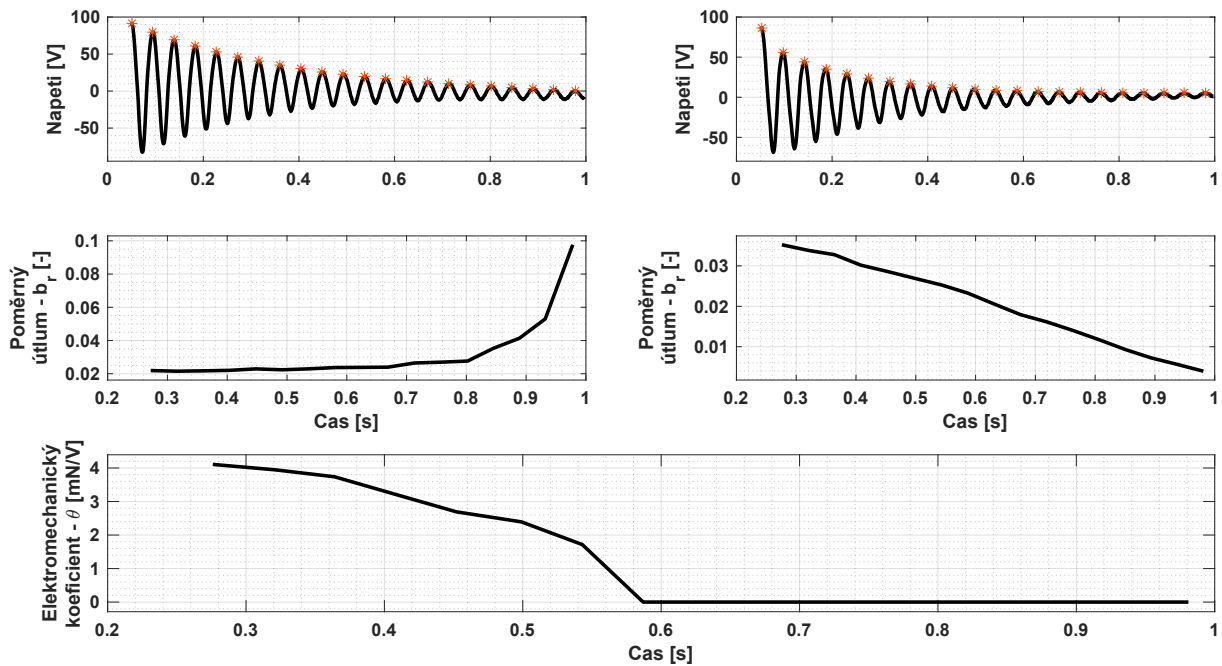
Dále byly určeny diskretizované parametry systému. Hmotnost části skládající se z hliníkových planžet, piezosnímačů a magnetů v 3D vytisknutém pouzdru byla zvážena. Vlastní frekvence byla určena z předchozího měření pomocí rychlé Fourierovy transformace v MATLABu. Z tohoto údaje se poté pomocí základního vzorce $2\pi f = \sqrt{\frac{k}{m}}$ určila tuhost systému. Následně byla pomocí RLC metru změřena vlastní kapacita 4 paralelně spojených piezosnímačů. Pro určení elektromechanického koeficientu θ byla použita metoda výpočtu z různých elektrických zátěžích, která je uvedena v [18]:

$$\theta = 2\omega_0 \sqrt{(b_{r-opt} - b_r) \cdot C_p \cdot m}, \quad (4.2)$$

kde b_{r-opt} je poměrný útlum pro optimální elektrickou zátěž a b_r je poměrný útlum systému bez elektrické zátěže. Ve výše zmíněné práci je uveden zároveň i vztah pro určení optimální elektrické zátěže:

$$R_{opt} = \frac{1}{C_p \omega_0}. \quad (4.3)$$

Za účelem získání potřebných parametrů tedy byla provedena další měření: jedno bez elektrické zátěže a druhé s optimální elektrickou zátěží určenou vztahem 4.3 jako 41 k Ω . Výsledky měření a výpočtů jsou na obr.: 4.3.



Obrázek 4.3: Záznam měření pro určení elektromechanického koeficientu θ

Avšak jak je uvedeno ve zdroji [18], pro správné určení θ je nutné dostatečně přesně změřit poměrný útlum systému. To však není tak jednoduché, jelikož se na reálném systému projevují různé nelinearity. Výsledky je proto nutné brát s určitou rezervou. Rozumně zvolené použité parametry jsou shrnuty v tabulce 4.1.

Tabulka 4.1: Soustředěné parametry jedno hmotového modelu experimentálního zařízení

Parametr	Značka	Hodnota
Hmotnost	m	92,5 g
Tuhost	k	1865 N/m
Mechanické tlumení	b	0,5648 Ns/m
Elektromechanický koeficient	Θ	3 mN/V
Vlastní kapacita pieza	C_p	170 nF

4.2 Elektronika

4.2.1 Požadavky na zařízení

Vstupní požadavky z kapitoly 3 byly upraveny omezením na konkrétní hodnoty vázající se jak na mechanický systém, tak na bezpečnostní opatření. Pro zjednodušení práce v laboratorních podmínkách bylo nastaveno limitní napětí na 60 V, což je trvalé povolené dotykové napětí pro suché prostory za normálních podmínek. To se dá o laboratoři, kde bude experiment proveden, říci.

Elektronika má být schopna určovat znaménko rychlosti ze signálu napětí z cívky o amplitudě ± 8 V. Je kladen důraz na dobu změny stavu, jenž by se měl pohybovat maximálně v řádech nanosekund. Dále by vyrobené zařízení mělo být schopno signál zpozdít o 0° až 360° v rozsahu frekvencí 10 až 35 Hz. Z toho tedy plyne časový rozsah zpoždění 0 až 10 milisekund. Nulové zpoždění je reálně nedosažitelné, bude se proto brát zpoždění do 5 mikrosekund jako zanedbatelně malé vůči dynamice mechanického systému.

Dále má být elektronika schopna v tento okamžik přivést na svorky PE komponent dané napětí v rozmezí 0 až 60 V. Elektronika toto musí zvládnout provést pro kapacitní zátěž o velikosti $C = 170\text{nF}$.

Shrnutí

Elektronika má zvládat:

- určit znaménko signálu v rozsahu ± 8 V v řádech nanosekund,
- nastavit zpoždění signálu v rozmezí 5 μs až 10 ms,
- přivést v daný okamžik napětí v rozsahu 0 až 60 V na svorky piezosnímačů.

4.2.2 Návrh zařízení

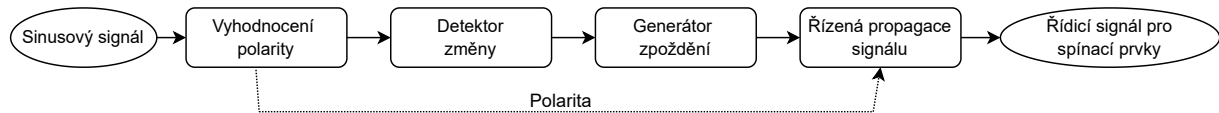
Celý myšlenkový návrh zařízení byl silumován v opensource programu Falstad. Tento program je vhodný pro analýzu a vizualizaci analogových obvodů. Jeho implementace zahrnuje algoritmy numerické analýzy obvodů, jako je metoda uzlových napětí a smyčkových proudů. Falstad umožňuje uživatelům vytvářet komplexní obvody s různými prvky od základních, jako jsou rezistory, kondenzátory a cívky, až po složitější aktivní prvky, jako jsou operační zesilovače, logická hradla a spínací prvky. Díky svému grafickému uživatelskému rozhraní a interaktivnímu prostředí je velice jednoduchý na ovládnutí a umožňuje sledovat průběhy napětí a proudů na uživatelem zvolených místech obvodu.

Z důvodu časového omezení při tvorbě této práce bylo pro zjednodušení řečeno, že místo vytváření fázového posunu se bude postačující vytvořit zařízení, které bude zajišťovat pouze zpoždění o nastavitelné hodnotě. Dále součástí zařízení nebude nastavitelný zdroj napětí, ale využije se externí laboratorní zdroj.

Řídicí část elektroniky

Schématicky znázorněný koncept řídicí elektroniky je možné vidět na obr.: 4.4. Cílem je tedy vytvořit zařízení, jež se bude skládat z jednotlivých bloků vykonávajících funkce

popsané v diagramu. Konkrétně se tedy jedná o bloky *vyhodnocení polarity* ze vstupního sinusového signálu, *detektor změny* výstupu vyhodnocené polarity pro spuštění bloku *generátor zpoždění*, který bude dále řídit blok *řízená propagace signálu*, jenž poté v příslušný čas vydá signál pro část se spínacími prvky.



Obrázek 4.4: Schematický koncept řídicí elektroniky

Vyhodnocení polarity vstupního signálu

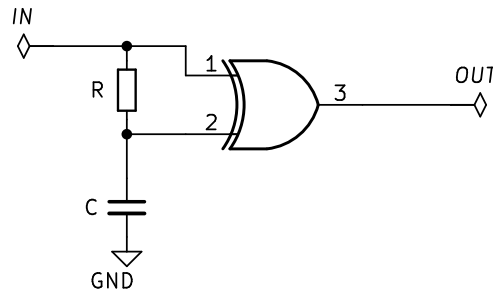
Vstupní signál byl ve Falstadu simulován zdrojem sinusového napětí o proměnné amplitudě 200 mV až 8 V a proměnné frekvenci 10 až 100 Hz. K určení polarity byl zvolen komparátor bez přidaného vstupního RC filtru. Důvodem byla snaha zanést do celého systému co nejmenší možné zpoždění. Ze stejného důvodu nebyla u komparátoru nastavena ani žádná hystereze. Vzhledem k poměrně velkému rozsahu vstupního napětí (± 8 V, jako rezerva bylo počítáno s ± 12 V) nebylo možné vybrat komparátor s dvojčinným koncovým stupněm. V nabídce pro tyto rozsahy vstupních napětí jsou komparátory pouze s typem výstupu Open-Collector/Drain. Komparátor tedy musel být schopen pracovat buďto se symetrickým napájením ± 12 V, nebo s napájecím napětím alespoň o velikosti 24 V.

Zvoleným komparátorem byl model TL331 od firmy Texas Instruments. Ta ve svém datasheetu uvádí maximální propagační zpoždění 1000 ns, což je stále v toleranci. Je ho možné napájet napětím v rozmezí 2 až 36 V a na vstupu může mít napětí od 0 V po napětí o 1,5 V menší, než je jeho napájecí napětí [19]. Komparátor TL331 byl vybrán jak kvůli výše zmíněným parametrům, tak pro svou nízkou cenu. Tímto bylo také učiněno rozhodnutí o použité hladině napětí pro napájení. Pro logické obvody bude použito 12 V, stejně tak jako pro jednu svorku měřicí cívky. Komparátor samotný poté bude napájen z 24 V, aby mohl mít na vstupu nyní pozmeněné napětí z cívky na 4 až 20 V. Falstad umožňuje simulovat přímo komparátor s výstupem High-Z/GND, což je to samé jako výstup typu Open-Collector/Drain. Avšak pro správnou funkčnost následujícího bloku bylo nutné za komparátor zařadit komplementární signálový pár N a P MOSFETu.

Detektor změny výstupu komparátoru

Pro spuštění generátoru zpoždění je potřeba vytvořit jednorázový signál. Jedná se o krátký pulz, který vznikne pokaždé, kdy se změní logická hodnota výstupu komparátoru. Pro tento účel bylo logické hradlo XOR na jednom svém vstupu doplněno o RC člunek (filtr typu dolní propust). Schéma tohoto zapojení je vidět na obr.: 4.5. Tento filtr způsobí, že při změně na výstupu komparátoru dojde na jednom vstupu hradla XOR ke zpoždění této změny, což způsobí na malou dobu překlopení výstupu do logické jedničky. Pokud by však nebyl za komparátor zařazen komplementární signálový MOSFET a vstup tohoto hradla by byl připojen na Open-Collector/Drain výstup, už by nemuselo dojít k překlopení hradla v požadovaný čas. Na výstupu komparátoru totiž musí být připojený pull-up rezistor, který definuje napěťovou hladinu, pokud je výstup komparátoru otevřen. Tento

pull-up rezistor by však tvořil s rezistorem z RC článku napěťový dělič, a tím by došlo ke změně napěťové úrovně na vstupu č. 1. Vzhledem ke zvolené napájecí napěťové hladině 12 V bylo vybráno hradlo HEF4070.



Obrázek 4.5: Detektor změny výstupu komparátoru

Generátor zpoždění

Nejrozšířenějším integrovaným obvodem pro časovací účely je NE555. Není tedy žádnou výjimkou, že volba pro účel generátoru zpoždění padla na něj. Hlavními výhodami je jeho jednoduchost, všestrannost a díky masové produkci také levná cena. Zároveň je schopen operovat při napětích od 5 do 15 V. Pro generování časového zpoždění bylo použito jeho zapojení do tzv. monostabilního módu. Schéma tohoto zapojení lze vidět na obr.: 4.6.

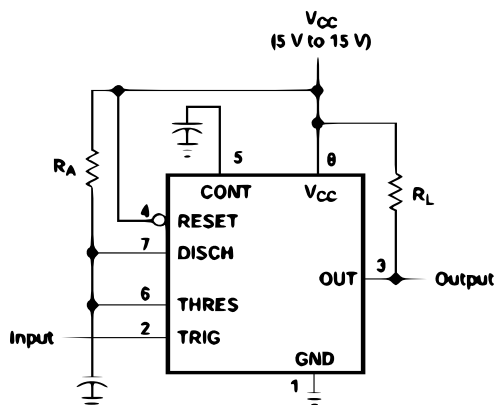
v monostabilním režimu při sestupné hraně na nožičce č. 2 (TRIG) dojde k překlpení výstupu do logické jedničky. Zároveň je rozpojena nízko impedanční cesta mezi nožičkou č. 7 (DISCH) a nožičkou č. 1 (GND). Tím se kondenzátor připojený k nožičce č. 6 (THRES) začne nabíjet prostřednictvím odporu R_A . Po dosažení napěťové úrovně shodné nebo vyšší než jsou dvě třetiny napájecího napětí, dojde k překlpení výstupu opět do logické nuly a otevření nízko impedanční cesty mezi DISCH a GND. Tím se kondenzátor rychle vybije a je připraven na nový časovací cyklus.

Délka toho pulzu je tedy dána velikostí odporu R_A a kapacitou připojeného kondenzátoru. Tento vztah také popisuje vzorec:

$$t = R_A C \cdot \ln \left(\frac{V_{cc}}{V_{cc} - V_{th}} \right), \quad (4.4)$$

kde V_{cc} je hodnota napájecího napětí (v tomto případě 12 V) a V_{th} je rovno dvěma třetinám tohoto napětí, pokud není nožička č. 5 (CONT) připojena k jiné napěťové hladině. To proto dělá z hodnoty logaritmu konstantu a jedinými prvky v rovnici, které ovlivňují výsledek, jsou R_A a C .

Jako odpor R_A byl zvolen trimmer o hodnotě 600 mΩ až 10 kΩ s jedenácti otočkami. Tím bylo docíleno použitelného rozlišení pro nastavení požadované hodnoty. Jelikož by jediná hodnota kapacity v kombinaci s tímto trimmerem nestačila pro pokrytí celého požadovaného rozpětí 5 μs až 10 ms, byly v návrhu použity tři různé kapacity o velikostech 150 nF, 470 nF a 4,7 μF, mezi kterými je možno mechanicky přepínat.



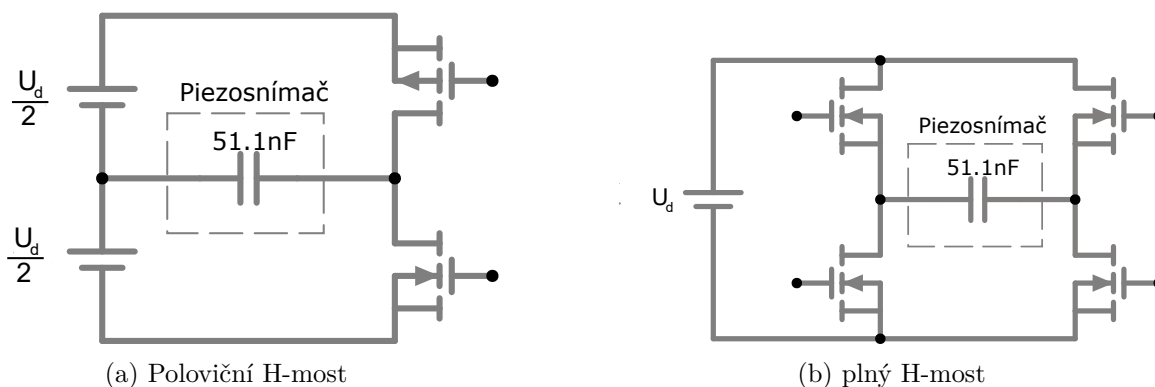
Obrázek 4.6: Monostabilní zapojení integrovaného obvodu ne555, převzato z [20]

Řízená propagace signálu

Po tomto bloku se chce, aby na svůj výstup dal stejnou hodnotu, jako je hodnota komparátoru v okamžiku, kdy dojde do konce předchozí časovací děj. Zároveň má tuto hodnotu na svém výstupu udržet až do dalšího konce časovacího děje i přes to, že se změní hodnota komparátoru mezi těmito událostmi. K tomuto účelu byl zvolen JK klopný obvod. Ten zvládá výše popsanou funkci bez dalších přídatných obvodů nebo komponentů. Konkrétně byl vybrán čip HEF4027.

Výstupní část elektroniky

Pro část experimentálního zařízení, jež má zajišťovat připojení žádaného napětí na svorky piezosnímače, přicházejí v úvahu dva koncepty znázorněné na obr.: 4.7. Jeden využívá ke své funkci čtyři spínací prvky, druhý pouze dva.



Obrázek 4.7: Konceptní možnosti výstupní části elektroniky

Výhodou konceptu na obr.: 4.7a je menší počet potřebných spínacích prvků a tím pádem i jejich budičů. V případě použití spínacího prvku typu P jako horního tranzistoru (T_H) a typu N jako dolního (T_D) se celé buzení ještě více zjednoduší. Nevýhodou tohoto zapojení je, že na piezosnímač dokáže přivést napětí pouze o hodnotě $\pm U_d/2$.

V případě, který je zobrazen na obr.: 4.7b, je hodnota napětí připojeného ke svorkách piezosnímače plný rozsah $\pm U_d$. Je k tomu však zapotřebí dvojnásobný počet spínacích prvků a k nim patřících budičů. Navzdory tomu však byl vybrán plný H-most, jelikož je kvůli bezpečnosti omezena maximální hodnota napětí U_d na 60 V.

Špatný schématický symbol

Pro ověření ostatních funkcionalit desky byl problém špatného schématického symbolu vyřešen zvednutím nožiček z plošek se špatnými cestami a přetrasováním pomocí přidání drátku. To umožnilo otestovat zbylé části desky bez nutnosti vytváření nového návrhu.

Špatný blokový kondenzátor

Ve Falstad simulaci (obr.: 4.9) je použit na vstupním pinu obvodu NE555 blokový kondenzátor. Ve stavu, kdy je na vstupu logická jednička, je kondenzátor vybitý. V případě příchozí sestupné hrany se na něm napětí nemůže skokově změnit, a tak dojde k odstartování časovacího procesu. Kondenzátor se od toho okamžiku začíná nabíjet pro případ, kdy by spouštěcí signál nepřešel sám znovu do stavu logické jedničky. Pokud by totiž zůstal ve stavu logické nuly a časovací RC by už chtěl překlopit výstup NE555, k jeho překlopení by nedošlo, jelikož vstup TRIG je dominantnější než THRES.

Zde však z neznámých důvodů (nejspíše nějaké parazitní jevy) nedocházelo ke spuštění časovací sekvence. Řešením bylo nahrazení blokovacího kondenzátoru zkratem a zvětšení hodnoty pull-up rezistoru, aby nedocházelo ke zbytečnému maření energie. Funkčnost blokovacího kondenzátoru totiž zařizoval detektor změny sám o sobě. Délka jeho pulzu byla dána pouze použitou kombinací jeho rezistoru a kapacitoru.

Špatná spouštěcí hrana JK klopného obvodu

V simulaci je ve výchozím nastavení používán JK klopný obvod, jenž je spouštěn sestupnou hranou. Tuto sestupnou hranu zároveň vytváří výstup obvodu NE555. Bohužel však CMOSové JK klopné obvody schopné operovat s napájecím napětím 12 V jsou vyráběny pouze spouštěné vzestupnou hranou.

Na vyrobené desce to bylo vyřešeno přidáním signálového N-MOSFETu a pull-up rezistoru mezi výstup obvodu NE555 a CLOCK pinem JK klopného obvodu, který zajistil invertování logiky. Deska proto fungovala, jak bylo zamýšleno.

Špatně zvolený footprint budičů LTC7004

V datasheetu výrobce udává, že má být odkrytá ploška, která je na spodní straně pouzdra budiče, vodivě spojena se zemí pro správnou funkčnost budiče a pro jeho potřebné chlazení. Kvůli špatné volbě footprintu při návrhu desky nebylo možné ručně připájet tuto odkrytou plošku na odhalenou vrstvu mědi spojenou se zemí celé desky. Místo elektricky vodivého spojení bylo tedy zajištěno pouze tepelně vodivé spojení teplo-vodivou pastou.

Toto řešení bylo prvních 20 min testování plně dostačující. Až poté nenadále při testování s reálnou cívkou došlo k přehřátí nejprve jednoho budiče, následně i všech zbývajících. Tento problém se již nepodařilo se stávajícím návrh desky nijak opravit, a bylo tak nutné vytvořit a nechat vyrobit druhý návrh.

Pomalé překlopení komparátoru TL331

V podkapitole 4.2.2 bylo řečeno, že komparátor TL331 byl vybrán pro svou nízkou cenu, vstupní a napájecí napěťový rozsah a přijatelné propagační zpoždění do 1000 ns. Při testování však byla reálná odezva v řádu desítek μs . Tato hodnota už je však nevyhovující. Jako řešení byl zvolen jiný model komparátoru, konkrétně LM311. Nejdříve byla tato změna ověřena na nepájivém poli, kde komparátor LM311 dosahoval propagačního zpoždění v řádu nízkých jednotek μs , a až poté zahrnuta do druhého návrhu.

4.2.4 Druhý návrh elektroniky

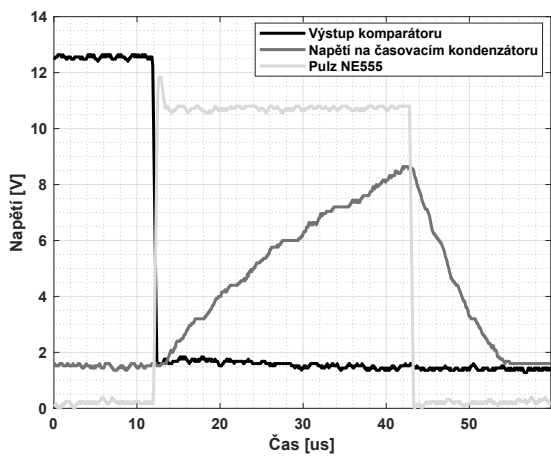
Druhý návrh elektroniky měl za cíl implementovat funkční řešení zmíněných problému v předchozí podkapitole 4.2.3. Další změnou bylo použití jiných MOSFETů hlavně kvůli pouzdru, jež je jednodušší zapájet ručně. Vybraným model byly PSMN039-100YS, které jsou dostupné v pouzdru SOT-669-05. Další změnou spojenou s ručním pájením byl footprint budičů LTC7004. Pájecí ploška pro odkrytou plošku byla zvětšena natolik, aby k ní byl zaručen přístup pro pájecí hrot i po umístění součástky na své místo.

Avšak ani toto opatření nezabránilo opětovnému vyhoření všech budičů. Na vině mohly být tyto příčiny:

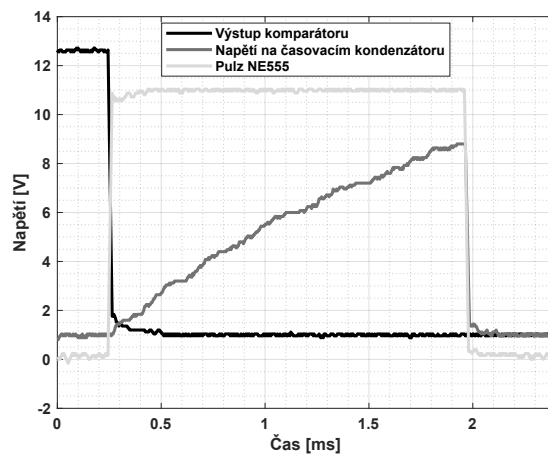
1. Opět špatné tepelné i elektrické spojení odkryté plošky se zemí desky způsobené ručním pájením.
2. Příliš velká frekvence spínání způsobená šumem na vstupu komparátoru v případě, že systém nekmital.
3. Testování řídicí části elektroniky bez připojeného napětí meziobvodu U_d .

Interní nábojová pumpa

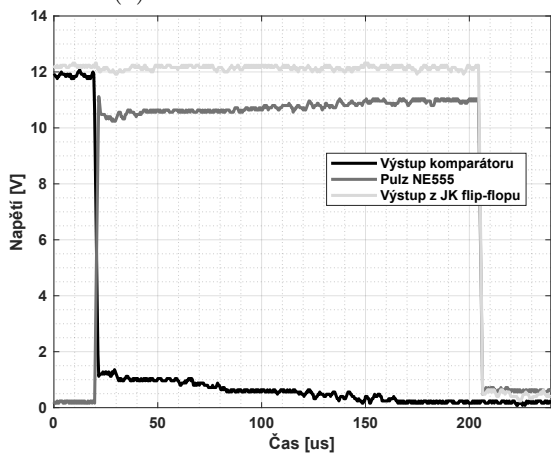
K odstranění vlivu potenciálních chyb způsobených ručním pájením byly budiče po ručním zapájení dány do infračervené pece. Ta měla minimalizovat možnost výskytu studených spojů. Jak již bylo zmíněno, budiče LTC7004 jsou schopny budit horní tranzistory do napětí 60 V a zároveň tak činit se střídou 100 %. K tomu využívají interní nábojovou pumpu. Ta má svůj limitní proud, který je schopná dodat, roven 30 μA . Tento proud ovlivňuje čas nabití boostovacího kondenzátoru. S tím souvisí prodleva, po které je budič schopen přivést požadované napětí na gate tranzistoru, po přivedení napájecího napětí. Zároveň to má vliv na hodnotu maximální spínací frekvence. Pokud by nároky překračovaly tyto limitní hodnoty, je nutné přidat schottkyho diodu mezi piny BTS a V_{cc} . Interní nábojová pumpa má zároveň dva zdroje, ze kterých čerpá podle toho, na jakém je zrovna vyšší potenciál. Buď se jedná o právě napájecí pin V_{cc} nebo o pin TS, který je spojen se sourcem N-MOSFETu. Odtud tedy vzešlo podezření na shoření budičů vlivem velké spínací frekvence způsobené šumem na vstupu komparátoru, pokud systém nekmital. Anebo na případ testování řídicí části elektroniky bez připojeného napětí meziobvodu U_d , kdy zároveň došlo ke zkratu napájecího napětí, to tak z 12 V kleslo na pouhé 3 V.



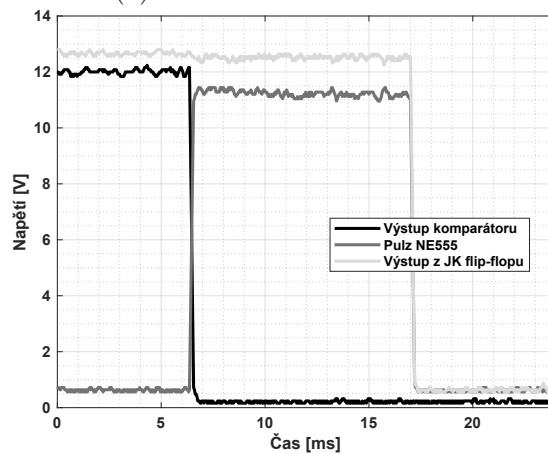
(a) $C = 150 \text{ nF}$ a $R = 165 \Omega$



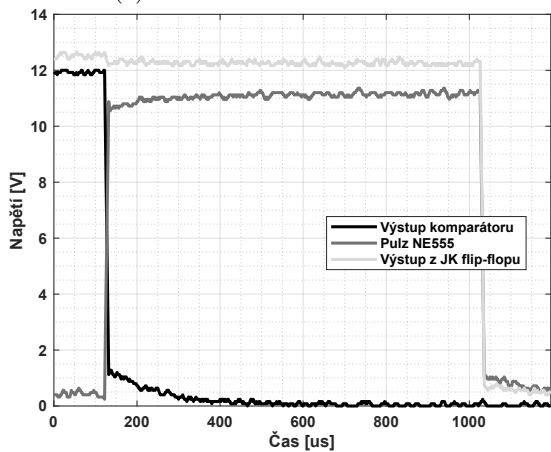
(b) $C = 150 \text{ nF}$ a $R = 10 \text{ k}\Omega$



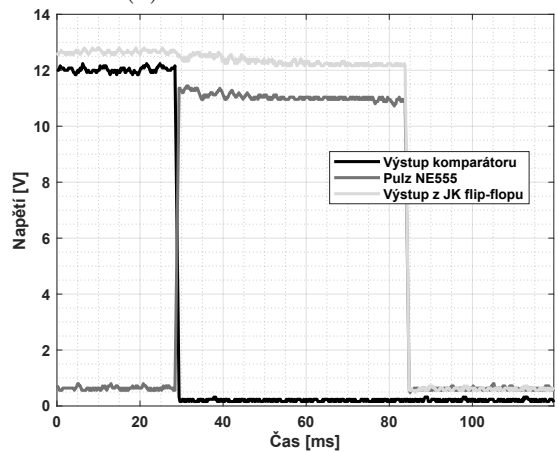
(c) $C = 940 \text{ nF}$ a $R = 180 \Omega$



(d) $C = 940 \text{ nF}$ a $R = 10 \text{ k}\Omega$



(e) $C = 4,7 \text{ uF}$ a $R = 180 \Omega$



(f) $C = 4,7 \text{ uF}$ a $R = 10 \text{ k}\Omega$

Obrázek 4.10: Průběhy z osciloskopu pro časovací pulz NE555 pro různé hodnoty C a krajní hodnoty trimmeru

Zkrat 12V napájení

V předchozí části popsáný problém, kdy napájecí napětí kleslo z hodnoty 12 V na pouhé 3 V, nastával v případě připojení měřicí cívky na vstup komparátoru. Při testování byly místo cívky na vstup přiváděny hodnoty napětí 0 nebo 24 V. Při těchto pokusech vše fungovalo, jak mělo. Následovalo tedy ověření funkčnosti s reálným zařízením. Avšak buď v momentu připojení cívky, nebo laboratorního generátoru funkcí došlo ke zkratování napájecího napětí.

Komparátor LM311 má svůj koncový stupeň tvořen bipolárním tranzistorem. O těch je známo, že mají svou nezanedbatelnou parazitní kapacitu mezi emitorem a kolektorem. Zároveň unipolární tranzistory potřebují pro sepnutí dodat určité množství náboje při daném napětí, takže se jejich vstup chová také jako kapacita. Tyto dvě kapacity jsou k sobě navzájem paralelně spojeny. Pakliže se mechanický systém nehýbe, je napětí generované na cívce nulové. Obě vstupní nožičky komparátoru jsou tudíž jakoby zkratované. Jakýkoliv šum tím pádem zapříčiňuje překlopení komparátoru. Ten chce napětí na svém výstupu měnit tak rychle, že výše zmíněné kapacity způsobí vyfiltrování napětí na jeho střední hodnotu 6 V. To však způsobí sepnutí obou MOSFETů (P i N), které následně zkratují napájecí napětí k zemi.

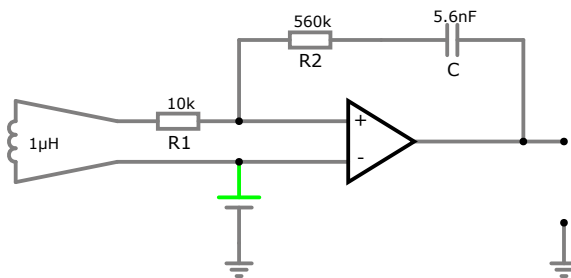
Dynamická hystereze

Tyto kapacity se nedají nijak zmenšit nebo omezit, jelikož přímo souvisí s danými součástkami. Muselo se tedy vyřešit zakmitávání výstupu komparátoru. Použití obyčejné hystereze nastavené zpětnovazebně dvěma odpory nepřicházelo v úvahu. Toto řešení totiž zavede zpoždění do celého systému. To samé se dá říct i o vstupním filtraci typu dolní propust. Řešením se ukázala být až dynamická hystereze popsána ve skriptech [21]. Přidáním blokovacího kondenzátoru do zpětné vazby se dá zamezit zpoždění a hysterezi časově limitovat. Schéma je na obr.: 4.11. Hodnoty součástek byly cíleny na dosažení hystereze 200 mV a časovou konstantu $\tau = 2 - 4$ ms. Odpor R_1 byl zvolen o velikosti 10 k Ω . Pakliže na něm má být úbytek 200 mV, musí přes něj téct proud $I = U/R_1 = 200 \text{ mV}/10 \text{ k} = 20 \text{ }\mu\text{A}$. Z toho plyne velikost odporu R_2 jako $R_2 = 12 \text{ V}/20 \text{ }\mu\text{A} = 600 \text{ k}\Omega$. Blízká velikost z řady E12 je 560 k Ω . Hodnota kondenzátoru následně byla vypočtena ze vzorce $C = \tau/R_2 = 3 \text{ ms}/560 \text{ k}$ jako 5,4 nF. Nejbližší hodnota z řady E12 je 5,6 nF.

Tento problém však byl objeven a vyřešen až po vyrobení a osazení druhé desky. Toto řešení s dynamickou hysterezí je proto vytvořeno na nepájivém poli, odkud je výstup komparátoru připojen na desku.

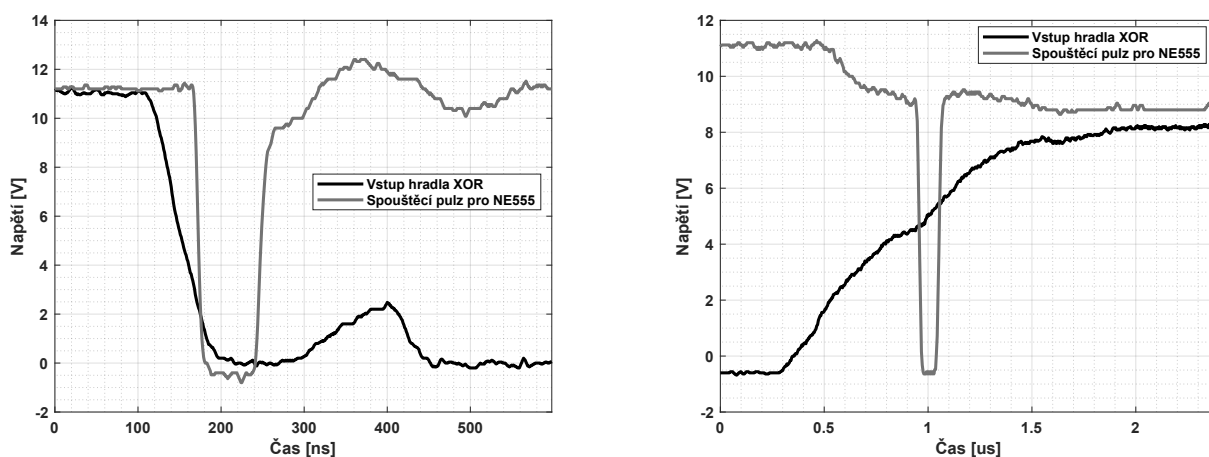
Detektor změny výstupu komparátoru

Obvod pro detekci změny výstupu komparátoru je také zatížen problémem spojeným s parazitní kapacitou koncového stupně komparátoru. Ta je rychle vybita přes malý odpor sepnutého bipolárního tranzistoru v případě, že je na záporném vstupním pinu vyšší napětí než na kladném. Avšak pokud objeví vyšší napětí na kladném vstupním pinu, bipolární tranzistor se zavře a parazitní kapacita C_{CE} je nabíjena přes pull-up odpor. Tedy snaha by byla použít co nejmenší hodnotu pull-up odporu, aby k nabití C_{CE} došlo co nejrychleji. Avšak zde je velikost tohoto odporu limitována schopností komparátoru odebírat pouze určitý maximální proud. Z tohoto důvodu byla hodnota pull-up odporu zvolena na 630 Ω .



Obrázek 4.11: Schéma dynamické hystereze

Tento problém je vidět na záznamu z měření na obr.: 4.12. Na obrázku vlevo je záznam sestupné hrany, kdy spouštěcí signál pro časovací obvod NE555 začíná po zhruba 60 ns od začátku překlopení výstupu komparátoru. Naproti tomu při vzestupné hraně časovací pulz přichází až po 660 ns a je zde hezky vidět přechodný RC děj tvořený pull-up odporem a parazitní kapacitou výstupu komparátoru. Zároveň je zde vidět délka spouštěcího signálu, která je nějakých 60-70 ns. Díky tomu nemusí být na vstupu obvodu NE555 použit blokovací kondenzátor, který stejně již na první desce neplnil svoji funkci a byl nahrazen prostým zkratem.



(a) Sestupná hrana

(b) Vzestupná hrana

Obrázek 4.12: Průběhy z osciloskopu pro detektor změny výstupu komparátoru

Limity časovače NE555

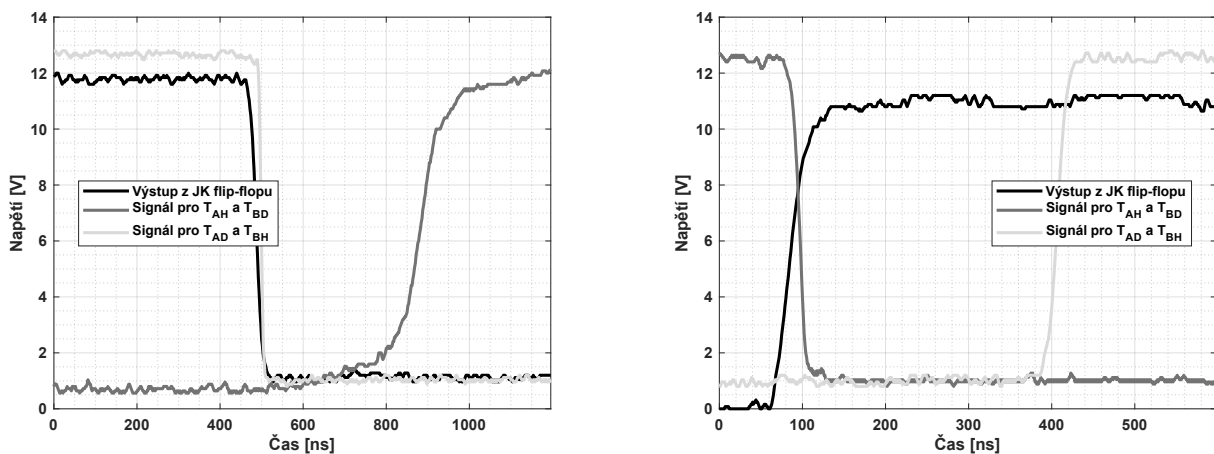
V ideálním případě by bylo žádoucí, aby časovač zvládal vytvářet pulz o délce 0 až 10 ms. Ani jedna z hodnot není prakticky možná. Limit 10 ms je nesmyslný z důvodu, že při frekvenci 10 Hz odpovídá délka jedné periody, ale na komparátoru se po půlce periody změní logická úroveň. Postačující hodnota je tudíž 5 ms s tím, že před vstup JK klopného obvodu byl přidán manuálně přepínatelný invertor.

Druhého limitu 0 ms je prakticky nemožné dosáhnout z důvodu omezené schopnosti pinu DISCH odebírat pouze proud 200 mA. Pokud by byl tento proud dlouhodobě překročen, dojde k přehřátí a spálení celého obvodu. Hodnota nastavená na trimmeru se tedy nesmí dostat pod 60 Ω.

Grafy na obr.: 4.10 jsou záznamem z měření časovacích limitů obvodu. Zpoždění 32 μs na prvním grafu je pro kmitavý pohyb s frekvencí v rozmezí 10 až 30 Hz zanedbatelné a dá se tak považovat za nulové. Dále si je možné všimnout změny velikosti kapacity středního kondenzátoru. Ta byla při testování zdvojnásobena z původních 470 nF na 940 nF. Při této hodnotě už při odporu 10 k Ω překračuje časování hodnotu 5 ms. Z toho vyplývá, že použití třetího největšího kondenzátoru je zbytečné.

Odskok

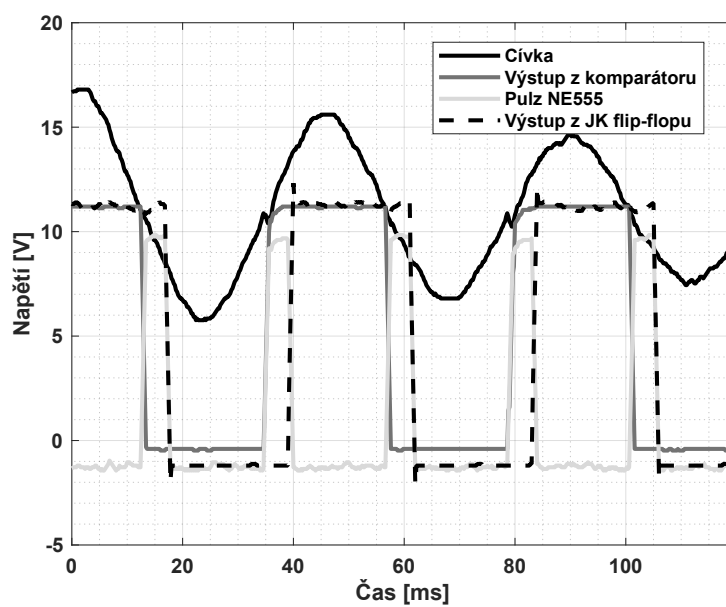
Pro zajištění bezpečného přepínání tranzistorů v jedné větvi je nutné použít odskoku. Ten zabrání sepnutí druhého tranzistoru dříve než je plně zavřený první tranzistor. Spínací časy se mohou lišit jak pro zapnutí, tak vypnutí a zároveň jsou specifické pro každý model. V případě použitých tranzistorů PSMN039-100YS se je to 20 respektive 30 ns. Zvolený výsledný čas je vidět na grafech na obr.: 4.13.



(a) Signál pro T_{AH} a T_{BD} (b) Signál pro T_{AD} a T_{BH}
 Obrázek 4.13: Průběhy z osciloskopu pro generovaný odskok spínání MOSFETů

Celková funkčnost řídicí elektroniky

Na závěr se před samotným experimentem otestovala funkčnost celé řídicí elektroniky. Při testu byly na vstup připojeny svorky měřicí cívky. Mechanický systém byl manuálně vychýlen a poté volně kmital. Na obr.: 4.14 jsou vidět zásadní signály, jež potvrzují správnou funkčnost řídicí elektroniky. Je zde vidět samotný průběh napětí na měřicí cívce, která je vstupem pro další obvody. Dále je zde patrný výstup komparátoru, který spouští časovací proces obvodu NE555. Je zde zaznamenána délka generovaného zpoždění a v neposlední řadě je zde výstup JK klopného obvodu. Tento výstupní signál je dále jen ošetřen odskokem pro ochranění tranzistorů. Funkčnost H-mostu byla ověřena na externím kondenzátoru o kapacitě 100 nF. Schéma druhé revize elektroniky je k nahlédnutí v příloze B na straně 72.



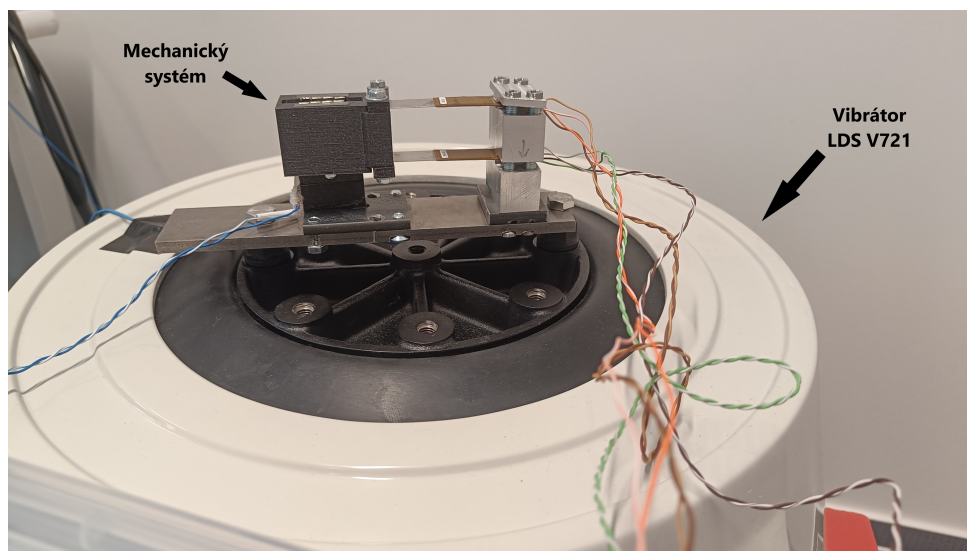
Obrázek 4.14: Záznam z osciloskopu při testu se vstupním signálem z cívky

5 Experiment

V této kapitole bude popsán závěrečný experiment. Ten má za hlavní cíl získat data pro porovnání výstupu ze simulací a validaci modelu, popřípadě mají data posloužit pro jeho kalibraci.

5.1 Popis experimentu

Mechanický systém byl upevněn na vibrátor LDS V721, jak lze vidět na obr.: 5.1. Jedná se o elektrodynamický vibrátor určený k napodobení vibrací prostředí v laboratorních podmínkách. Byl připojen k řídicímu systému Spider-81. Skrze PC je možné nastavovat parametry experimentu, o jehož provedení se stará Spider-81. Tento systém zároveň slouží jako měřicí zařízení.

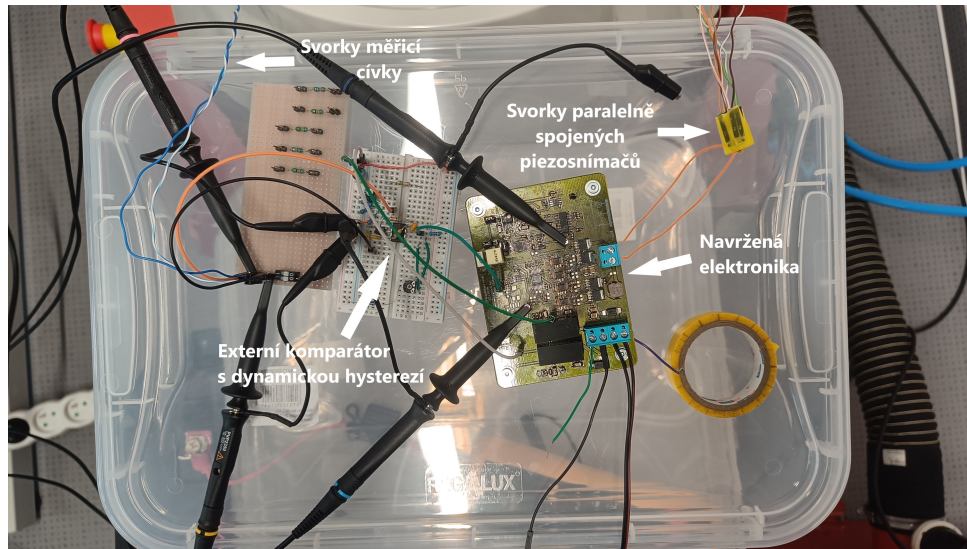


Obrázek 5.1: Fotografie upevnění mechanického systému při experimentu

Vedle vibrátoru byla umístěna zhotovená elektronika (obr.:5.2). Jako zdroj napájecího napětí byla využita olověná baterie přítomná v laboratoři. Nastavitelný laboratorní zdroj napětí byl použit jako nastavitelné napětí meziobvodu U_d .

Postup při experimentu byl následující: k systému Spider-81 byla připojena měřicí cívka, jelikož nebyl dostupný laser pro přímé měření výchylky. Bylo spuštěno měření pro nalezení rezonanční frekvence mechanické soustavy. Systém byl poté buzen touto frekvencí po dobu potřebnou k nastavení elektroniky, jmenovitě k nastavení zpoždění a použitého napětí. Zde se začaly projevovat první problémy. Ačkoliv cílem experimentu bylo zreprodukovat výsledky simulací pro $k_u = 0,7$ a $\phi \in [0^\circ : 15^\circ : 360^\circ]$, ukázalo se, že při překročení napětí $18,5 \text{ V}$ ($k_u > 0,6$) již nebylo pravdou, že výstup komparátoru setrvává v logické nule a jedničce stejný čas.

Další praktické omezení se objevilo při nastavování zpoždění. Při překročení $\phi > 90^\circ$



Obrázek 5.2: Fotografie elektroniky při experimentu

začalo selhávat napájení elektroniky. Výstup komparátoru setrval výhradně v logické jedničce, jejíž napěťová hladina se však neustále měnila.

Byla tedy provedena měření pro tyto případy:

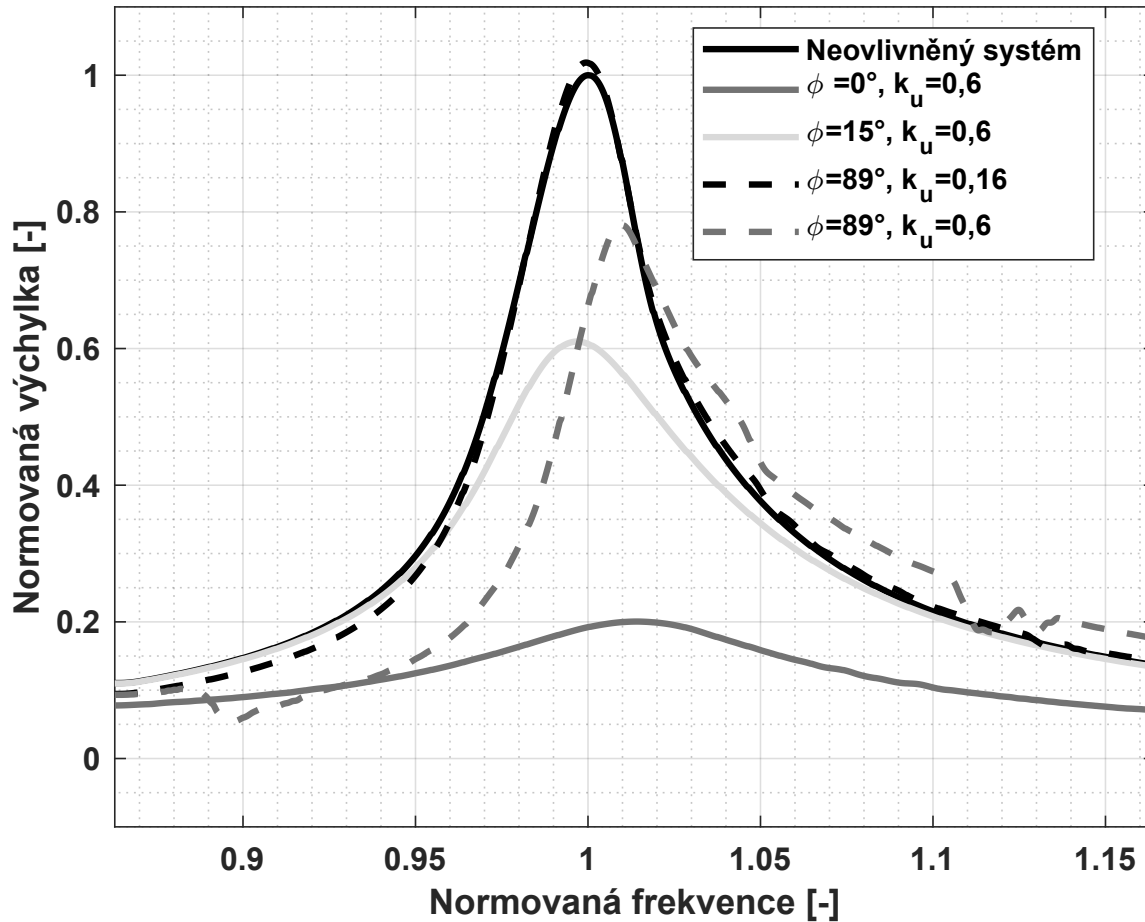
- neovlivněný systém,
- $k_u = 0,6$ a $\phi = 0^\circ$,
- $k_u = 0,6$ a $\phi = 15^\circ$,
- $k_u = 0,6$ a $\phi = 89^\circ$,
- $k_u = 0,16$ a $\phi = 89^\circ$.

Měření proběhlo v pásmu 20 až 27 Hz s amplitudou zrychlení $\ddot{z}_a = 1 \text{ m/s}^2$, přičemž nastavené zpoždění odpovídalo zvolenému fázovému posunu při rezonanční frekvenci (23,2 Hz). Na okraji měřeného pásma je tedy chyba v délce zpoždění 14 %, respektive 16 %. Předpokladem je, že tato chyba nebude mít na odezvu systému vliv a lze ji zanedbat.

5.2 Změřená data

Výsledky jednotlivých měření popsaných výše jsou vidět na obr.: 5.3. Resonanční frekvence neovlivněného systému byla v den měření 23,2 Hz. To je mírně vyšší rezonanční frekvence, než která byla změřena při zjišťování parametrů systému (22,6 Hz). Jak bylo zmíněno v předchozí podkapitole, při experimentu chybělo přímé měření výchylky. Normovaná výchylka v grafu je tedy pouze normovaná amplituda napětí na cívce. Ta je podle vztahu 4.1 přímo úměrná amplitudě rychlosti a zároveň ze vztahu 3.9 vyplývá to samé o amplitudě výchylky. Pro zhodnocení výsledků je tedy měření amplitudy napětí generovaného cívkou dostačující.

Na grafu je vidět, že pro $\phi = 0^\circ$ dochází k největšímu utlumení systému, avšak za mírného zvýšení rezonanční frekvence. To může být způsobeno nenulovým zpožděním řídicí elektroniky, přestože je toto zpoždění v řádu nízkých jednotek mikrosekund.



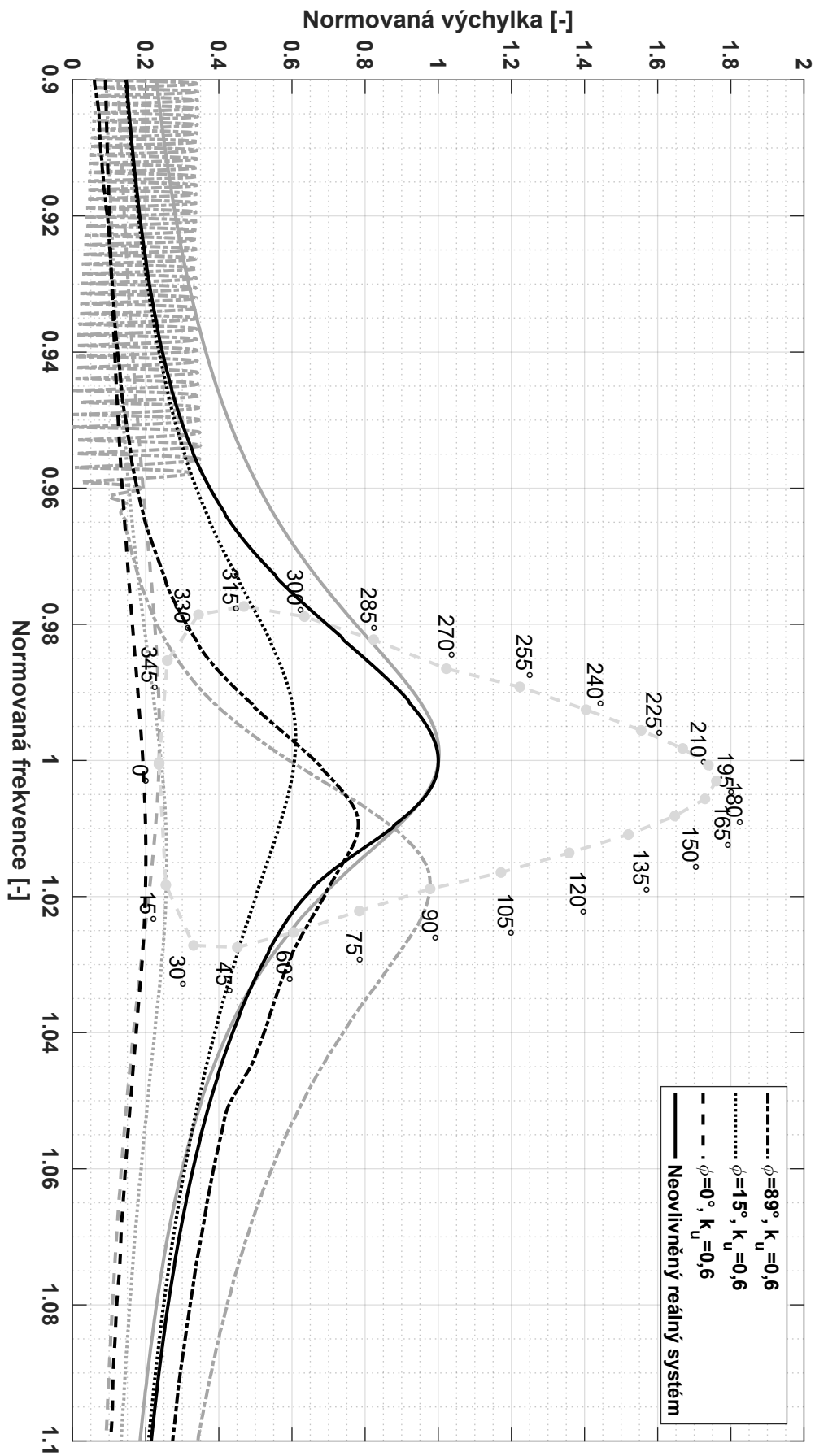
Obrázek 5.3: Výsledky měření

5.3 Porovnání se simulacemi

Za účelem porovnání měřených dat s výsledky simulací byl vytvořen graf, který je zobrazen na obr.: 5.4. Výsledky simulací jsou zde zobrazeny šedou barvou a naměřená data černými čarami. Lze vidět, že se podařilo správně změřit základní parametry systému. Oproti simulaci je však více tlumen. V modelu je zohledněno pouze lineární tlumení úměrné rychlosti.

V případě $\phi = 0^\circ$ dochází ještě k většímu utlumení systému, než co předpokládala simulace. Tento rozdíl však může být dán nepřesným určením elektromechanického koeficientu θ . Avšak pro $\phi = 15^\circ$ a $\phi = 89^\circ$ se změřená data výsledkům simulací nepodobají, přičemž pro první zmíněný případ je odchylka od simulace obrovská. Měření nepotvrdilo předpoklad, že by daný systém byl stále dostatečně utlumen a zároveň malý fázový posun způsobil poměrně značnou změnu rezonanční frekvence. Naproti tomu v druhém případě také měření sice neodpovídá simulacím, ovšem je zde dosaženo určitého předpokládaného zvýšení rezonanční frekvence. Při pohledu na danou křivku je také vidět, že docházelo k nestabilitám, které mohly zapříčinit rozdílný výsledek.

Experiment tedy z poloviny naplnil očekávání od výsledků simulací. Vytvořená elektronika zvládá účinně zatlumit mechanický systém s PE komponentami. Bohužel nebyla potvrzena možnost změny rezonanční frekvence v rozsahu, jaký naznačovaly simulace. Na vině může být špatná funkčnost zhotovené elektroniky v těchto mezích nebo rozdíl mezi reálným systémem a jeho zjednodušeným modelem.



Obrázek 5.4: Porovnání simulací (šedá) a výsledků měření (černá)

6 Závěr

Na vytvořeném modelu tlumení přepínaném podle stavu na napětí s nastavitelnou hodnotou napětí k_u , a nastavitelným fázovým posunem ϕ vůči průchodu rychlosti nulou byly zjištěny limity možného tlumení a rezonanční frekvence tohoto systému. Byla nalezena hodnota koeficientu k_u , při které dochází k nestabilitě systému. Ze simulací dále vyplynul poznatek, že pro hodnoty $k_u \geq 0,6$ a $\phi \leq 15^\circ$ dochází stále ještě k velkému zatlumení systému současně se změnou rezonanční frekvence. Tato změna je překvapivě větší než pro dané k_u a $\phi = 90^\circ$. Provedený experiment na reálném systému cílil na ověření či vyvrácení těchto závěrů.

Změřená data se z poloviny shodují s výsledky simulací. Na reálném systému bylo dosaženo podobné hodnoty útlumu jako v simulacích. Experimentem se však nepodařilo dosáhnout podobných úspěchů pro změnu rezonanční frekvence systému. Tyto rozdíly mohou být způsobené nepřesným určením elektromechanického koeficientu θ nebo pozorované chybné chování řídicí elektroniky, kdy pro určitá nastavení docházelo ke zkratování napájecího napětí.

Možnosti zlepšení této práce jsou v přesnějším určení elektromechanického koeficientu. Použitím jiné metody, kde se koeficient určuje z amplitudy výchylky systému a amplitudy generovaného napětí na piezosnímačích. K tomu je však zapotřebí laserový senzor výchylky, který v době psaní této práce nebyl k dispozici. Další prostor pro zlepšení naskýtá samotná elektronika. Je potřeba objasnit a vyřešit problém se zkratováním napájecího napětí. Důvodem, proč při vysokých hodnotách k_u docházelo k nesymetrickým půl periodám směru rychlosti systému, může být hystereze piezosnímačů při aktuaci zdrojem napětí místo proudem. Dalším zlepšením může být implementace regulovatelného zdroje napětí přímo v desce místo využívání externího laboratorního zdroje, který by tak mohl v reálném čase měnit hodnotu napětí podle aktuální intenzity vibrací.

Seznam zkratek

- AF** Amplitudo-frekvenční
- DSI** Digitální syntetická impedance
- DSP** Digitální signálový procesor
- IDE** Interdigitated electrodes (Propojené elektrody)
- MFC** Micro Fibre Composite
- NASA** National Aeronautics and Space Administration (Národní úřad pro letectví a vesmír)
- PE** Piezoelektrický
- PZT** Piezokeramika olovo-zirkonát-titanát
- SSD** State-switched damping (Tlumení přepínané podle stavu)
- SSDI** Tlumení přepínané podle stavu na indukčnost
- SSDV** Tlumení přepínané podle stavu na napětí

Literatura

- [1] RUN, Mike. *Own work* [online], CC BY-SA 4.0, <https://commons.wikimedia.org/w/index.php?curid=87621030> [cit. 2024-03-17]
- [2] ZLÁMAL, Radim. *Návrh zařízení pro testování piezokompozitních senzorů* [online]. Brno, 2023. Dostupné z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/149646>. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta strojního inženýrství, Ústav mechaniky těles, mechatroniky a biomechaniky. Vedoucí práce Filip Kšica. [cit. 2024-04-21]
- [3] S. O. Reza Moheimani, Andrew J. Fleming. (2006). *Piezoelectric Transducers for Vibration Control and Damping (1st ed.)*. Springer-Verlag. <https://doi.org/10.1007/1-84628-332-9>
- [4] JULIŠ, Karel a BREPTA, Rudolf. *Mechanika*. Technický průvodce. Praha: SNTL, 1987.
- [5] Machu, Z.; Rubes, O.; Sevecek, O. a Hadas, Z. (2021). *Experimentally Verified Analytical Models of Piezoelectric Cantilevers in Different Design Configurations* [online]. Sensors, 21(20). <https://doi.org/10.3390/s21206759> [cit. 2024-03-26]
- [6] Leitz, S., Gerhards, M., Verpoort, S., Wittrock, U., Freudling, M., Grzesik, A., Erhard, M., Hallibert, P. (2021). *Vibration and shock testing of a 50 mm aperture uni-morph deformable mirror* [online]. Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering, 11852. <https://doi.org/10.1117/12.2599796> [cit. 2024-04-10]
- [7] Liao, Y., Qian, F., Lo, Y.-C., Shu, Y.-C. (2024). *A study on the electrically induced damping in piezoelectric energy harvesting for broadband, high-performance power generation* [online]. Energy Conversion and Management, 307. <https://doi.org/10.1016/j.enconman.2024.118374> [cit. 2024-04-10]
- [8] NEČÁSEK, Jakub. *Vývoj systému pro adaptivní tlumení vibrací* [online]. Disertační práce. 2019-08-07T08:06:30Z. Dostupné z: <https://dspace.tul.cz/handle/15240/153161>. [cit. 2024-02-06].
- [9] MATTEN, G., M. COLLET, S. COGAN a E. SADOULET-REBOUL, 2014. *Synthetic Impedance for Adaptive Piezoelectric Metacomposite* [online]. Procedia Technology [online]. 15, 84–89. ISSN 22120173. Dostupné z: [doi:https://doi.org/10.1016/j.protcy.2014.09.037](https://doi.org/10.1016/j.protcy.2014.09.037) [cit. 2024-04-12]
- [10] Neubauer, M.; Wallaschek, J. (2013). *Vibration damping with shunted piezoceramics: Fundamentals and technical applications* [online]. Mechanical Systems and Signal Processing, 36(1), 36–52. <https://doi.org/10.1016/j.ymssp.2011.05.011> [cit. 2024-04-12]

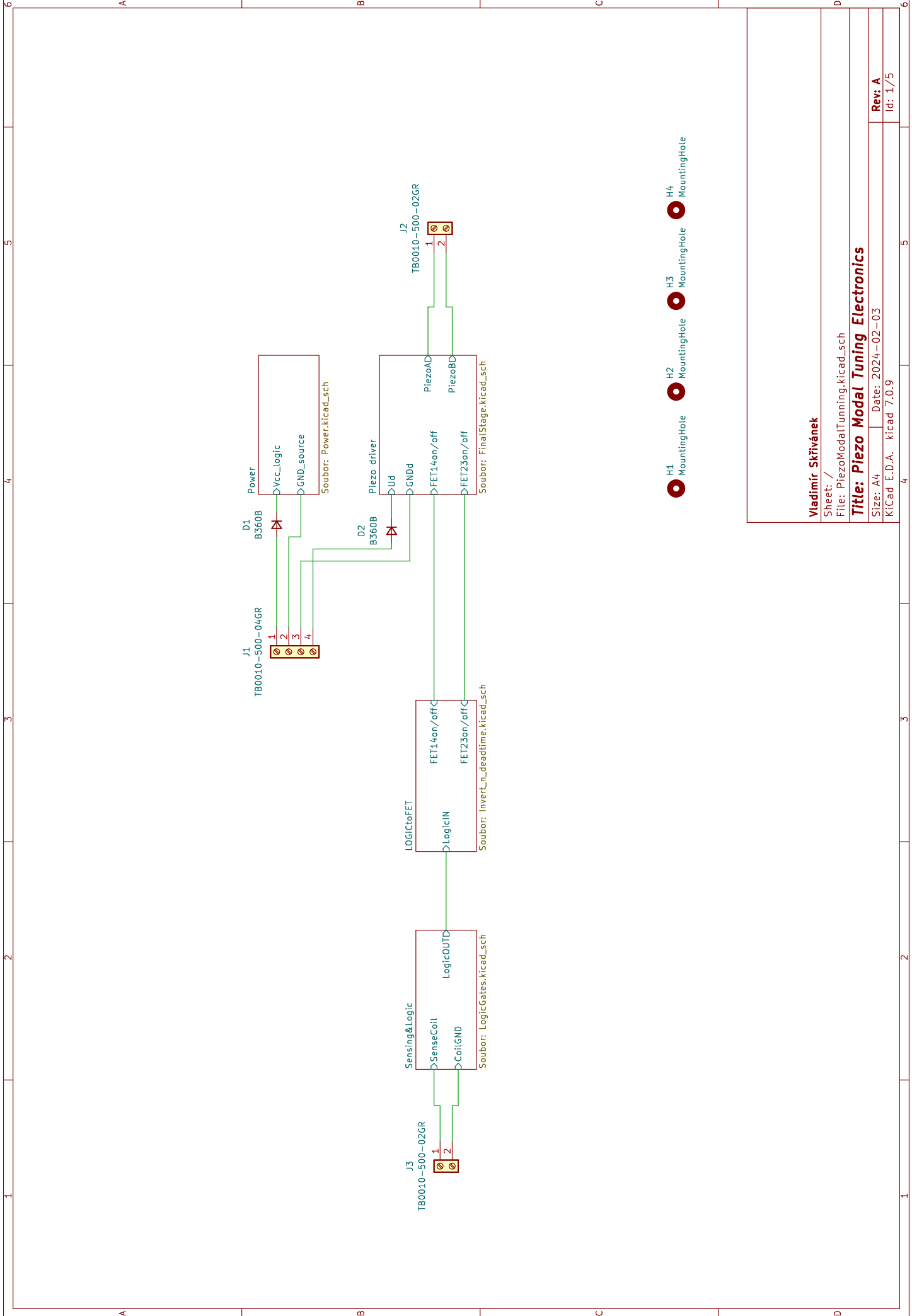
- [11] Wang, Y., Ma, W. (2021). *Vibration Control of Piezoelectric Intelligent Structure Using Adaptive SSDV Based on Kalman Filter* [online]. In Lecture Notes in Electrical Engineering (Vol. 747). https://doi.org/10.1007/978-981-16-0115-6_108 [cit. 2024-04-13]
- [12] Badel, A., Sebald, G., Guyomar, D., Lallart, M., Lefeuvre, E., Richard, C., Qiu, J. (2006). *Piezoelectric vibration control by synchronized switching on adaptive voltage sources: Towards wideband semi-active damping* [online]. The Journal of the Acoustical Society of America, 119(5), 2815–2825. <https://doi.org/10.1121/1.2184149> [cit. 2024-04-13]
- [13] Long, Z., Pan, Q., Li, P., Chung, H. S.-H., Yang, Z. (2023). *Direct Adaptive SSDV Circuit for Piezoelectric Shunt Damping* [online]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 70(4), 4098–4107. <https://doi.org/10.1109/TIE.2022.3179565> [cit. 2024-04-17]
- [14] Alaluf, D., Mokrani, B., Wang, K., Preumont, A. (2019). *Damping of piezoelectric space instruments: application to an active optics deformable mirror* [online]. CEAS Space Journal, 11(4), 543–551. <https://doi.org/10.1007/s12567-019-00278-4> [cit. 2024-04-18]
- [15] Mokrani, B., Bastaits, R., Horodinca, M., Romanescu, I., Burda, I., Vigiúí, R., Preumont, A. (2015). *Parallel piezoelectric shunt damping of rotationally periodic structures* [online]. Advances in Materials Science and Engineering, 2015. <https://doi.org/10.1155/2015/162782> [cit. 2024-03-21]
- [16] da Silva, M. M., Venter, G. S., Varoto, P. S., Coelho, R. T. (2015). *Experimental results on chatter reduction in turning through embedded piezoelectric material and passive shunt circuits* [online]. Mechatronics, 29, 78–85. <https://doi.org/10.1016/j.mechatronics.2015.06.002> [cit. 2024-03-20]
- [17] Yigit, U., Cigeroglu, E., Budak, E. (2017). *Chatter reduction in boring process by using piezoelectric shunt damping with experimental verification* [online]. Mechanical Systems and Signal Processing, 94, 312–321. <https://doi.org/10.1016/j.ymssp.2017.02.044> [cit. 2024-03-14]
- [18] RUBEŠ, Ondřej. (2022). *Nelineární alternativní zdroje energie* [online]. <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/137874> [cit. 2024-05-15]
- [19] *TL331B, TL391B and TL331 Single Comparators* [online]. Texas Instruments Incorporated, 2023. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl331.pdf> [cit. 2024-05-05].
- [20] *xx555 Precision Timers* [online]. Texas Instruments Incorporated, 2014. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ne555.pdf> [cit. 2024-04-04].
- [21] VOREL, Pavel a Petr PROCHÁZKA. *Řídící členy v elektrických pohonech*. El. skriptum FEKT VUT Brno, 2010.

- [22] *LM111, LM211, LM311 Differential Comparators* [online]. Texas Instruments Incorporated, 1973, 2017. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm311.pdf?>. [cit. 2024-04-06].

Seznam příloh

- A Schéma první desky
- B Schéma druhé desky
- C Návrh první desky
- D Návrh druhé desky

A Schéma první desky

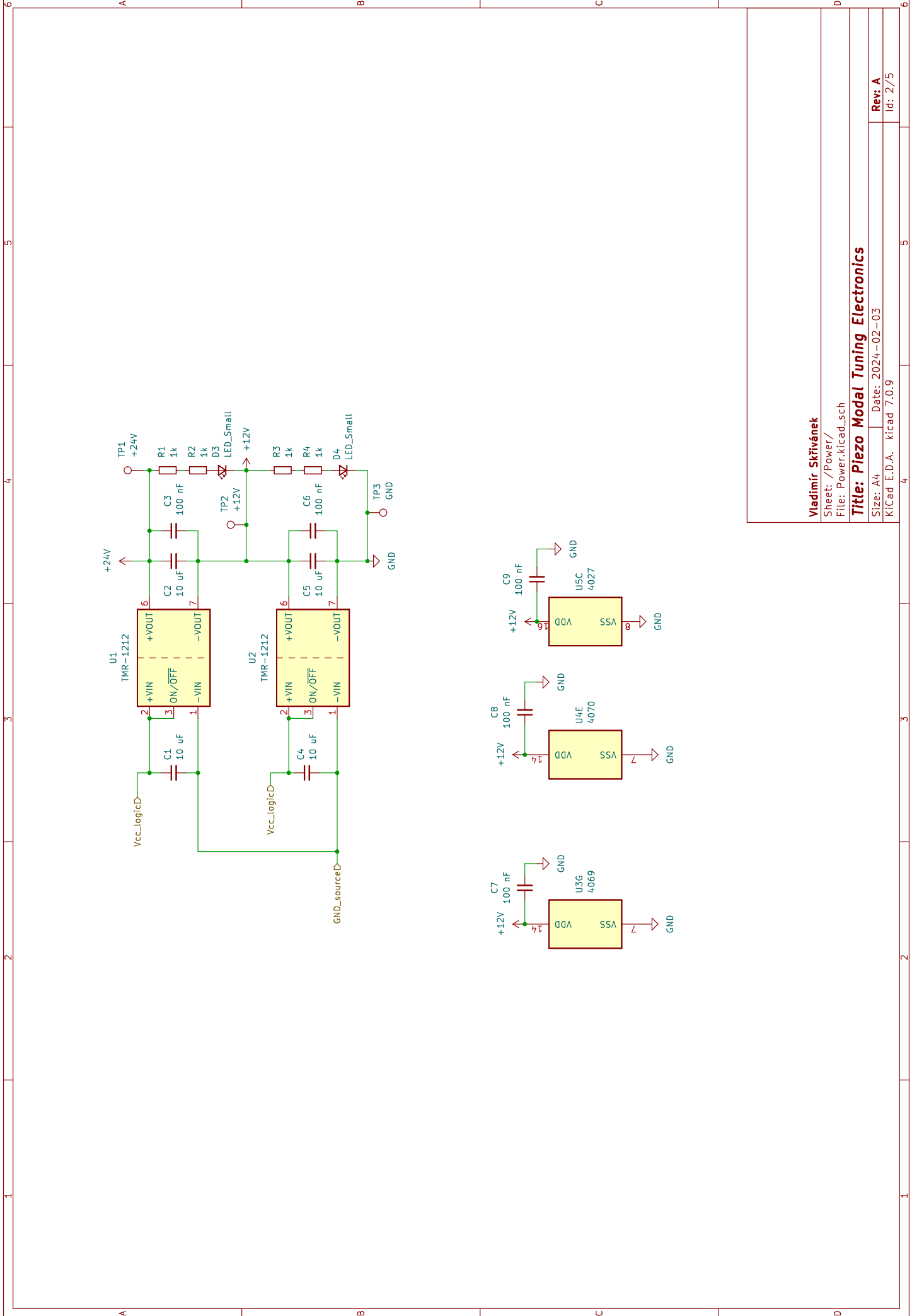


Vladimir Skřivánek

Sheet: /
File: PiezoModalTuning.kicad_sch

Title: Piezo Modal Tuning Electronics

Size: A4 | Date: 2024-02-03 | Rev: A
KICad: E.D.A. | kicad 7.0.9 | Id: 1/5



Vladimir Skřivánek

Sheet: /Power/
File: Power.kicad_sch

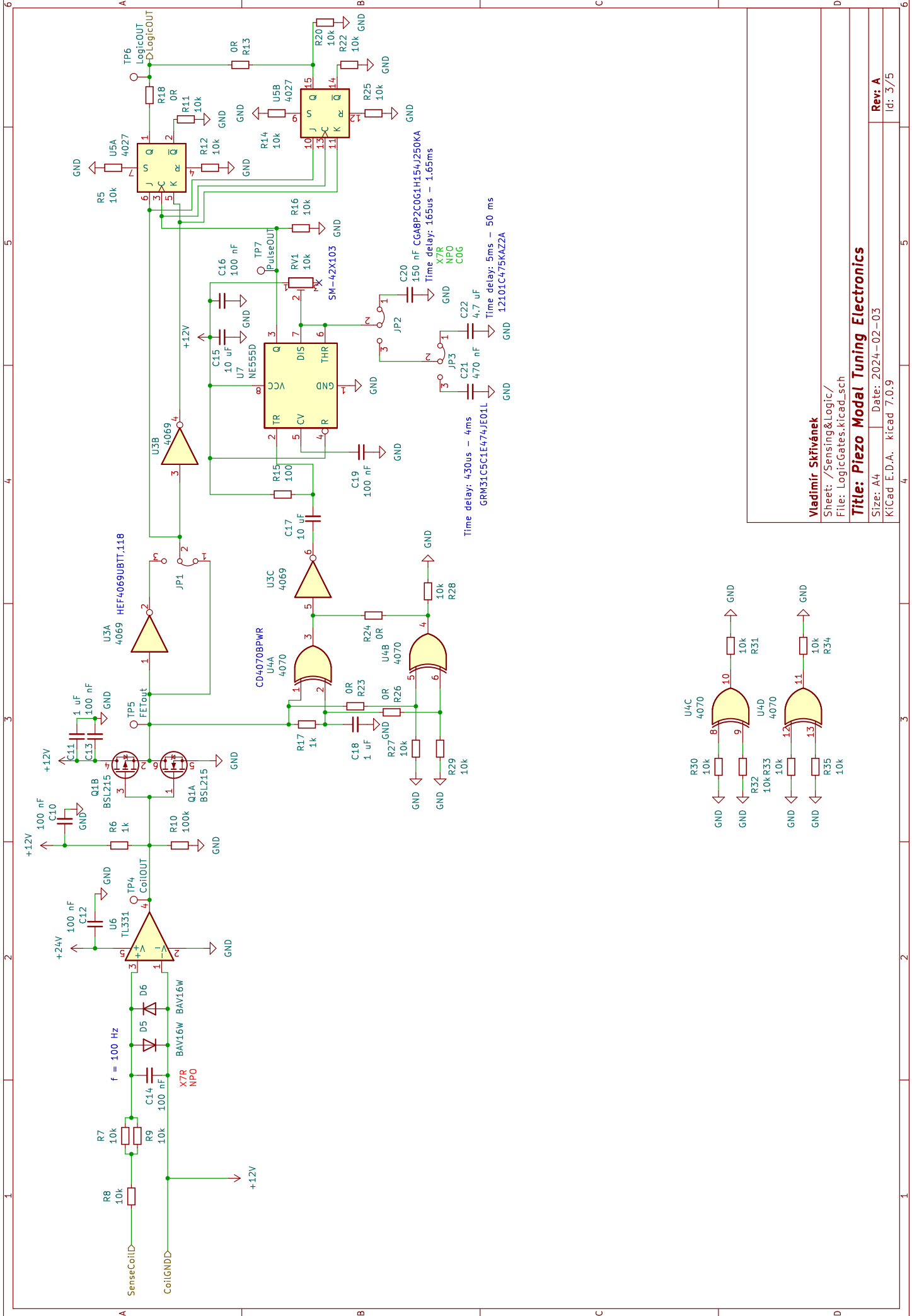
Title: Piezo Modal Tuning Electronics

Size: A4 Date: 2024-02-03

KiCad E.D.A. kicad 7.0.9

Rev: A

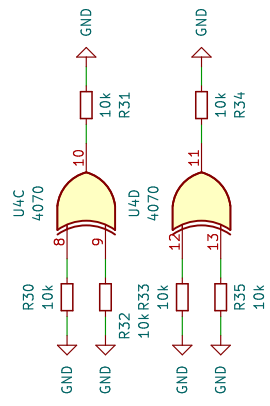
Id: 2/5



Time delay: 430us - 4ms
 GRM31C5C1E474JE011

Time delay: 165us - 1.65ms
 CGA8P2C0G1H154J250KA

Time delay: 5ms - 50 ms
 12101C475KAZ2A



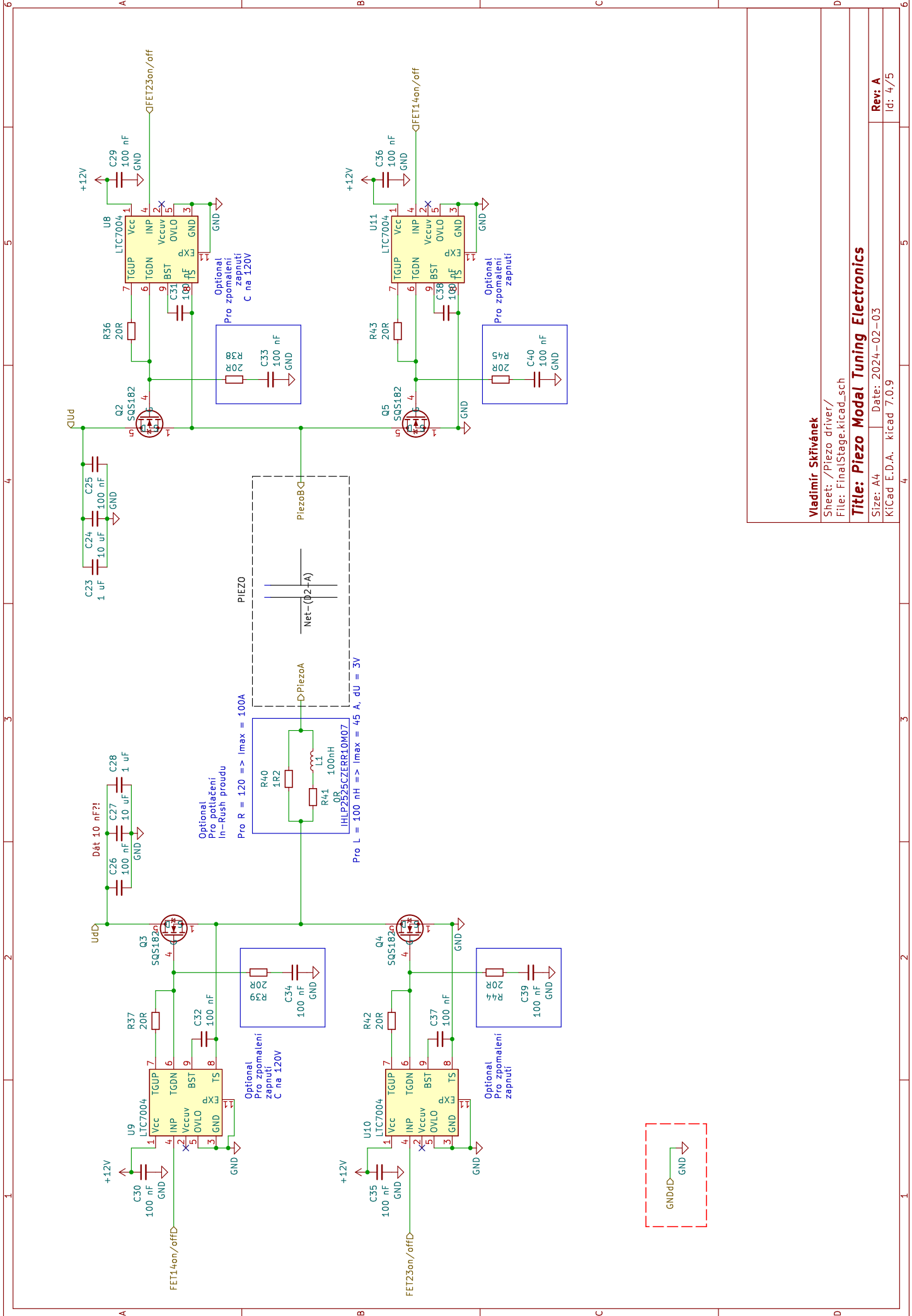
Vladimir Skřivánek

Sheet: /Sensing & Logic/
 File: LogicGates.kicad_sch

Title: Piezo Modal Tuning Electronics

Size: A4 | Date: 2024-02-03
 KiCad E.D.A. kicad 7.0.9

Rev: A
 Id: 3/7/5



Vladimir Skřivánek

Sheet: /Piezo driver/
File: FinalStage.kicad_sch

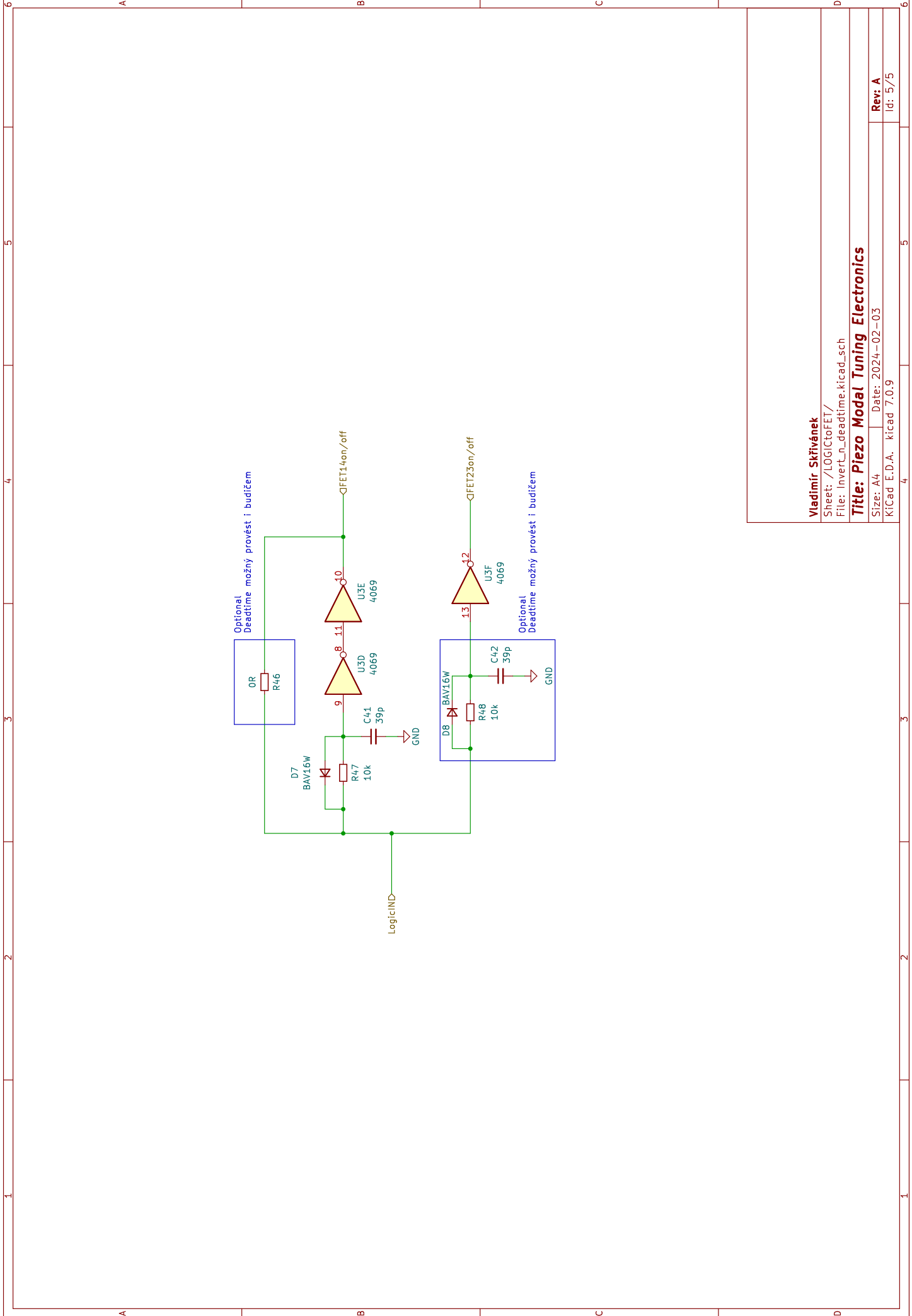
Title: Piezo Modal Tuning Electronics

Size: A4 Date: 2024-02-03

KiCad E.D.A. kicad 7.0.9

Rev: A

Id: 4/5



Vladimír Skřivánek

Sheet: /LOGICtoFET/
File: Invert_n_deadtime.kicad_sch

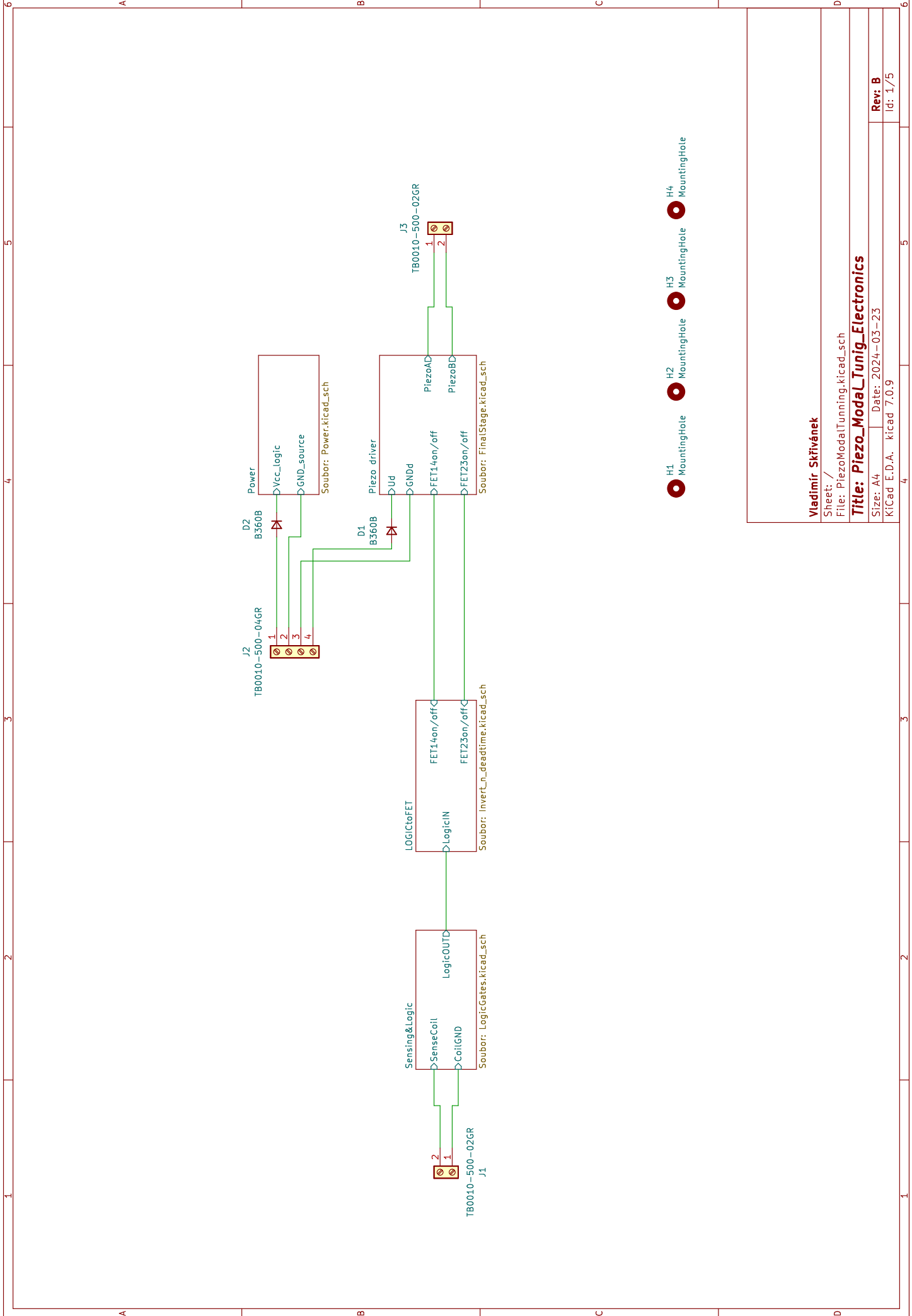
Title: Piezo Modal Tuning Electronics

Size: A4 Date: 2024-02-03

KiCad E.D.A. kicad 7.0.9

Rev: A
Id: 5/5

B Schéma druhé desky



-  H1 Mounting Hole
-  H2 Mounting Hole
-  H3 Mounting Hole
-  H4 Mounting Hole

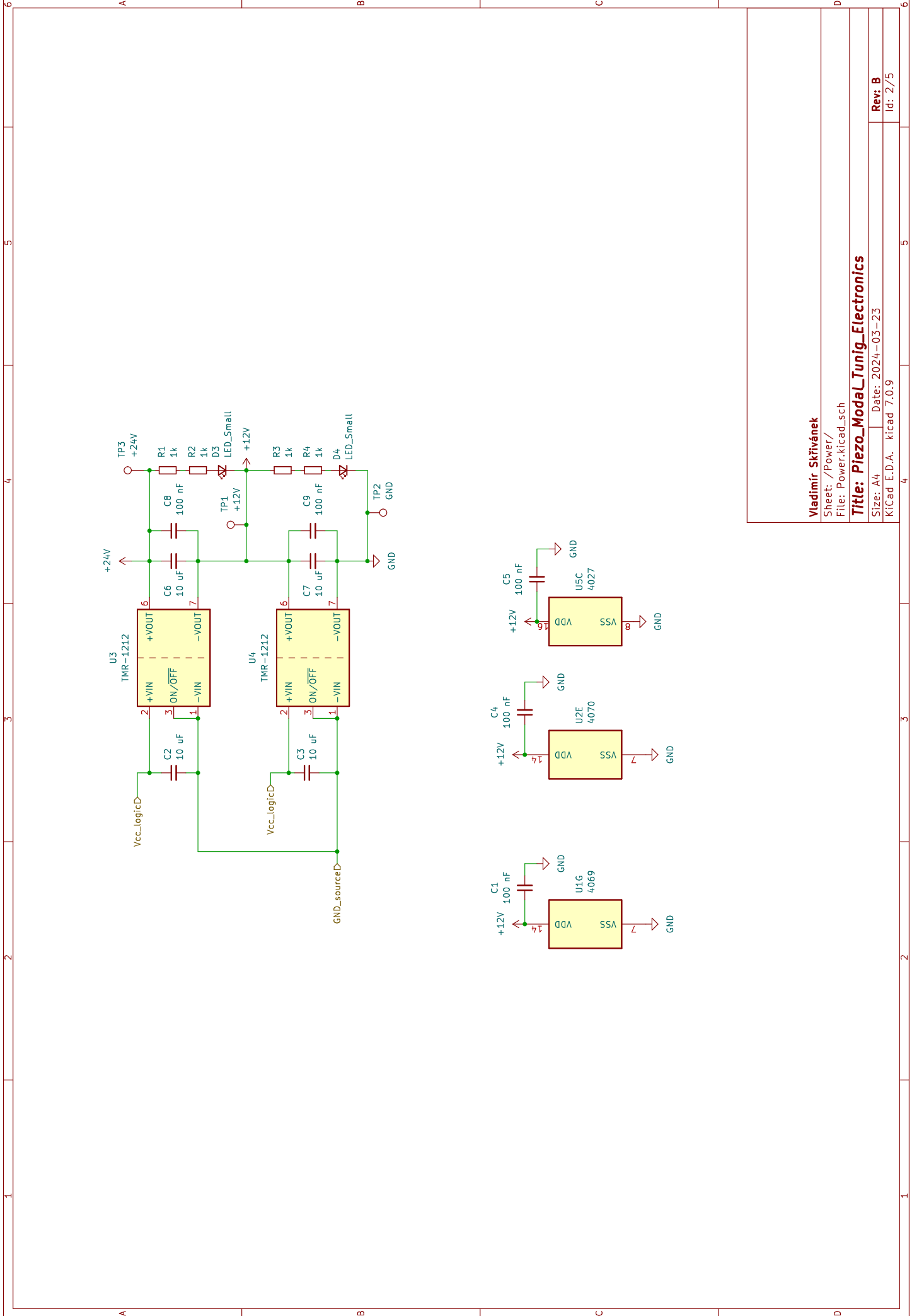
Vladimir Skřivánek

Sheet: /
File: PiezoModalTuning.kicad_sch

Title: Piezo_Modal_Tuning_Electronics

Size: A4 | Date: 2024-03-23
KiCad E.D.A. kicad 7.0.9

Rev: B
Id: 1/5



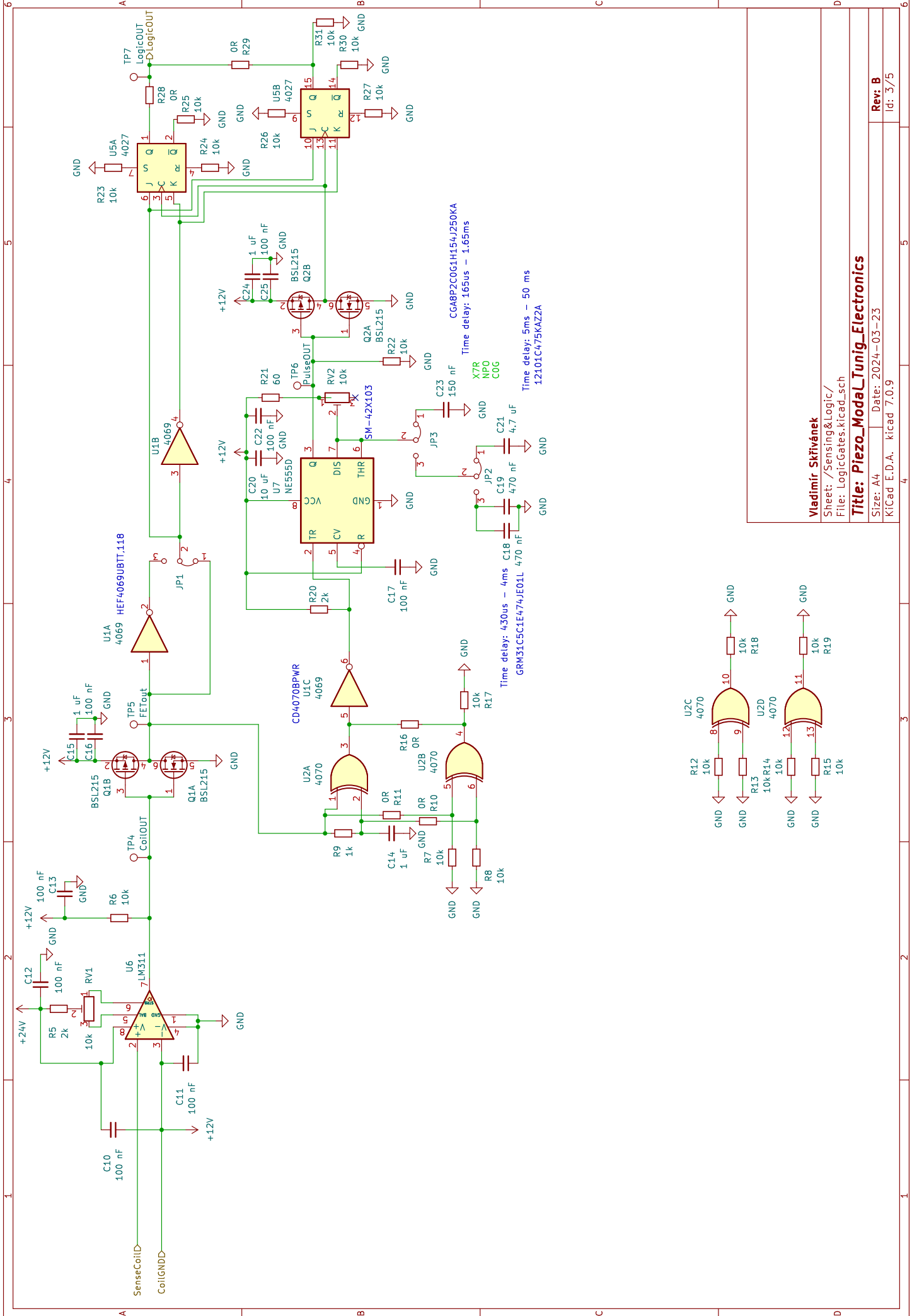
Vladimir Skřivánek

Sheet: /Power/
File: Power.kicad_sch

Title: Piezo_Modal_Tuning_Electronics

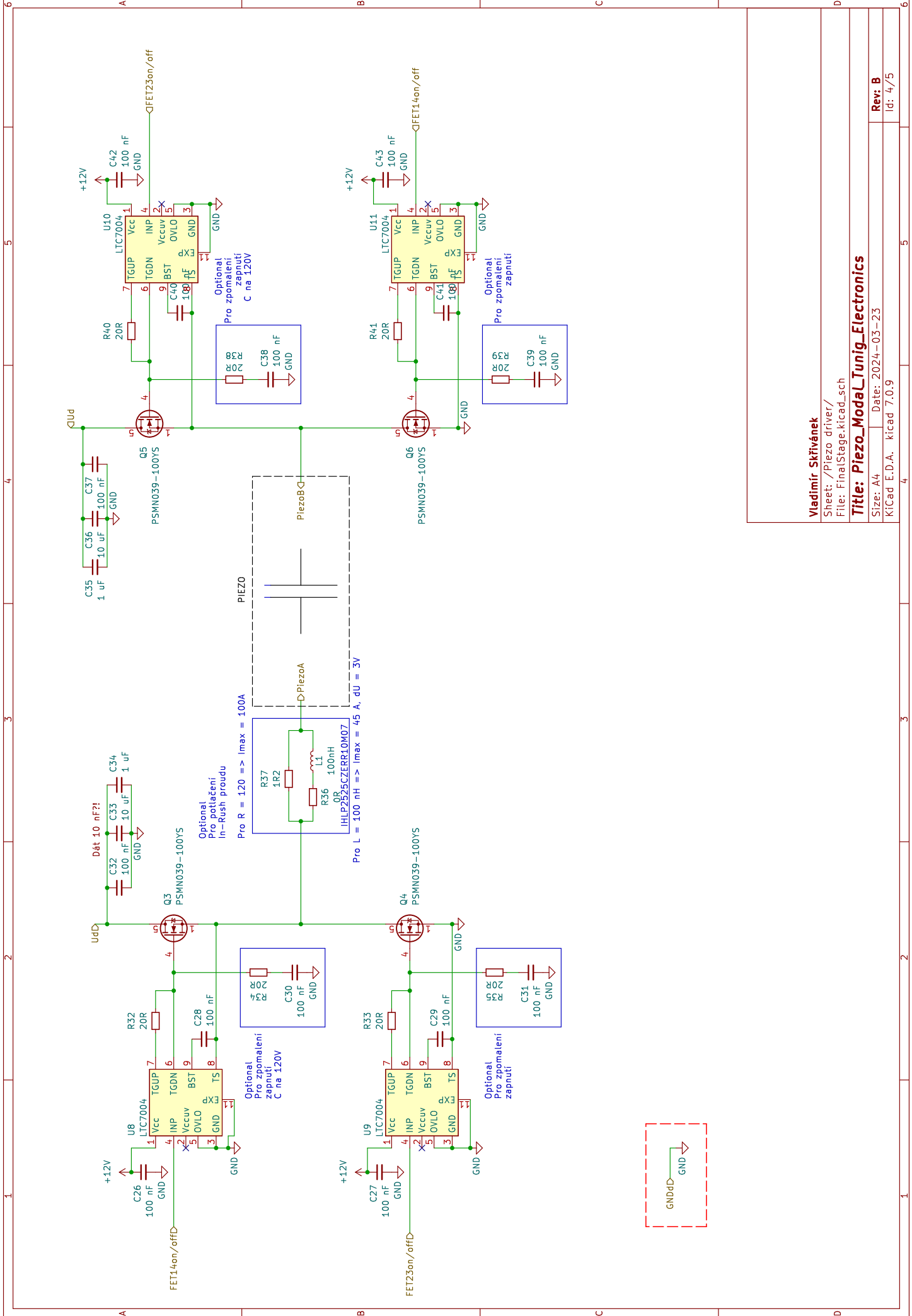
Size: A4 | Date: 2024-03-23
KiCad: E.D.A. kicad 7.0.9

Rev: B
Id: 2/5



Vladimir Skřivánek
 Sheet: /Sensing & Logic/
 File: LogicGates.kicad_sch
Title: Piezo_Modal_Tuning_Electronics
 Size: A4 | Date: 2024-03-23
 KiCad E.D.A. kicad 7.0.9

Rev: B
 Id: 3/7/5



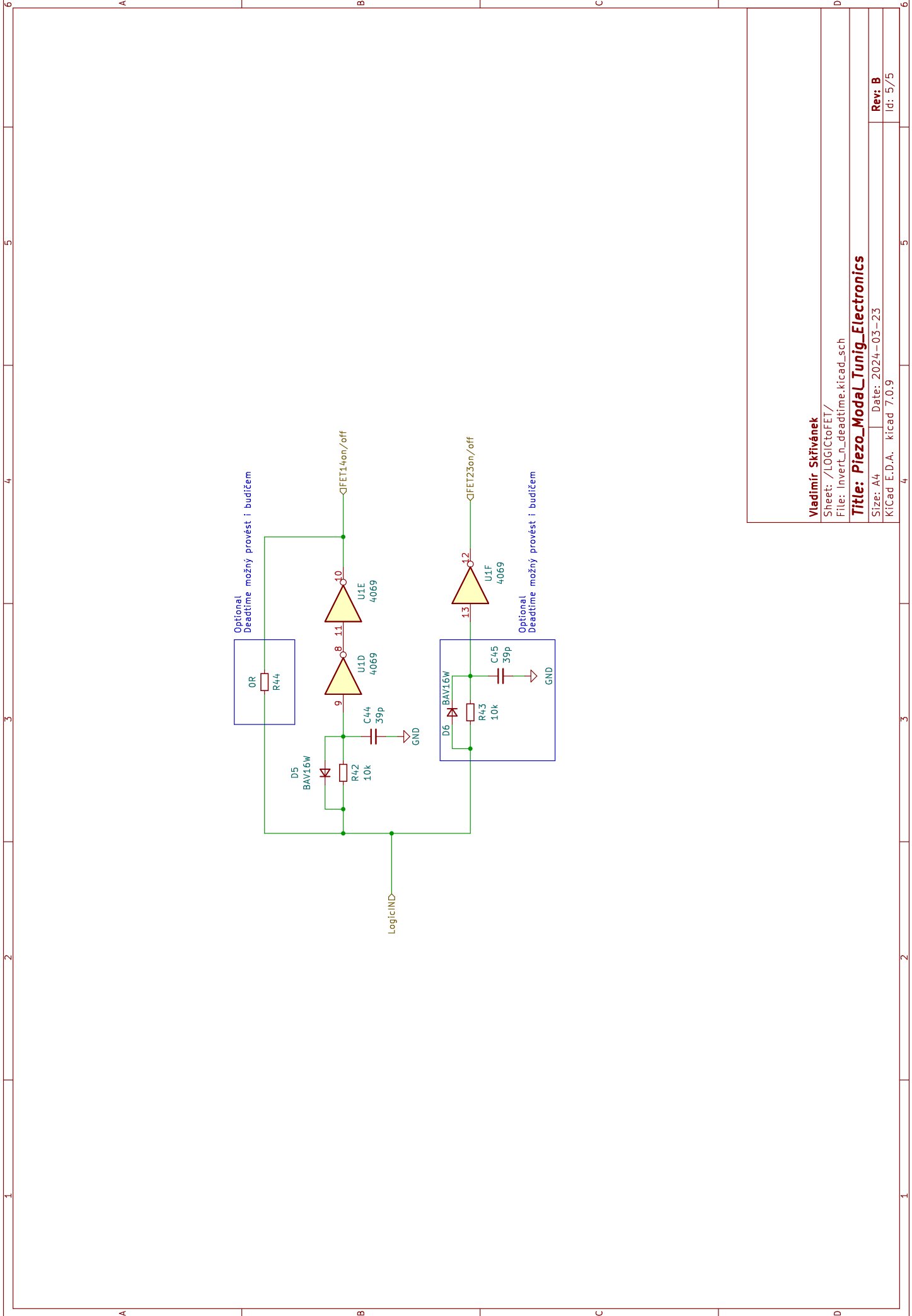
Vladimír Skřivánek

Sheet: /Piezo driver/
File: FinalStage.kicad_sch

Title: Piezo_Modal_Tuning_Electronics

Size: A4 | Date: 2024-03-23
KiCad E.D.A. kicad 7.0.9

Rev: B
Id: 4/5



Vladimir Skřivánek

Sheet: /LOGICtoFET/

File: Invert_n_deadtime.kicad_sch

Title: Piezo_Modal_Tuning_Electronics

Size: A4

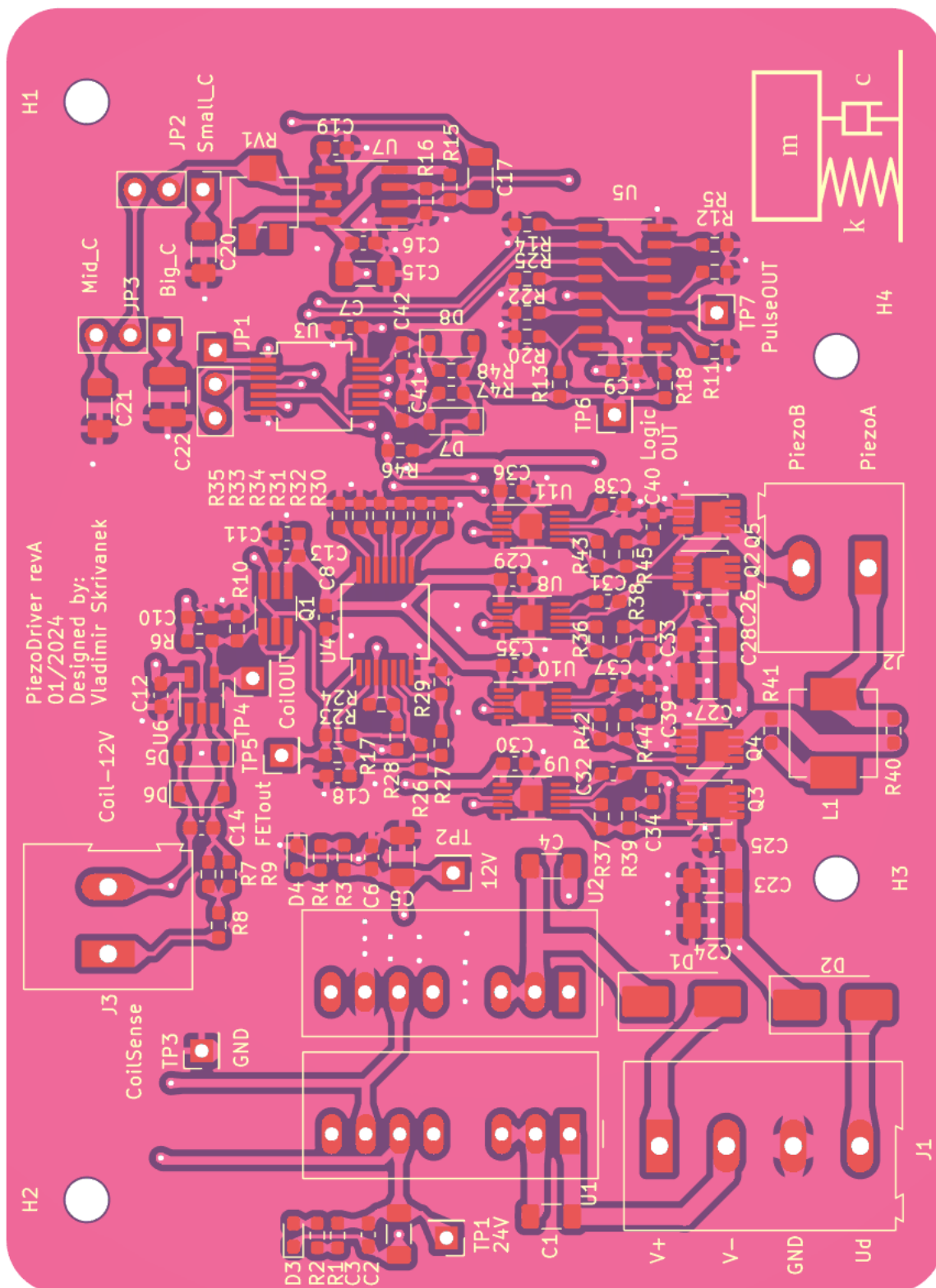
Date: 2024-03-23

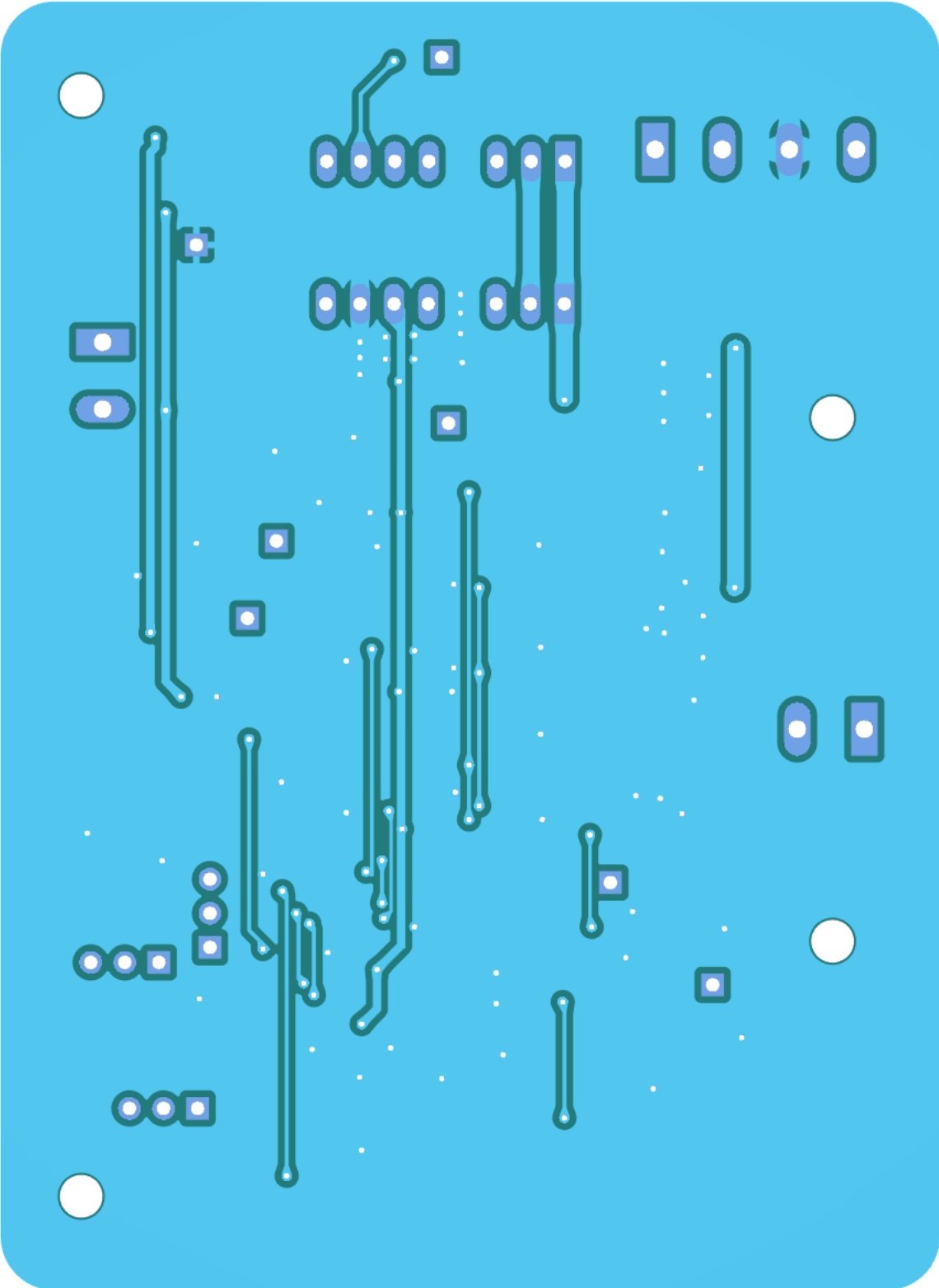
KiCad E.D.A. kicad 7.0.9

Rev: B

Id: 5/5

C Návrh první desky





D Návrh druhé desky

