

TECHNICKÁ UNIVERZITA V LIBERCI

Fakulta mechatroniky, informatiky a mezioborových studií

Studijní program: N 2612 – Elektrotechnika a informatika

Studijní obor: Mechatronika

Návrh a realizace elektroniky pro adaptivní tlumení přenosu vibrací v širokém frekvenčním pásmu pomocí piezoelektrických aktuátorů

Design and implementation of electronics for adaptive control of vibration transmission in a wide frequency range using piezoelectric actuators

Diplomová práce

Autor:

Bc. Václav Linhart

Vedoucí práce:

doc. Ing. Pavel Mokrý, Ph.D.

Konzultant:

Ing. Miloš Kodejška

V Liberci 3. 1. 2012

SEM vložit ORIGINÁL zadání

Prohlášení

Byl jsem seznámen s tím, že na mou diplomovou práci se plně vztahuje zákon č. 121/2000 o právu autorském, zejména § 60 (školní dílo).

Beru na vědomí, že TUL má právo na uzavření licenční smlouvy o užití mé DP a prohlašuji, že s o u h l a s í m s případným užitím mé diplomové práce (prodej, zapůjčení apod.).

Jsem si vědom toho, že užít své diplomové práce či poskytnout licenci k jejímu využití mohu jen se souhlasem TUL, která má právo ode mne požadovat přiměřený příspěvek na úhradu nákladů, vynaložených univerzitou na vytvoření díla (až do jejich skutečné výše).

Diplomovou práci jsem vypracoval samostatně s použitím uvedené literatury a na základě konzultací s vedoucím práce a konzultantem.

Datum:

Podpis:

Poděkování

Rád bych tímto poděkoval Doc. Ing. Pavlovi Mokrému, Ph.D. a Ing. Milošovi Kodejškovi za jejich pomoc při realizaci diplomové práce. Dále děkuji všem přátelům a kamarádům ze školy, díky kterým bylo období strávené na této škole pro mne nezapomenutelnou životní etapou. Především ale patří dík mým rodičům, sestře a přítelkyni, za jejich morální a finanční podporu. Děkuji.

Anotace

Cílem diplomové práce je navrhnout a realizovat elektroniku pro adaptivní tlumení přenosu vibrací v širokém frekvenčním pásmu pomocí piezoelektrického aktuátoru. Tlumení vibrací je realizováno využitím principů semiaktivní metody, která využívá řízení tuhosti piezoelektrického materiálu pomocí obvodu s impedancí záporně kapacitního charakteru (NC obvod). V této práci byl realizován modul elektroniky řízený počítačem, pro který byl vytvořen program v prostředí MATLAB. Ten automaticky ladí NC obvod tak, aby bylo dosaženo požadovaných parametrů, tj. maximálního útlumu přenosu vibrací, v širokém frekvenčním pásmu. Po odladění celého zařízení byl navržen a realizován kompaktní modul elektroniky, řízený mikroprocesorem od firmy Atmel – Atmega128. Diplomová práce prezentuje doposud dosažené výsledky, které dále rozvíjí. Systémy s adaptivním řízením NC obvodu byly doposud funkční jen ve speciálním případě, kdy vibrace měly čistě harmonickou časovou závislost. V prezentované diplomové práci je realizován systém, který potlačuje přenos vibrací obecného signálu, tj. komplikovaného signálu s několika harmonickými složkami a šumem, v širokém frekvenčním pásmu. Přínos diplomové práce spočívá v zobecnění metody (při zachování principů) pro adaptivní řízení NC obvodu na reálné vibrace. Toto rozšíření vyžaduje implementaci metod rychlé Fourierovy transformace a zpracování signálů. Výsledky této diplomové práce byly odeslány k publikaci do mezinárodního recenzovaného časopisu IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control jako článek s názvem „A fully adaptive system for the vibration suppression in the broad frequency range using a single piezoelectric actuator shunted by a negative capacitor.“ V současné době je článek v recenzním řízení.

Anotation

The aim of the thesis is to design and to realize an electronic adaptive vibration control (VC) system in a broad frequency range using a piezoelectric actuator. The VC system is realized using the principles of semi-active method that uses the piezoelectric material stiffness control using a negative capacitance (NC) shunt circuit. The proposed electronics for the adaptive VC uses a NC circuit that is automatically adjusted by a personal computer and a program developed in MATLAB. The personal computer controls the parameters of the adjustable circuit components (i.e. variable resistors) in order to achieve the required value of its effective impedance, i.e. the highest vibration damping. In this work, the electronic circuitry for the adaptive VC system, where the NC circuit is controlled automatically by the microprocessor Atmega128 from Atmel Company, has been realized. This thesis presents the current state-of-the-art in this approach to vibration isolation and its further development, which represents the original results of the Diploma Thesis. Until now, the adaptive self-adjustment of the NC circuit has been implemented only for harmonic, i.e. pure tone, vibrations. In the presented Diploma Thesis, the systems suppressing the transmission of vibration of the general signal, i.e. the VC system, which suppresses the transmission of vibration in a broad frequency range, is presented. The main contribution of the Thesis is the generalization of the method (while maintaining the principles) for the adaptive self-adjustment of the NC circuit to vibrations with real time dependences, i.e. a random signal with significant harmonic components. This extension requires the implementation of the Fast Fourier Transform and the signal processing. Recently, the results of this thesis has been submitted for a publication in the IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control as an article entitled "A Fully adaptive system for the vibration suppression in the broad frequency range using a single piezoelectric actuator shunted by a negative capacitor." At the present time, the manuscript is in a review process.

Obsah

Úvod	9
1 Teoretická část	10
1.1 Přenos vibrací	10
1.2 Piezoelektrické materiály	11
1.3 Metoda Piezoelectric Shunt Damping	12
1.3.1 Obvody záporné kapacity	13
1.3.2 Ladění obvodu záporné kapacity	17
1.3.3 Adaptivní řízení	18
1.3.4 Rozšíření frekvenčního pásma tlumených vibrací	20
1.3.5 Adaptivní systém pro širokospektrální tlumení přenosu vibrací	23
2 Praktická část	25
2.1 Širokopásmové tlumení přenosu vibrací řízené počítačem	25
2.1.1 Realizace elektroniky obvodu záporné kapacity	26
2.1.2 Realizovaný obvod záporné kapacity	29
2.1.3 Program pro řízení obvodu záporné kapacity počítačem	31
2.2 Širokopásmové tlumení přenosu vibrací pomocí mikropočítače	32
2.2.1 Mikroprocesor ATMEGA 128	34
2.2.2 A/D převodník	36
2.2.3 PWM výstup	37
2.2.4 LCD displej	39
2.2.5 Optron - fotorezistory	40
2.2.6 Realizace elektroniky	41
2.2.7 Proces ladění pomocí AVR	45
2.2.8 Popis a obsluha zařízení	48
2.3 Měření	50

2.3.1	Měření na modulu řízeném počítačem	51
2.3.2	Měření na modulu řízeném mikroprocesorem.....	53
	Seznam literatury.....	55
	Seznam příloh.....	56

Úvod

Tato diplomová práce se zabývá problematikou tlumení přenosu vibrací. Je zde prezentováno řešení úlohy, kdy má být určitý objekt izolován od zdroje vibrací. Úvodem můžeme uvést několik faktů, které jsou motivací pro vylepšování stávajících, nebo hledání novým metod v dané oblasti. Je známo, že vibrující části jsou zdrojem hluku. Hluk je přitom významným parametrem kvality životního prostředí. Tlumením přenosu vibrací mezi částmi lze zabránit vzniku a šíření hluku. Vibrace mají nepříznivý vliv na životnost částí strojů. Potlačením těchto vibrací lze prodloužit životnost vibrujících částí. Snad ve všech odvětvích průmyslu bychom našli uplatnění pro tlumení vibrací nebo hluku. Například veškeré rotační stroje, jejichž hřídele nelze nikdy dokonale vyvážit, jsou zdrojem vibrací a hluku. Veškerá doprava - železniční, silniční, ale i letecká je zdrojem hluku. Oproti tomu jsou cestující vystavováni vibracím, které se na ně přenáší. Pro přesné měření je taktéž potřeba utlumit vibrace, které jsou zdrojem chyb měření.

V praxi jsou používány metody, které lze obecně rozdělit na „aktivní“ a „pasivní“. Pasivní metody využívají tlumiče a pružiny, pryže, silentbloky apod. Efektivně tlumí vibrace vysokých frekvencí. Toto řešení je jednoduché a relativně levné. Nevýhodou jsou však velké rozměry tlumicího materiálu. Aktivní metody jsou velice složité na realizaci. Vibrace musí být přesně nasnímány senzorem. Následně musí být do systému aktuátorem vneseny nové vibrace, které interferují s původními, přičemž může v určitém místě dojít k jejich potlačení. Toto řešení je proti pasivním metodám efektivní pro nízké frekvence, tlumicí systém je malých rozměrů a dokáže se přizpůsobit tlumeným vibracím. Nevýhodou je však vysoká cena a nestabilita vlivem vazby senzor – aktuátor.

Touto diplomovou prací se podílím na vývoji nové metody pro potlačení přenosu vibrací, která ve svém principu kombinuje výhody a eliminuje nevýhody obou metod. Jedná se o metodu Piezoelectric Shunt Damping, která využívá řízení efektivní tuhosti piezoelektrického elementu paralelním připojením Impedance. V následujícím textu uvedu nezbytnou teorii, která se k problematice váže, a představím doposud dosažené výsledky (teoretická část). Navazující text bude prezentovat návrh elektroniky a řešení dílčích problémů, ze kterých vyplývá přínos této diplomové práce (praktická část).

1 Teoretická část

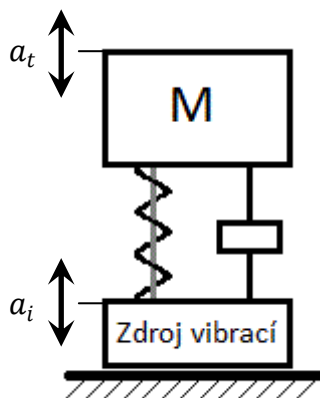
Tato část je věnována přenosu vibrací (1.1), piezoelektrickým materiálům a jejich vlastnostem (1.2) a podrobněji se zabývá semiaktivní metodou (1.3), kde jsou popsány její principy. Podkapitola 1.3.1 zobrazuje realizaci obvodu záporné kapacity, dále jen NC obvod (Negative Capacitance), který je nedílnou součástí této metody. V další kapitole (1.3.2) je řešena problematika ladění NC obvodu. Následující kapitola 1.3.3 je věnována řešení problémů stability NC obvodu. Další krok při vývoji této metody popisuje kapitola (1.3.4). Konkrétně se jedná o rozšíření frekvenčního pásma tlumených vibrací. Poslední kapitolou teoretické části, je širokospektrální tlumení přenosu vibrací (1.3.5), na kterou navazují svou diplomovou prací.

1.1 Přenos vibrací

Tato diplomová práce se zabývá přenosem vibrací. Přenos vibrací lze definovat jako poměr zrychlení odpružené a neodpružené hmoty. Matematicky lze vyjádřit vztahem:

$$TR = \left| \frac{a_t}{a_i} \right| \quad (1)$$

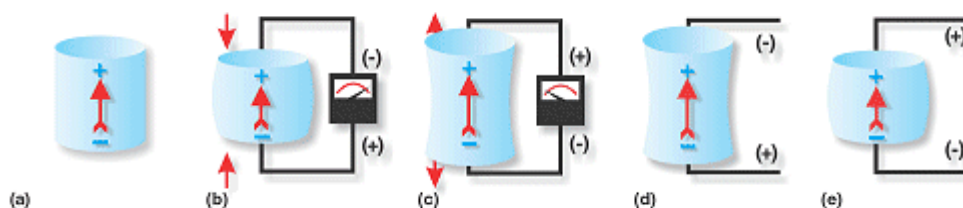
kde a_t je zrychlení odpružené hmoty a a_i je zrychlení vstupních vibrací. Aby byly vibrace na odpružené hmotě tlumeny, je zapotřebí, aby TR , tedy přenesené vibrace, byly co nejmenší, ideálně nulové.



Obr. 1. Přenos vibrací

1.2 Piezoelektrické materiály

Piezoelektrické materiály jsou takové materiály, které nemají střed symetrie krystalové mřížky. Tato asymetrie způsobuje spontánní elektrickou polarizaci. Důležitými parametry piezoelektrického materiálu jsou materiálové koeficienty (elastické s , dielektrické ϵ , piezoelektrické d). Na Obr. 2 je zobrazení přímého a nepřímého piezoelektrického jevu v piezoelektrickém materiálu. Nejčastěji používaný piezoelektrický materiál je tzv. PZT keramika. Je to materiál na bázi tuhých roztoků oxidů olova, zirkonu a titanu ($Pb(Zr_xTi_{1-x})O_3$). [1]



Obr. 2. Přímý a převrácený piezoelektrický jev; a) zpolarizovaný vzorek z piezoelektrické látky, b), c) přímý piezoelektrický jev: lineární odpověď vzorku – tj. vznik elektrického náboje na elektrodách – na přiložené mechanické napětí, d), e) převrácený piezoelektrický jev: lineární odpověď vzorku – tj. vznik mechanické deformace – na přiložené elektrické napětí. (Převzato z [2])

Pokud mechanicky deformujeme elektrodovaný piezoelektrický element, na jeho elektrodách se tvoří náboj, který je přímo úměrný mechanické deformaci. Tento jev se nazývá přímý piezoelektrický jev, viz (2), kde D_k je elektrická indukce, d_{ijk} tenzor piezoelektrických koeficientů, T_{ij} tenzor mechanického napětí, ϵ_{jk} tenzor permitivity a E_j elektrické pole.

$$D_k = d_{ijk} \cdot T_{ij} + \epsilon_{jk} \cdot E_j \quad \text{kde } i, j = 1, 2, 3 \quad (2)$$

Po přiložení napětí na elektrody se piezoelektrický element začne deformovat. Tento jev se nazývá převrácený piezoelektrický jev, viz (3), kde S_{ij} je tenzor elastické deformace, s_{ijkl} je tenzor elastických poddajností a T_{kl} tenzor mechanického napětí.

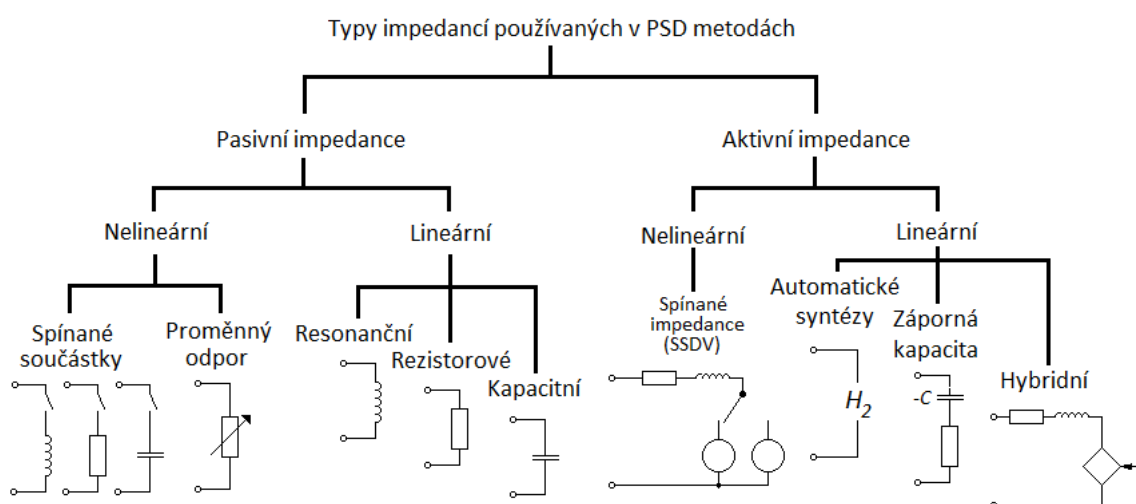
$$S_{ij} = s_{ijkl} \cdot T_{kl} + d_{ijk} \cdot E_k \quad \text{kde } i, j = 1, 2, 3 \quad (3)$$

Piezoelektrické materiály mají široké využití, jako senzory tlaku, detektory zvuku, generátory zvuku a ultrazvuku, oscilátory, zapalovače, piezoelektrické motorky pro malé posuvy a v neposlední řadě také v aktivních metodách tlumení vibrací.

1.3 Metoda Piezoelectric Shunt Damping

Jak bylo již psáno v úvodu, pro tlumení vibrací se používají pasivní nebo aktivní metody. Metoda Piezoelectric Shunt Damping, dále jen metoda PSD, však využívá zcela jiných principů. Paralelním připojením impedance k aktuátoru lze ovládat jeho elastické vlastnosti.

Podle typu připojené impedance se tato metoda PSD dělí na pasivní a aktivní. Každá z nich se dále dělí, viz Obr. 3. Pasivní impedance se rozumí taková impedance, která nepotřebuje ke své činnosti napájecí napětí a je složena z reálných součástí. Při použití takovýchto impedance je zaručena stabilita systému, což je nespornou výhodou. Například prostým paralelním připojením rezistoru k piezoelektrickému aktuátoru lze dosáhnout mírného potlačení vibrací. Toto zapojení se příliš nepoužívá, neboť útlum dosahuje pouze několik dB. Obdobné zapojení s kondenzátorem také mění piezoelektrické vlastnosti, ale ne příznivě pro tlumení vibrací. Využít je lze například při potřebě mírné změny rezonanční frekvence piezoelektrického krystalu. Existuje řada zapojení pasivních impedance. Podrobně se o nich lze dočíst v [3].



Obr. 3. Typy impedance používaných v PSD metodách (Převzato z [3])

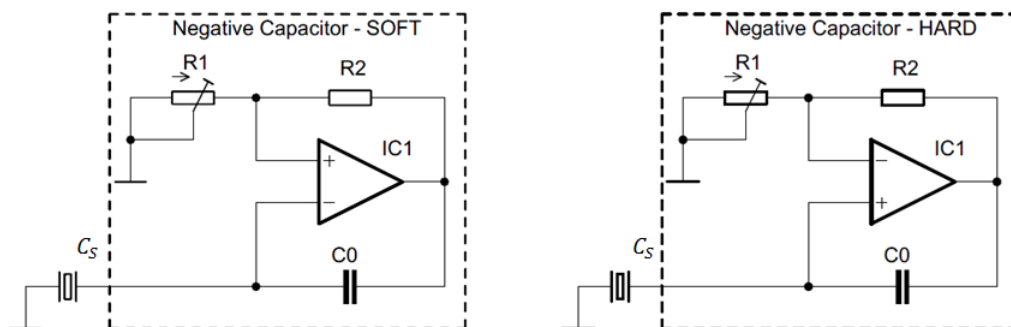
PSD metody, které používají aktivní impedanci, dosahují oproti pasivním lepších tlumicích výsledků. Nevýhodou je nezaručená stabilita a nutnost použití externího zdroje napětí. Například automatickou syntézou lze relativně snadno navrhnout optimální impedanci, která může potlačit vibrace až o 30dB. Hlavní nevýhodou této návrhové metody je vytvoření statického modelu systému. Pro tlumení vibrací je však požadavek na dynamický model systému, který je závislý na kapacitě aktuátoru.

Dalšími aktivními impedancemi jsou spínané aktivní impedance tzv. SSDV (State-Switched Damping Vibration), kdy je jako impedance použita cívka s rezistorem, která je přepínána mezi dvěma zdroji napětí, čímž se zvyšuje tlumicí výkon. Nevýhodou je nutnost použití více zdrojů napětí. [3]

Pozoruhodných výsledků lze dosáhnout paralelním připojením záporné kapacity. První experimenty byly provedeny v Japonsku v roce 2000, kdy bylo zjištěno, že lze řídit tuhost piezoelektrik v extrémním intervalu 0 až nekonečno. [4] Toho lze využít nejen při tlumení vibrací, ale také při tlumení hluku. V případě kdy se bude efektivní tuhost piezoelektrického elementu blížit nule, bude se chovat jako nekonečně měkký, a nebudou jím tedy přenášeny vibrace. Naopak pokud se jeho efektivní tuhost bude blížit nekonečnu, bude se chovat jak nekonečně tvrdý a bude odrážet veškerý hluk.

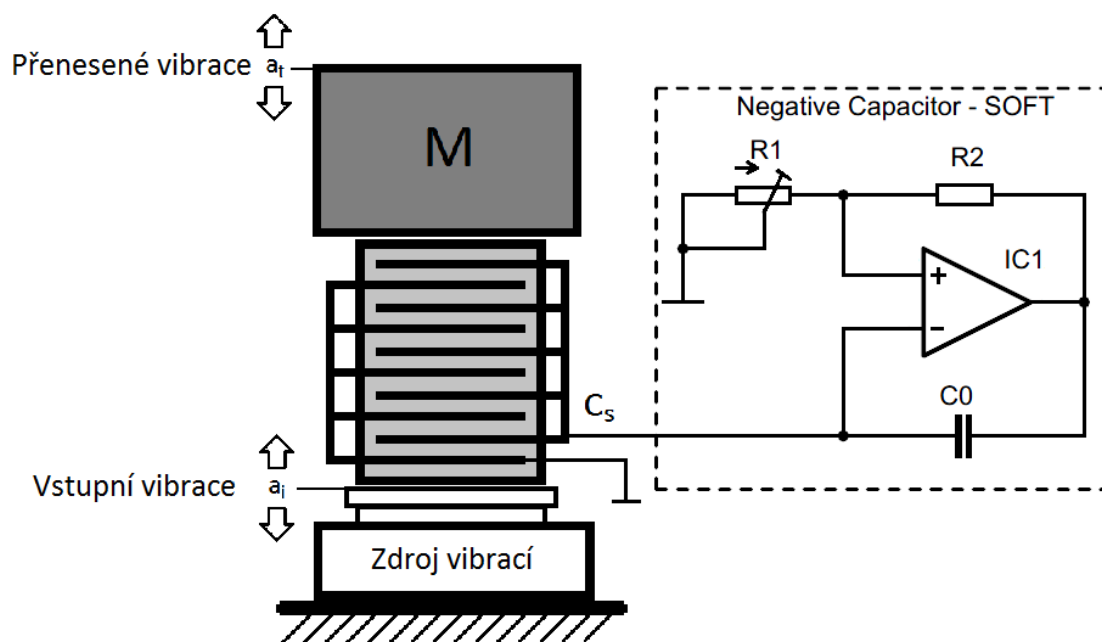
1.3.1 Obvody záporné kapacity

Obvody záporné kapacity neboli NC obvody (Negative Capacitor), se dělí dle jejich funkce na obvod „soft“, který snižuje tuhost piezoelektrického aktuátoru, a obvod „hard“, který jeho tuhost naopak zvyšuje. Realizovat obvody záporné kapacity lze jednoduchými obvody s operačním zesilovačem a několika pasivními součástkami viz Obr. 4. [4]



Obr. 4. Typy NC obvodů (Převzato z [4])

Jak již bylo řečeno, pro tlumení vibrací se používá NC obvod typu „S“, který efektivní tuhost piezoelektrického aktuátoru snižuje, a proto se jím nadále budu zabývat podrobněji. Kapacitu tohoto NC obvodu lze vypočítat ze vztahu: $C = -C_0 \cdot \frac{R_2}{R_1}$. Princip tlumení přenosu vibrací s použitím obvodu záporné kapacity je založen na současném využití Hookeova zákona, přímého a převráceného piezoelektrického jevu. Piezoelektrický element je v tomto zapojení využíván jako senzor i aktuátor současně.



Obr. 5. Systém tlumení přenosu vibrací s použitím NC obvodu

Na Obr. 5 vidíme systém, kde je hmota M izolována od vstupních vibrací objemovým piezoelektrickým aktuátorem, jehož elastické vlastnosti jsou kontrolovány paralelně připojeným NC obvodem. Princip řízení efektivní tuhosti elementu lze vysvětlit následujícím způsobem: Přenesené vibrace a_t vzniknou působením síly od zdroje vibrací, který se pohybuje se zrychlením a_i . Velikost zrychlení vstupních vibrací lze matematicky vyjádřit takto: $a_i = \frac{F}{m}$, kde m je hmotnost tlumené hmoty M (hmotnost elementu v úvaze zanedbáme). Na tlumenou hmotu je síla F přenášena skrz piezoelektrický aktuátor, který je působením této síly deformován (Hookeův zákon). V důsledku této deformace se na jeho svorkách objeví náboj Q . Tento jev se nazývá přímý piezoelektrický jev. Vzniklý náboj Q se pohybuje mezi aktuátorem a připojeným obvodem záporné kapacity, dokud nedojde k vyrovnání potenciálů na aktuátoru a NC obvodu. Tato změna potenciálu způsobí vlivem převráceného piezoelektrického jevu další deformaci piezoelektrického elementu. Tato deformace se podle typu použitého

obvodu buď přičte, nebo odečte od původní deformace způsobených silou F od zdroje vibrací.



Obr. 6. Schematické zapojení aktuátoru a záporné kapacity.

V našem případě je použit obvod „S“, a proto je element, který je smršťován působením mechanické síly ještě více smrštěn v důsledku převráceného piezoelektrického jevu. Tímto principem je snížen přenos dynamických sil. Ve speciálním případě, kdy příspěvky změny délky elementu způsobené jednotlivými jevy budou shodné, bude přenos dynamických sil skrz element nulový. Aby tento případ nastal, musela by být efektivní tuhost piezoelektrického aktuátoru nulová.

Vzorec pro efektivní tuhost K lze vypočítat, pokud známe sílu F a změnu prodloužení Δl , kdy:

$$K = \frac{F}{\Delta l} \quad (5a)$$

Abychom mohli efektivní tuhost vyjádřit vztahem, který bude závislý na kapacitě aktuátoru C_s a kapacitě vnějšího kondenzátoru C , musíme zkombinovat rovnice (5a) až (5d).

$$\Delta l = \frac{1}{K_s} \cdot F + d \cdot U \quad (5b)$$

Prvním krokem je dosazení do rovnice pro efektivní tuhost (5a) rovnici pro změnu prodloužení aktuátoru (5b) kde K_s je efektivní tuhost aktuátoru naprázdno (tuhost při odpojení NC obvodu), d je piezoelektrický koeficient a U je napětí na elektrodách aktuátoru.

$$U = \frac{Q}{C} \quad (5c)$$

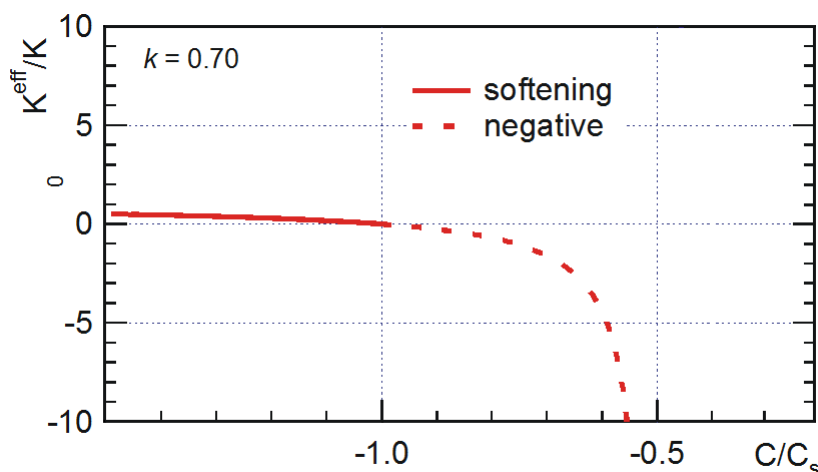
$$Q = d \cdot F + C_s \cdot U \quad (5d)$$

Do vztahu dosadíme za V rovnici (5c), která vyjadřuje napětí kondenzátoru, které je v našem případě také na piezoelektrickém aktuátoru. Za náboj Q dosadíme rovnici (5d) a po úpravách dostaneme vztah pro výslednou efektivní tuhost závislý na kapacitách aktuátoru a připojeného kondenzátoru (6), kde k je konstanta elektromechanické vazby ($0 < k < 1$).

$$K = K_S \cdot \left(\frac{1 + \frac{C}{C_S}}{1 - k^2 + \frac{C}{C_S}} \right) \quad (6)$$

Z tohoto vztahu vyplývá, že efektivní tuhost se bude snižovat pouze tehdy, pokud bude připojená kapacita C záporná. Nulové efektivní tuhosti lze dosáhnout, když bude poměr kapacit $\frac{C}{C_S} = -1$. Z tohoto vztahu vyplývá, že pro dosažení nulové efektivní tuhosti aktuátoru platí nutná podmínka $C = -C_S$.

V grafu na Obr. 7 vidíme závislost efektivní tuhosti na poměru kapacit $\frac{C}{C_S}$. V intervalu $\frac{C}{C_S} \in (-\infty; -1)$ lze vlastnosti tohoto obvodu využít pro tlumení vibrací. Problém nastává, pokud je překročena hodnota $\frac{C}{C_S} = -1$, kdy je systém na mezi stability. Za touto hodnotou je obvod nestabilní, neboť se poměr $\frac{K^{eff}}{K}$ dostává do záporných hodnot a prudce se mění fáze o 180° .



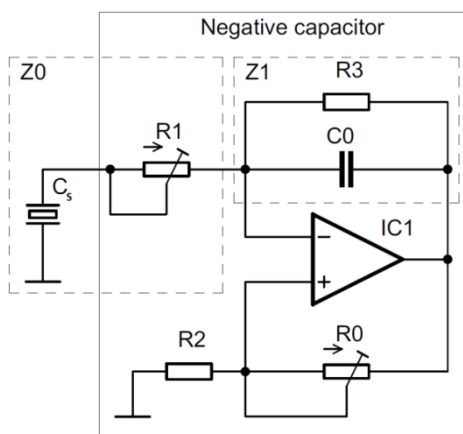
Obr. 7. Průběh poměru efektivní tuhosti v závislosti na poměrech kapacit (Převzato z [5])

Piezoelektrický aktuátor má v intervalu $\frac{C}{C_S} \in (-1; \infty)$ zápornou efektivní tuhost. Tento jev je nejlépe viditelný na osciloskopu při tlumení vibrací sinusového

průběhu, kdy se při ladění parametrů (tj. hodnot proměnných rezistorů) NC obvodu snižuje amplituda vibrací až k nule a poté se začne opět zvyšovat, tentokrát však s opačnou fází.

1.3.2 Ladění obvodu záporné kapacity

V předchozí kapitole bylo řečeno, že pro dosažení nulové efektivní tuhosti aktuátoru musí být splněna podmínka $C = -C_s$. Na Obr. 8 je schéma NC obvodu pro ruční ladění, u kterého lze změnou nastavení trimrů R_0 a R_1 měnit jeho parametry a přiblížit se tak nulové efektivní tuhosti aktuátoru. Hodnoty jednotlivých součástek referenční impedance Z_1 jsou $R_3 = 3\text{ k}\Omega$ a $C_0 = 4,7\text{ }\mu\text{F}$.



Obr. 8. Ručně laditelný NC obvod (Převzato z [5])

V rozsahu slyšitelného akustického pásma lze kapacitu NC obvodu aproximovat dle vztahu $C = C' \cdot (1 - i \cdot \tan\delta)$, kde reálná část odpovídá vzorci:

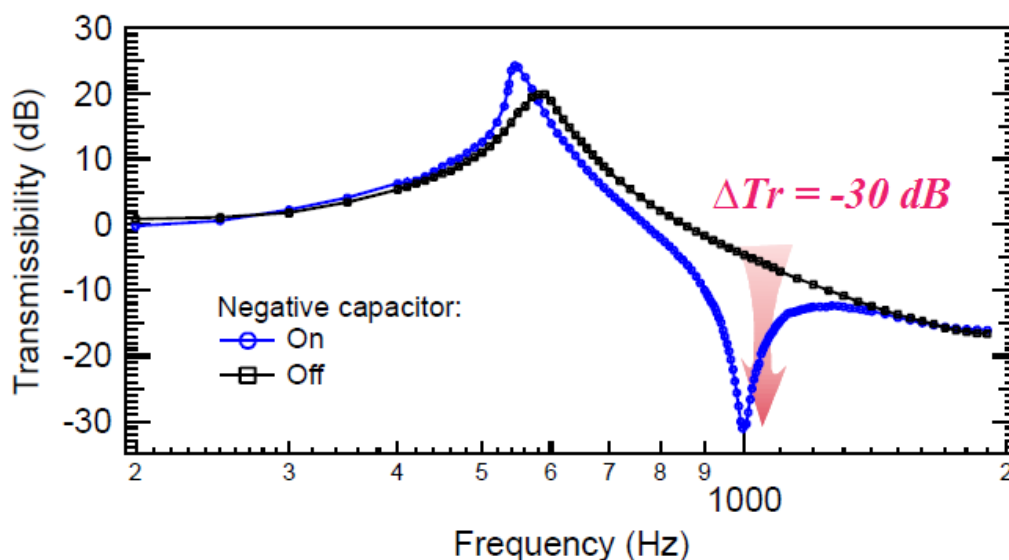
$$C' \approx -C_0 \cdot \frac{R_3^2 R_2 R_0}{(R_3 R_2 - R_0 R_1)^2} \quad (7a)$$

a $\tan\delta$ odpovídá rovnici:

$$\tan\delta \approx \frac{R_3 R_2 - R_0 R_1}{\omega C_0 R_3^2 R_2} \quad (7b)$$

Z těchto vztahů je patrné, že kapacita NC obvodu je závislá nejen na hodnotách obvodových prvků, ale také na frekvenci. Na Obr. 9 je graf přenosu vibrací závislých na frekvenci. Černá křivka zobrazuje přenos vibrací samotného piezoelektrického aktuátoru. Modrá křivka ukazuje, jak se přenos vibrací změní připojením NC obvodu naladěného na 1kHz. Tlumení je efektivní ve velice úzkém pásmu, prakticky pouze pro

frekvenci, na kterou byl naladěný, a kolem této frekvence přenos vibrací strmě stoupá, což je způsobeno právě zmíněnou frekvenční závislostí. Aby byl zobrazen pouze skutečný dosažený útlum přenosu vibrací, byla zavedena veličina ΔTr , která vykresluje rozdíl těchto přenosů. Průběh ΔTr pro tyto dva přenosy je v kapitole 1.3.4 na Obr. 13 (modrá křivka).



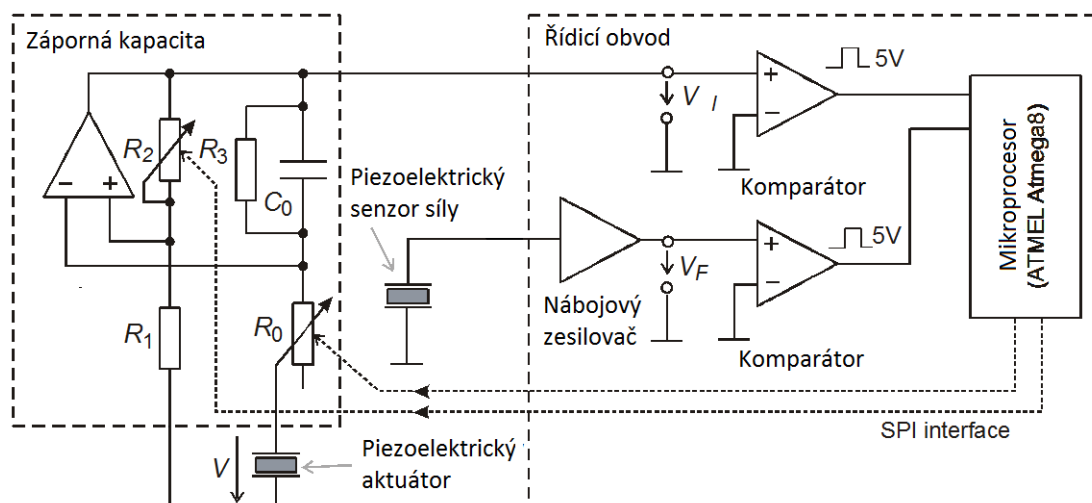
Obr. 9. Graf přenosu vibrací (NC obvod naladěný na 1 kHz) (Převzato z [5])

V tomto případě bylo naladěním NC obvodu dosaženo útlumu 30dB. Bohužel frekvenční závislost není jediným problémem této metody. Další nepříjemností je značná teplotní závislost kapacity C_S samotného piezoelektrického aktuátoru. I nepatrná změna teploty způsobuje značné rozladění obvodu, které může vést k jeho nestabilitě.

1.3.3 Adaptivní řízení

Řešení problému teplotní nestability je věnována tato kapitola. Teplotní závislost kapacity aktuátoru C_S je značná. Neboť i při téměř konstantní teplotě docházelo během několika minut k rozladění obvodu, bylo navrženo zařízení (viz Obr. 10), které obvod záporné kapacity samo naladilo a nadále ho přeladňovalo podle potřeby tak, aby byl přenos vibrací co nejnižší. Jde o adaptivní řízení, kterým byly teplotní vlivy na potlačení přenosu eliminovány. Navíc však toto zařízení dokáže tlumit harmonické vibrace v širokém frekvenčním pásmu. Tj. i při změně frekvence vstupních vibrací je zařízení

stále schopné se přeladovat a udržovat přenos vibrací na nejnižší možné hodnotě. Podmínkou je, že vibrace musejí mít pouze jednu harmonickou složku.



Obr. 10. Blokové schéma zapojení elektroniky adaptivního řízení (Převzato z [6])

Na Obr. 10 je zjednodušené schéma zapojení celého systému adaptivního řízení. Toto zařízení lze rozdělit na dva celky a to na NC obvod a řídicí obvod. NC obvod je téměř totožný s popsáním obvodem v předchozí kapitole. Aby bylo možné nastavovat tento obvod, musely být trimry R_0 a R_1 nahrazeny digitálně řízenými rezistory. Řídicí obvod získává informace o obvodu ze signálu z piezoelektrického senzoru síly, který odpovídá přeneseným vibracím a signálu z výstupu NC obvodu. Fázový posuv mezi těmito signály je úměrný tuhosti aktuátoru. Mikroprocesor jej vyhodnocuje a podle implementovaného algoritmu, který objevil a navrhnul Ing. Tomáš Sluka, Ph.D., nastavuje digitální rezistory R_0 a R_1 . (konkrétně je algoritmus popsán v příloze B) [14] Proces ladění trvá tak dlouho, dokud není dosaženo požadované hodnoty přenosu vibrací. Po té se proces ladění zastaví do doby, než přenos vibrací opět stoupne nad požadovanou hodnotu.

Nevýhodou je velmi úzké frekvenční pásmo tlumených vibrací pro dané aktuální nastavení NC obvodu (lze utlumit pouze harmonické vibrace, viz Obr. 9) a dále fakt, že řídicí obvod je schopen zpracovat užitečnou informaci pouze pokud jsou vstupní vibrace harmonické. Teorii rozšíření frekvenčního pásma efektivně potlačovaných vibrací věnuji následující kapitole. Získání užitečné informace z obecnějších vibrací (při zachování popsaného principu) se věnuji v praktické části práce.

1.3.4 Rozšíření frekvenčního pásma tlumených vibrací

V této kapitole je řešena problematika spojená s rozšířením frekvenčního pásma tlumených vibrací. Všechny experimenty byly provedeny na ručně laditelném NC obvodu, viz Obr. 8. Experimentálně bylo ověřeno, že k utlumení přenosu vibrací dochází, pokud jsou impedance Z_0 a Z_1 ve fázi, a zároveň je splněna podmínka poměru impedancí: $\frac{|Z_1|}{|Z_0|} = \frac{R_0}{R_2}$.

K tomuto závěru lze dojít také použitím matematického modelu, který byl použit k vytvoření grafu přenosových charakteristik zobrazených na Obr. 11. V tomto modelu je efektivní tuhost vyjádřena vztahem (6), kde byly za jednotlivé kapacity dosazeny obecné impedance Z a Z_S :

$$K = K_S \cdot \left(\frac{1 + \frac{Z_S}{Z}}{1 - k^2 + \frac{Z_S}{Z}} \right) \quad (8)$$

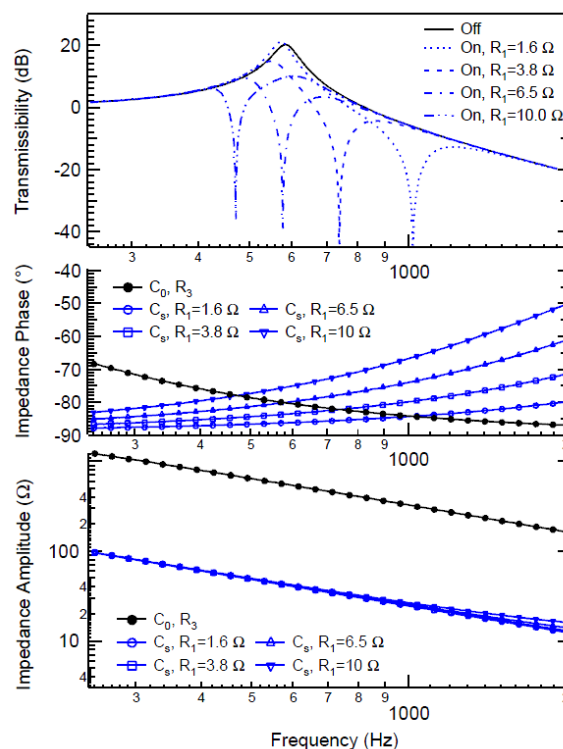
Impedance Z_1 je vyjádřena vztahem:

$$Z_1 = \frac{R_3}{1 + i\omega C_0 R_3}$$

A impedance NC obvodu Z_{NC} :

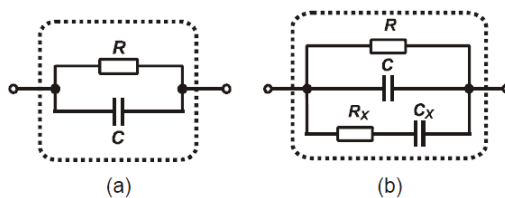
$$Z_{NC} = R_1 - \frac{R_0}{R_2} \cdot Z_1$$

Vstupní data pro matematický model byla naměřena na reálném NC obvodu. Konkrétně jimi jsou amplitudová a fázová spektra impedancí Z_0 a Z_1 . Impedance zpětné vazby Z_1 byla konstantní a měnila se pouze impedance Z_0 , nastavováním různých hodnot proměnného rezistoru R_1 , který byl zapojen v sérii s piezoelektrickým aktuátorem, viz Obr. 8. Z grafu, vytvořeného matematickým modelem (viz Obr. 11), taktéž vyplývá, že utlumení přenosu vibrací dojde právě tehdy, pokud jsou tyto impedance ve fázi.

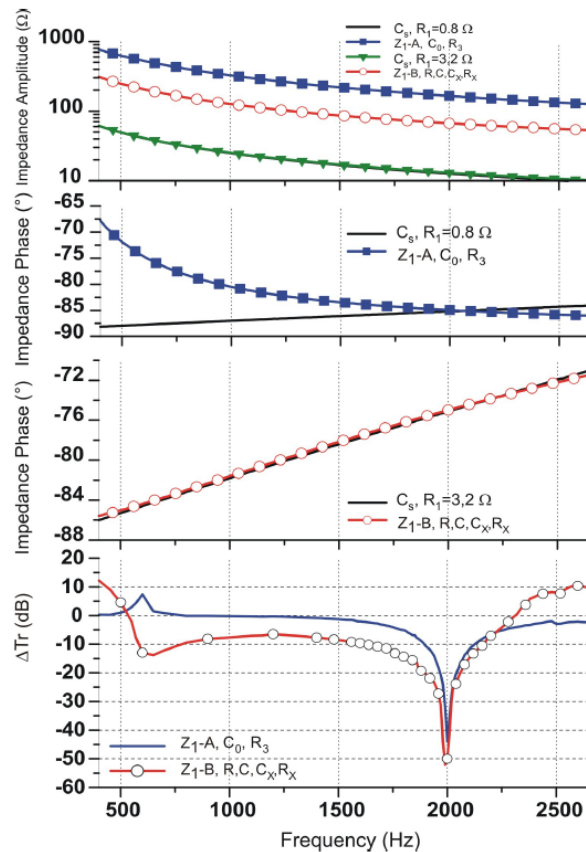


Obr. 11. Průběhy amplitudových a fázových spekter impedancí a matematickým modelem vytvořené přenosové charakteristiky (Převzato z [5])

Aby bylo dosaženo širokospektrálního tlumení přenosu vibrací, musí být nalezena taková impedanci Z_1 , která bude mít shodné fázové spektrum jako impedance Z_0 . Amplitudové spektrum nemusí mít stejný průběh, ale musí být v poměru k stávající impedanci. Na Obr. 12 jsou dvě zapojení impedance Z_1 . První schéma impedance (a) je původní zapojení, se kterým bylo dosaženo výsledků při ručním i adaptivním ladění NC obvodu. Schéma zapojení (b) zobrazuje impedanci, která má velmi podobné průběhy fáze a amplitudy jako impedance Z_0 .



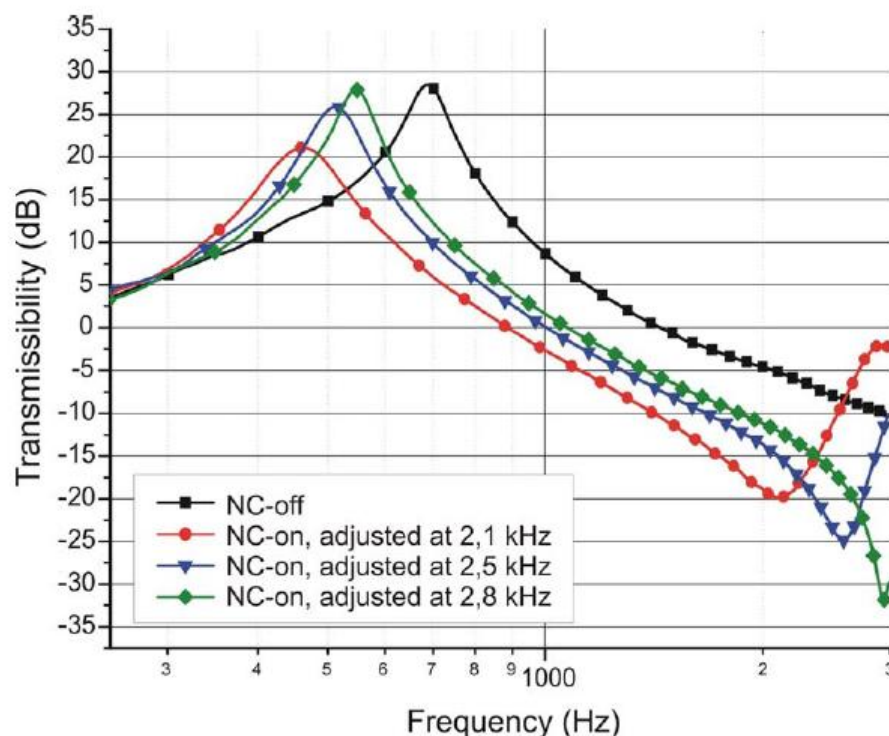
Obr. 12. Typy impedancí Z_1 použitých v NC obvodu [5]



Obr. 13. Grafy průběhů amplitudových a fázových spekter při použití dvou odlišných impedancí $Z_1(a)$ a $Z_1(b)$ (Převzato z [5])

Z grafů, viz Obr. 13, vidíme nejen téměř shodný průběh fází obou impedancí, a velmi podobný průběh amplitudy, ale také dosažené výsledky s touto impedancí, kdy byl obvod naladěn na frekvenci 2 kHz, a kromě samotného útlumu přenosu vibrací na této frekvenci o 50 dB, byly okolní frekvence potlačeny o, v průměru, 10 dB v širokém pásmu 1400 Hz. Je zde také vidět obrovský rozdíl mezi impedancemi $Z_1(a)$ a $Z_1(b)$, kdy se fázová spektra impedancí Z_0 a $Z_1(a)$ setkávali pouze v jednom bodě, kdežto při použití impedance $Z_1(b)$ ji téměř kopíruje.

Obr. 14 vykresluje přenosové charakteristiky systému tlumení přenosu vibrací s použitím impedance $Z_1(b)$. Ta je zapojena dle Obr. 12 a hodnoty jednotlivých součástek jsou: $R = 15.5 \text{ k}\Omega$; $C = 470 \text{ nF}$; $R_x = 44 \text{ }\Omega$; $C_x = 813 \text{ nF}$. Černá křivka odpovídá přenosové charakteristice systému s odpojenou zápornou kapacitou. Zbylé křivky jsou přenosové charakteristiky s připojeným NC obvodem, naladěným vždy na příslušnou frekvenci[5].



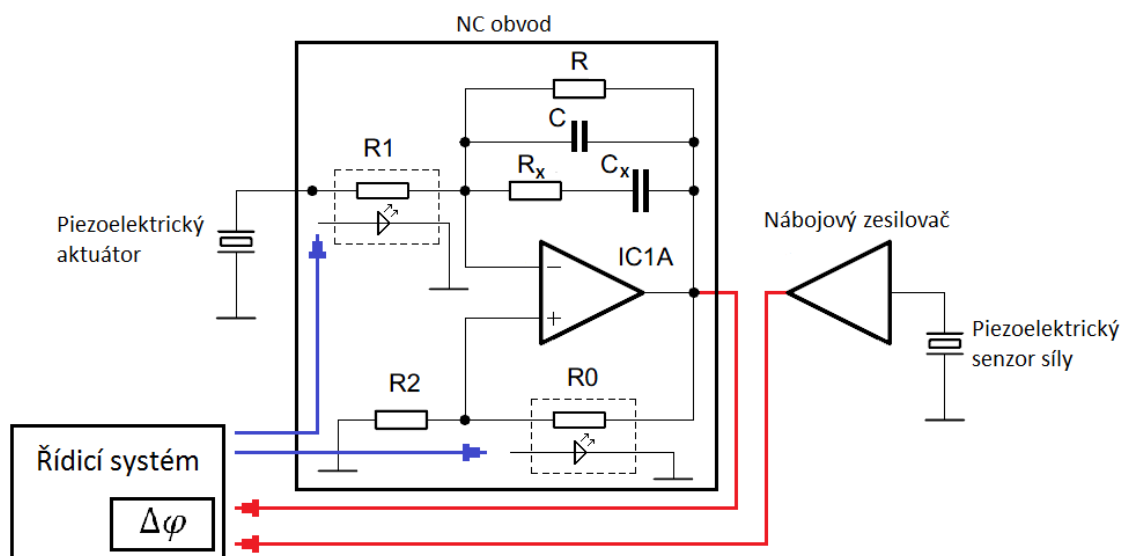
Obr. 14. Přenosové charakteristiky systému, použita referenční impedance $Z_1(b)$. Parametrem je frekvence, na kterou byl obvod manuálně naladěn (Převzato z [2])

1.3.5 Adaptivní systém pro širokospektrální tlumení přenosu vibrací

V kapitole 1.3.3 je popsána elektronika řízená mikropočítačem (s implementovaným řídicím algoritmem), která je schopna NC obvod adaptivně řídit tak, aby potlačoval harmonické vibrace libovolné frekvence v širokofrekvenčním pásmu. [6] Kapitola 1.3.4 prezentuje, že NC obvod s užitím vhodné impedance Z_1 pro dané nastavení R_0 , R_1 (viz Obr. 8) tlumí široké okolí frekvence, na kterou je naladěn [5]. Spojením vlastností výše uvedených realizací vznikne systém, který má potenciál efektivně potlačovat vibrace náhodného signálu s výraznými harmonickými složkami. Aby byl zachován princip řízení (viz 1.3.3), je třeba získat pomocí FFT fázi nejvýkonnější frekvenční složky přenesených vibrací a signálu na výstupu NC obvodu. Informace potřebné pro naladění NC obvodu získáme z fázových spekter těchto signálů [7].

Přeladování NC obvodu adaptivního řízení z kapitoly 1.3.3 bylo řešeno digitálními potenciometry. Krok těchto potenciometrů byl však relativně velký, a proto

byly pro širokospektrální tlumení přenosu vibrací nahrazeny optron – fotorezistory (viz Obr. 15), což jsou vlastně proudem řízené odpory. Díky jemnějšímu ladění se obvod dokázal lépe naladit. Ladění probíhá stejně jako u adaptivního řízení, s tím rozdílem, že místo nastavování hodnot digitálních potenciometrů (viz kapitola 1.3.3), se zvyšují, nebo snižují proudy tekoucí do optron - fotorezistorů. Řízení parametrů NC obvodu pomocí optron - fotorezistorů ve své realizaci systému přejímám.



Obr. 15. Blokové schéma širokospektrální tlumení přenosu vibrací

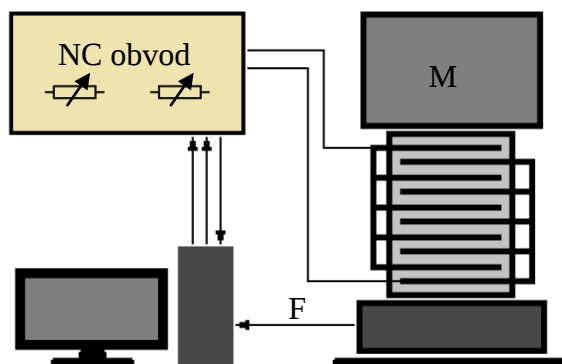
Cílem diplomové práce je rozpracovat výše uvedenou metodu tlumení přenosu vibrací pomocí piezoelektrického aktuátoru s připojeným NC obvodem. Konkrétně se jedná o návrh a realizaci kompaktní elektroniky, která využívá veškeré doposud známé know how a rozšiřuje jej o možnost tlumení vibrací netriviálních průběhů. Další text prezentuje technické řešení zadaného problému.

2 Praktická část

V praktické části je popsán návrh a realizace dvou zařízení pro širokospektrální tlumení vibrací složitějších průběhů. Kapitola 2.1 popisuje širokospektrální tlumení vibrací řízené počítačem. Následující podkapitoly podrobně popisují analogovou část tohoto systému a software pro počítač, jenž tento systém řídí. V kapitole 2.2 je popsáno již samostatně fungující elektronické zařízení řízené mikroprocesorem ATMEGA 128A, které má stejnou funkci jako předchozí systém tvořený analogovým modulem NC obvodu a počítačem s analogovou kartou. Podkapitoly opět popisují jednotlivé části zařízení a program pro mikroprocesor. Kapitola 2.3 je věnována výsledkům měření, které byly provedeny na těchto dvou zařízeních.

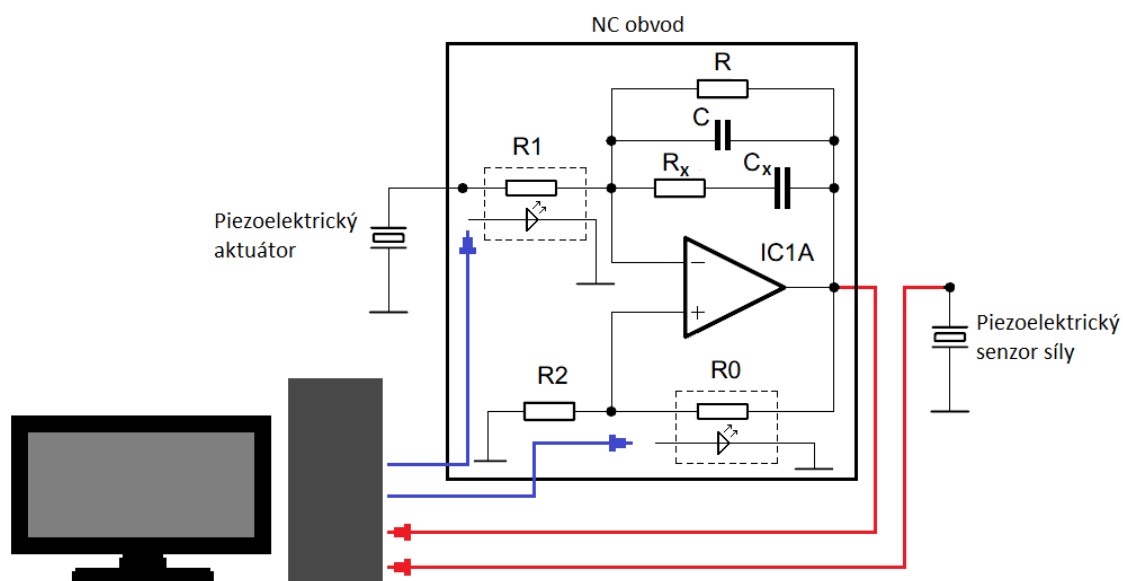
2.1 Širokopásmové tlumení přenosu vibrací řízené počítačem

V této části je prezentován systém pro širokopásmové tlumení přenosu vibrací řízené počítačem. Blokové schéma zapojení celého systému je na Obr. 16. Počítač byl zvolen jako řídicí systém, z důvodu jednoduchých a rychlých úprav softwaru, bez nutnosti použití programátoru jako je to u zařízení s mikropočítačem. Na tomto systému byla také ověřena funkčnost širokospektrálního tlumení přenosu vibrací netriviálních průběhů, neboť doposud bylo možné adaptovat systém pouze pro tlumení vibrací o jediné harmonické složce, tedy sinusový signál. Nové zařízení je schopno adaptovat systém i pro tlumení složitějších signálů, se kterými se setkáme v reálných podmínkách. Málokdy se totiž vyskytují vibrace nebo hluk v takto jednoduché formě jako je sinusový průběh.



Obr. 16. Modulové schéma zapojení celého systému potlačení vibrací řízené počítačem

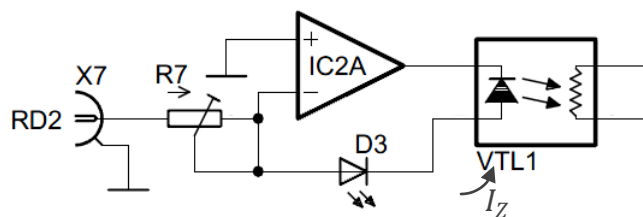
Tento systém zpracovává zaprvé signál ze senzoru síly a zadruhé signál z elektrody piezoelektrického aktuátoru, který zde funguje jako senzor i aktuátor zároveň, jak již bylo popsáno v kapitole 1.3.1. Signál ze senzoru síly jde přímo na vstup analogové karty počítače. Signál z piezoelementu prochází NC obvodem a analogovou kartou do počítače. Na základě těchto dvou signálů se podle implementovaného algoritmu v počítači upraví hodnoty výstupních signálů, které ovládají samotný NC obvod, kterým se cíleně ovlivňuje tuhost piezoelektrického aktuátoru, viz Obr. 17.



Obr. 17. Schéma propojení NC obvodu s počítačem

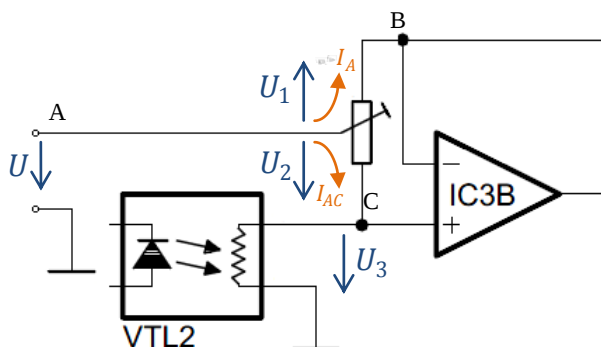
2.1.1 Realizace elektroniky obvodu záporné kapacity

Výstupem analogové karty počítače je napětí v rozsahu 0 - 5 V. Optron – fotorezistor, se skládá z LED a fotoodporu. LED ale pracuje ve velmi malém rozsahu napětí. Aby byl využit co největší rozsah výstupních hodnot analogové karty, byly použity převodníky napětí na proud s operačními zesilovači [8]. Schéma jednoho převodníku s optron – fotorezistorem je na Obr. 18. Proud zátěží, v tomto případě LED D3 a současně LED VTL1 lze vypočítat ze vztahu: $I_Z = \frac{U_{RD2}}{R_7}$ Aby byla zajištěna univerzálnost modulu, zvolil jsem místo pevného rezistoru trimr R7, aby bylo možné vždy využít celý proudový rozsah VTL1 tedy 0 – 10 mA.



Obr. 18. Převodník U / I (Převzato z [8])

V původním obvodu viz Obr. 8 byly hodnoty trimrů, které se ručně ladily, $R_1 = 10 \Omega$ a $R_2 = 1 k\Omega$. Odpor opticky vázaného fotorezistoru jsou však řádově kiloohmy, a proto byl použit obvod pro snížení hodnoty odporu publikovaný v [9]. Obvod se skládá z operačního zesilovače zapojeného jako sledovač, odporu, u něhož chceme snížit hodnotu, a trimru zapojeného mezi vstup a výstup sledovače.



Obr. 19. Obvod pro snížení odporu fotorezistoru (Převzato z [9])

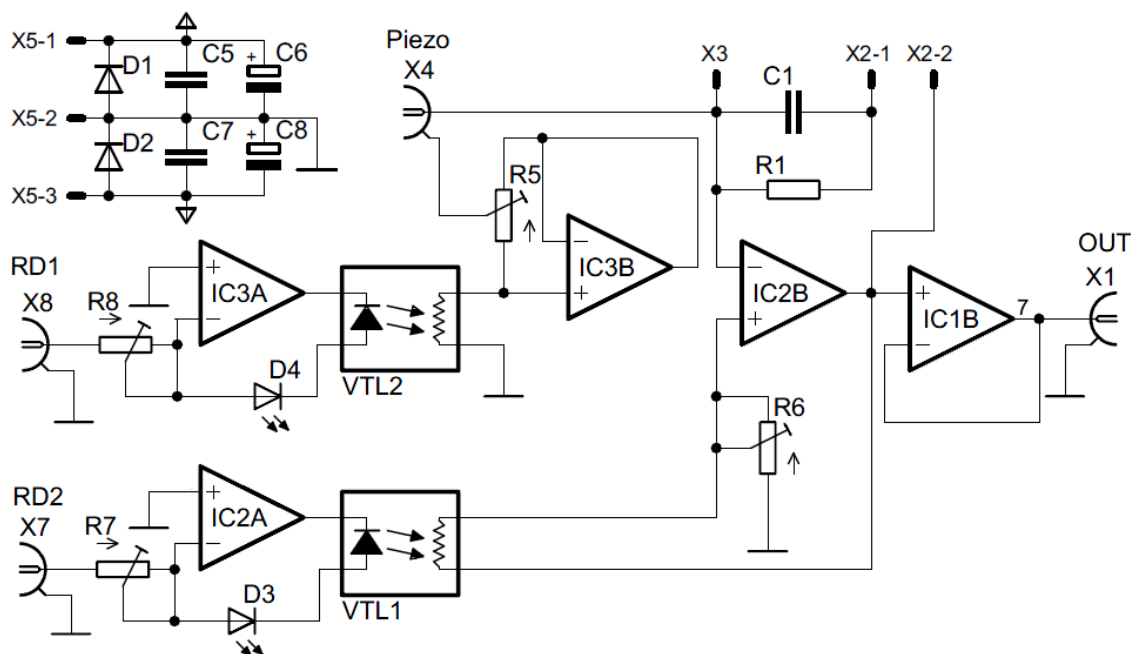
Jak je zřejmé z Obr. 19 napětí U se dělí na napětí U_2 a U_3 . Operační zesilovač IC3B zapojený jako sledovač zajistí stejný potenciál na obou vstupech OZ. Z toho vyplývá, že napětí U_1 a U_2 se rovnají. Snížením odporu mezi body A a B se zvýší proud I_{AB} který lze vypočítat ze vztahu $I_{AB} = \frac{U_1}{R_{AB}}$. Protože $U_1 = U_2$ lze tento vztah napsat jako $I_{AB} = \frac{U_2}{R_{AB}}$. Dojde-li ke snížení odporu fotorezistoru VTL2 dojde ke snížení napětí U_3 a protože $U = U_2 + U_3$ zvýší se napětí U_2 . To má za následek zvýšení proudu I_{AB} a tím snížení odporu celého obvodu, který lze matematicky vyjádřit takto:

$$R = \frac{U}{I_{AB} + I_{AC}} \quad (11)$$

Jak vyjadřuje vzorec (11), odpor závisí na proudu tekoucím trimrem. Podle Ohmova zákona $I = \frac{U}{R}$ je zřejmé čím menší bude hodnota trimru, tím větší proud jím

poteče a tím menší bude celková hodnota odporu. Aby hodnota obvodu byla desítky ohmů, byl použit trimr o velikosti 10 Ω . Pro přesné nastavení byl použit dvacetiotáčkový trimr Spektrol.

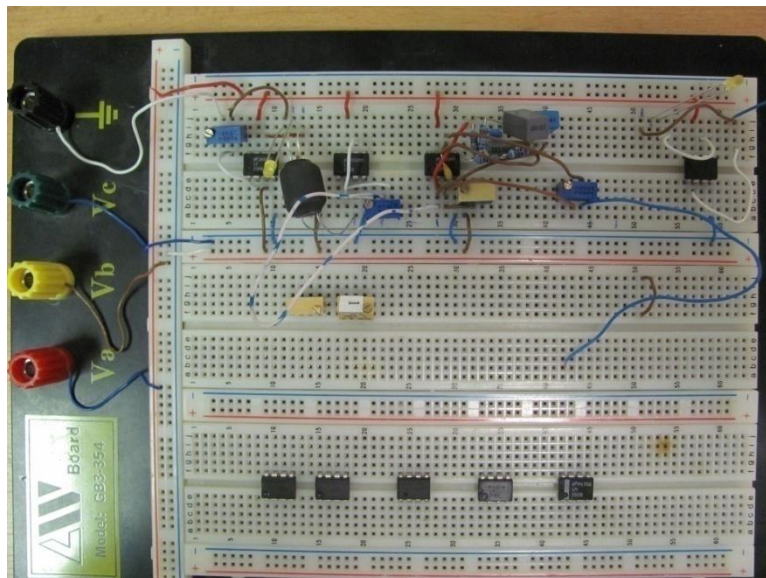
Na Obr. 20 je kompletní schéma zapojení analogového NC obvodu pro přenos vibrační řízeného počítačem. V levém horním rohu je zobrazena zdrojová část, která blokuje a filtruje přivedené napětí. Diody D1 a D2 jsou zapojeny jako ochrana proti jeho prepólování. Všechny moduly, jako převodníky napětí na proud, obvod pro snížení hodnoty odporu i samotný NC obvod, byly již popsány. Impedance zapojená v záporné zpětné vazbě OZ IC2B, je zde pro zjednodušení nahrazena paralelní kombinací rezistoru R1 a kondenzátoru C1. Trimrem R6 lze obvod hrubě naladit. Jedná se pouze o prvotní nastavení. V procesu ladění zůstává jeho hodnota odporu konstantní. Aby nedocházelo po připojení vnějších obvodů, například měřící karty, k ovlivňování vlastností samotného NC obvodu, je na jeho výstup připojen operační zesilovač IC1B, zapojen jako sledovač napětí, který se používá jako impedanční oddělení.



Obr. 20. Kompletní schéma analogového obvodu NC obvodu

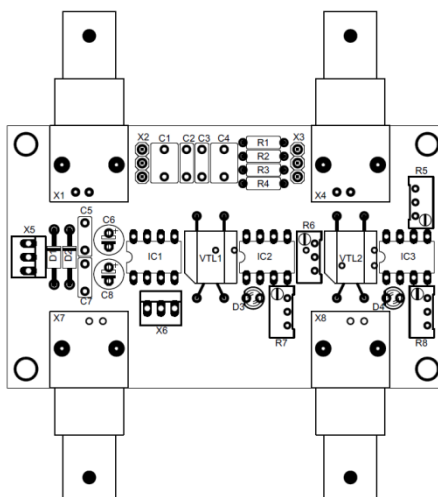
2.1.2 Realizovaný obvod záporné kapacity

Nepájivé pole bylo použito k vytvoření prototypu elektroniky NC obvodu, viz Obr. 21. Na tomto poli byly všechny doposud popsané části samostatně vyzkoušeny a poté spojeny a odladěny.



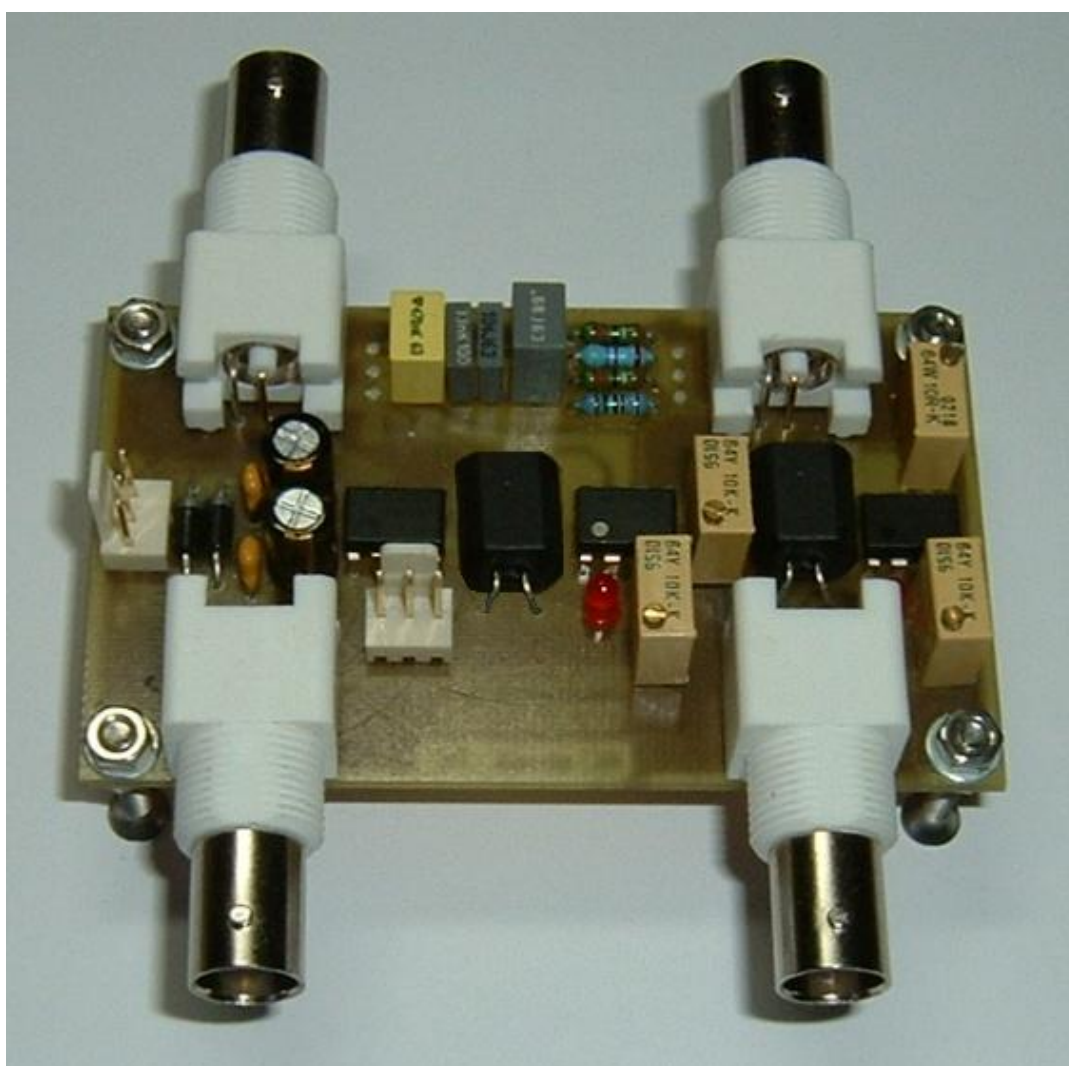
Obr. 21. Prototyp elektroniky na nepájivém poli

Po odladění systému na nepájivém poli bylo nakresleno finální schéma a plošný spoj v programu Eagle - verze 5.4.0 pro operační systém Windows. [13] Vznikl kompaktní modul elektroniky NC obvodu pro připojení k počítači. Rozložení součástek je na Obr. 22.



Obr. 22. Rozložení součástek na DPS

Přes konektor X5 se celý modul napájí usměrněným stejnosměrným napětím ± 15 V, které napájí všechny operační zesilovače. Na konektory X7 a X8 se přivádí napětí pro ovládání optron-fotorezistorů VTL1 a VTL2. Jako indikace těchto napětí jsou do série s LED optron-fotorezistorů zapojeny LED D3 a D4. Trimry R7 a R8, které jsou součástí převodníků napětí na proud, nastavují poměr mezi vstupním napětím a výstupním proudem pro VTL1 a VTL2. Piezoelektrický aktuátor se připojuje na konektor X1. Výstup NC obvodu se k analogové kartě připojí konektorem X4. Nastavení obvodu pro snížení hodnoty odporu se provádí trimrem R5. Mnou vyrobený a osazený plošný spoj NC obvodu je na Obr. 23.

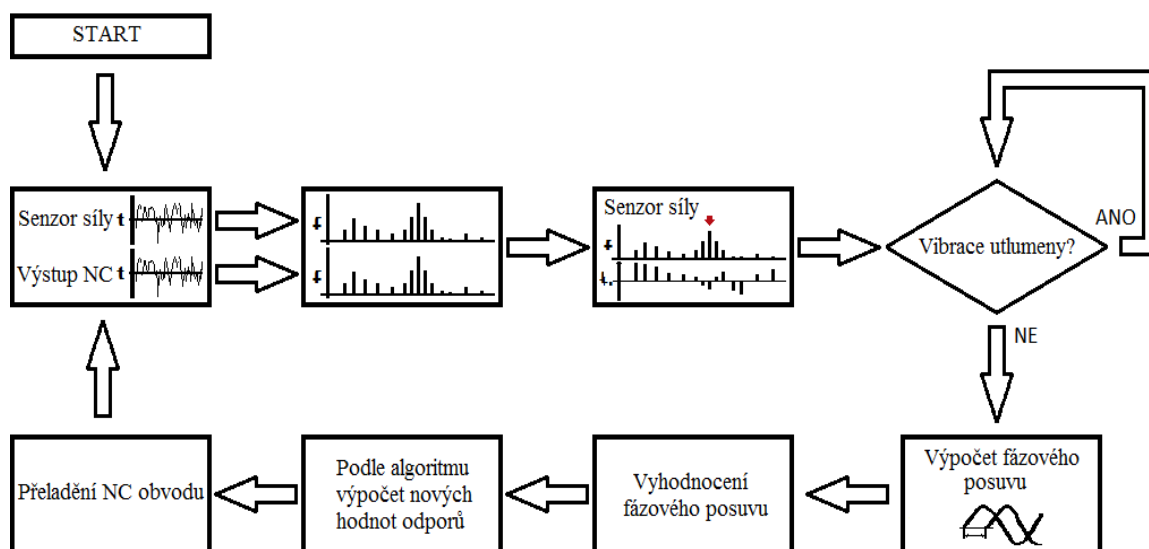


Obr. 23. Realizovaný NC obvod

2.1.3 Program pro řízení obvodu záporné kapacity počítačem

Jak již bylo řečeno, cílem předkládané diplomové práce bylo navrhnout systém tak, aby byl schopen utlumit přenos vibrací časově složitějších signálů. Řídicí systém prezentovaný v kapitole (1.3.3) získával užitečnou informaci změřením fázového rozdílu dvou harmonických signálů. V případě tlumení vibrací reálného signálu je třeba signály zpracovat, jak je popsáno v kapitole 1.3.5. Pomocí rychlé Fourierovy transformace (dále jen FFT) jsou příslušné signály převedeny do frekvenční oblasti. Tak se získalo amplitudové a frekvenční spektrum signálu.

Vývojový diagram programu adaptivního řízení je na Obr. 24. Nejdříve se pomocí analogové karty navzorkuje signál z piezoelektrického senzoru síly a z výstupu NC obvodu. Provede se převod do frekvenční oblasti pomocí FFT. Vzniknou tak dvakrát dvě pole hodnot. Tedy pro každý signál dvě pole. První pole reprezentuje amplitudové spektrum signálu. Druhé pak jednotlivé fáze frekvenčních složek. V poli amplitud se nalezne maximální hodnota a zjistí se její pozice, tedy o jakou frekvenční složku se jedná. Pokud je maximum menší než minimální nastavená mez, proces tlumení se ukončí. Překračuje-li tuto mez, použije se získaná pozice maximální amplitudy přenesených vibrací a načtou se hodnoty fází obou signálů z příslušných polí. Následuje výpočet fázového posuvu a použití algoritmu pro výpočet nových hodnot optron-fotorezistorů. Nové hodnoty jsou poslány na výstup analogové karty. Tím dojde k přeladění NC obvodu. Po tomto kroku se již celý proces ladění opakuje.

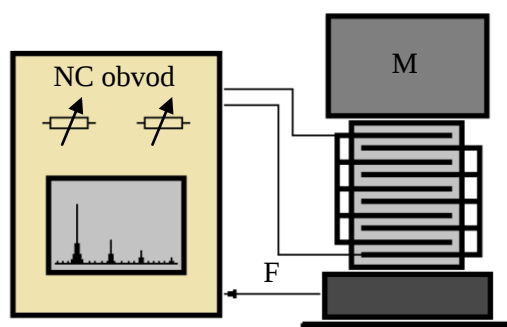


Obr. 24. Vývojový diagram programu pro PC

Tento algoritmus by realizován jako program v prostředí MATLAB. Hlavním důvodem je samotný programovací jazyk. Matlab je komplexní program, ve kterém je možné provádět výpočty, komunikovat s periferiemi počítače, v našem případě s analogovou kartou, vykreslovat grafy a mnoho dalšího. Dalším důvodem použití tohoto programu je jeho rozšířenost, a to nejen na vysokých školách, kde se používá při výuce, ale také při výzkumných účelech. Naše Technická univerzita není výjimkou, a taktéž se při výuce některých předmětů Matlab používá. Proto je většina studentů schopna v tomto prostředí programovat a v budoucnu, například při dalším vývoji a testování, proto nebudou případné úpravy tohoto programu problémem.

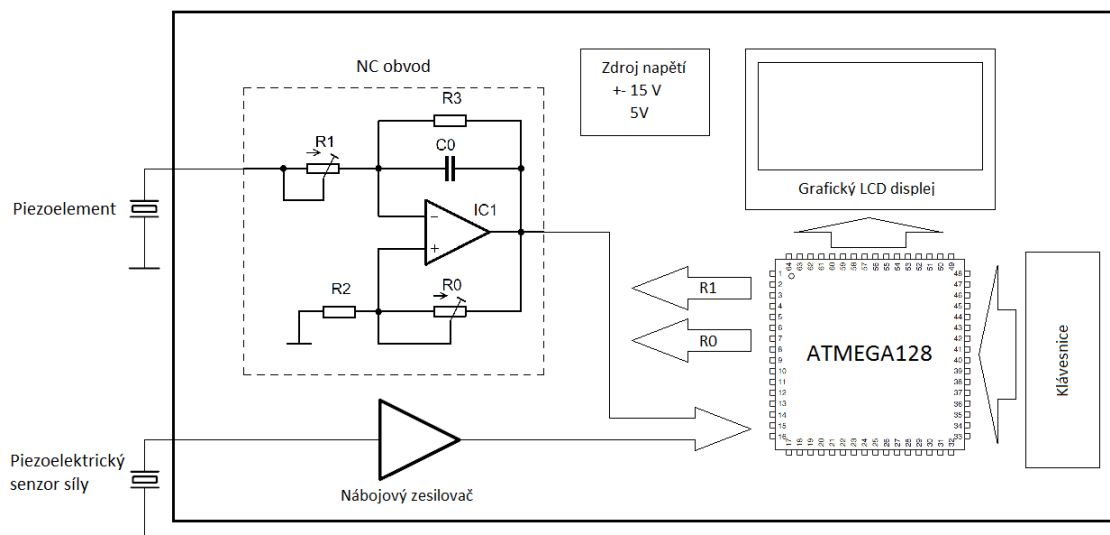
2.2 Širokopásmové tlumení přenosu vibrací pomocí mikropočítače

V této části je prezentován návrh a realizace elektronického zařízení pro širokopásmové tlumení přenosu vibrací pomocí mikropočítače. Tlumení vibrací je v tomto zařízení řešeno obdobně jako v kapitole 2.1, kde je popsán modul, který obsahoval pouze NC obvod a periferie umožňující řídit tlumení přenosu vibrací pomocí počítače s analogovou kartou. Zařízení popsané v této kapitole je zcela samostatné, jak je zřejmé z Obr. 25. Počítačové řízení je nahrazeno jednočipovým mikropočítačem ATMEL Atmega128. Výpočty a průběhy signálů jsou zobrazeny na grafickém LCD displeji. Aby bylo možné připojit k mikroprocesoru analogový NC obvod a piezoelektrický snímač síly, použil jsem obvody pro úpravu těchto signálů. I přesto, že je v tomto zařízení použit osmibitový mikroprocesor, je splněn požadavek na tlumení vibrací netriviálních průběhů, které se v reálných podmínkách vyskytují.



Obr. 25. Modulové schéma zapojení systému NC obvodu s mikroprocesorem

Na Obr. 26 je podrobněji zobrazeno blokové schéma celého systému řízeného mikroprocesorem. V obvodu tlumeného objektu je piezoelektrický senzor síly. Aby bylo možné odečítat hodnoty z tohoto senzoru, bylo nutné použít nábojový zesilovač. Z výstupu nábojového zesilovače je signál přiveden přes obvod upravující velikost amplitudy na desetibitový A/D převodník integrovaný v mikroprocesoru. Druhý signál z výstupu NC obvodu je taktéž přes obvod upravující velikost amplitudy signálu přiveden na A/D převodník mikroprocesoru. Navzorkovaný signál ze senzoru síly se použitím FFT převede do frekvenční oblasti. V amplitudovém spektru nalezneme maximální hodnotu. Po nalezení maxima uložíme její pozici, která odpovídá určité frekvenci. Pro tu zjistíme z fázového spektra její fázi. Po té je navzorkován signál z výstupu NC obvodu. Opět je zjištěna fáze spektrální čáry, která odpovídá již zjištěné frekvenci. Z těchto fází je vypočten fázový posun, který je klíčový pro nastavování hodnot odporů rezistorů R_0 a R_1 v NC obvodu. Aby bylo možné nastavovat hodnoty odporů mikroprocesorem, byly trimry vyměněny za optron-fotorezistory. Velikost proudu, který protéká LED optočlenu, je úměrná velikosti odporu. Byly použity převodníky napětí na proud, neboť jediným „analogovým“ výstupem z mikroprocesoru je měnící se napětí pomocí pulzně šířkové modulace.



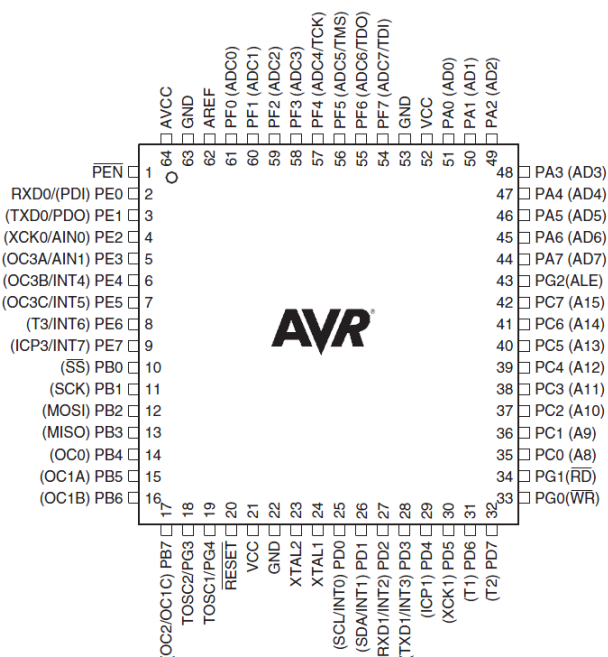
Obr. 26. Blokové schéma propojení NC obvodu řízeného mikroprocesorem

2.2.1 Mikroprocesor ATMEGA 128

Mikroprocesor je hlavní součástí celého zařízení. Byl vybrán procesor firmy ATMEL Atmega128 z rodiny AVR. Jedná se o osmibitový RISC procesor, což znamená, že při použití krystalu 16MHz může procesor vykonávat až 16 milionů instrukcí za sekundu. Má Harvardskou architekturu, což znamená oddělenou programovou a datovou paměť. Tento procesor disponuje 53 vstupně výstupních pinů. Ty jsou rozděleny do sedmi portů A až G. S výjimkou posledního portu G, který je pouze pěti bitový, se jedná o osmibitové porty. Většina pinů má alternativní použití. V bodech teď vypíši jen ty nejdůležitější vlastnosti tohoto procesoru:[10]

- 32 x 8 bitových registrů
- 128 kB paměti FLASH
- 3kB paměti EEPROM
- 4 kB paměti SRAM
- ISP programování
- JTAG rozhraní (kompatibilní s IEEE Std. 1149.1)
- Dva 8 bitové čítače / časovače s oddělenými předděličkami a porovnávacími režimy
- Dva rozšířené 16 bitové čítače / časovače s oddělenými předděličkami a porovnávacími režimy
- Dva 8-bit PWM kanálů
- 6 PWM kanálů s programovatelným Rozlišení 2 až 16 bitů
- 8 kanálový 10 bitový A/D převodník
- Dva programovatelné sériové USART
- Master / Slave sériové rozhraní SPI
- Programovatelný Watchdog Timer
- Analogový komparátor

Tento procesor byl vybrán kvůli své rychlosti, velké paměti, integrovaným A/D převodníkům a výstupním PWM modulům. Použitím tohoto procesoru se tedy předešlo složitějšímu návrhu, jak už softwaru, tak i návrhu plošného spoje, neboť všechny zmíněné zařízení jsou integrované v jednom mikroprocesoru. Rychlost procesoru má v této konstrukci velký význam, neboť, jak již bylo řečeno, tento procesor musí provádět navzorkování dvou signálů, pomocí již zmíněných A/D převodníků, jejich následné převedení do frekvenční oblasti pomocí FFT a další operace jako je například zobrazení průběhů na LCD displeji, nastavování dvou výstupních napětí pomocí PWM výstupů a tím přenastavovat proměnné rezistory v NC obvodu a další operace jako jsou aritmetické výpočty. Na Obr. 28 je zobrazeno provedení použitého mikroprocesoru s popsanými vývody. Jedná se o provedení pro povrchovou montáž, dále jen SMD, v pouzdře TQFP 64. Ve zde popisované konstrukci zařízení pro tlumení přenosu vibrací jsou vstupně výstupní porty zaplněny pouze z 50 %. Stačil by poloviční procesor, ale takový nevyhovuje svými vlastnostmi, jako je především paměť. Její velikost se u takto velkých procesorů, (32 I/O vývodů) například ATMEGA32, pohybuje mezi 16 – 32kB. Díky volným vstupně výstupním pinům, lze celé zařízení jednoduše rozšířit.

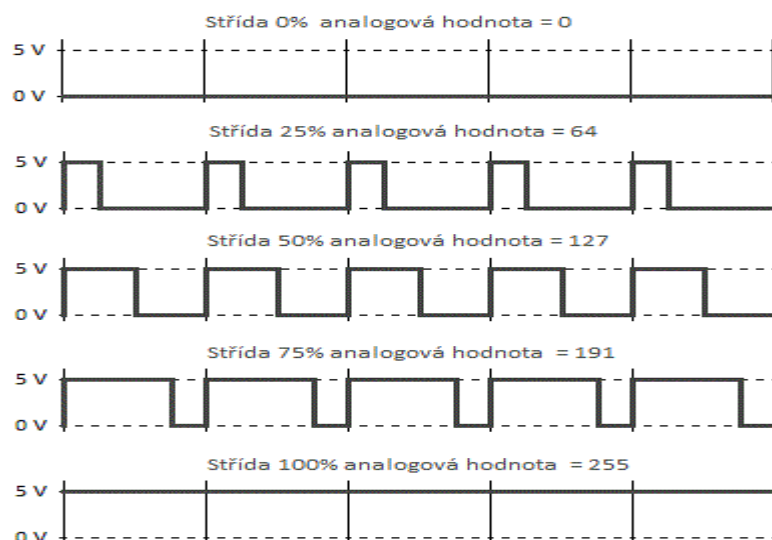


Obr. 28. Náhled na provedení procesoru (Převzato z [10])

2.2.2 A/D převodník

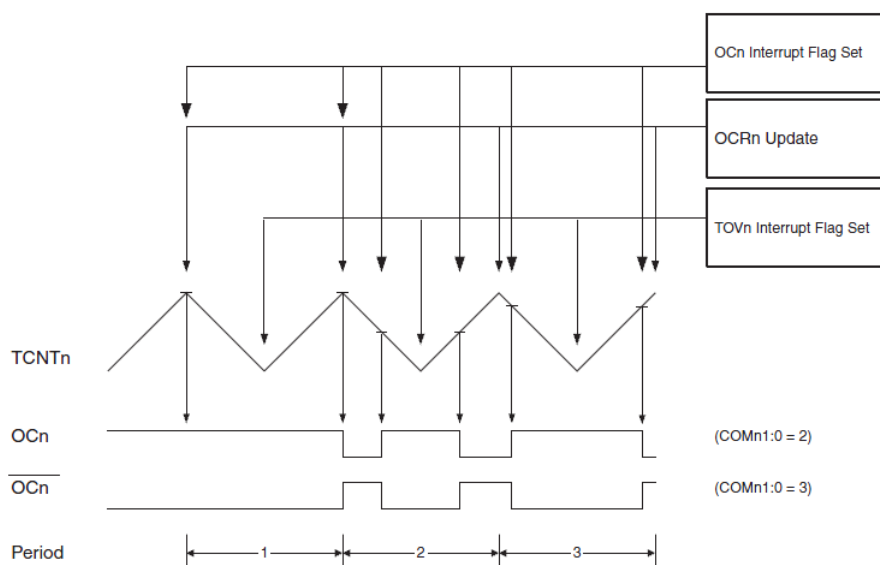
V této části je prezentován popis integrovaného A/D převodníku. Jak již bylo napsáno v 2.2.1, jedná se o 10 bitový A/D převodník s algoritmem postupné aproximace. Jak je vidět na Obr. 29 před samotným A/D převodníkem je zapojen 10 kanálový multiplexer. Dva tyto vstupy jsou interně zapojeny na analogovou zem (AGND) a na interní referenční napětí (BANDGAP REFERENCE 1,23 V). Zbylých 8 je vyvedeno na port F procesoru. A/D převodník podporuje diferenciální měření napětí a to ve dvou módech. V prvním jsou napětí vztažena ke vstupu ADC1. Tím vznikne 7 diferenciálních vstupů. Ve druhém módu se jedná o dva plnohodnotné diferenciální vstupy, a to mezi piny ADC0, ADC1 a ADC2, ADC3. V tomto režimu je také možné nastavit zisk převáděného napětí ve třech úrovních, 0dB (1x), 20dB (10x) a 46dB (200x). Lze volit mezi různým referenčním napětím pro převod, externě připojeným referenčním napětím (AREF), napájecím napětím D/A převodníku (AVCC), nebo interním referenčním napětím 2,56 V (INTERNAL 2,56 V REFERENCE). V bodech vypíšeme některé vlastnosti A/D převodníku: [10]

- 10 bitové rozlišení
- Integrovaná nelinearita 0.5LSB
- Absolutní přesnost $\pm 2\text{LSB}$
- Doba převodu 13 - 260 μs
- 8 vstupních kanálů
- 7 diferenciálních vstupů
- 2 diferenciální vstupy s volitelným ziskem 1x, 10x a 200x
- Rozsah převáděného napětí 0 - VCC
- Volitelné referenční napětí
- Volný běh nebo Single režim převodu
- Přerušování při dokončení A/D převodu



Obr. 30. Princip PWM (Převzato z [11])

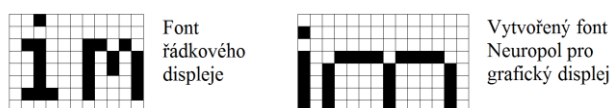
V mikroprocesoru je PWM řešena pomocí speciálního režimu čítače / časovače. U Atmega128 je možné tento režim zvolit například u čítače 1. Programátor může zvolit rychlou nebo fázově korigovanou PWM. Ta se na rozdíl od rychlé PWM vyznačuje dvojnásobnou přesností generování PWM. Je to dáno tím, že čítač v první polovině periody čítá nahoru, a po té ještě jednou dolů viz Obr. 31. U rychlé PWM je perioda poloviční, čítač čítá pouze nahoru, po dosažení vrcholu se čítač vynuluje a opět čítá nahoru. Ta se používá v aplikacích, kde není zapotřebí dosáhnout takové přesnosti. Příkladem použití rychlé PWM je regulace výkonu.



Obr. 31. Časový diagram fázově korigované PWM (Převzato z [10])

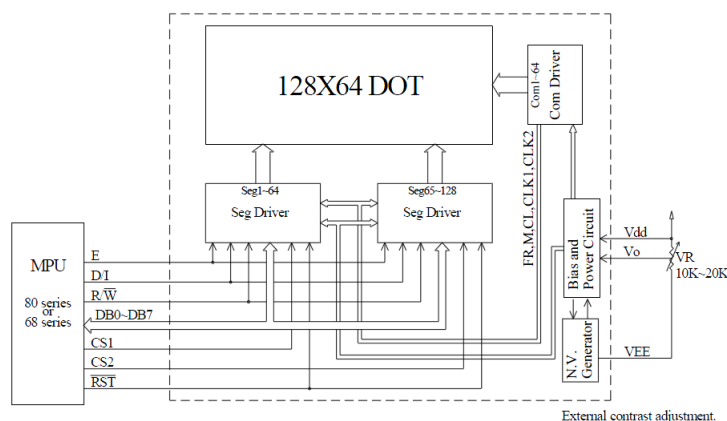
2.2.4 LCD displej

Aby bylo možné zobrazovat průběhy signálů a vypočtené hodnoty, byl do zařízení přidán LCD displej. LCD displeje malých rozměrů se obecně dělí na řádkové a grafické. Řádkový displej by však nebyl příliš vhodný k vykreslování spekter a průběhů signálů, a tak jsem zvolil grafický displej. Jeho nevýhoda oproti řádkovému je absence znakové sady. Pro zobrazení znaku na tomto displeji je nutné nejdřív samotný znak vytvořit, a poté ho po bodech zobrazit na displeji. Bylo tedy nutné vytvořit znakovou sadu a knihovnu pro vykreslování těchto znaků. Pro programování mikropočítačů v jazyce GCC jsou již znakové sady a knihovny pro jejich výpis hotové. Ne všechny jsou však vhodné. Ve většině zařízení se používá stejný font jako u řádkových displejů, kde je pro každý znak vyhrazen určitý prostor, například 5x8 bodů, kdy pro „i“ je tento prostor velký a pro „m“ malý, jak je vidět z Obr. 32. Pro toto zařízení jsem vytvořil novou sadu znaků ve fontu Neuropol. Tento font má oproti použité sadě řádkových displejů proměnnou délku znaku, čehož u řádkového displeje nelze dosáhnout.



Obr. 32. Zobrazení „im“ různými fonty

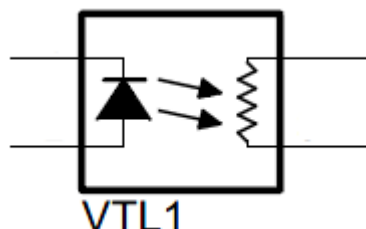
Jak už bylo řečeno, použil jsem grafický LCD displej od firmy Raystar RG12864B-FHW-V s rozlišením 128 x 64 bodů, a bílým LED podsvícením. Funkci displeje zajišťují dva řadiče NT7108 viz Obr. 33. Rozlišení tohoto displeje je ideální hlavně z důvodu vykreslování FFT spektra, které má 128 čar.



Obr. 33. Blokové schéma LCD displeje (Převzato z [12])

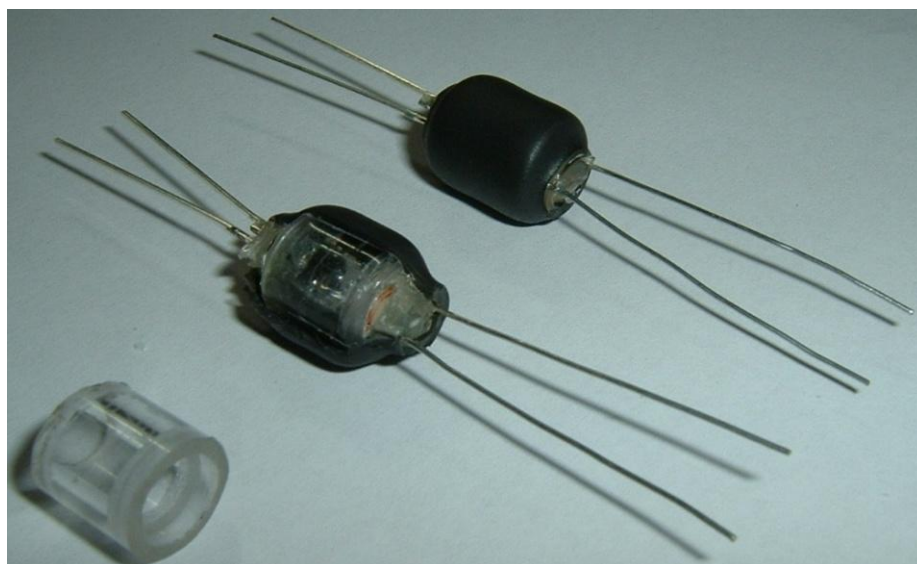
2.2.5 Optron - fotorezistory

Jak již bylo napsáno v dřívějších kapitolách, v konstrukcích obou zařízení jsou použity optron-fotorezistory. Je to poměrně málo používaná součástka, která se skládá z LED a fotorezistoru (viz Obr. 34). Neboť ceny těchto součástek jsou relativně vysoké, bylo přistoupeno k výrobě optron-fotorezistoru vlastní konstrukce.



Obr. 34. Schématická značka optron-fotorezistoru

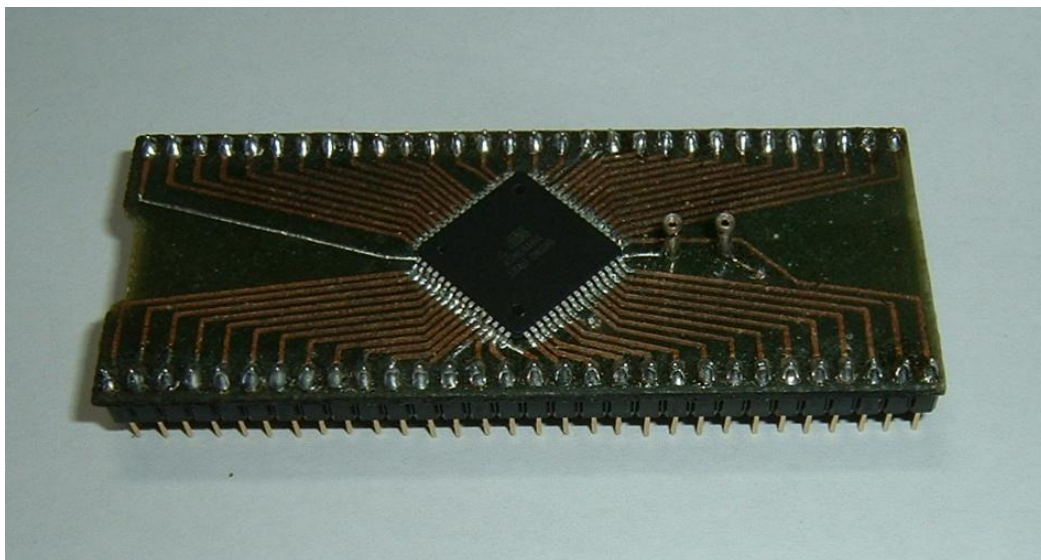
Výroba nebyla složitá, byly zakoupeny vysoce svítivé LED, fotorezistory a smršťovací bužírka. Ze staré propisovací tužky byly nařezány válečky asi 10 mm dlouhé. Po obou stranách byly zahlobeny asi 1 mm vrtákem o průměru 7 mm. Z jedné strany byla zasunuta 5 mm LED a z druhé strany byl do zahlobení vložen fotorezistor. Vznikla sestava válcového tvaru, z jejíchž podstav vyčnívaly vývody použitých součástek. Tato sestava byla zalepena tavnou pistolí. Po ujištění že je LED namířena přesně na fotorezistor, byla celá součástka zatavena smršťovací bužírkou. Jednotlivé kroky a výsledný optron-fotorezistor jsou zobrazeny na Obr. 35.



Obr. 35. Postup výroby optron-fotorezistoru

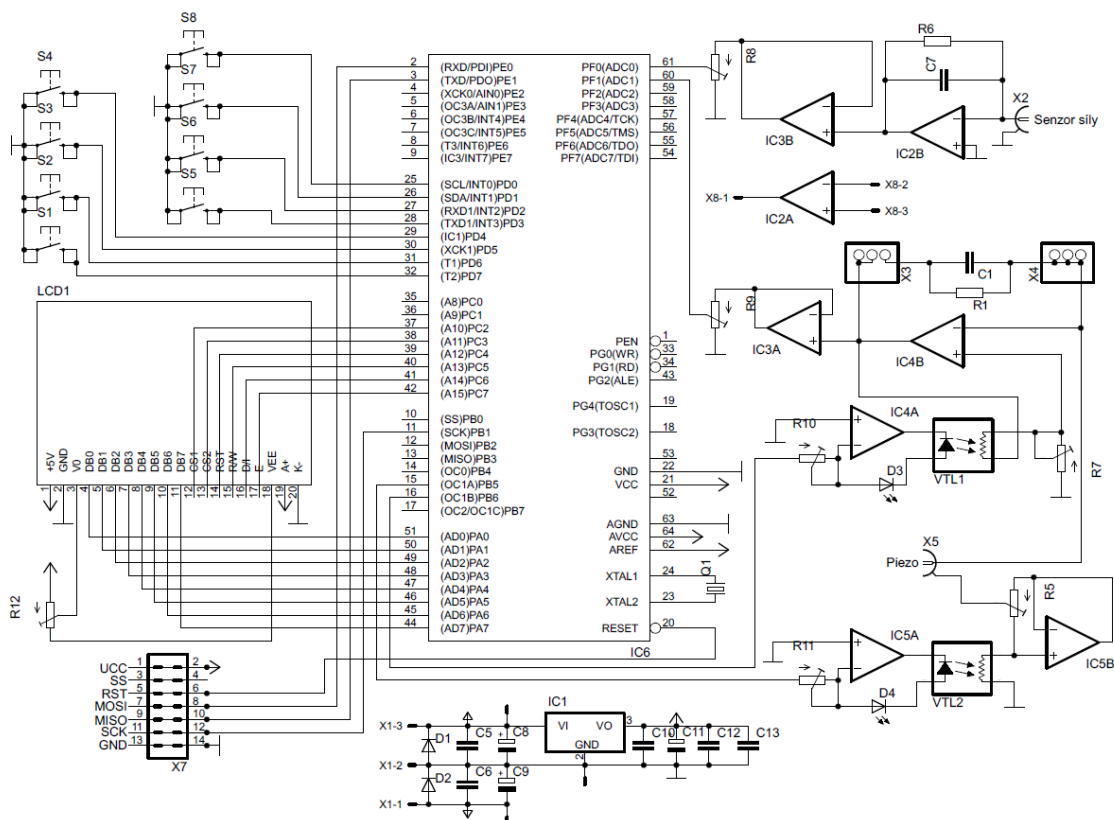
2.2.6 Realizace elektroniky

Jako v kapitole 2.1, bylo opět použito nepájivé pole k vytvoření prototypu elektroniky NC obvodu řízené mikroprocesorem. Použitý procesor Atmega128 se vyrábí pouze v provedení pro povrchovou montáž, dále jen SMD, a proto jsem musel použít redukci, umožňující SMD procesor zapojit do nepájivého pole. Pro SMD procesory se redukce vyrábějí, ale žádné z nich neumožňují použití v nepájivém poli, neboť jsou vývody procesoru rozmístěny po celém, čtvercovém, obvodu redukce, a většinou ve dvou řadách. Na Obr. 36 je zobrazena redukce, která byla navržena a vyrobena přímo pro použití v nepájivém poli. Veškeré piny procesoru s výjimkou pinů pro připojení krystalu, který se vkládá do dutinek přímo na redukci, jsou vyvedeny na pinové lišty na obou stranách redukce tak, aby bylo možné ji použít v nepájivém poli. Redukce vzdáleně připomíná součástku v pouzdře DIL.



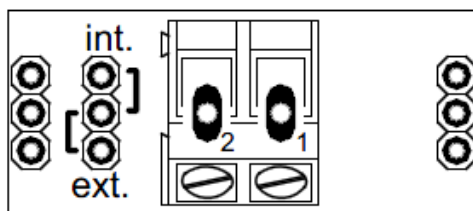
Obr. 36. Redukce procesoru pro nepájivé pole

Po ověření funkce celého zařízení na nepájivém poli, bylo podle tohoto zapojení vytvořeno schematické zapojení, které bylo opět nakresleno v programu Eagle - verze 5.4.0 pro operační systém Windows. Kompletní schéma, které obsahuje napájecí zdroj, řídicí procesor s integrovaným A/D převodníkem a PWM modulem, a analogové obvody, které upravují signály vstupující a vystupující z procesoru, je zobrazeno na Obr. 37 a je také součástí přílohy D.



Obr. 37. Kompletní schéma zařízení pro tlumení vibrací řízené mikroprocesorem

Analogová část tohoto zapojení, jako jsou převodníky napětí na proud, obvod pro zmenšení hodnoty odporu optron-fotorezistoru i samotný NC obvod jsou totožné s těmi, které již byly popsány v kapitole 2.1.1. Toto zařízení umožňuje odpojit impedanci ve zpětné vazbě NC obvodu a připojit jinou. To je výhodné zejména při vývoji, kdy jsou zkoumány různé kombinace obvodových prvků, jejichž průběh impedance se co nejvíce blíží průběhu impedance aktuátoru. Pro tento účel je na konektory X3 a X4 nasunut modul zobrazený na Obr. 38, kde pomocí jumperu přepínáme interní a externí impedanci připojenou na šroubovací svorky.



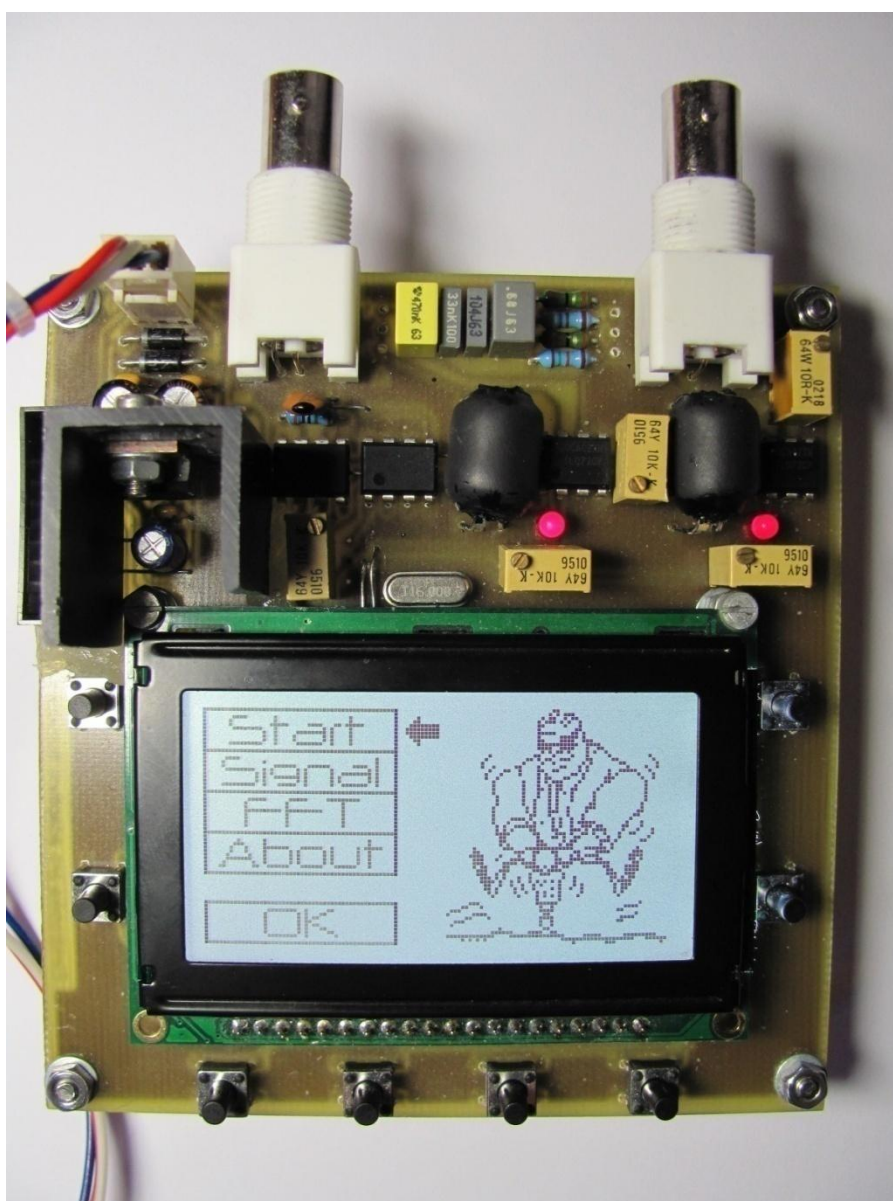
Obr. 38. Modul pro připojení externí impedance NC obvodu

Na výstup NC obvodu je připojen obvod pro impedanční oddělení a úpravu velikosti napětí signálu, tvořeného operačním zesilovačem IC3A, zapojeným jako sledovačem napětí, a trimrem R9, který je zapojen jako dělič napětí, který snižuje velikost signálu z NC obvodu. Signál z piezoelektrického senzoru je velice slabý, a proto byl v konstrukci použit nábojový zesilovač, jenž se skládá z OZ IC2B se zápornou zpětnou vazbou, tvořenou kondenzátorem C7 a rezistorem R6. Na výstup tohoto zesilovače je zapojen stejný obvod pro impedanční oddělení a úpravu velikosti napětí, jako na výstup NC obvodu. Vývody operačního zesilovače IC2A, který je v tomto zařízení nadbytečný, jsou vyvedeny na třtinový konektor X8. Celé zařízení je napájeno stabilizovaným napětím ± 15 V. Diody D1 a D2 slouží jako ochrana proti přepólování vstupního napětí. Jako blokovací kondenzátory jsou zde použity keramické kondenzátory C5 a C6. Jako filtrace jsou použity elektrolytické kondenzátory C8 a C9. Takto upraveným napětím, jsou napájeny všechny OZ. Stabilizované napětí 5 V pro procesor je získáváno z výstupu integrovaného obvodu 7805. Opět je zde zapojeny blokovací a filtrační kondenzátory.

K ovládání celého zařízení slouží osm tlačítek připojených na port D, kde je možné u tlačítek S5 – S8 využít i vnější přerušení (INT0 – INT3). LCD displej je zapojen na dva porty procesoru. Port C je zde použit jako řídicí a port A jako datový. Trimr R12 nastavuje kontrast displeje. Jas displeje je pevně nastaven na maximum, a to připojením podsvícení na napájecí napětí procesoru.

V programu Eagle byl zhotoven také návrh plošného spoje. Ve stručnosti je níže popsána výroba jednostranné desky plošného spoje, dále jen DPS. Vytvořený motiv plošného spoje je vytištěn na pauzovací papír. Použije se jednostranná, světlcitlivá, cuprexitová deska pro výrobu plošného spoje. K fotocitlivé vrstvě se natištěnou stranou přiloží pauzovací papír a tento celek se vloží do osvěcovací komory. Ta je vybavena zdrojem ultrafialového záření, například UV zářivkami, výbojkami, atd. Po osvětlení se cuprexitová deska vloží do 1% roztoku hydroxidu sodného (louhu) a smyje se osvětlená část motivu a objeví se požadovaný motiv. Pro odleptání přebytečné mědi se takto upravená cuprexitová deska vloží do lázně chloridu železitého (zahlubovač na měď). Po několika desítkách minut vyjmeme plošný spoj z lázně. V tomto okamžiku je motiv DPS hotov. Následuje zpilování na požadovaný rozměr. Předposledním krokem je lakování pájitelným lakem. Posledním krokem je vrtání, po kterém je DPS připravena na osazení součástkami.

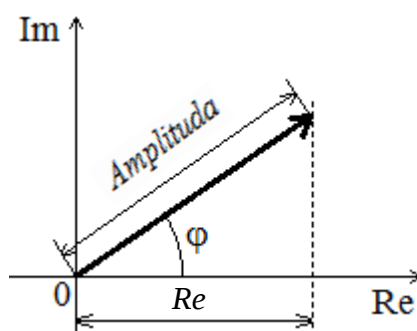
Plošný spoj pro toto zařízení byl vyroben v domácích podmínkách, a proto byl navržen jako jednostranný s drátovými propojkami. Oboustranný spoj je složitější na výrobu a v domácích podmínkách není možné vytvořit „prokovy“ ve vyvrtaných otvorech. Proto musí být součástky oboustranně pájeny, což je například u elektrolytických kondenzátorů nemožné, a je nutné na to brát ohled už při návrhu DPS. Jednovrstvý plošný spoj je také levnější. Použitý mikroprocesor má většinu komponentů potřebných v tomto zařízení zabudovaných v sobě a celé schéma zapojení je relativně jednoduché, a proto bylo možné navrhnout DPS jako jednovrstvý. Vznikl kompaktní modul elektroniky NC obvodu řízeného mikropočítačem, viz Obr. 39, jehož rozměry jsou 100 x 107 mm.



Obr. 39. Hotové zařízení pro tlumení přenosu vibrací řízeného mikropočítačem

2.2.7 Proces ladění pomocí AVR

Z vývojového diagramu na Obr. 42 je zřejmá odlišnost od programu z kapitoly 2.1.3. Po inicializaci jednotlivých komponent zařízení, se navzorkuje signál z piezoelektrického senzoru síly. Poté je převeden pomocí FFT z časové do frekvenční oblasti. Tímto převodem vznikne pole hodnot, kde je hodnota jednotlivých položek přímo úměrná amplitudě a jejich pozice odpovídá frekvenci. V tomto poli je nalezena nejvyšší hodnota. Její pozice v poli odpovídá frekvenci, na kterou bude NC obvod naladěn. Výstupem FFT by měly být dvě pole hodnot. Amplitudové a fázové. Tj. pro každou frekvenční složku signálu bychom měli dostat velikost amplitudy a její fázi. Bohužel veškeré knihovny FFT pro GCC vytvářejí pouze amplitudové spektrum. Jak již bylo popsáno v kapitole 1.3.3, algoritmus tlumení je závislý právě na fázovém posuvu měřených signálů, a proto muselo být do stávající knihovny pro FFT implementován výpočet fáze.

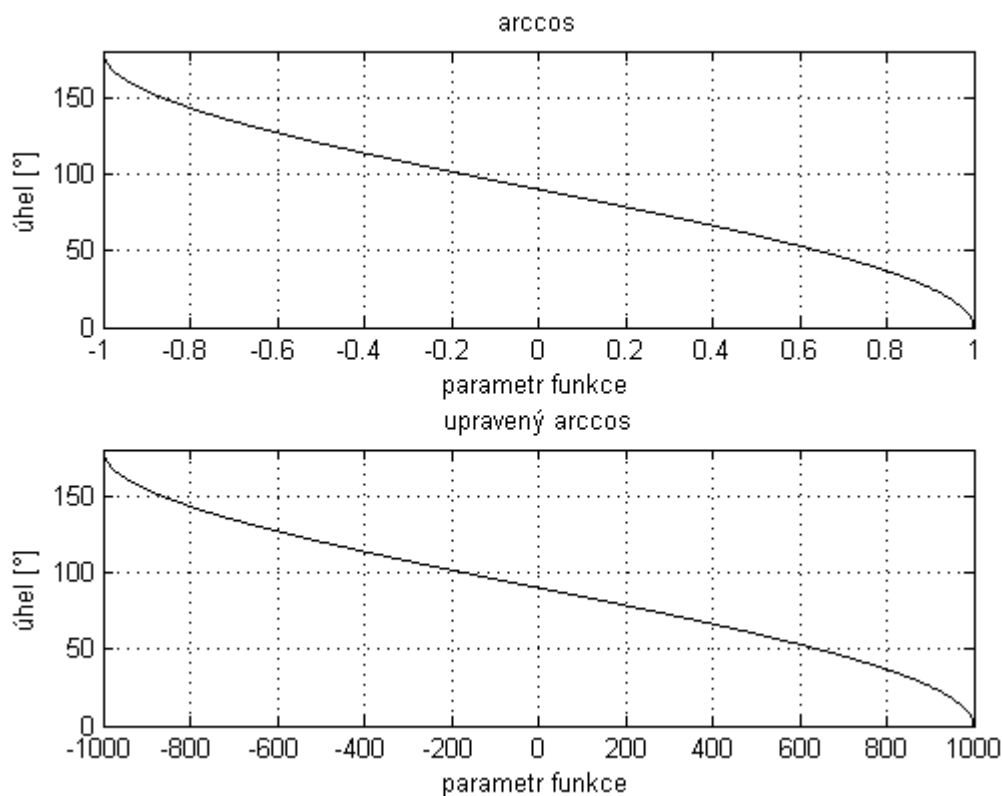


Obr. 40. Fázorový diagram

Jak je zřejmé z Obr. 40 fázi lze vypočítat ze vztahu: $\varphi = \arccos \frac{Re}{Amplituda}$ Provedení tohoto výpočtu v počítači by nebyl problém. V osmibitovém mikropočítači lze však velmi obtížně dělit desetinná čísla. Tento problém lze jednoduše vyřešit následující úpravou vztahu pro výpočet úhlu: $\varphi = \arccos \left(\frac{Re \cdot 1000}{Amplituda} \right)$ Mikroprocesor dělí pouze celočíselně. Proto je reálná složka vynásobena 1000, takže je posunuta desetinná čárka o tři místa doprava a dále se pracuje s celým číslem „s přesností na tři desetinná místa“. Výsledkem dělení jsou čísla od -1000 do 1000. Jak je vidět z Obr. 41, vstupní parametr funkce arccos nabývá hodnot od -1 do 1, přičemž výstupem je úhel ve stupních. Dále je

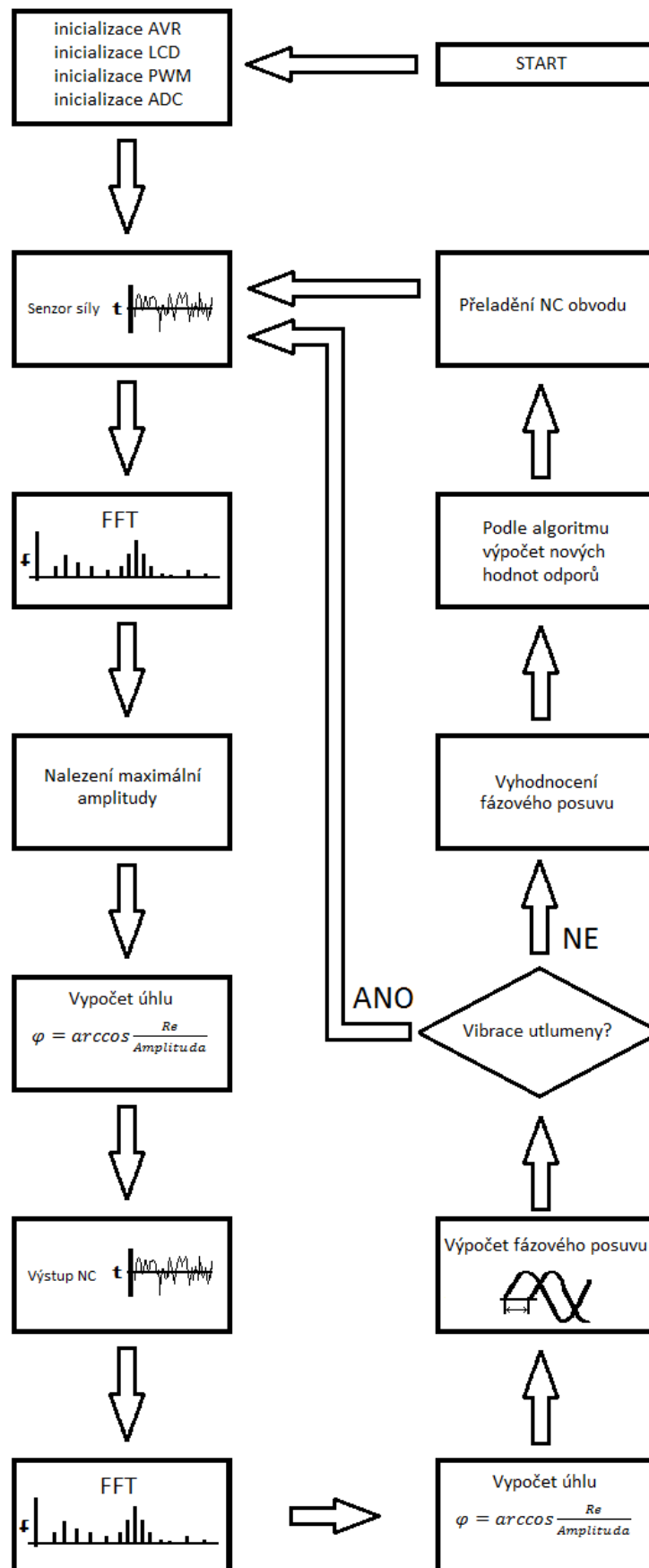
¹ Funkce vytvořená tabulkou v mikroprocesoru

využito velké paměti mikroprocesoru. V programu matlab jsem vygeneroval tabulku hodnot funkce arccos o 2001 hodnotách. Vstupním parametrem tabulkové funkce arccos jsou hodnoty v rozmezí -1000 až 1000 a výstupní hodnoty odpovídají úhlu ve stupních v rozsahu 0 až 180 stupňů.



Obr. 41. Funkce arccos a její úprava pro mikroprocesor

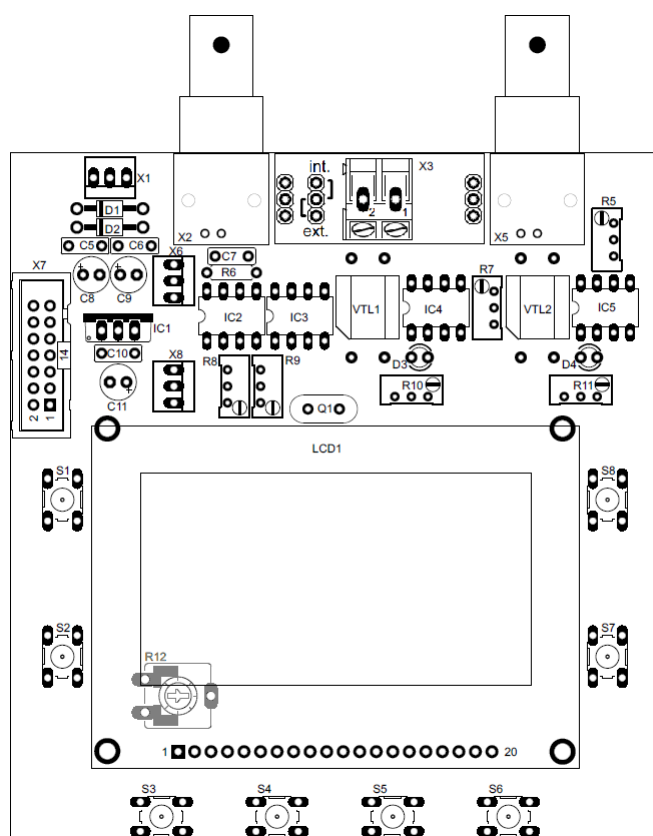
Následuje výpočet fáze pro vybranou maximální amplitudu. Poté se navzorkuje signál z výstupu operačního zesilovače, převede se pomocí FFT do frekvenční oblasti a pro provede se výpočet fáze signálu pro spektrální čáru, která se nachází na pozici maximální amplitudy signálu ze senzoru síly. Následuje výpočet fázového posuvu a kontrola velikosti maximální hodnoty signálu ze senzoru síly. Pokud je signál menší, než nastavená mez, přeskočí program nastavování NC obvodu – zůstává naladěn beze změny, a celá proces se opakuje. Pokud je signál větší – není dosaženo požadovaného útlumu přenosu vibrací, vyhodnotí se fázový posuv dle implementovaného algoritmu a provede se přeladění NC obvodu, tj. změni se velikosti generovaných napětí na výstupech mikroprocesoru ovládající optron-fotorezistory.



Obr. 42. Vývojový diagram programu pro AVR

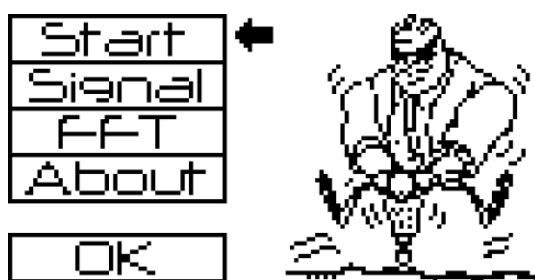
2.2.8 Popis a obsluha zařízení

Na Obr. 43 je zobrazeno rozložení součástek celého zařízení. K připojení piezoelektrického senzoru síly a piezoelektrického aktuátoru slouží BNC konektory X2 a X5. Konektor X3 umístěný na přídavné desce slouží k připojení externí impedance Z_1 (jako základní použita impedance $Z_1(b)$). Externí napětí $\pm 12\text{ V}$ se přivádí na konektor X1. Trimr R5 slouží pro nastavení obvodu změny hodnoty optron-fotorezistoru. Trimrem R7 se provádí základní nastavení NC obvodu. Trimry R8 a R9 jsou zapojeny jako odporové děliče, a nastavení se provede tak, aby vstupní napětí do mikroprocesoru nebylo větší než 5V. Trimry R10 a R11 se nastavují výstupní proudy optron-fotorezistorů. Trimrem R12 (Ze strany spojů) nastavuje se kontrast LCD displeje.



Obr. 43. Rozložení součástek NC obvod

Zařízení se zapne ihned po připojení napájecího napětí. Pokud je vše v pořádku, rozsvítí se podsvícení LCD displeje, a po vypsání inicializací se zobrazí základní menu, viz Obr. 44.



Obr. 44. Menu po zapnutí zařízení

Na zařízení je osm tlačítek. Na ovládání zařízení se stávající verzi programu slouží pět tlačítek. Tlačítko S1 slouží pro pohyb v menu směrem nahoru. Po dosažení vrcholu se kurzor objeví na nejnižší položce menu. Stejnou funkci, jen pohyb dolů obstarává tlačítko S2. Potvrzení výběru se provádí tlačítkem S3. Po potvrzení první položky v menu „START“ je spuštěn proces ladění, který lze kdykoli ukončit tlačítkem S8. Po jeho stisku se objeví nápis „STOPPED by user.“ Stiskem tlačítka S3, tedy potvrzení příkazu END, se vrátíme na hlavní menu. Další položka v menu „Signal“ slouží k zobrazení signálu vibrací v časové oblasti. Ukončení je stejné jako u režimu ladění. Obraz lze zastavit stiskem tlačítka S7. Na displeji se nad signálem objeví „Pause.“ Opětovným stiskem pauzu zrušíme. Totéž platí pro položku FFT s tím rozdílem, že se jedná o zobrazení signálu ve frekvenční oblasti. V poslední položce v menu je „About“, kde je zobrazena verze programu.

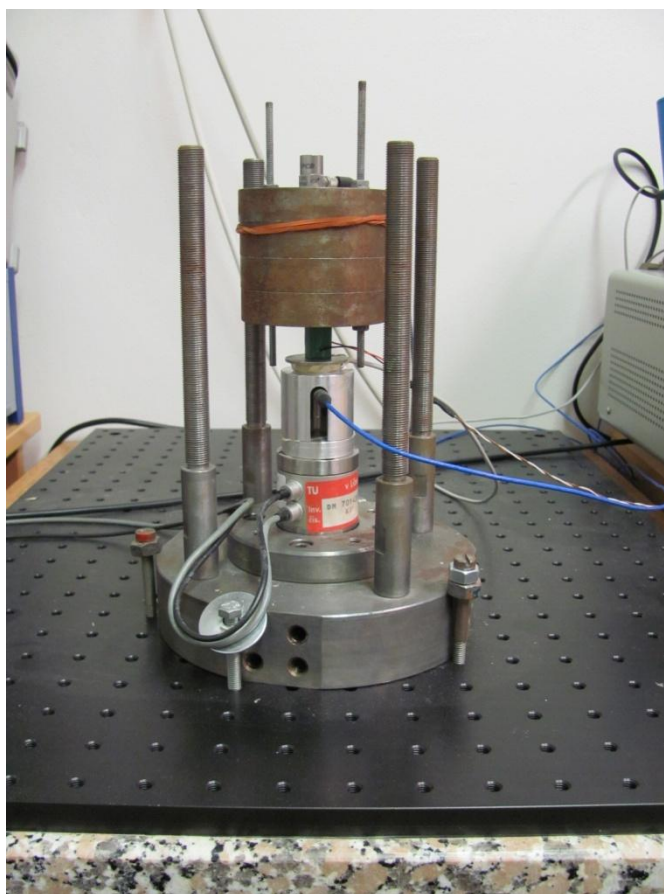
2.3 Měření

Vývoj celého systému probíhal v laboratoři na pracovišti, viz Obr. 45. Je zde vidět vybavení které bylo zapotřebí pro vývoj elektroniky tlumení vibrací.



Obr. 45. Laboratoř

Na Obr. 46 je měřicí soustava, na které byly získány dosavadní výsledky. Tato sestava byla využita i pro předkládanou diplomovou práci. Celý měřicí systém se skládá z několika částí. Jako zdroj vibrací je použit piezoelektrický aktuátor, jenž je buzen zesíleným signálem generovaným počítačem. Na tento aktuátor je připevněn piezoelektrický senzor síly, kterým se snímají přenesené vibrace a je jedním ze signálů, podle kterého se NC obvod nastavuje. Na tento senzor je připevněn akcelerometr pro měření vstupních vibrací. Piezoelektrický aktuátor, jehož mechanické vlastnosti řídíme je vložen mezi akcelerometr a závaží o hmotnosti 1,5 kg. Na tomto závaží je přilepen akcelerometr snímající přenesené vibrace. Signály z obou akcelerometrů jsou zesíleny nábojovým zesilovačem a přivedeny na analogovou kartu počítače, kde jsou použity k měřicím účelům.



Obr. 46. Tlumič systém

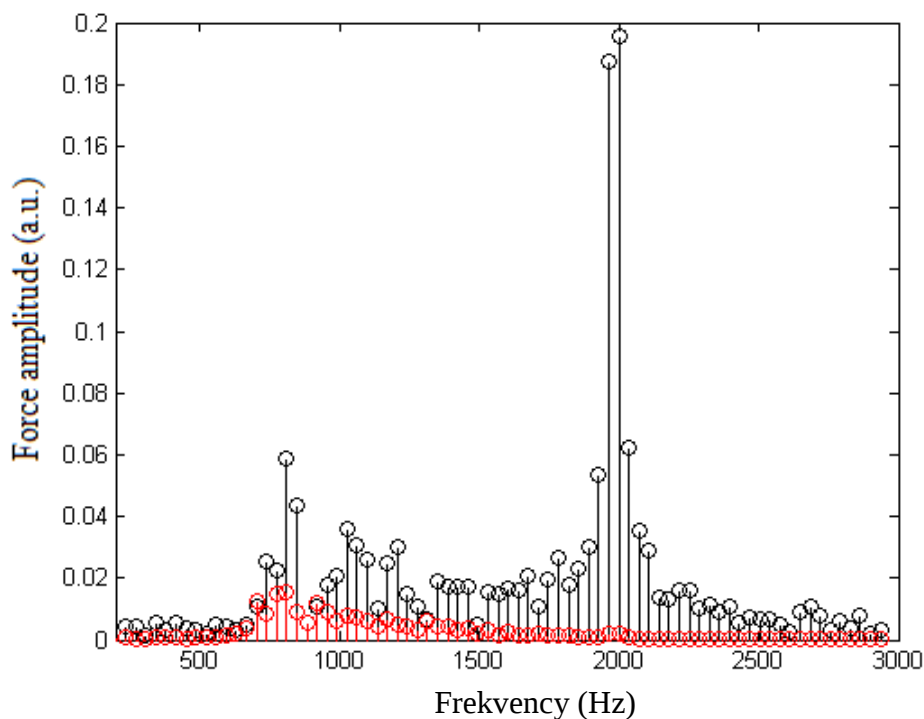
Bylo provedeno měření na obou zhotovených zařízeních s různými průběhy vibrací, aby byla ověřena funkčnost celého zařízení.

2.3.1 Měření na modulu řízeném počítačem

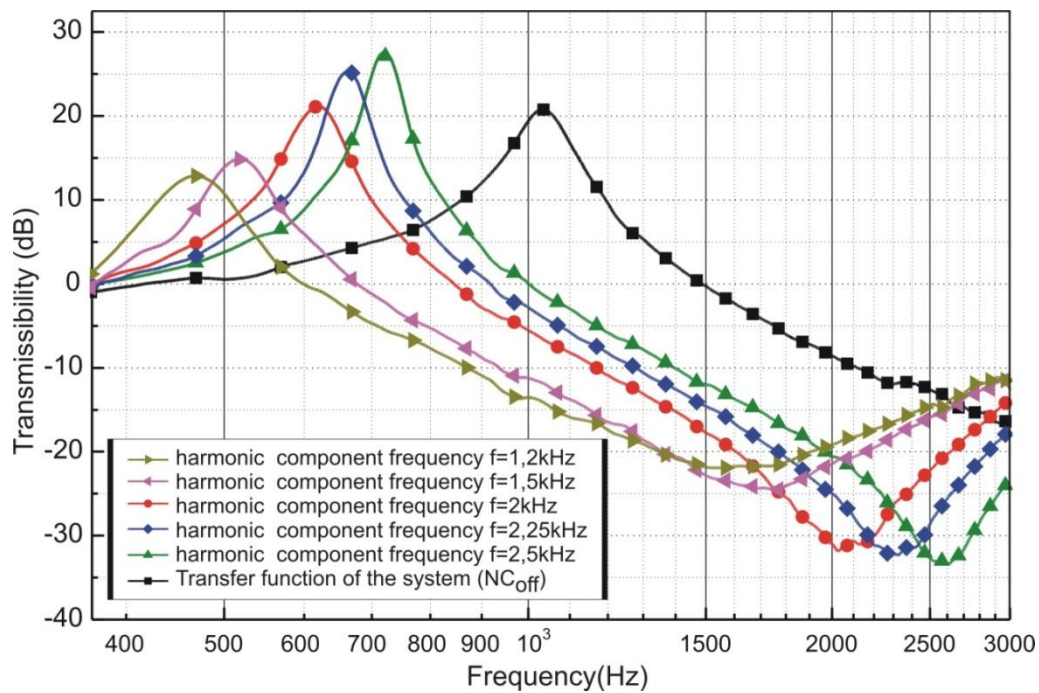
Následující graf zobrazuje jeden ze signálů vibrací ve frekvenční oblasti před a po naladění obvodu. Černý signál odpovídá signálu ze senzoru síly při odpojení NC obvodu. Podle požadavků byl vygenerován pseudonáhodný signál s dominantní harmonickou složkou. Červený signál odpovídá přeneseným vibracím po naladění NC obvodu. Obvod se naladil na frekvenci 2 kHz a utlumil nejen tuto frekvenci, ale i vibrace v širokém okolí, jak je vidět z Obr. 47 (červený průběh). Pro všechny měření byly generovány takovéto signály s různou dominantní harmonickou složkou.

Na dalším grafu (viz Obr. 48) jsou přenosové křivky systému zadaptovaného na příslušné vibrace (pseudonáhodný signál plus dominantní harmonická složka), kde parametrem jsou frekvence dominantní harmonické složky. Tyto průběhy byly získány měřením vstupních a přenesených vibrací při buzení bílým šumem. Například pro

červenou křivku, která měla dominantní harmonickou složku o frekvenci 2 kHz, bylo dosaženo pro tuto frekvenci útlumu přenosu vibrací o více než 20dB a pro frekvence v širokém frekvenčním pásmu o 15dB.



Obr. 47. Signál vstupních a přenesených vibrací ve frekvenční oblasti



Obr. 48. Přenosové charakteristiky systému kde je parametrem frekvence dominantní harmonické složky, na kterou se NC obvod naladil

2.3.2 Měření na modulu řízeném mikroprocesorem

Stejné měření, jaké bylo popsáno v kapitole 2.3.1, mělo být provedeno i na modulu elektroniky NC obvodu řízeného mikropočítačem. Při oživování se však vyskytly nečekané drobné problémy. Měření fázového posuvu je spolehlivé pro vstupní signály větší než 1,5 V, což bylo zjištěno až po připojení celého modulu k systému. Signál z výstupu NC obvodu je v řádech jednotek voltu, a proto se jej zmíněné omezení netýká. Jak dochází v průběhu tlumení ke snižování přenosu vibrací, stejně tak se zmenšuje i amplituda signálu ze senzoru síly. Zde se již toto omezení projeví.

Řešením by bylo zvýšení zesílení nábojového zesilovače. Tím ale dojde k saturaci signálu, v případech kdy nebude dosaženo určité hodnoty útlumu přenosu vibrací. Sinusový signál se totiž vlivem saturace může v extrémním případě změnit na obdélníkový. Použitím FFT, tedy převodem do frekvenční oblasti se systém naladí stejně jako na signál obdélníkový, vždy se systém ladí na spektrální čáru s nejvyšší amplitudou. Pro obdélníkový a sinusový signál o stejné frekvenci je spektrální čára s největší amplitudou stejná.

Další možností by bylo nastavovat zesílení nábojového zesilovače v závislosti na velikosti jeho signálu. Signál by byl hardwarově zesílen a v procesoru by se softwarově opět vydělil hardwarovým zesílením.

Závěr

Cílem diplomové práce bylo navrhnout a realizovat elektroniku adaptivního řízení systému pro potlačení přenosu vibrací v širokém frekvenčním pásmu. Po nastudování nezbytné teorie a seznámení se s problematikou tlumení přenosu vibrací pomocí PSD metody, byly vyvinuty dva moduly elektroniky pro tlumení přenosu vibrací. Tyto moduly jsou schopny tlumit přenos vibrací netriviálních průběhů, tj naladí se na jakýkoli signál s jednou dominantní harmonickou složkou.

Pro realizaci modulu elektroniky řízené pomocí PC byl navržen jednostranný plošný spoj obsahující NC obvod a obvody pro přizpůsobení vstupních a výstupních signálů. Pro řízení tohoto modulu, byl implementován nový řídicí algoritmus jako program pro PC v prostředí Matlab, obsahující zpracování signálů a algoritmus pro nastavování NC obvodu. Po realizaci systému bylo provedeno měření, které ověřilo funkčnost celého zařízení.

Pro realizaci modulu elektroniky řízené mikroprocesorem byl také navržen jednostranný plošný spoj, což bylo umožněno použitím osmibitového mikroprocesoru s integrovanými moduly pro převod signálů mezi analogovou a digitální částí navrženého obvodu. V použitém mikroprocesoru byl řídicí algoritmus implementován v programu v programovacím jazyku GCC, který kromě tlumení přenosu vibrací, umožňuje také měření signálu ze senzoru síly ve frekvenční a časové oblasti. Při měření na tomto modulu bylo zjištěno, že výpočet úhlu, který je stěžejním pro implementovaný algoritmus pro nastavování NC obvodu, je spolehlivý pro signály s amplitudou větší než 1,5 V. Z tohoto důvodu je v současné době funkčnost realizovaného modulu omezená.

V této oblasti se nachází prostor pro pokračování ve vývoji tohoto zařízení a realizování samostatného kompaktního zařízení pro tlumení přenosu vibrací.

Seznam literatury

- [1] P. Půlpán, J. Erhart: „Piezoelektrické „chytré“ materiály pro elektrotechniku“, Elektro 11, 4, 2002.
- [2] APC International, Ltd.: APC International, Ltd., dostupné z: <<http://www.americanpiezo.com>>
- [3] Moheimani, S.O. Reza, Fleming, Andrew J.: „Piezoelectric Transducers for Vibration Control and Damping (Advances in Industrial Control)“, Springer-Verlag, 2006,
- [4] M. Date, M. Kutani and S. Sakai: „Electrically controlled elasticity utilizing piezoelectric coupling,” J. Appl. Phys., vol. 87, No. 2, pp. 863-868, 2000.
- [5] Kodejška, M.; Václavík, J.; Mokrý, P.: "A system for the vibration suppression in the broad frequency range using a single piezoelectric actuator shunted by a negative capacitor". IEEE Proceedings of the 19th International Symposium on the Application of Ferroelectrics, Edinburgh 2010.
- [6] Mokrý, P.; Kodejška, M.; Sluka, T; "On the vibration control using a piezoelectric actuator and a negative capacitor adjusted by a microprocessor," IEEE Proceedings of the 16th International Symposium on the Application of Ferroelectrics, Nara, Japan, Pgs. 786-789 (2007).
- [7] Kodejška, M.: " Návrh a realizace elektroniky pro semiaktivní systém potlačení přenosu vibrací pomocí piezoelektrického elementu ", Diplomová práce, TU v Liberci 2007
- [8] Punčochář, J., Operační zesilovače v elektrotechnice, 5. vydání, Praha, BEN – technická literatura, 2005, ISBN 80-7300-059-8
- [9] Kodejška, M.: "Návrh systémů pro potlačení hluku a vibrací s využitím piezoelektrických materiálů", Teze doktorské disertační práce, TU v Liberci 2010
- [10] Atmel - Katalogový list procesoru Atmega128, [online], [cit. 9.12.2010], dostupné z: <http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc2467.pdf>
- [11] Timothy, H.; www.arduino.cc [online]. 2008 [cit. 9.12.2010].: "PWM". dostupné z: <<http://www.arduino.cc/en/Tutorial/PWM>>

[12] Raystar - Katalogový list grafického LCD displeje RAYSTAR RG12864B-BIW-V, [online], [cit. 9.12.2010],

dostupné z: < http://www.tme.eu/dok/06_optoelektronika/rg12864b-biw-v.pdf >

[13] Alan Kraus: Návrhový systém Eagle – Manuál k programu Eagle, [online], [cit. 9.12.2010], dostupné z: < <http://web.quick.cz/chmelar.t/eagle/manual.htm> >

[14] Sluka, T.: " Noise and vibration control using piezoelectric elements shunted by a negative capacitor ", Disertační práce, TU v Liberci 2007

Seznam příloh

Příloha A – Kodejška, M; Linhart, V; Václavík, J; Mokrý, P; A fully adaptive system for the vibration suppression in the broad frequency range using a single piezoelectric actuator shunted by a negative capacitor, (odesláno do Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, MANUSCRIPT NO. TUFFC-04825-2011)

Příloha B – Program mikroprocesoru – pouze v interních výtiscích Ústavu mechatroniky a technické informatiky, FM TUL – pouze na přiloženém CD.

Příloha C – Soubory návrhu desky plošných spojů v Eagle (celé schéma zapojení + návrh desky plošných spojů) – pouze na přiloženém CD.

Příloha D – Katalogový list mikroprocesoru ATMEL Atmega128, soubor PDF – pouze na přiloženém CD.

Příloha E - Katalogový list grafického LCD RAYSTAR RG12864B-BIW-V, soubor PDF – pouze na přiloženém CD.

Příloha A

Článek odeslaný do mezinárodního recenzovaného časopisu IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control s názvem „A fully adaptive system for the vibration suppression in the broad frequency range using a single piezoelectric actuator shunted by a negative capacitor.”

A fully adaptive system for the vibration suppression in the broad frequency range using a single piezoelectric actuator shunted by a negative capacitor

Miloš Kodejška*, Václav Linhart*, Jan Václavík*, and Pavel Mokří*

* Faculty of Mechatronics, Informatics and Interdisciplinary Studies, Technical University of Liberec, CZ-46117 Liberec, Czech Republic

Abstract—A fully adaptive system for the suppression of vibration transmission using a single piezoelectric actuator shunted by a negative capacitor circuit is presented. It is known that using the negative capacitor shunt, the spring constant of the piezoelectric actuator can be controlled to extreme values zero or infinity. Since the value of spring constant controls the force transmitted through an elastic element, it is possible to achieve a reduction of the transmissibility of vibrations through the piezoelectric actuator by reducing its effective spring constant. The narrow frequency range and broad frequency range vibration isolation systems are analyzed, modeled, and experimentally investigated. The problem of high sensitivity of the vibration control system is resolved by applying the adaptive control to the circuit parameters of the negative capacitor. An adaptive system, which can achieve the self-adjustment of the negative capacitor parameters by analyzing a realistic vibration signal that consists of a noise and a dominant harmonic component, is presented. It is shown that such an arrangement allows the realization of a simple system, which, however, offers a great vibration isolation efficiency in variable vibration conditions.

Index Terms—Piezoelectric actuator, Vibration transmission suppression, Piezoelectric shunt damping Negative capacitor, Elastic stiffness control, Adaptive device

I. INTRODUCTION

TODAY, the suppression of vibration transmission has become recognized as an important problem in many industrial fields. In the fabrication process, the vibrations have a deteriorating effect on the precision and the life-time of mechanical components and machining instruments. In the automotive industry, every car component is a subject of a careful vibration analysis in certain development stages. The car chassis represents of unwanted structure-born noise due to the vibrations that are transmitted from the engine, gearing box and the car axles. The actual frequency spectra of vibrations are controlled by the car velocity, engine revolutions per minute and many other unknown variable parameters. The aforementioned example indicates the necessity of a research and development of adaptive noise and vibration control systems that can perform in variable working conditions.

On the other hand, efficient and inexpensive methods for the noise and vibration control remain unavailable despite their practical importance. Current passive methods are inefficient at

low-frequencies and conventional active methods are costly. In this article, there is presented the development of the vibration control method, which is based on the suppression of the vibration transmission through the piezoelectric bulk actuator. The vibration suppression effect is achieved: first, by inserting the piezoelectric actuator between the vibrating structure and the object that should be isolated from the vibrations, and, second, by connecting the piezoelectric actuator to the active external shunt circuit that controls its mechanical response to the incident vibrations. It was shown by Date et al. [1] that the effect of the shunt circuit on the mechanical response of the piezoelectric actuator can be explained through the change of the effective elastic properties of the piezoelectric actuator. Since the resonant frequency of the system depends on the spring constant of the piezoelectric actuator and the mass of the object, the reduction of the spring constant of the piezoelectric element results in the reduction of the resonant frequency and the transmissibility of vibrations at super-resonant frequencies. Therefore, the vibration suppression affect is in principle the same as it is in the passive methods. It can be, however, achieved at low frequencies.

The aforementioned method to reduce the vibration transmission is called the Piezoelectric Shunt Damping (PSD) and it is based on the change of the elastic properties of the piezoelectric actuator connected to passive or active electric network [2]. Early applications of the PSD method have been realized using very thin spherically or cylindrically curved piezoelectric polymer membranes shunted by negative capacitor circuits and reported by Okubo et al. [3] and Kodama et al. [4]. Recently, Imoto et al. [5] and Tahara et al. [6] demonstrated the great potential of this method on a system for suppressing vibrations by 20 dB. The advantages of the PSD method stem from (i) the simplicity of the noise control system, which consists of a self-sensing piezoelectric actuator connected to an active shunt circuit, (ii) the realization of the active shunt circuit electronics using a simple analog circuit with a single linear power amplifier, which makes it possible to greatly reduce the electric power consumption, and (iii) the broad frequency range (e.g. from 10 Hz to 100 kHz) where the system can effectively suppress vibrations, which is allowed by the use of analog electronics.

Despite the clear aforementioned advantages of the PSD

method, there still exist some important drawbacks and open or unresolved questions that prevent the active PSD method from industrial exploitation: (i) the critical issue limiting the applicability of the method is the high sensitivity and low stability of real systems that prevent their use in changing operational conditions. It was actually shown by Sluka et al. [7] that the optimal working point of the PDS system is just on the edge of the stability region of the device. Later, the comparison of the stability of several PSD method implementations has been analyzed in the work by Preumont et al. [8]. (ii) The adaptive PSD vibration control systems that were reported in Refs. [7], [9], [10], [11] could achieve the low values of the transmissibility of vibrations only in a narrow frequency range and the used adaptive algorithms limited the applicability of the systems to the suppression of pure harmonic vibrations only.

The aforementioned issues have motivated the work presented below, where we will address the design of adaptive broad-band vibration control device. The principle of the PSD vibration control device will be presented in Sec. II. In Sec. III, we will illustrate the aspects of narrow and broad frequency range vibration isolation. Design of the adaptive broad-band vibration isolation device will be presented in Sec. IV. Conclusions of our experiments will be presented in Sec. V.

II. PRINCIPLE OF THE VIBRATION SUPPRESSION

It is known that the vibration transmission through the interface between two solid objects is mainly controlled by the ratio of their mechanical impedance. Since the mechanical impedance is proportional to the material stiffness, extremely soft element placed between two other objects works as an interface with high transmission loss of vibrations. In the following Subsection, we develop a simple theoretical model that easily explains the effect of the elasticity in a mechanical system on the transmission of vibrations through the system. Later, we present a method to control the elastic properties of the piezoelectric actuator using a shunt electric circuits that can be profitably used in the vibration isolation system.

A. Role of the spring constant on the transmissibility of vibrations

Scheme of the vibration isolation system is shown in Figure 1a). The vibration damping element with a spring constant K and a damping coefficient B are placed between the shaker and the object of a mass M that should be isolated from vibrations. The incident vibrations of a displacement amplitude u_1 and the transmitted vibrations of a displacement amplitude u_2 are measured using accelerometers. The transmissibility of vibrations TR through the considered vibration isolation system is defined as a ratio of the transmitted displacement amplitude u_2 over the incident displacement amplitude u_1 at the reference source point:

$$TR = |u_2/u_1| \quad (1)$$

The transmissibility of vibration is controlled by the material parameters that control the dynamic response of the

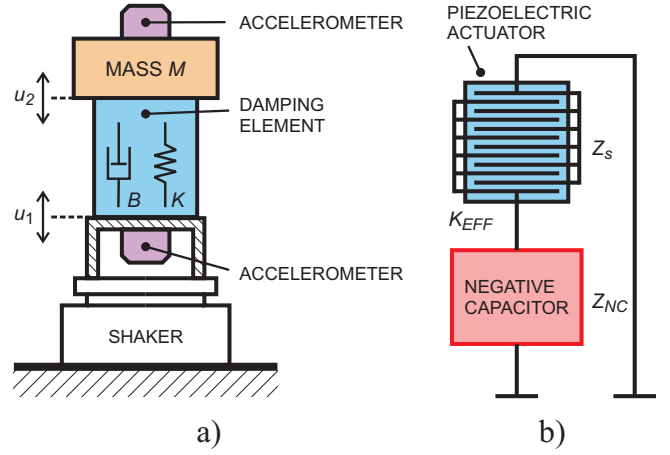


Fig. 1. Scheme of the vibration isolation system. The vibration damping element with a spring constant K and a damping coefficient B are placed between the shaker and a mass M that should be isolated from vibrations. The incident vibrations of a displacement amplitude u_1 and the transmitted vibrations of a displacement amplitude u_2 are measured using accelerometers (a). The vibration damping element used in this work is the piezoelectric actuator of the impedance Z_S shunted by a negative capacitor of the impedance Z_{NC} . (b)

mechanical system. The dynamic response of the system is governed by following equation of motion:

$$M \frac{d^2 u_2}{dt^2} + B \frac{du_2}{dt} + K u_2 = B \frac{du_1}{dt} + K u_1. \quad (2)$$

Considering the simplest case of the transmission of harmonic vibrations of an angular frequency ω , the solution of Eq. (2) yields the formula:

$$TR = \omega_0 \sqrt{\frac{\omega^2 + Q^2 \omega_0^2}{\omega^2 \omega_0^2 + Q^2 (\omega_0^2 - \omega^2)^2}}, \quad (3)$$

where the symbols Q and ω_0 stand for the mechanical quality factor $Q = \sqrt{KM}/B$ and the resonance frequency $\omega_0 = \sqrt{K/M}$. It is seen that the smaller the value of spring constant K , the smaller the value of the resonant frequency ω_0 , and the smaller the value of transmissibility TR of harmonic vibrations of angular frequency $\omega > \omega_0$.

B. Method of the active elasticity control of piezoelectric actuators

Figure 1b) shows the vibration damping element used in this work, which is the piezoelectric actuator of the capacitance C_S shunted by a negative capacitor of the capacitance C . This system is an example of so called Active Elasticity Control method discovered in 2000 by Date et al. [1]. The effective spring constant of the piezoelectric actuator K_{eff} can be derived from the equations of state of the piezoelectric actuator for the charge Q and the change of the piezoelectric actuator length $\Delta l = u_2 - u_1$:

$$Q = dF + C_S V, \quad (4)$$

$$\Delta l = (1/K_S)F + dV, \quad (5)$$

which are appended by the formula for the voltage V applied back to the piezoelectric actuator from the shunt circuit of

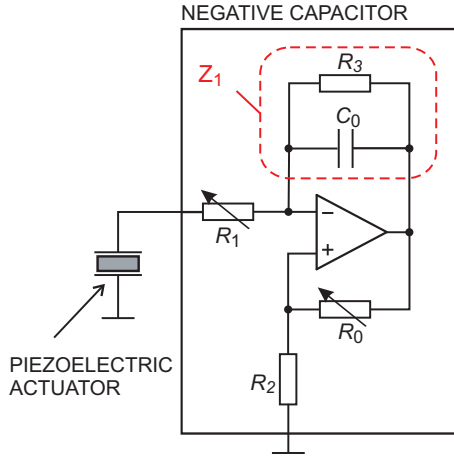


Fig. 2. Electrical scheme of the piezoelectric actuator shunted by a negative capacitor. The negative capacitor is realized using a simple circuit with an operational amplifier in a feedback loop. Using variable resistors R_0 and R_1 , it is possible to adjust the real and imaginary part of its capacitance, so that it matches the capacitance of the piezoelectric actuator (except the sign).

capacitance C :

$$V = -Q/C, \quad (6)$$

where symbols d , C_S , and K_S stand for the piezoelectric coefficient, the capacitance, and the spring constant of a mechanically free piezoelectric element, respectively.

Combining Eqs. (4), (5), and (6) and with the use of the relationship between the capacitance and impedance of a capacitor, $Z = 1/(j\omega C)$, one can readily obtain the formula for the effective spring constant of the piezoelectric element connected to the external capacitor V :

$$K_{\text{eff}} = K_S \left(\frac{1 + Z_S/S}{1 - k^2 + Z_S/S} \right), \quad (7)$$

where $k^2 = d^2 K_S / C_S$ is the electromechanical coupling factor of the piezoelectric element ($0 < k < 1$). It can be concluded from the above formula that the small values of the effective spring constant K_{eff} of the piezoelectric element can be achieved, when the capacitance of the external circuit is negative.

It follows from Eq. (7) that, when the complex impedance of the shunt circuit Z approaches the value of $-Z_S$, the effective spring constant K_{eff} of the piezoelectric element reaches the zero value. Figure 2 shows the electrical scheme of the piezoelectric actuator shunted by the active circuit that effectively works as with negative capacitance. It will be further referenced as negative capacitor. Effective impedance of the negative capacitor shown in Figure 2 is equal to

$$Z(\omega) = R_1 + \frac{R_0 + R_2 + A_u(\omega)R_2}{R_0 + R_2 - A_u(\omega)R_0} Z_1(\omega) \approx R_1 - \frac{R_2}{R_2} Z_1(\omega), \quad (8)$$

where A_u is the output voltage gain of the operational amplifier and

$$Z_1(\omega) = \frac{R_3}{1 + j\omega C_0 R_3} = \frac{R_3 - j\omega C_0 R_3^2}{1 + \omega^2 C_0^2 R_3^2} \quad (9)$$

is the impedance of the reference capacitance of the negative capacitor. The approximate formula on the right-hand side of

Eq. (8) stands for the ideal operational amplifier, i.e. A_u tends to infinity. The impedance of the piezoelectric actuator is equal to

$$Z_S(\omega) = \frac{1}{j\omega C'_S(1 - j \tan \delta_S)} = \frac{\tan \delta_S - j}{\omega C_S(1 + \tan^2 \delta_S)}, \quad (10)$$

where the both C'_S and $\tan \delta_S$ practically do not depend on frequency. It is convenient to approximate the frequency dependence of the piezoelectric impedance actuator by frequency dependence of the in-series connection of the capacitor and resistor of capacitance C_S and resistance R_S , respectively.

$$Z_S(\omega) \approx R_S + \frac{1}{j\omega C_S}. \quad (11)$$

At given critical frequency ω_0 , it possible to adjust the negative capacitor in such a way that:

$$|Z|(\omega_0) = |Z_S|(\omega_0) \quad (12)$$

$$\arg(Z(\omega_0)) = -\arg(Z_S(\omega_0)) \quad (13)$$

Such a situation is characterized by the relation $Z_S(\omega_0)/Z(\omega_0) = -1$ and, according to Eq. (7), it yields K_{eff} is reaching effectively zero value and the transmission of vibrations reaches minimal values.

III. EXPERIMENTAL STUDY OF THE VIBRATION SUPPRESSION

It follows from Eqs. (12) and (13) that the vibration isolation effect of the shunted piezoelectric actuator can be achieved, when the both the amplitudes and phase angles (except the sign) of the negative capacitor and the piezoelectric actuator capacitances are equal. It follows from Eqs. (8) to (10) that for a particular adjustment of the negative capacitor shown in Figure 2 the fulfillment of Eq. (11) can be achieved only in a narrow frequency range. In the next subsection, we will present and discuss the experimental data measured on our vibration isolation device.

A. Narrow frequency range vibration suppression

The negative capacitor was realized using LF 356N operational amplifier. Its output voltage gain was approximated by the function $A_u(\omega_0) = A_0/(1 + j\omega/(2\pi f_1))$, where $A_0 = 105$ dB and $f_1 = 100$ Hz. Considering the negative capacitor shown in Figure 2, the condition given by Eq. (12) is achieved by setting the values of resistances R_1 and R_0 according to following formulae:

$$R_0 = \frac{\omega_0^2 C_0 C_S R_2 R_3^2}{1 + \omega_0^2 C_0^2 R_3^2}, \quad (14)$$

$$R_1 = \frac{1}{\omega_0^2 C_0 C_S R_3} - R_S \quad (15)$$

In order to find the proper adjustment of the negative capacitor, the frequency dependences of the electric impedance amplitude and phase of the piezoelectric actuator were measured using HP 4195A network/spectrum analyzer and shown in Figures 3a) and b). Using the least-square method, the values R_S and C_S of the equivalent circuit of the piezoelectric actuator have been identified as $R_S = 1.150 \, \Omega$ and $C_S = 6.602$

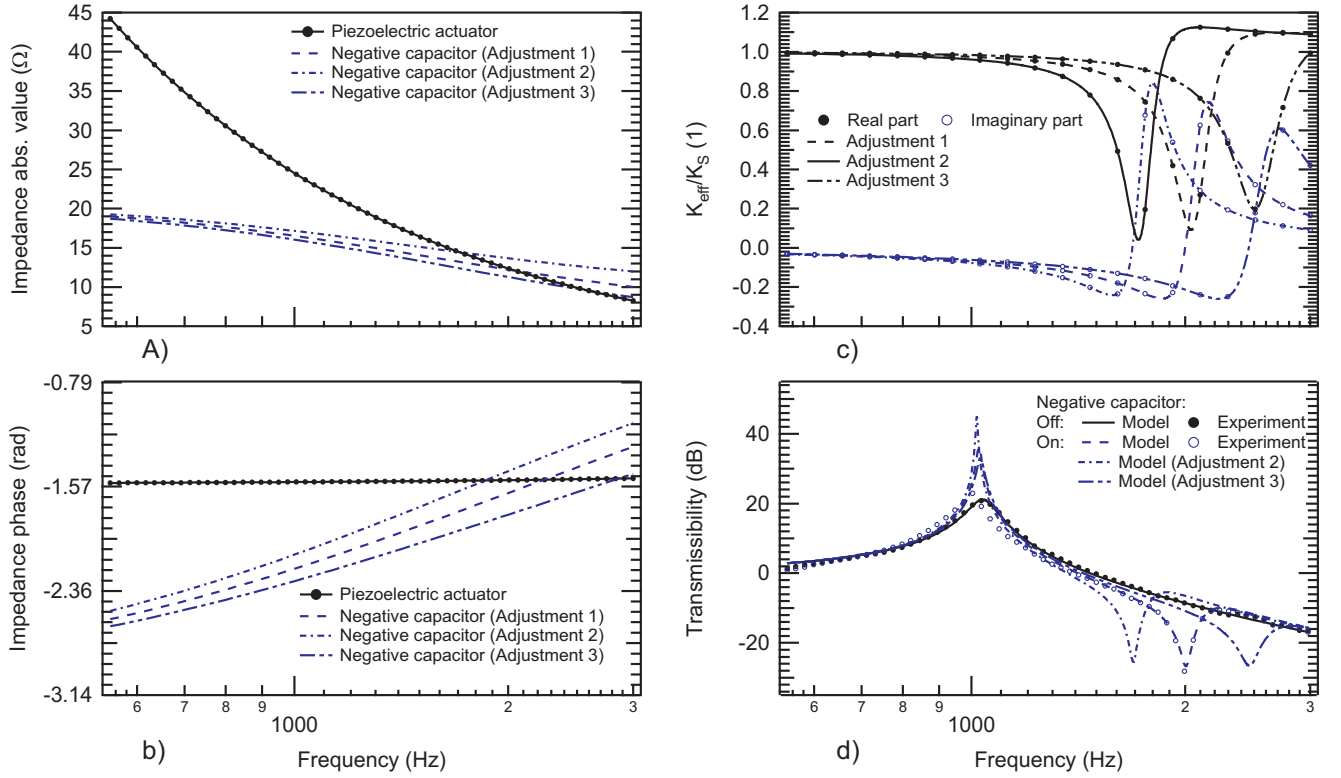


Fig. 3. Frequency dependences of the physical quantities that controls the value of transmissibility of vibrations through the piezoelectric actuator shunted by the negative capacitor shown in Figure 2: a) electric impedance absolute value of the piezoelectric actuator (measured) and the negative capacitor for three different adjustments of resistors R_0 and R_1 (calculated); b) electric impedance phase of the piezoelectric actuator (measured) and the minus electric impedance phase of the negative capacitor (calculated), c) calculated real and imaginary parts of the effective spring constant of the piezoelectric actuator shunted by the negative capacitor. Part d) shows the comparison of the measured values of the transmissibility of vibrations through the electrically free piezoelectric actuator (filled circles) and the piezoelectric actuator shunted by the negative capacitor adjusted at the frequency $\omega_0 = 2$ kHz (empty circles). The measured values of the transmissibility of vibrations are compared with the calculated from the theoretical model.

μF . In the same way, the frequency dependence of the electric impedance amplitude and phase of the reference capacitance Z_1 of the negative capacitor were measured (Data not presented here.) By the same least-square fitting procedure, the values of $R_3 = 27.84 \, \Omega$ and $C_0 = 4.686 \, \mu\text{F}$. The obtained numerical values were cross-checked by a direct measurements on the ESCORT ELS-3133A LRC-meter at the frequency 1 kHz giving the values $R_S = 0.87 \, \Omega$, $C_S = 6.94 \, \mu\text{F}$, $R_3 = 24.5 \, \Omega$, and $C_0 = 5.16 \, \mu\text{F}$. The value of the resistance R_2 was measured to be equal to $R_2 = 2.41 \, \text{k}\Omega$. The negative capacitor resistors R_0 and R_1 were pre-adjusted to values $R_0 = 2.41 \, \text{k}\Omega$ and $R_1 = 6.93 \, \Omega$. Then the frequency dependence of the transmissibility of vibrations through the electrically free piezoelectric actuator, i.e. the actuator, which was disconnected from the negative capacitor, was measured in the frequency range from 550 Hz to 3 kHz and the result is indicated by filled circles in Figure 3. The measured values of the frequency dependence of the transmissibility of vibrations were compared with the theoretical formula given by Eq. (3) and the values of the spring stiffness $K_S = 7.11 \cdot 10^7 \, \text{Nm}^{-1}$, mass $M = 1.67 \, \text{kg}$ and the mechanical quality factor of the piezoelectric actuator $Q = 11.3$ were obtained using the method of least squares.

Then, the values of resistances R_0 and R_1 in the negative capacitor were finely tuned in order to achieve the maximum decrease in the transmissibility of vibration at the frequency of 2 kHz. Then the transmissibility of vibration through the piezoelectric actuator shunted by a negative capacitor was measured and the result is indicated by empty circles in Figure 3. It can be seen that a 20 dB decrease in the transmissibility of vibration in a narrow frequency range around 2 kHz was achieved. The measured values of the frequency dependence of the transmissibility of vibrations were compared with the theoretical model given by Eqs. (3), (8), (9) and (11) and the values of $k^2 = 0.064$, $R_0 = 2.43 \, \text{k}\Omega$, and $R_1 = 6.86 \, \Omega$ using the method of least squares. The fitted values of resistances R_0 and R_1 were cross-checked by the direct measurement using the LRC-meter giving the values of $R_0 = 2.32 \, \text{k}\Omega$, and $R_1 = 6.20 \, \Omega$, respectively.

The physics standing behind the decrease in the transmissibility vibration through the piezoelectric actuator shunted by the negative capacitor can be easily understood by looking at Figure 3. Figures 3 a) and b) show the comparison of the measured frequency dependence of the electric impedance absolute value and phase of the piezoelectric actuator with the calculated values of the frequency dependence electric

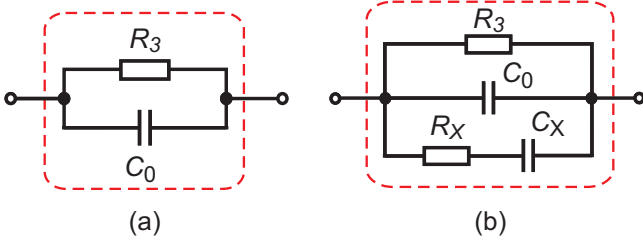


Fig. 4. Electrical scheme of the reference impedance Z_1 inside the negative capacitor (see B) for a narrow frequency range a) and a broad frequency range vibration isolation system.

impedance absolute value and phase of the negative capacitor for three different adjustments that differ in the critical frequency of the vibration suppression. The adjustment 1 is characterized by $R_0 = 2.43 \text{ k}\Omega$, $R_1 = 6.86 \Omega$, and the critical frequency $f_0 = 2 \text{ kHz}$, the adjustment 2 is characterized by $R_0 = 2.19 \text{ k}\Omega$, $R_1 = 9.86 \Omega$, and the critical frequency $f_0 = 1.7 \text{ kHz}$, and the adjustment 3 is characterized by $R_0 = 2.69 \text{ k}\Omega$, $R_1 = 4.36 \Omega$, and the critical frequency $f_0 = 2.46 \text{ kHz}$. In Figures 3 a) and b), it is seen that the frequency dependences of the both absolute values and phases of the piezoelectric actuator and the negative capacitor crosses at the same frequency for all three adjustments. Then the conditions given by Eqs. (12) are satisfied at the given critical frequency, which yields the decrease in the real part value of the effective spring constant K_{eff} of the piezoelectric actuator as it is seen in Figure 3 c).

On the other hand, Eqs. (12) are satisfied only in a narrow frequency range around the critical frequency. The reason for this unwanted effect is the essential mismatch between the electric impedance absolute value and phase frequency dependencies of the piezoelectric actuator and negative capacitor, which is clearly seen in Figure 3 a) and b). The next subsection discusses the problem of broadening the frequency range where the vibration isolation device can efficiently suppress the vibration transmission.

B. Broad frequency range vibration suppression

In order to broaden the frequency range of the efficiently suppressed transmission of vibrations, it is necessary to achieve a precise matching of the electrical impedance frequency dependencies of the piezoelectric actuator and the negative capacitor. Since the frequency dependence of the piezoelectric actuator are control by its material and its construction, it is necessary to modify the frequency dependence of the negative capacitor. The frequency dependence of the negative capacitor impedance is determined by the reference impedance Z_1 . The basic parallel connection of the capacitor C_0 and the resistor R_3 was replaced by a more complicated RC network shown in Figure 4.

The values of capacitances and resistances in the reference impedance Z_1 were adjusted in such a way that the difference between frequency dependencies of electric impedances of the piezoelectric actuator and the reference impedance were minimal in the frequency range from 0.5 kHz to 3 kHz. Again,

the frequency dependence of the electric impedance amplitude and phase of the modified reference capacitance Z_1 of the negative capacitor were measured (Data not presented here.) By the same least-square fitting procedure, the values of $R_3 = 15.09 \text{ k}\Omega$, $C_0 = 480 \text{ nF}$, $R_X = 44.6 \Omega$, and $C_X = 807 \text{ nF}$. The obtained numerical values were cross-checked by a direct measurements on the ESCORT ELS-3133A LRC-meter at the frequency 1 kHz giving the values $R_3 = 15 \text{ k}\Omega$, $C_0 = 470 \text{ nF}$, $R_X = 44 \Omega$, and $C_X = 813 \text{ nF}$.

Then the values of resistances R_0 and R_1 in negative capacitor was finely tuned in order to achieve the maximum decrease in the transmissibility of vibration at the frequency 2 kHz. Then the transmissibility of vibration through the piezoelectric actuator shunted by a broad-frequency-range-optimized negative capacitor was measured and the result is indicated by empty triangles in Figure 5 d). It can be seen that a 20 dB decrease in the transmissibility of vibration was achieved in the broad frequency range from 1 kHz to 2 kHz. The measured values of the frequency dependence of the transmissibility of vibrations were compared with the theoretical model given by Eqs. (3), (8), (9) and (11) and the values of $k^2 = 0.067$, $R_0 = 12.6 \text{ k}\Omega$, and $R_1 = 2.6 \Omega$ using the method of least squares.

The reason for the broadening the frequency range can be seen in Figure 5. Figures 5 a) and b) show the comparison of the measured frequency dependence of the electric impedance absolute value and phase of the piezoelectric actuator with the calculated values of the frequency dependence electric impedance absolute value and phase of the negative capacitor with the narrow and broad frequency range reference capacitances Z_1 shown in Figures 4 a) and b). In Figures 5 a) and b), it is seen that the frequency dependences of the both absolute values and phases of the piezoelectric actuator and the negative capacitor reference capacitance are close to each other in the case broad frequency range.

IV. ADAPTIVE SYSTEM FOR THE VIBRATION ISOLATION

In real situations, the incident vibrations usually consist of the sum of several randomly changing dominant harmonic components. These harmonic components appear in the system due to the eigen-frequencies of mechanical parts or due to vibration of revolving mechanical parts. In order to suppress the vibration transmission between the vibrating mechanical parts in real industrial application, first, the vibration isolation system should efficiently work in the broad frequency range and, second, the high sensitivity of the vibration isolation system to its proper adjustment in varying environmental conditions requires a mechanism for the control of the proper adjustment of the negative capacitor resistances R_0 and R_1 . Scheme the adaptive vibration isolation device is shown in Figure 6. The adaptive vibration isolation system consists of the piezoelectric actuator shunted by the negative capacitor, whose variable resistances R_0 and R_1 are electronically controlled by a personal computer (PC). In order to allow the electronic control of the negative capacitor, the variable resistances R_0 and R_1 , which were realized by trimmers trimmers, were replaced by a pair of opto-isolators.

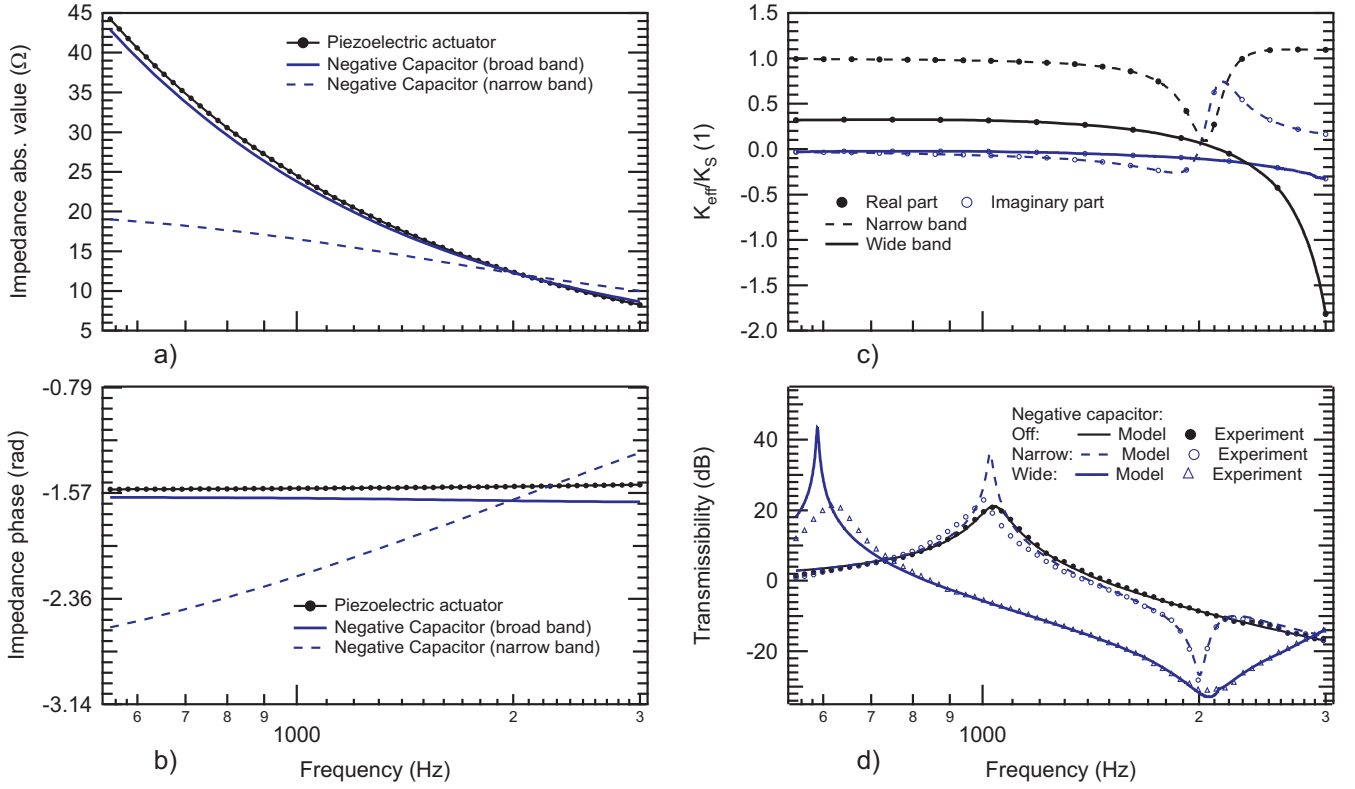


Fig. 5. Frequency dependences of the physical quantities that controls the value of transmissibility of vibrations through the piezoelectric actuator shunted by the negative capacitor shown in Figure 2: a) electric impedance absolute value of the piezoelectric actuator (measured) and the negative capacitor for the narrow frequency range (see Figure 4 a) and broad frequency range (see Figure 4 b) reference impedance Z_1 ; b) electric impedance phase of the piezoelectric actuator (measured) and the minus electric impedance phase of the negative capacitor (calculated), c) calculated real and imaginary parts of the effective spring constant of the piezoelectric actuator shunted by the negative capacitor. Part d) shows the comparison of the measured values of the transmissibility of vibrations through the electrically free piezoelectric actuator (filled circles), through the piezoelectric actuator shunted by the narrow frequency range negative capacitor adjusted at the frequency $\omega_0 = 2$ kHz (empty circles), and the broad frequency range negative capacitor adjusted at the frequency $\omega_0 = 2$ kHz (empty triangles). The measured values of the transmissibility of vibrations are compared with the calculated from the theoretical model.

Instantaneous values of the incident and transmitted vibrations are measured by piezoelectric accelerometers PCB-352. These accelerometers have the resonant frequency at 40 kHz, which ensures a flat and phase correct transmission function in the frequency range of our experiments. Signals from the accelerometers are amplified by ICP amplifier. The force acting on the object of a mass M , which should be isolated from vibrations, is sensed by a force sensor, which is made of a single piezoelectric plate, and converted to voltage via a charge amplifier Kistler 5015A. Such an arrangement requires a calibration, which is done prior experiments in the setup without the damping element. The transfer function of the force sensor is determined using a mass of the object and the signal from the output accelerometer. Electric signals from the accelerometers 1 and 2, force sensor, and the electric voltage applied to the piezoelectric actuator from the negative capacitor are measured and digitized by the data acquisition card NI PCI-6221. PC is also used for the generation of the signal of the incident vibrations and for the measurement of the transmissibility of vibrations. In the Matlab software, a pseudo-random signal with few dominant harmonic components is generated. The output signal from the PC is introduced

to the high-voltage amplifier and fed to the piezoelectric shaker.

The adaptive control algorithm for the automatic adjustment of the broad-band negative capacitor is shown in the flow chart in Figure 7. First, the signals from the force sensor and the voltage of the common terminal of the negative capacitor and the piezoelectric actuator (it will be further referenced as the “negative capacitor output”) are measured. If the amplitude of the signal from the force sensor exceeds some arbitrarily chosen threshold, the Fast Fourier Transformation is applied to the time dependencies of the measured signals to obtain their amplitude and phase frequency spectra. Then the distribution of the vibration power along the frequency axis is analyzed and the dominant harmonic component with the greatest amplitude is found. This dominant harmonic component is selected to be suppressed. At the selected frequency of the dominant harmonic component, the phase difference between the dominant harmonic components in the signals from the force sensor and from the negative capacitor output. The calculated value of the phase difference is used for the iterative corrections of the values of resistances R_0 and R_1 . Details of the iterative-correction-algorithm are presented in our earlier works [7], [9],

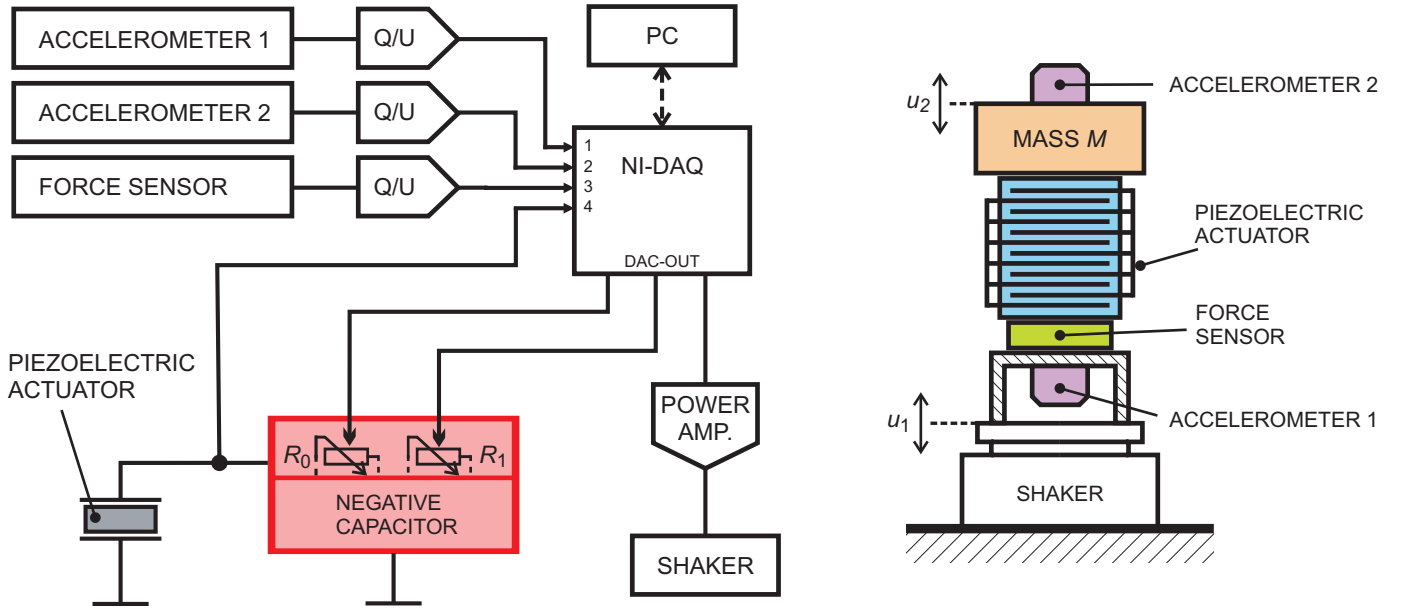


Fig. 6. Adaptive vibration isolation system, which is realized using the piezoelectric actuator shunted by the negative capacitor (see the right-hand side). The control circuit processes the signal from the sensor of the transmitted force F and the signal, which is proportional to the voltage V applied to the piezoelectric actuator, and applies corrections to the adjustment of the NC circuit, when the efficiency of the vibration isolation deteriorates. Vibration isolation system where the negative capacitor is connected to the a piezoelectric actuator. Negative capacitor is adapted to given incident vibrations using computer.

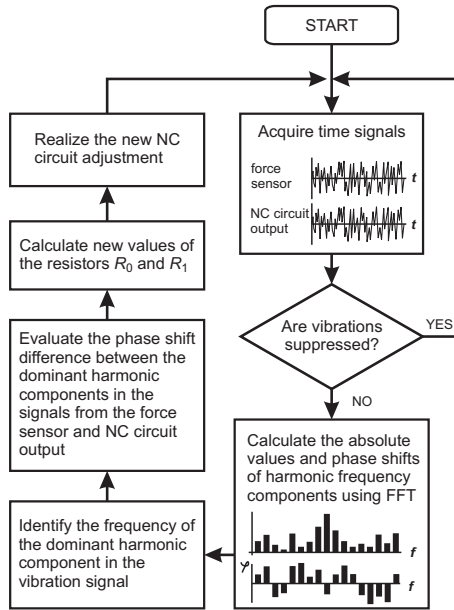


Fig. 7. Flowchart indicating the adaptive control algorithm of the negative capacitance circuit.

[10], [11] that deal with the adaptive vibration isolation device for pure-tone vibrations. After the correction of the value of resistances R_0 and R_1 new time-dependences of the signals from the force sensor and the negative capacitor output are measured and the above steps are periodically repeated until the dominant frequency is suppressed in the force sensor signal to the noise level.

In order to evaluate the performance of the adaptive broad band vibration suppression device, five different vibration

signals were generated and applied to the vibration isolation device. The vibration signal consists of a random noise and one dominant harmonic component of given frequency. Figure 8 shows spectra of the five force signals transmitted through the vibration isolation system with different frequencies of the dominant harmonic component. Solid black line indicates the force amplitude spectra transmitted through the piezoelectric actuator disconnected from the negative capacitor. The zero-filled solid blue lines indicate the amplitude spectra of the force transmitted through piezoelectric actuator shunted by the self-adjusted broad-frequency-range-matched negative capacitor.

The frequency dependences of the transmissibility of vibrations through the piezoelectric actuator shunted by the adaptive broad frequency range negative capacitor, which was self-adjusted to the five aforementioned vibration signals, are shown in Figure 9. It is seen that the adaptive control algorithm adjusts the negative capacitor in such a way that the transmissibility of vibration curve has its minimum around the frequency of the dominant harmonic component in the vibration signal. In Figure 9, there are also seen shifts of the mechanical resonant frequency of the system, which is due to the reduction of the effective spring constant of the piezoelectric actuator due to the action of the negative capacitor in the broad frequency range.

V. CONCLUSIONS

The theoretical model of the vibration transmission through the piezoelectric actuator shunted by the negative capacitor is presented. The model has been verified on the experiments performed on the narrow frequency (pure tone) vibration isolation. By a proper modification of the reference impedance

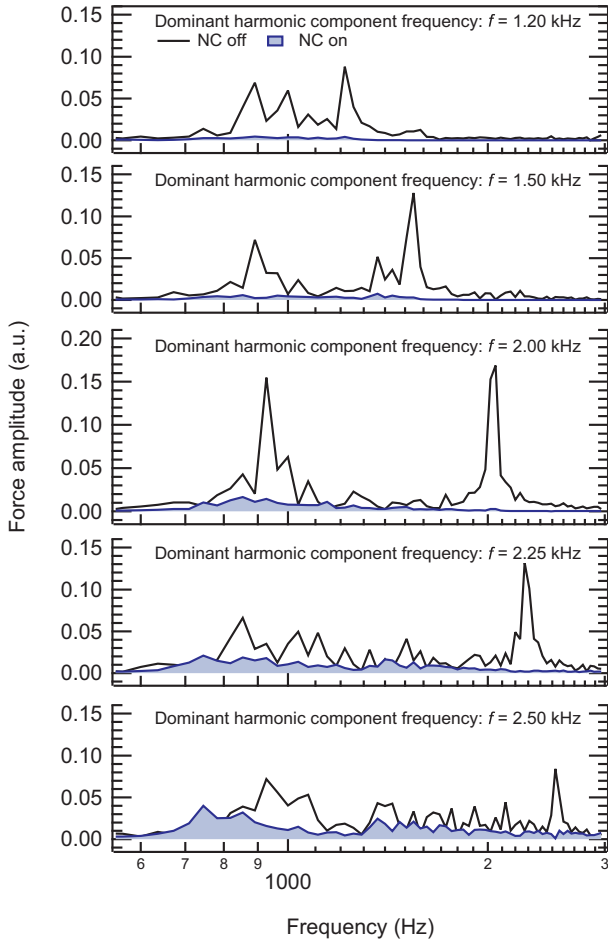


Fig. 8. Spectra of the five force signals transmitted through the vibration isolation system with different frequencies of the dominant harmonic component. Solid black line indicates the force amplitude spectra transmitted through the piezoelectric actuator disconnected from the negative capacitor. The zero-filled solid blue lines indicates the amplitude spectra of the force transmitted through piezoelectric actuator shunted by the self-adjusted broad-frequency-range-matched negative capacitor. The vibration signal consists of a random noise and one dominant harmonic component of given frequency.

of the negative capacitor, it was successfully demonstrated that it is possible to achieve the efficient vibration transmission suppression by 20 dB in a broad frequency range (from 1 kHz to 2 kHz). The adaptive system that makes it possible to adjust the values of the negative capacitor circuit parameters by the analysis of the spectra of the realistic vibration signals was presented.

The advantages of the presented system for the suppression of the vibration transmission stem from its simplicity and broad frequency range of the efficiently suppressed vibrations from 0.5 kHz to 3 kHz. It means that the system can be profitably used to solve acoustic problems of reducing the structure-born noise. If matching the frequency dependencies of the piezoelectric actuator and the negative capacitor capacitances is improved to much broader frequency range, the vibration isolation system can work in a broader frequency range. In addition, the principle of the vibration suppression using the negative capacitor shunted piezoelectric actuator can

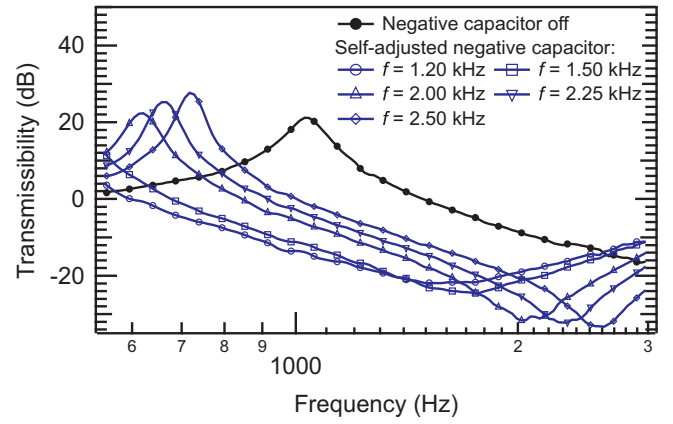


Fig. 9. Frequency dependences of the transmissibility of vibrations through the piezoelectric actuator shunted by the adaptive broad-frequency-range-matched negative capacitor. Each curve corresponds the transfer functions of the adaptive system adjusted to cancel the vibration signal with the force amplitude spectra shown in Figure 8.

be generalized and applied to different types of piezoelectric actuators or different electroacoustic transducers. All in all, the presented realization of the vibration isolation device offers a solution for many real vibration problems.

ACKNOWLEDGMENTS

Authors acknowledge the support from the Czech Science Foundation GACR 101/08/1279 and from the student grant SGS 2001/7821 – Interactive mechatronic system in computer engineering.

REFERENCES

- [1] M. Date, M. Kutani, and S. Sakai, "Electrically controlled elasticity utilizing piezoelectric coupling," *Journal of Applied Physics*, vol. 87, no. 2, pp. 863–868, 2000. NIC.
- [2] S. O. R. Moheimani and A. J. Fleming, *Piezoelectric Transducers for Vibration Control and Damping*, 2006.
- [3] T. Okubo, H. Kodama, K. Kimura, K. Yamamoto, E. Fukada, and M. Date, "Sound-isolation and vibration-isolating efficiency piezoelectric materials connected to negative capacitance circuits," in *Proc. 17th International Congress on Acoustics*, pp. 301–306, 2001.
- [4] H. Kodama, T. Okubo, M. Date, and E. Fukada, "Sound reflection and absorption by piezoelectric polymer films," in *Proc. Materials Research Society Symposium*, vol. 698, (506 Keystone Drive, Warrendale, PA 15088-7563 USA), pp. 43–52, Materials Research Society, 2002. Symposium on Rapid Prototyping Technologies-From Tissue Engineering to Conformal Electronics held at the 2001 MRS Fall Meeting, BOSTON, MA, NOV 28-30, 2001.
- [5] K. Imoto, M. Nishiura, K. Yamamoto, M. Date, E. Fukada, and Y. Tajitsu, "Elasticity control of piezoelectric lead zirconate titanate (pzt) materials using negative-capacitance circuits," *Japanese Journal of Applied Physics*, vol. 44, no. 9B, pp. 7019–7023, 2005.
- [6] K. Tahara, H. Ueda, J. Takarada, K. Imoto, K. Yamamoto, M. Date, E. Fukada, and Y. Tajitsu, "Basic study of application for elasticity control of piezoelectric lead zirconate titanate materials using negative-capacitance circuits to sound shielding technology," *Japanese Journal of Applied Physics*, vol. 45, no. 9B, pp. 7422–7425, 2006.
- [7] T. Sluka and P. Mokry, "Feedback control of piezoelectric actuator elastic properties in a vibration isolation system," *Ferroelectrics*, vol. 351, pp. 51–61, 2007. 8th European Conference on Applications of Polar Dielectrics (ECAPD-8), Metz, FRANCE, SEP 05-08, 2006.
- [8] A. Preumont, B. de Marneffe, A. Deraemaeker, and F. Bossens, "The damping of a truss structure with a piezoelectric transducer," *Computers & Structures*, vol. 86, pp. 227–239, FEB 2008. II ECCOMAS Thematic Conference on Smart Structures and Materials, Lisbon, PORTUGAL, JUL 18-21, 2005.

- [9] T. S. Sluka, H. Kodama, E. Fukada, and P. Mokřý, "Sound shielding by a piezoelectric membrane and a negative capacitor with feedback control," *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, vol. 55, pp. 1859–1866, AUG 2008.
- [10] P. Mokřý, M. Kodejška, and T. Sluka, "On the vibration control using a piezoelectric actuator and a negative capacitor adjusted by a microprocessor," in *IEEE Proceedings of the 16th International Symposium on Application of Ferroelectrics, Nara, Japan*, pp. 786–789, 2007.
- [11] M. Kodejška, J. V. Václavík, and P. M. Mokřý, "A system for the vibration suppression in the broad frequency range using a single piezoelectric actuator shunted by a negative capacitor," in *Proceedings of the International Symposium on Application of Ferroelectrics, Edinburgh*, 2010.