



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV MIKROELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF MICROELECTRONICS

SYSTÉM AUTOMATICKÉHO LADĚNÍ PRO SEDMISTRUNNÉ KYTARY

THE AUTOMATIC SELF TUNING SYSTEM FOR SEVEN-STRING GUITARS

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Vojtěch Jeřábek

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Vladimír Levek

BRNO 2017

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Mikroelektronika**
Ústav mikroelektroniky

Student: Bc. Vojtěch Jeřábek

ID: 155170

Ročník: 2

Akademický rok: 2016/17

NÁZEV TÉMATU:

Systém automatického ladění pro sedmistrunné kytary

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Navrhněte elektronický systém pro automatické ladění kytary. Pro danou aplikaci zvolte vhodné mechanické i elektrické řešení. Zaměřte se na volbu vhodného snímání zvuku a metody jeho vyhodnocení. Při návrhu uvažujte použití pro sedmistrunné kytary. Součástí diplomové práce bude proveden přehled stávajících systémů, na jehož základě bude vyhledán nejvhodnější způsob řešení. V dalším kroku bude proveden návrh, realizace, oživení, zprovoznění a otestování systému. Veškerý zmíněný postup realizace systému bude přehledně popsán v diplomové práci.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Podle pokynů vedoucího práce

Termín zadání: 6.2.2017

Termín odevzdání: 25.5.2017

Vedoucí práce: Ing. Vladimír Levek

Konzultant:

doc. Ing. Lukáš Fucík, Ph.D.
předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Vysoké učení technické v Brně / Technická 3058/10 / 616 00 / Brno

ABSTRAKT

Práce popisuje realizaci systému automatického ladění pro sedmistrunné kytary. Jsou zde porovnána již hotová komerční i nekomerční řešení pro šestistrunné kytary. Je zde také zhodnocena použitelnost jejich částí i pro sedmistrunné kytary. Práce dále popisuje základní požadavky na jednotlivé komponenty a řídící program s ohledem na reálné vlastnosti kytary a použitelné výpočetní algoritmy. V druhé je v práci popsán výsledný návrh systému a jeho realizace včetně řídícího programu. S tím souvisí i testování celého systému.

KLÍČOVÁ SLOVA

Ladění, struna, sedmistrunná kytara, ladící mechanika, vibrace, senzor, kmitočtová analýza, krokový motor, signálový procesor, Fourierova transformace.

ABSTRACT

The thesis describes a realization of the automatic self tuning system for seven-string guitars. There are comparisons of commercial and uncommercial solutions for six-string guitars. There is also evaluation of useful parts for seven-string guitars. Thesis contains a description of individual parts and a control software with respect on real guitar properties and used computing algorithm. In the second part of thesis, there is a description of final system design and its realisation including the control software. This is also related with testing of the entire system.

KEYWORDS

Tuning, string, seven-string guitar, tuning mechanics, vibration, sensor, frequency analysis, step motor, signal processor, Fourier transform

JEŘÁBEK, V. Systém automatického ladění pro sedmistrunné kytary. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2017. 76 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Vladimír Levek.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svoji diplomovou práci na téma Systém automatického ladění pro sedmistrunné kytary jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Vladimírovi Levkovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování práce.

Experimentální část této diplomové práce byla realizována na výzkumné infrastruktuře
vybudované v rámci projektu CZ.1.05/2.1.00/03.0072

Centrum senzorických, informačních a komunikačních systémů (SIX)
operačního programu Výzkum a vývoj pro inovace.

OBSAH

Seznam obrázků	9
Seznam tabulek	11
Úvod	12
1 Dostupná řešení systémů automatického ladění	13
1.1 Projekt Automatická kytarová ladička	13
1.2 Robot Guitar	15
1.3 Tronical Tune	16
1.4 Shrnutí výhod a použitelných prvků	18
2 Ladící mechanika RoboHead	20
2.1 Zpětná analýza Ladící mechaniky RoboHead	20
2.2 Krokový motor	22
3 Senzory vibrací	26
3.1 Elektrodynamický	26
3.2 Piezoelektrický	26
3.3 Mikro elektro mechanické systémy zvukových senzorů	27
4 Kmitočtová analýza	29
4.1 Požadavky na kmitočtovou analýzu	29
4.2 Analýza signálu kytary	31
4.3 Rychlá Fourierova transformace	34
5 Požadavky na komponenty navrhovaného systému	38
5.1 Senzor vibrací	38
5.2 Kmitočtový filtr	38
5.3 Zesilovač	39
5.4 Mikrokontrolér	39
5.5 Motory	40
6 Návrh systému	41
6.1 Mikrokontrolér	41
6.2 Senzor vibrací	43

6.3	Zesilovač a vstupní kmitočtové filtry	44
6.4	Řadiče krokový motorů	47
6.5	Napájení systému.....	48
6.6	Popis zbývajících částí výsledného zapojení	51
6.7	Návrh desky plošných spojů	52
7	Program mikrokontroléru.....	54
7.1	Nastavení mikrokontroléru a struktura programu.	54
7.2	Uživatelské rozhraní.....	54
7.3	Řízení krokových motorů.....	55
7.4	Kmitočtová analýza.....	57
7.5	Vyhodnocení kmitočtové analýzy.....	59
8	výsledky práce a závěrečná Měření	62
8.1	Přesnost ladění	62
8.2	Pokles napětí na akumulátoru při ladění.....	62
8.3	Celková spotřeba.....	63
8.4	Výdrž akumulátoru	63
8.5	Doba výpočtu FFT	64
	Závěr	65
	Literatura	66
	Seznam symbolů, veličin a zkratk	69
	Seznam Příloh	70

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1	Projekt Automatická Kytarová Ladička, pohled zepředu [2].....	14
Obr. 2	Projekt Automatická Kytarová Ladička, pohled zezadu [2]	14
Obr. 3	Robot Guitar, pohled na ladící mechaniku zezadu [3]	15
Obr. 4	Robot Guitar, pohled na ovládací prvek [3].....	16
Obr. 5	Tronical Tune s ladící mechanikou na obou stranách [4].....	17
Obr. 6	Systém Tronical Tune s prostorem pro ladící mechanikou na jedné straně [4]	17
Obr. 7	RoboHead s integrovaným motorem a kontakty pro řízení [4].....	18
Obr. 8	Rozebraná ladící mechanika RoboHead	20
Obr. 9	Krokový motor z ladící mechaniky RoboHead	21
Obr. 10	Princip bipolárního krokového motoru s perm. magnetem [7].....	23
Obr. 11	H můstky pro řízení krokového motoru	24
Obr. 12	Vhodné průběhy napětí na cívkách krokového motoru	25
Obr. 13	Příklad piezoelektrického senzoru s připájenými vývody.	27
Obr. 14	Senzor MP23AB02B, pohled na horní a spodní stranu. [8]	27
Obr. 15	Kmitočtová analýza struny H_1 , měřeno vlastním snímačem kytary	31
Obr. 16	Kmitočtová analýza všech 7 strun současně.	33
Obr. 17	Základní diagram pro výpočet FFT posloupnosti 2 prvků. [13]	34
Obr. 18	Diagram pro výpočet FFT posloupnosti 8 prvků. [13]	35
Obr. 19	Zjednodušené blokové schéma systému	38
Obr. 20	DSP mikrokontrolér dsPIC33EP256MU806 [13].....	42
Obr. 21	Kmitočtová analýza signálu struny H_1 při použití piezoelektrického senzoru.....	43
Obr. 22	Schéma zapojení zesilovače a vstupních kmitočtových filtrů	44
Obr. 23	Výstupní charakteristika zesilovače a kmitočtových filtrů	46
Obr. 24	Kmitočtová analýza signálu struny H_1 po zesílení.	46
Obr. 25	Ilustrativní vyobrazení řadiče pro krokové DRV8835 [16]	47
Obr. 26	Základní zapojení integrovaného obvodu MT3608 dle výrobce [18]..	50
Obr. 27	Modul integrovaného obvodu MT3608 [17]	51

Obr. 28	Výsledná DPS včetně zapájených součástek.....	52
Obr. 29	Detail tlačítek a LED diod.....	55
Obr. 30	FFT Kmitočtová analýza struny H_1 vypočítaná pomocí MCU	58

SEZNAM TABULEK

Tab. 1	Kmitočty jednotlivých strun se spodní a vrchní hranicí pro standartní ladění.	30
Tab. 2	Počty operací násobení a sčítání potřebné pro provedení FFT. [13] ...	36
Tab. 3	Počet taktů DSP od Texas Instruments pro výpočet FFT [13].	37

ÚVOD

Narůstající množství různých druhů ladění kytar a požadavku na rychlé přeladování mezi nimi, vedlo k sestrojení několika řešení systému automatického ladění pro kytary. Na trhu zatím však není takový systém pro sedmistrunné kytary. Práce je věnována analýze možností pro sestrojení takového systému, návrhu systému a také jeho realizaci.

Jedná se o přídavný systém pro kytary, který je schopen snímat zvuk jednotlivých strun po jejich rozeznění uživatelem. Systém je následně schopen nasnímaný signál analyzovat a řídit jednotlivé motory. Použité motory jsou integrovány v ladících mechanikách a jsou tedy mechanicky spojeny s ladícím kolíkem i s hřídélí na kterou je struna navíjena.

Ladící systém musí dle zadání být schopen ladit sedmistrunné kytary. Návrh systému počítá i s laděním všech strun zároveň. Cílem bylo navrhnout systém, který minimálně naruší akustické a ergonomické vlastnosti kytary. Dalším cílem je, aby bylo zařízení co možná nejjednodušeji přenositelné na jiné kytary a podporovalo různé typy ladění. S tím souvisí i uživatelská možnost přidávání nových druhů ladění. Návrh systému musí počítat s napájením z akumulátoru, a tedy i s co možná nejnížší spotřebou. S tím souvisí také požadavek, aby bylo možné kytaru v rámci možností ladit i po vybití akumulátoru ručně.

1 DOSTUPNÁ ŘEŠENÍ SYSTÉMŮ AUTOMATICKÉHO LADĚNÍ

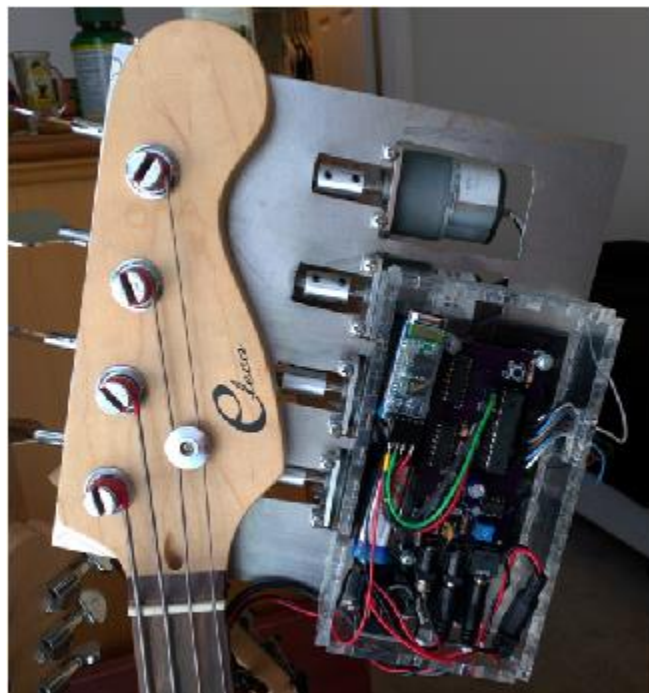
Na trhu s technikou pro ladění hudebních nástrojů neexistuje systém automatického ladění pro sedmistrunné kytary. Existuje však několik projektů, které se zabývaly systémy automatického ladění pro tradiční šestistrunné kytary či strunnými nástroji s méně než 6 strunami, jakými jsou například basové kytary.

Spolu s těmito projekty existují i komerčně dostupné systémy automatického ladění klasických šestistrunných kytar. Některé z těchto systémů jsou dostupné jako doplňující zařízení k běžné kytarě, jiné jsou dostupné i s kytarou jako celek.

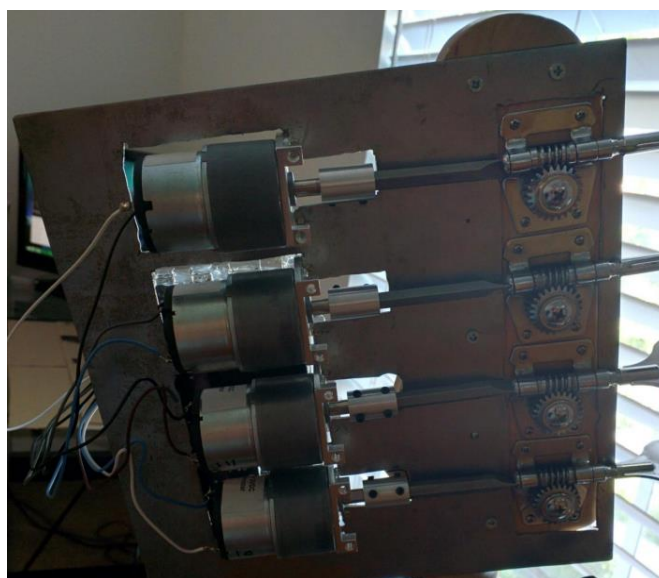
Tato kapitola porovnává jednotlivá řešení, jejich výhody a nevýhody. Zároveň popisuje konkrétní návrhová řešení z předchozích prací, které je možné použít i pro systém automatického ladění pro sedmistrunné kytary za splnění všech daných požadavků.

1.1 Projekt Automatická kytarová ladička

Tento projekt byl realizován na Univerzitě ve Střední Floridě. Realizuje Kompletní systém automatického ladění basové kytary. V projektu je pro snímání zvuku použit vlastní snímač kytary, který je připojen do řídicí jednotky umístěné u ladící mechaniky. Systém lze řídit bezdrátově pomocí rozhraní Bluetooth. Kompletní realizace projektu je zobrazena na obr. 1 a jeho mechanické uchycení k hlavě kytary na obr. 2.



Obr. 1 Projekt Automatická Kytarová Ladička, pohled zepředu [1]



Obr. 2 Projekt Automatická Kytarová Ladička, pohled zezadu [1]

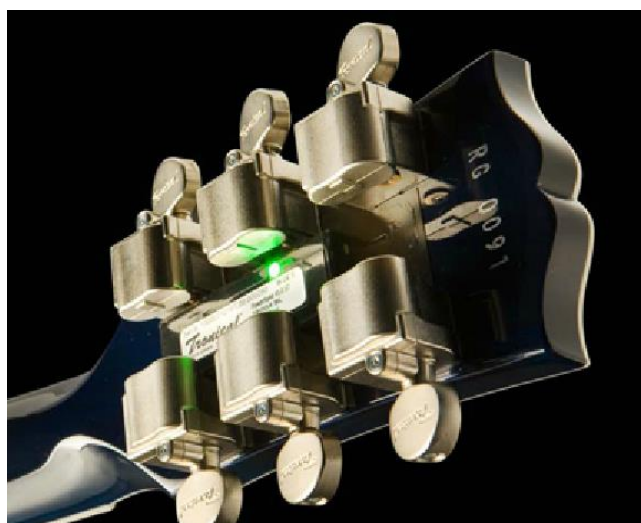
Konstrukční řešení nijak nenarušuje konstrukci kytary. Výjimkou je uchycení systému k hlavě kytary, které bylo realizováno šrouby přímo do dřeva, viz obr. 2. Systém tedy lze kdykoliv demontovat a využívat kytaru opět běžným způsobem. Zároveň je možné po drobných mechanických úpravách systém přenést na libovolnou jinou basovou kytaru.

Projekt je připraven pro ladění všech strun zároveň, finální popis softwaru však umožňuje pouze ladění jednotlivých strun zvlášť. Konstrukční řešení vyžaduje propojení systému se zvukovým výstupem z kytary a následné přepojování po dokončení ladění. To zároveň znemožňuje přenositelnost systému na akustické kytary. Celková konstrukce je poměrně velká a může narušit ergonomii nástroje.

Všechny použité informace, údaje a fotografie projektu Automatická kytarová ladička pocházejí z dokumentace k projektu, viz [1].

1.2 Robot Guitar

Jedná se o systém dostupný i s elektrickou kytarou jako celek. Vyrábí jej firma Gibson a je možné koupit kytary několika různých tvarů. Celý ladící systém je umístěn na zadní části včetně ladící mechaniky s integrovaným motorem, viz obr. 3. Dle dostupných informací se jedná o první řešení systému automatického ladění kytary, které se dostalo na trh.



Obr. 3 Robot Guitar, pohled na ladící mechaniku zezadu [2]

Nastavení a řízení systému je prováděno pomocí multifunkčního enkodéru s tlačítkem a signalizačními prvky. Tento enkodér je umístěn v oblasti potenciometrů pro ovládání hlasitosti a tónové clony, viz obr. 4.



Obr. 4 Robot Guitar, pohled na ovládací prvek [2]

Konstrukce je na první pohled nerozpoznatelná od běžné kytary. Ergonomie nástroje zůstává tedy zachována. Nabíjení akumulátoru pro napájení celého systému je realizováno přes konektor určený pro výstupní zvukový signál. Systém navíc podporuje ladění všech šesti strun zároveň a nevyžaduje žádné další propojení pro snímání zvuku.

Nevýhodou systému je jeho nepřenositelnost na jiné kytary. Tato úprava by vyžadovala zásadní úpravu konstrukce nástroje. Všechny použité informace, údaje a fotografie kytary Robot Guitar pocházejí z webových stránek výrobce kytary Gibson, viz [2].

1.3 Tronical Tune

Jedná se o doplňující zařízení k běžné kytaře od firmy Tronical. Systém se vyrábí v různých tvarech, aby byla zajištěna použitelnost na co možná nejvíce tvarů hlav kytar. Řídicí jednotka zůstává beze změny, mění se pouze tvar desky plošných spojů (zkráceně DPS), viz obr. 5 a obr. 6. Nastavení a řízení systému je možné pomocí několika tlačítek a signalizačních prvků umístěných na řídicí jednotce.



Obr. 5 Tronical Tune s ladící mechanikou na obou stranách [3]



Obr. 6 Systém Tronical Tune s prostorem pro ladící mechanikou na jedné straně [3]

Instalovaná konstrukce je na první pohled nerozpoznatelná od běžné kytary a využívá ladící mechaniky s integrovanými motory. Podobně jako v případě systému Robot Guitar, viz. kapitola 1.2. Ladící mechanika s integrovaným motorem je zobrazena na obr. 7.



Obr. 7 RoboHead s integrovaným motorem a kontakty pro řízení [3]

Systém není třeba žádným elektrickým způsobem propojovat se stávající elektronikou kytary. Snímání zvuku je prováděno prostřednictvím vibrací šířících se v materiálu, ze kterého je kytara vyrobena. viz obr. 7. Mechanické uchycení je realizováno pouze tlakem, který vytváří ladící mechanika s integrovaným motorem na DPS s řídicí jednotkou. Tato DPS je celou plochou v kontaktu se zadní částí hlavy kytary. Celý systém je upevněn maticemi na ladící mechanice z přední strany hlavy kytary. Není tedy nutný žádný zásah do vlastní konstrukce kytary, což by mohlo ohrozit její akustické vlastnosti. Konstrukce ladící mechaniky s integrovanými motory navíc umožňuje i přímé ruční ladění bez použití elektroniky. To lze s výhodou použít například v případě, že dojde k poruše systému nebo se vybití akumulátor. Ten se nabíjí adaptérem mimo zařízení.

Jediná nevýhoda systému spočívá v pohlcování vibrací šířících se v materiálu kytary, což může zkracovat dobu znění strun. Tento problém lze zanedbat zejména u elektrických kytar.

Všechny použité informace, údaje a fotografie systému automatického ladění kytary Tronical Tune pocházejí z webových stránek výrobce systému Tronical, viz [3].

1.4 Shrnutí výhod a použitelných prvků

Zadané požadavky nejlépe splňuje systém popsáný v kapitole 1.3, Tronical Tune. Je schopen ladit všechny struny zároveň, je jednoduše přenositelný a nijak nezasahuje do konstrukce kytary. Použitá ladící mechanika navíc umožňuje ladit struny ručně i při stavu, kdy je akumulátor vybitý a elektronický systém tedy nelze používat.

Firma Tronical nabízí ladící mechaniky s integrovanými motory jako náhradní díly k jejich systému. Mohou být tedy volně použity i pro návrh systému automatického ladění pro sedmistrunné kytary. Je však nutné, aby byla znovu navrhnutá řídicí jednotka a byla rozšířena DPS. Stejně tak lze použít i metodu snímání zvuku pomocí senzoru vibrací šířících se v materiálu kytary.

2 LADÍČÍ MECHANIKA ROBOHEAD

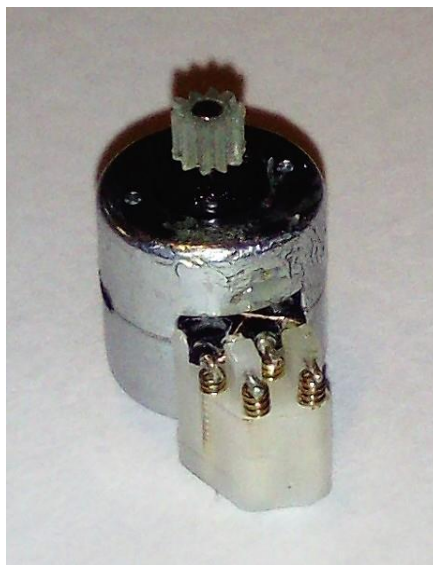
Ladící mechaniku RoboHead lze od firmy Tronical koupit jako náhradní díl. Výrobce však nedodává žádnou technickou dokumentaci či specifikaci. Dokumentaci firma neposkytl ani po přímé žádosti u technické podpory. K použití bylo tedy nutné ladící mechaniku zakoupit a provést zpětnou analýzu včetně rozebrání, měření a otestování. Pro tyto testy byl zakoupen jeden kus motoru s produktovým označením RoboHead Black Chrome Strat Style.

2.1 Zpětná analýza Ladící mechaniky RoboHead

Po demontáži krytu ladící mechaniky lze vidět motor s převodovkou, viz obr. 8. Kontakty vyvedené na konstrukci jsou připojené k motoru s připevněným ozubeným kolečkem. Jeho detail je zobrazen na obr. 9.



Obr. 8 Rozebraná ladící mechanika RoboHead



Obr. 9 Krokový motor z ladící mechaniky RoboHead

Měřením bylo zjištěno, že se v motoru nachází dvojice oddělených cívek s indukčností 2,1 mH a sériovým elektrickým odporem 16 Ω. Tyto cívky jsou připojeny na výstupní kontakty ladící mechaniky. Na základě této informace bylo možné odhadnout, že se jedná o bipolární krokový motor.

Tato hypotéza byla ověřena otestováním mechaniky na jednoduchém přípravku složeného ze dvou H můstků a MCU. Detailní popis zapojení potřebného pro řízení krokového motoru je popsáno v kapitole 2.2. Otestováním bylo dále zjištěno, že pro otočení ladícího kolíku o 360° je třeba přibližně 3800 kroků. Tím lze zajistit dostatečnou přesnost ladění strun i bez použití plynulé regulace průtoku elektrického proudu oběma cívkami, viz kapitola 2.2.

Mechanika byla navíc experimentálně otestována na minimální výkon potřebný pro navíjení struny. Bylo zjištěno, že pro spolehlivé navíjení struny libovolné tloušťky je nutné použít napájecí napětí H můstků alespoň 9 V. Pro výsledný návrh bylo zvoleno napětí 10 V z důvodu rezervy. Není tedy možné nabíjecí obvody napájet přímo z akumulátoru a je nutné použít jiný druh zdroje napětí anebo použít zvyšující měnič napětí. Při předpokladu průtoku elektrického proudu oběma cívkami zároveň lze (při napájení napětí 10 V) vypočítat maximální proudový odběr ladící mechaniky a také její maximální požadovaný příkon.

$$I_{L\max} = \frac{U}{R_L} = \frac{10}{16} = 0,625 \text{ A} \quad (1)$$

$$I_{\max} = 2 * I_{L\max} = 2 * 0,625 = 1,25 \text{ A} \quad (2)$$

$$P_{\max} = I_{\max} * U = 1,25 * 10 = 12,5 \text{ W} \quad (3)$$

Jelikož při běžném provozu neprotéká proud trvale oběma cívkami zároveň je výsledná spotřeba při ladění nižší. Vypočítané hodnoty proudu a výkonu mohou být platné v případě chyby zařízení. Například při selhání programu MCU v momentě, kdy oběma cívkami protéká elektrický proud. S vypočítanými hodnotami je tedy nutné počítat při návrhu zdrojů a výběru řadičů pro krokové motory.

Mechanika byla testována i při ladění jednotlivých strun na frekvence odpovídající frekvencím strun až o 5 půltónů vyšších. V těchto náročnějších podmínkách je požadavek na výkon mechaniky vyšší než při běžných podmínkách. Pro testování byly použity H můstky s reálnými vlastnostmi polovodičových součástek včetně úbytku napětí na spínacích prvcích. Při určování hodnoty napětí pro napájení H můstků bylo s těmito vlastnostmi počítáno.

Při napájecím napětí 10 V při plynulém navíjení struny H₁ měl stejnosměrný proud tekoucí do řadiče krokového motoru hodnotu 0,61 A. Při návrhu dalších zařízení však byla uvažována předešlá vypočítaná hodnota pro zajištění ochrany zařízení i při extrémních poruchových podmínkách. Reálný proudový odběr je přibližně o polovinu nižší než maximální vypočítaný proudový odběr.

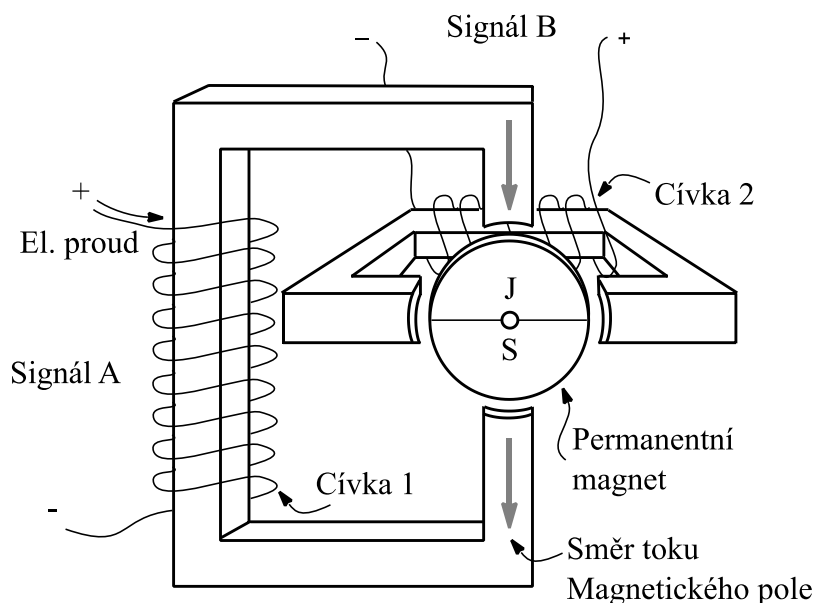
V rámci měření byla také testována minimální doba mezi jednotlivými kroky pro řízení krokového motoru. V případě, že byla tato doba kratší nemuselo by spolehlivě dojít k ustálení stavu krokového motoru. Bylo zjištěno, že pro spolehlivé navíjení libovolné struny je nutné v programu implementovat zpoždění s minimální délkou 0,7 ms. Z tohoto časového údaje a počtu kroků nutných pro otočení ladícího kolíku o 360° lze vypočítat pomocí rovnice (4) dobu potřebnou pro otočení ladícího kolíku o 360°.

$$T = \text{kočet kroků} * t_{\min} = 3800 * 0,7\text{m} = 2,66 \text{ s} \quad (4)$$

2.2 Krokový motor

Jedná se o synchronní točivý stroj s nespojitým pohybem. Dle konstrukce může být otočen do konečného počtu definovaných poloh. Jeho hlavní výhodou je

jednoduché nastavení do přesné polohy a vysoká opakovatelnost této polohy. Nevýhodou je složitější řízení, které se ve většině případů neobejde bez ovladače. Principiální příklad dvoufázového bipolárního krokového motoru s permanentním magnetem je zobrazen na obr. 10.



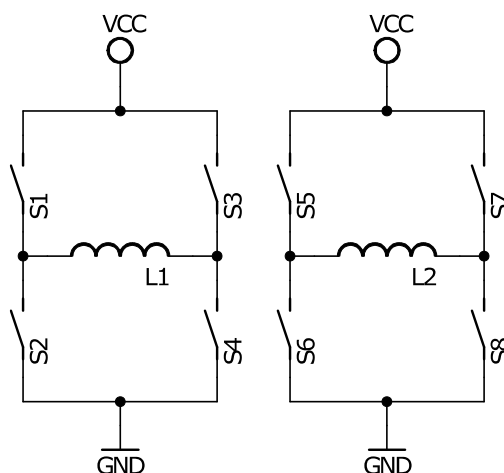
Obr. 10 Princip bipolárního krokového motoru s perm. magnetem [6]

Z tohoto obrázku lze vidět, že elektrický proud protékající cívkou 1 vytváří magnetické pole ovlivňující polohu permanentního magnetu, který je na obrázku již otočen do cílové polohy. Pro otočení severního pólu permanentního magnetu o 90° je třeba zamezit průtoku elektrického proudu cívkou 1 a zároveň zajistit průtok elektrického proudu cívkou 2. Směr otočení permanentního magnetu bude po nebo proti směru hodinových ručiček. Je to závislé na polaritě magnetického pole, kterou lze ovlivnit směrem průtoku elektrického proudu.

V případě, že daná aplikace vyžaduje přesnější úhel natočení krokového motoru než 90° , je nutné zajistit možnost průtoku elektrického proudu oběma cívkami samostatně i naráz. Zde je nutné dodržet směry průtoků elektrických proudů v závislosti na aktuální poloze permanentního magnetu. Cívky budou dohromady vytvářet magnetické pole otočené od magnetického pole permanentního magnetu o 45° . O tento úhel lze permanentní magnet otočit.

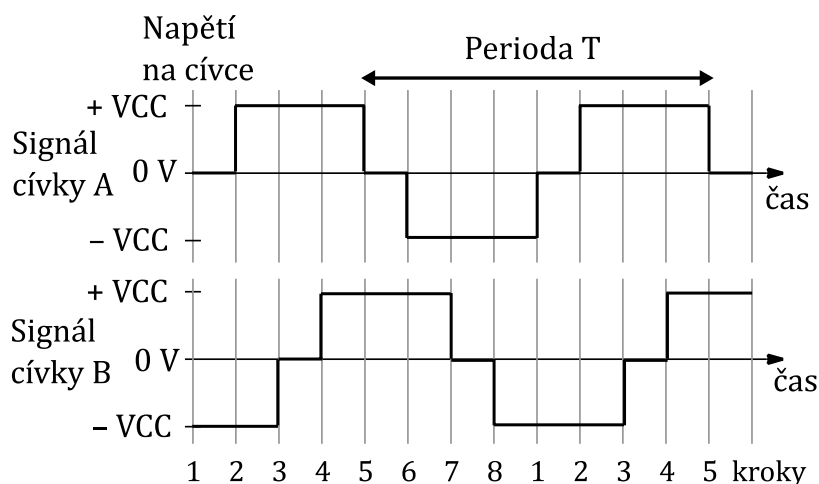
Jelikož jsou v tomto případě obě cívky řízeny stejnou velikostí elektrického proudu, lze je při jejich konstantní sériové rezistivitě řídit změnou napětí na vstupních svorkách. To lze realizovat dvojicí obvodů označovaných jako H můstky. Základní zapojení takových obvodů je zobrazeno na obr. 11. Spínací prvky v tomto

zapojení jsou zastoupeny ideálními spínači. V praxi lze použít bipolární tranzistory, unipolární tranzistory a další spínací prvky. Výběr spínacích prvků závisí na požadované rychlosti spínání, maximálním elektrickém proudu a dalších parametrech.



Obr. 11 H můstky pro řízení krokového motoru

Pro zajištění průtoku elektrického proudu cívkou L_1 je nutné sepnout dvojici spínačů S_1 a S_4 . Pro změnu směru průtoku elektrického proudu cívkou L_1 je třeba rozepnout dvojici spínačů S_1 a S_4 a následně sepnout dvojici spínačů S_2 a S_3 . U většiny reálných spínacích prvků je nutné definovaně dlouhé zpoždění mezi těmito kroky. Je to z toho důvodu, že doba rozepnutí reálného spínacího prvku má nenulovou délku. V případě, že by byl spínač S_1 stále sepnut a došlo by k sepnutí spínače S_2 , byl by v obvodu zkrat mezi zemí a napájením. Tato chyba může porušit funkci spínacích prvků a musí být ošetřena řídicím systémem. Vhodné časování je zobrazeno na obr. 12.



Obr. 12 Vhodné průběhy napětí na cívkách krokového motoru

Celá perioda pro otočení krokového motoru o 360° vyžaduje v tomto případě celkem 8 kroků (očíslováno dole na obr. 12). V případě požadavku na otáčení motoru opačným směrem je nutné toto časování provádět s opačným pořadím, než je zobrazeno.

V případě, že daná aplikace vyžaduje přesnější úhel natočení krokového motoru než 45° , je nutné zajistit možnost plynulé regulace průtoku elektrického proudu oběma cívkami. Přesnost bude dána rozlišením regulátorů proudů. V rámci kapitoly 2.1 bylo změřeno, že v případě použití ladících mechanik s integrovaným motorem RoboHead bude pro dostatečnou přesnost dostačující řízení pomocí již popsaných spínacích prvků.

3 SENZORY VIBRACÍ

Metoda snímání zvuku prostřednictvím vibrací šířících se materiálem kytary byla z převzata ze systému Tronical Tune, viz kapitola 1.3. Výrobce tohoto systému nezveřejňuje informaci o typu použitého senzoru. V rámci této práce je tedy nutné vhodný typ senzoru zvolit z několika nabízejících se možností.

3.1 Elektrodynamický

Elektrodynamický senzor je založen na vzájemném pohybu magnetu a cívky, na které je tímto pohybem indukováno napětí. Dvě základní provedení senzoru jsou s pohyblivou cívkou a s pohyblivým magnetem. Výhodou takových senzorů je vysoká úroveň výstupního napětí. Snímač lze navíc používat bez zdroje napájecího napájení.

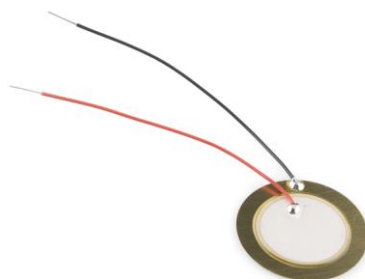
Nevýhodou tohoto senzoru je relativně nízký maximální snímaný kmitočet (obvykle jednotky kHz). Elektrodynamické senzory s vyšším maximálním kmitočtem obvykle nedosahují požadované linearity. Další nevýhodou je citlivost na nežádoucí magnetická pole prostředí. Vzhledem k omezenému prostoru pro pohyb magnetu, popřípadě cívky v konstrukci senzoru lze očekávat zkreslení signálu při maximální jeho výchylce. Takový případ může nastat například při nechtěném pohybu kytarou.

3.2 Piezoelektrický

Piezoelektrické senzory pracují na principu takzvaného přímého piezoelektrického jevu. Jedná se o schopnost krystalu bez středu symetrie generovat elektrické napětí při jeho deformování [8]. Po uchycení piezoelektrického senzoru k materiálu kytary lze tedy na jeho vývodech naměřit střídavé signály odpovídající vibracím šířícím se materiálem kytary.

Vzhledem k vysokému výstupnímu napětíovému rozsahu lze předpokládat, že nedojde ke ztrátě informací obsažených v užitečných vyšších harmonických kmitočtech při manipulaci s nástrojem či jinými nežádoucími vnějšími vlivy. Běžné provedení piezoelektrického senzoru lze vidět na obr. 13. Kmitočtový rozsah piezoelektrických senzorů je různý dle výrobce. V praxi lze i u méně

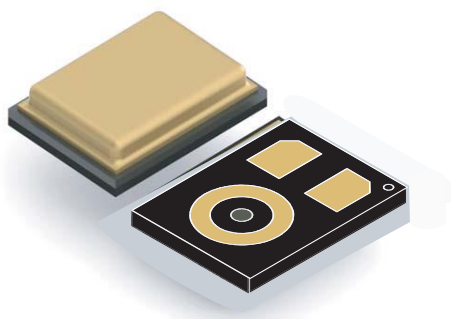
kvalitních piezoelektrických senzorů očekávat desítky kHz, což je pro danou aplikaci dostačující. S tím souvisí i výhoda nízké ceny těchto senzorů.



Obr. 13 Příklad piezoelektrického senzoru s připájenými vývody.

3.3 Mikro elektro mechanické systémy zvukových senzorů

Technologie mikro elektro mechanických systémů, zkráceně MEMS, umožňuje vytvoření zvukových senzorů prostřednictvím specializovaných křemíkových mikromechanických procesů. MEMS zvukové senzory jsou v rámci této práce popsány na konkrétním příkladu takového senzoru od firmy STMicroelectronics s označením MP23AB02B. Všechny informace o tomto senzoru a obecně o technologii MEMS pochází z technické dokumentace dané výrobcem senzoru, viz. [7].



Obr. 14 Senzor MP23AB02B, pohled na horní a spodní stranu. [7]

Vstup pro zvukový signál se nachází na spodní straně senzoru spolu s vývody součástky. Okolo tohoto vstupu se nachází zemnicí vývod senzoru, viz obr. 14. Tím jsou, při správném zapájení, vlivy okolního hluku minimalizovány. Snímání zvuku u tohoto senzoru je všesměrové, což maximalizuje velikost napětí výstupního signálu. Kmitočtový rozsah senzoru se nachází ve slyšitelném pásmu pro člověka a lze je tedy pro snímání zvuku plnohodnotně využít. Jejich nevýhodou oproti piezoelektrickým sensorům je vyšší cena.

4 KMITOČTOVÁ ANALÝZA

Jak bylo již zmíněno v kapitole 5.4, výpočetně nejnáročnějším a zároveň nejdůležitějším algoritmem MCU je kmitočtová analýza. Pro výběr vhodného MCU je tedy předem nutné znát metodu pro kmitočtovou analýzu a její přesnost. S tím souvisí i požadavek na rychlost MCU a operační paměť pro danou metodu kmitočtové analýzy.

4.1 Požadavky na kmitočtovou analýzu

Pro analýzu požadavků na kmitočtovou analýzu kytary je nejprve nutné znát tóny jednotlivých strun a jejich kmitočty. Při výpočtu kmitočtů jednotlivých tónů lze pracovat s předpokladem jednoho základního pevného tónu o daném kmitočtu, s tím, že kmitočty dalších tónů jsou dopočítány. Jako základní tón se obvykle volí tón a_1 . Tento tón je v některých publikacích označován také jako komorní a a jeho kmitočet je 440 Hz. Libovolný další tón kytary lze vypočítat ze vztahu daného rovnici (5). V této rovnici je f_{a1} kmitočet základního tónu, a i je velikost intervalu mezi požadovaným tónem a základní tónem. Tato velikost je udávána v půltónech. Pokud je třeba počítat kmitočet s přesností na čtvrttóny lze použít rovnici (6). Informace a vzorce byly převzaty z [10].

$$f_i = f_{a1} * 2^{i/12} \text{ [Hz]} \quad (5)$$

$$f_i = f_{a1} * 2^{i/24} \text{ [Hz]} \quad (6)$$

Ze vzorců je patrné, že rozdíl kmitočtů mezi jednotlivými půltóny není konstantní. Čím vyšší je základní kmitočet vypočítaného tónu, tím vyšší je rozdíl kmitočtů mezi jednotlivými půltóny. Lze říci, že rozložení jednotlivých půltónů ve slyšitelném pásmu je logaritmické. Z tohoto důvodu nelze pro určování přesnosti ladění používat jednotky hertzů. Přesnost by byla závislá na základním kmitočtu daného půltónu. Z tohoto důvodu se v praxi používá pro určování přesnosti ladění udává kmitočet v centech. Jedná se o logaritmickou jednotku určenou přímo k určování intervalů mezi dvěma tóny. Interval mezi každými dvěma půltóny je rozdělen na 12 půltónů. V této jednotce je v praxi udávána rozlišovací schopnost ladiček a také jejich přesnost.

Většina běžných kytarových ladiček je schopna zobrazovat kmitočty dané struny s přesností +/- 1 cent. Při měření na několika takových ladičkách bylo zjištěno, základní kmitočty struny není po celou dobu jejího znění konstantní. Po rozeznání struny kmitočty klesá až do doby jejího úplného utlumení. Během toho se zobrazovaný kmitočet zmenší až o 5 centů. Lze tedy předpokládat, že ladění struny s přesností 5 centů je dostatečné.

Pomocí výše zmíněných vzorců byly vypočítány kmitočty jednotlivých strun sedmistrunné kytary při standardním ladění. Výsledky jsou uvedeny v tab. 1. V rámci návrhu kompletního systému je nutné uvažovat i požadavek na vlastní nestandardní ladění, které si uživatel zvolí. Jako nejnižší laditelný tón byl pro systém zvolen G# a proto je v tab. 1 zmíněn navíc. Kromě kmitočtu tónu struny je vhodné znát i rozmezí v jakém se kmitočet struny může nacházet v případě, že struna není perfektně naladěna. Horní a spodní hranice byly počítány jako intervaly o velikosti jednoho čtvrttónu oproti základní frekvenci jednotlivých tónů. K tomuto výpočtu byla použita rovnice (6).

Tab. 1 Kmitočty jednotlivých strun se spodní a vrchní hranicí pro standardní ladění.

Tón struny	Spodní hranice [Hz]	Kmitočet struny [Hz]	Horní hranice [Hz]
e ₁	320,24	329,63	339,29
h	246,94	246,94	254,18
g	190,42	196,00	201,74
d	142,65	146,83	151,13
A	106,87	110,00	113,22
E	80,06	82,41	84,82
H ₁	59,98	61,74	63,54
G# ₁	50,44	51,91	53,43

Tón s nejnižším kmitočtem je zároveň i tónem s nejužším rozmezím, v tomto případě jde o tón G#₁, viz. tab. 1. Šířku tohoto rozmezí lze poté vypočítat z rozdílu horní a spodní hranice pro daný tón.

$$\Delta f_{G\#1} = \Delta f_{G\#1hor} - f_{G\#1spod} = 53,43 - 50,44 = 2,99 \text{ Hz} \doteq 3 \text{ Hz} \quad (7)$$

Je nutné, aby systém byl schopen ladit kytaru s alespoň takovou přesností, s jakou ladí uživatel ručně. Pro návrh byla zvolena přesnost 100 kroků mezi jednotlivými půltóny. Tento požadavek musí splňovat nejen přesnost motorů, která je popsána v kapitole 2.1, ale i rozlišovací schopnost kmitočtové analýzy.

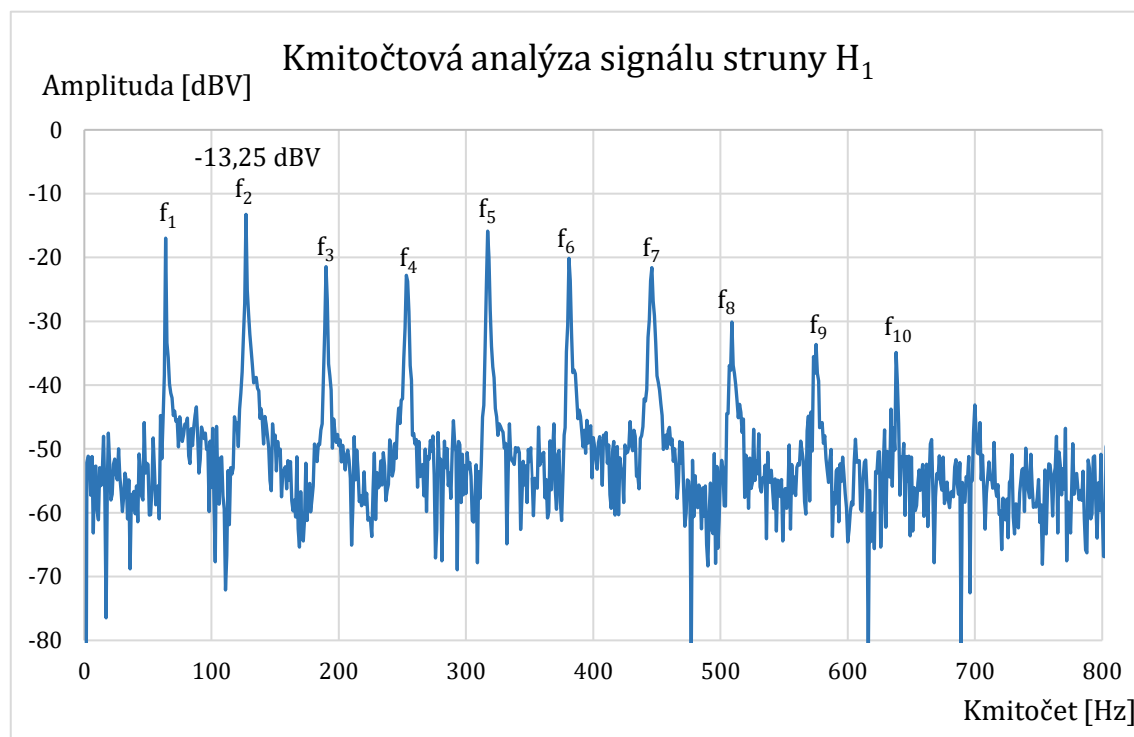
Nejjemnější rozlišovací schopnost je vyžadována konkrétně pro tón s nejužším rozmezím G#₁. Požadovanou rozlišovací schopnost kmitočtové analýzy lze vypočítat z podílu šířky rozmezí a počtu kroků.

$$\delta f = \frac{\Delta f_{G\#1}}{\text{počet kroků}} = \frac{3}{100} = 0,03 \text{ Hz} \quad (8)$$

Rozdíl kmitočtů mezi jednotlivými tóny a půltóny není konstantní. Čím vyšší je základní kmitočet tónu

4.2 Analýza signálu kytary

Pro jasnější představu o signálu kytary bylo provedeno několik měření pomocí osciloskopu včetně kmitočtové analýzy. Kmitočtová analýza signálu struny H₁ (nejhlubší struna) je zobrazena na obr. 15.



Obr. 15 Kmitočtová analýza struny H₁, měřeno vlastním snímačem kytary

Měření bylo prováděno na sedmistrunné elektrické kytáře značky Schecter Guitar Research s modelovým označením Omen Extreme-7. Zdrojem signálu pro analýzu byl vlastní kobylkový snímač kytary. Tento snímač nese označení Schecter

Diamond Plus. Snímač kytary lze považovat za nejlepší možný zdroj signálu pro analýzu. Cílem použitého snímače bude, co nejvíce se přiblížit této kvalitě. Vstupní impedance uvedená na osciloskopu byla 1 MΩ.

Při měření byla kytara umístěna ve standartní pozici při běžném používání v sedě na klíně. Drobné pohyby při manipulaci s nástrojem tedy mohly způsobit viditelné zkreslení signálu, a tedy i zhoršit vyhodnocovací schopnost při kmitočtové analýze. Stejně nebo i větší rušení však bude uživatelem generováno i při používání finálního výrobku. S těchto důvodů nebyl při měření aplikovaný žádný mechanismus pro eliminaci zmíněného rušení.

Signál byl snímán několik sekund po rozeznění struny trsátkem. Pro lepší přehlednost obrázku jsou zobrazeny pouze kmitočty do 800 Hz. Základní kmitočet tónu struny H_1 je 61,74 Hz, viz tab. 1. Na tomto kmitočtu lze vidět první vrchol křivky. Pro lepší přehlednost byl na obrázku označen jako f_1 . Další vrcholy křivky napravo od vrcholu f_1 se nacházejí na násobcích základního kmitočtu a mají označení f_2 až f_{10} . Zde si lze všimnout, že velikost úrovně napětí vrcholu f_2 dosahuje nejvyšší hodnoty. Je zde uvedena i konkrétní naměřená hodnota amplitudy - 13,25 dBV. S touto hodnotou pak lze porovnávat kmitočtové analýzy při měření senzorem vibrací. Předpokladem je, že hodnoty při měření senzorem vibrací budou maximální hodnoty nižší než při použití vlastního snímače elektrické kytary. Při několikanásobném opakování měření nebyl dominantní vždy vrchol f_2 . I při měření ostatních strun nebyla dominantní úroveň napětí vždy u jednoho konkrétního vrcholu.

U struny H_1 byly vrcholy snadno rozeznatelné od šumu až po vrchol s označením f_{10} . Kmitočet tohoto vrcholu lze vypočítat jako osminásobek základního kmitočtu. Pro tento výpočet byla použita přesnější hodnota základního kmitočtu, než je uvedeno v tab. 1, 61,735 Hz.

$$f_i = i * f_1 \quad (9)$$

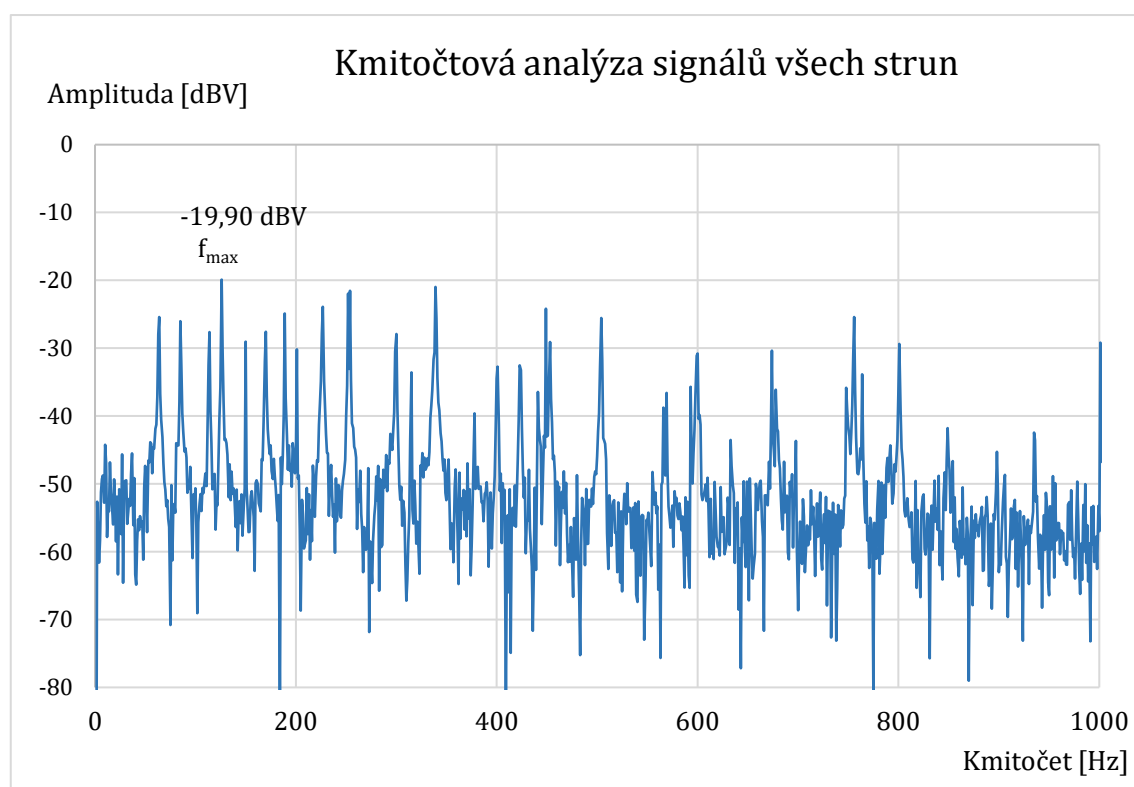
$$f_8 = f_1 * 10 = 61,735 * 10 = 617,35 \text{ Hz} \quad (10)$$

Při změně základního kmitočtu struny, například při jejím ladění, dojde ke změně i u kmitočtů vyšších harmonických kmitočtů. Velikost změny kmitočtu u vyšších harmonických kmitočtů nebude mít stejnou hodnotu jako velikost změny kmitočtu u základního harmonického kmitočtu, ale bude dána jeho násobkem. Tuto velikost změny pro libovolný vyšší harmonický kmitočet lze vypočítat pomocí rovnice (11).

$$\Delta f_i = i * \Delta f_1 \quad (11)$$

V případě, že by bylo z nějakého důvodu pro analýzu rozladěnosti struny nutné použít kmitočty vyšších harmonických kmitočtů, je nutné s touto rozdílnou velikostí změny počítat. Tuto větší velikost změny kmitočtu i vyšších harmonických kmitočtů lze s výhodou využít. Je to z toho důvodu, že se stejnou rozlišovací schopností kmitočtové analýzy lze takto dosáhnout přesnějšího naladění.

Kmitočtová analýza signálu při znění všech sedmi strun současně a je zobrazena na obr. 16. Měření bylo prováděno pomocí stejné kytary jako při měření Struny H₁, za stejných podmínek a stejnými měřicími přístroji.



Obr. 16 Kmitočtová analýza všech 7 strun současně.

Signál byl snímán ihned po rozeznění struny trsátkem. Pro lepší přehlednost obrázku jsou zobrazeny pouze kmitočty do 1000 Hz. Stejně jako při předchozím měření lze na obrázku vidět vrcholy týkající se signálů struny H₁. V obrázku jsou dále vidět základní kmitočty dalších strun a jejich vyšší harmonické kmitočty. Pomocí tab. 1 a rovnic (5), (6), (9) a (11) lze všechny vrcholy analyzovat a určit, které struny se týkají a jak moc je třeba strunu doladit.

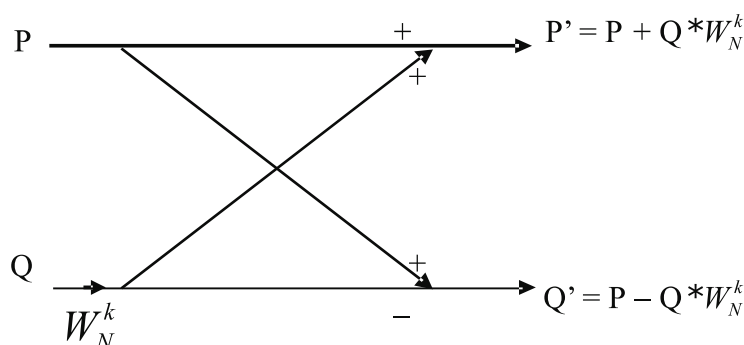
Opět je de uvedena konkrétní hodnota kmitočtu (126 Hz) s nejvyšší amplitudou -19,90 dBV. Tato hodnota je o 6,65 dBV nižší než v případě měření pouze signálu struny H₁. Vzhledem k tomu, že rozeznávání struny bylo prováděno ručně, není nijak zaručeno, že bude struna vždy rozeznána stejnou silou a technikou. Tato odchylka se tedy může lišit i při vícenásobném měření stejné struny.

Při dalších analýzách byla opět prováděna analýza struny H₁ aby byla možnost porovnání snímacích metod s referenční metodou snímání pomocí vlastního snímače elektrické kytary.

4.3 Rychlá Fourierova transformace

Rychlá Fourierova transformace je algoritmus pro výpočet kmitočtové analýzy (z anglického Fast Fourier transform, zkráceně FFT). Jedná se o algoritmus založený na diskretní Fourierově transformaci. FFT lze vypočítat na základe posloupnosti digitálně reprezentovaných signálů, například data z převodníku AD. Počet prvků posloupnosti se rovná výslednému počtu bodů kmitočtové analýzy. Lze tedy říci, že čím více prvků z převodníku AD bude k dispozici, tím bude a mít FFT lepší rozlišovací schopnost.

Navíc se jedná o speciálně upravený algoritmus pro rychlý a nenáročný výpočet [11]. Lze jej tedy s výhodou využít v aplikacích s MCU s omezeným výpočetním výkonem a pamětí. Z těchto důvodů poskytuje většina výrobců DSP nejen hardwarovou podporu prostřednictvím jednotky pro zpracování digitálně reprezentovaných signálů, ale i optimalizované knihovny pro jednoduchou implementaci FFT do programu. Základní diagram pro výpočet FFT posloupnosti dvou prvků je zobrazen na obr. 17.



Obr. 17 Základní diagram pro výpočet FFT posloupnosti 2 prvků. [12]

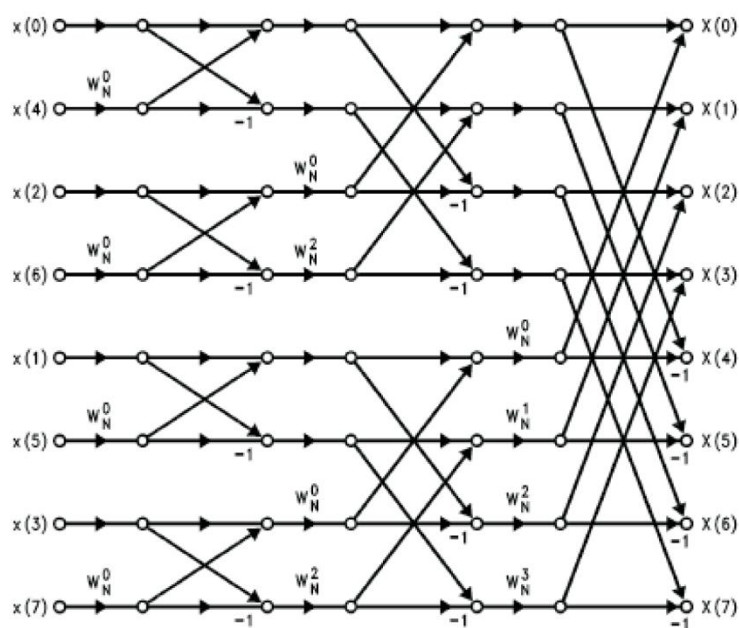
Vzhledem k tomu, že se jedná o posloupnost 2 prvků, jsou výsledkem kmitočtové analýzy pouze 2 body. Lze si všimnout, že pro výpočet jsou třeba pouze operace sčítání, odečítání a násobení. Tedy operace nenáročné i pro běžný MCU. Výpočet dále obsahuje koeficient W_N^k , který lze vypočítat z rovnice (12).

$$W_N^k = e^{-j2\pi k/N} \quad [11] \quad (12)$$

Pro rozsáhlejší diagramy FFT nabývají proměnné k a N různých hodnot. V tomto případě je N rovno 2 a k je rovno 0. Po dosazení hodnot lze tedy vypočítat koeficient.

$$W_2^0 = e^{-j2\pi 0/2} = e^0 = 1 \quad (13)$$

Hodnota koeficientu je rovna 1 a výsledné prvky kmitočtové analýzy lze tedy vypočítat pouze pomocí operací sčítání a odčítání. Příklad výpočtu FFT posloupnosti 8 prvků, kde si lze všimnout různých proměnných k a N je zobrazen na obr. 18.



Obr. 18 Diagram pro výpočet FFT posloupnosti 8 prvků. [12]

Pro dané místo v diagramu zůstává koeficient W neměnný i pro různá vstupní data. Lze jej tedy označit za konstantu. Všechny tyto konstanty lze předem vypočítat a uložit do paměti MCU. Konstanty už nebude nutné počítat v programu MCU a bude výrazně zkrácena výpočetní doba.

Vstupních hodnoty 0 až 7 jsou číslovány s obráceným pořadím bitů. Pořadí binárně je tedy: 000, 100, 010, 110, 001, 101, 011, 111. Dekadicky: 0, 4, 2, 6, 1, 5, 3, 7. Z charakteru metody FFT vyplývá, že počet vstupních prvků musí být celočíselnou mocninou čísla 2, tedy: 2, 4, 8, 16 atd.

Nejvyšší struna kytary e_1 má kmitočet 329,63 Hz, viz tab. 1 a vyšší kmitočty není tedy teoreticky nutné analyzovat. Vzorkovací kmitočet převodníku AD musí být minimálně dvojnásobkem maximálního vzorkovaného kmitočtu [4]. Při vzorkovacím kmitočtu 900 kHz (navrženo s rezervou) a při použití FFT o posloupnosti 1024 (2^{10}) prvků lze získat kmitočtovou analýzu s rozlišením, které je dáno podílem těchto dvou čísel, 0,879 Hz. Dle požadavku vypočítaného v kapitole 4.1 musí mít kmitočtová analýza rozlišovací schopnost alespoň 0,03 Hz. Přesnějšího rozlišení lze dosáhnout z delší posloupnosti vstupních prvků FFT. Při použití posloupnosti o délce 32768 (2^{15}) lze získat kmitočtovou analýzu s rozlišením 0,028 Hz. Problémem je, že posloupnost 32768 prvků snímanou rychlostí 900 vzorků za sekundu bude snímána 36,4 sekund ($32768 / 900$). Je pravděpodobné, že za tak dlouhou dobu budou již struny zcela utlumeny.

Dobu snímání lze zkrátit několika způsoby. První způsob je zaměření analýzy na vyšší harmonický kmitočet dané struny. Tím dojde ke snížení požadavku na přesnost systému, viz kapitola 4.1. Druhý způsob je opakování několikrát po sobě posloupnosti, která je systému k dispozici. Tím dojde k mírnému zkreslení analýzy, ale bude možné použít FFT s posloupnostmi více prvků. Výsledný návrh musí být kompromisem mezi těmito dvěma zmíněnými způsoby, dobou snímání zvuku a požadavkem na přesnost systému.

Dle použitého vzorkovacího kmitočtu a počtu vstupních prvků FFT lze předběžně stanovit nároky na výpočetní výkon MCU a také požadavky na paměť. Dle počtu vstupních prvků FFT lze stanovit nutný počet operací násobení a sčítání potřebných pro provedení FFT. Počty těchto operací jsou uvedeny v tab. 2.

Tab. 2 Počty operací násobení a sčítání potřebné pro provedení FFT. [12]

Počet prvků posloupnosti	Počet operací násobení	Počet operací sčítání
128	448	896
256	1,024	2,048
512	2,304	4,608
1024	5,120	10,240

Pro přesné stanovení celkového počtu výpočetních operací potřebných pro výpočet FFT, je nutné zohlednit i čas úpravy posloupnosti vzhledem k číslování

s obráceným pořadím bitů. Každý výrobce MCU může využívat jiné metody pro výpočet FFT, a proto nelze stanovit obecný počet operací pro libovolný MCU. Firma Texas Instruments doplnila svůj návod na používání knihovny pro FFT o tabulku potřebných operací pro jednotlivé počty posloupností prvků, viz. tab. 3. Tato tabulka platí pro DSP rodiny TMS320C55x.

Tab. 3 Počet taktů DSP od Texas Instruments pro výpočet FFT [12].

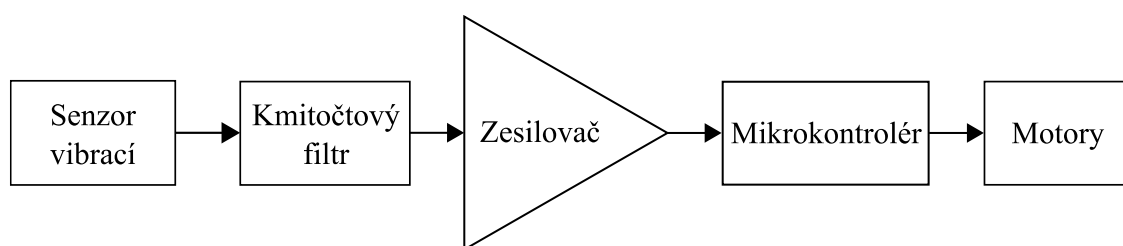
Počet prvků posloupnosti	Výpočet FFT	Bitové obrácení	Celkem
128	633	279	912
256	1133	535	1668
512	2693	1047	3740
1024	5244	2071	7315

Minimální požadavek na paměť jsou dány počtem posloupností vstupních prvků FFT a počtem bitů obsažených v jednotlivých vstupních hodnotách. Minimální požadovanou paměť pro posloupnost 1024 prvků s rozlišením 16 bitů lze vypočítat z následujícího vzorce (14).

$$\begin{aligned} \text{min. paměť}_{1024}^{16} &= 1024 * 16 * 2 = \\ &= 32768 \text{ bitů} = 4096 \text{ bajtů} \end{aligned} \quad (14)$$

5 POŽADAVKY NA KOMPONENTY NAVRHOVANÉHO SYSTÉMU

Tato kapitola obsahuje základní popis systému automatického ladění pro sedmistrunné kytary umožňující splnit všechny zadané požadavky. Zjednodušené blokové schéma takového systému je zobrazeno na obr. 19.



Obr. 19 Zjednodušené blokové schéma systému

V konečné realizaci musí být systém doplněn o napájecí obvody a ovládacími prvky pro nastavení systému. Návrh počítá s napájením z lithiového akumulátoru s nominálním napětím 3,7 V. Výstupní napětí takového akumulátoru je při úplném nabití 4,2 V a 3,0 V při úplném vybití [5]. Při volbě všech součástek a komponent musí být s tímto napěťovým rozsahem počítáno.

5.1 Senzor vibrací

Pro senzor je důležité, aby byl schopen převádět signály obsažené ve vibracích na vhodný elektrický signál. S tím souvisí i šířka pásma senzoru, která by měla být minimálně v rozsahu slyšitelného pásma pro člověka. Dále je požadováno, aby funkce senzoru nebyla ovlivněna dalšími vlivy, jako jsou například pohyb kytarou při používání, hluk okolí a elektromagnetismus. Jednotlivé senzory jsou podrobně popsány v kapitole 3.

5.2 Kmitočtový filtr

Kmitočtový filtr slouží k odstranění nežádoucích signálů s kmitočty, které by mohly způsobovat chyby vzorkování. Chyba vzorkování může například nastat,

pokud se ve vzorkovaném signálu vyskytují signály o vyšších kmitočtech, než jaké lze navzorkovat. Proto je nutné, aby byl zesilovači a převodníku předřazen analogový kmitočtový filtr typu dolní propust. Ten zabraňuje vyšším kmitočtům, aby byly přeneseny do převodníku A/D. Tento typ filtru je nazýván také antialiasingový filtr. [4]

Další chyba vzorkování může nastat, při pohybu nahodilém pohybu nástrojem. Tím přibývají signály s nízkými kmitočty (řádově jednotky až desítky Hz). Tyto nežádoucí signály lze odstranit analogovým kmitočtovým filtrem typu horní propust. Mezní kmitočet tohoto filtru typu horní propust bude nižší než výše zmíněného filtru typu dolní propust. Celkový kmitočtový filtr bude tedy typu pásmová propust.

5.3 Zesilovač

Výstupní signál senzoru vibrací je třeba zesílit tak, aby byl maximálně využit vstupní rozsah integrovaného převodníku A/D. Tím bude zajištěno, že kvantování signálu bude co nejefektivnější. Pokud by byl využíván senzor vibrací s větší úrovní výstupního napětí, než je maximální vstupní hodnota převodníku A/D, musel by mít zesilovač záporné zesílení. [4]

5.4 Mikrokontrolér

Mikrokontrolér (z anglického Microcontroller, zkráceně MCU) bude v systému vykonávat několik funkcí. Hlavní a výpočetně nejnáročnější funkcí MCU je zpracovávání a vyhodnocování signálů ze senzoru vibrací. Pro analýzu hlavních kmitočtů všech strun je třeba provést kmitočtovou analýzu. Rozsah analýzy určený v kapitole 4 je hlavní rozhodující parametr u volby MCU. Vzhledem k povaze této výpočetní operace je vhodné použít MCU, jehož výpočetní jádro je doplněno o jednotku pro zpracování digitálně reprezentovaných signálů. V praxi se takový druh MCU označuje jako digitální signálový procesor nebo také digitální signálový kontrolér. Zkráceně DSP popřípadě DSC.

Další funkcí je řízení motorů pro ladění jednotlivých strun. Zde je třeba zvolit MCU s dostatečným množstvím výstupních pinů, v závislosti na zvoleném typu motoru a v metodě jeho řízení. S tím souvisí i možný požadavek na plynulou regulaci motorů, který lze realizovat pulzně šířkovou modulací na výstupu z MCU.

MCU musí také v neposlední řadě obsluhovat uživatelské ovládací prvky, a signalizační prvky. S tím souvisí i snímání napětí akumulátoru a případné uvědomění uživatele o stavu napětí akumulátoru. Opět je tedy nutné zvolit MCU s dostatečným množstvím vstupních a výstupních pinů.

5.5 Motory

Hlavní požadavek na motory je, aby byly dostatečně výkonné i při sníženém napětí na akumulátoru při jeho mírném vybití. Dále musí umožňovat manuální otáčení pro případ, že by byl akumulátor zcela vybit nebo došlo k poruše. Všechny tyto parametry splňuje ladící mechanika s integrovaným motorem RoboHead použitá v systému Tronical Tune, popsaného v kapitolách 1.3. tato ladící mechanika byla analyzována a popsána v kapitole 2

6 NÁVRH SYSTÉMU

V kapitole je popsán konkrétní návrh jednotlivých bloků zařízení včetně popisu zvolených součástek a výčtu jejich základních parametrů.

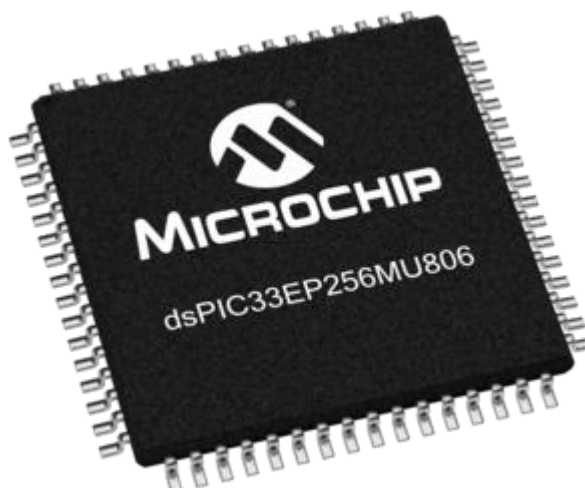
Všechny součástky bylo nutné vybírat s ohledem na napájení z lithiového akumulátoru. Bylo tedy nutné, aby byly schopny pracovat s napětíovým rozsahem 3,0 - 4,2 V, viz kapitola 5. Jedinou výjimkou jsou obvody pro řízení krokových motorů. Ty jsou z důvodu dostatečného výkonu motorů napájeny napětím 10 V, viz kapitola 2.1. Toto napájecí napětí je zajištěno zvyšujícím měničem, viz kapitola 6.5.

Výsledné mechanické řešení systému vycházelo ze systému TronicalTune, který byl popsán v kapitole 1.3. Toto řešení je navrženo tak aby spodní strana výsledné DPS byla v přímém kontaktu se zadní stranou hlavy kytary a je tedy nutné minimalizovat nerovnosti na zadní straně DPS. Z tohoto důvodu nebylo možné pro návrh použít THT součástky (z anglického Through-hole technology, součástky s drátovými vývody). Pro Návrh bylo nutné použít výhradně SMD součástky (z anglického surface mount device, součástky pro povrchovou montáž). V rámci možností byly vybírány součástky nenáročné na výrobu DPS a jejich zapájení. Výsledný návrh schématu zařízení lze vidět v příloze A. Schéma je zde rozděleno na 3 části: A.1, A.2 a A.3.

Navržené schéma je teoreticky kompletně přenositelné na jakoukoliv jinou sedmistrunnou kytaru. Pro tento přenos je nutné pouze upravit návrh DPS, tak aby její rozměry a rozmístění otvorů pro umístění ladících mechanik odpovídalo reálnému tvaru konkrétní hlavy kytary.

6.1 Mikrokontrolér

Pro danou aplikaci bylo vhodné využít DSP MCU. Důvody jsou podrobně popsány v kapitole 5.4. V systému je použit MCU od firmy Microchip z rodiny digitálních signálových kontrolérů dsPIC33E. Celý název použitého procesoru je dsPIC33EP256MU806 veškeré informace o MCU jsou převzaty přímo z technické dokumentace [13]. MCU lze vidět na obr. 20.



Obr. 20 DSP mikrokontrolér dsPIC33EP256MU806 [13]

Jedná se o 16 bitový MCU s pamětí pro program o velikosti 256 kB a operační pamětí o velikosti 28,672 bajtů. MCU navíc dokáže pracovat rychlostí až 70 MIPS, což při použití integrovaného DSP zaručuje dostatek výpočetního výkonu pro kmitočtovou analýzu. MCU potřebuje pro správnou funkci napájecí napětí v rozsahu 3,0 V - 3,6 V.

MCU obsahuje 2 nezávislé převodníky AD schopné převádět vstupní signál s rozlišením 10 bitů při vzorkovacím kmitočtu až 1,1 MHz, přičemž jeden z převodníků je schopen dosáhnout rozlišení až na 12 bitů při vzorkovacím kmitočtu 500 kHz. Pro měření a analýzu zvukového signálu jsou tyto parametry převodníků dostatečné s rezervou. Jako vstup pro převodník AD lze libovolně zvolit jeden ze 32 vstupních pinů MCU, což umožňuje velkou variabilitu při návrhu DPS. Jelikož v MCU není integrována napěťová reference, je nutné pro převodníky použít jako napěťovou referenci napájecí napětí MCU, popřípadě externí napěťovou referenci. Návrh zapojení je nutné této skutečnosti přizpůsobit.

MCU disponuje až 51 vstupně výstupními piny což je dostatečný počet pro řízení všech krokových motorů, uživatelského rozhraní a dalších prvků nezbytných pro funkci zařízení. MCU má navíc integrovaný modul pro obsluhu USB (z anglického Universal Serial Bus, univerzální sériová sběrnice), což lze použít při komunikaci s počítačem při nahrávání programu do MCU a upravování parametrů pro ladění strun. Zapojení MCU lze vidět v příloze A.2. K MCU je připojeno několik kondenzátorů a dále dvojce rezistorů u resetovacího pinu. Jejich zapojení a hodnoty byly zvoleny dle doporučeného zapojení z dokumentace k MCU. Pro maximální stabilitu pracovního kmitočtu, a tedy i následného vzorkovacího kmitočtu převodníku AD je k procesoru připojen krystal s rezonanční kmitočtem

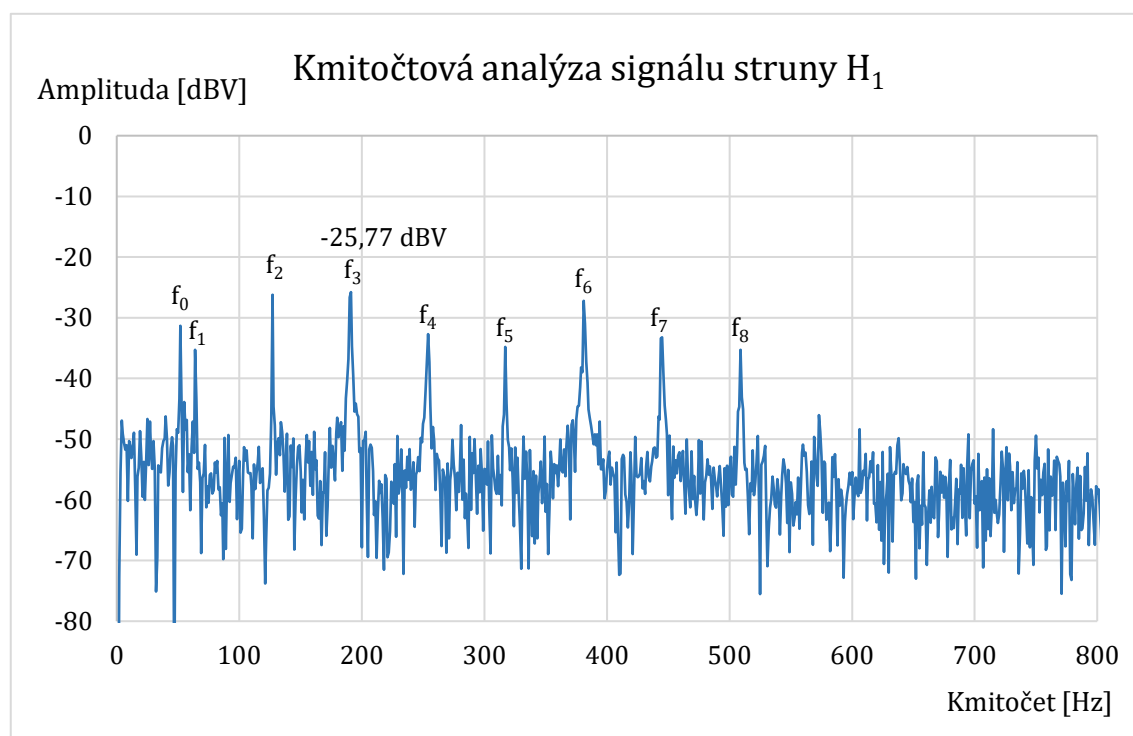
12 MHz. K tomuto krystalu jsou dále připojeny dva kondenzátory. Hodnoty těchto kondenzátorů jsou určeny ve specifikaci dodávané se součástí.

6.2 Senzor vibrací

Pro snímání vibrací byl na základě informací z kapitoly 3 vybrán piezoelektrický senzor. Mezi jeho hlavní přednosti patřily nízká cena a obecná odolnost vůči nežádoucím rušení okoního prostředí.

V rámci úspory místa na DPS byl pro aplikaci vybrán senzor KBI-1541 s průměrem 15 mm a tloušťkou 0,14 mm. Senzor je velice podobný senzoru, který lze vidět na obr. 13. Senzor je dostupný bez připájených vývodů a jeho vrchní kontakt bylo nutné připojit k DPS pomocí propojovacího vodiče.

Pro potvrzení správné funkce senzoru o bylo provedeno několik měření pomocí osciloskopu včetně kmitočtové analýzy. Kmitočtová analýza signálu struny H₁ (nejhlubší struna) je zobrazena na obr. 21.



Obr. 21 Kmitočtová analýza signálu struny H₁ při použití piezoelektrického senzoru

Měření bylo prováděno při použití stejné elektrické kytary jako při měření v kapitole 310. Piezoelektrický senzor byl připevněn k zadní straně hlavy kytary.

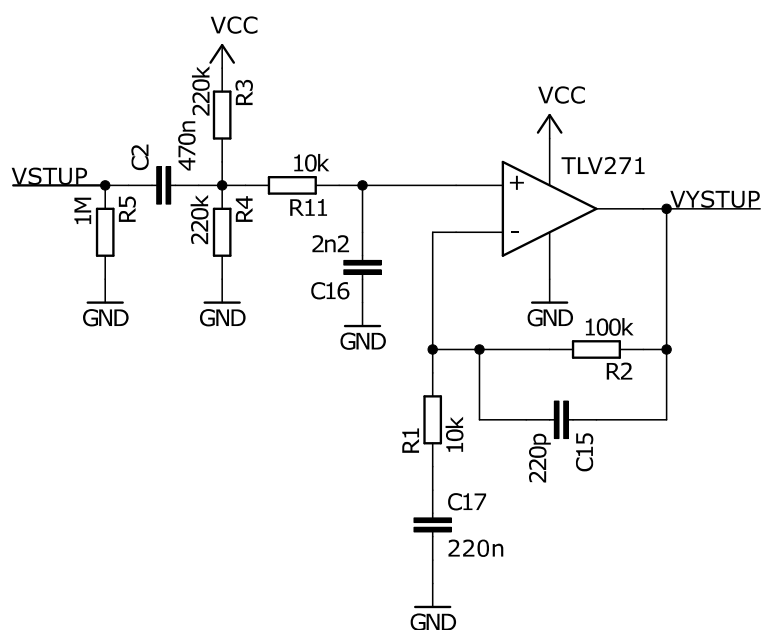
Výsledky měření se příliš neliší. Opět lze vidět základní kmitočet označený jako f_1 a jeho vyšší harmonické kmitočty. V tomto případě f_2 až f_8 .

Nejvyšší hodnotu amplitudy měl v tomto případě kmitočet označený jako f_3 . Je zde uvedena i konkrétní naměřená hodnota této amplitudy -25,77 dBV. Tato hodnota je o 12,52 dBV nižší než v případě měření pomocí vlastního snímače kytary. Piezoelektrický senzor se tedy chová dle očekávání.

V obr. 21 lze dále vidět kmitočet označený jako f_0 . Jedná se o kmitočet 50 Hz a pravděpodobně se jedná o rušení způsobené naindukováním síťového napětí na vodiči vedoucím od piezoelektrického senzoru k osciloskopu. Tento kmitočet je tedy nutné zanedbat.

6.3 Zesilovač a vstupní kmitočtové filtry

Z důvodu co nejefektivnějšího návrhu byly zesilovač a vstupní kmitočtové filtry zmíněné v kapitolách 5.2 a 5.3 sloučeny do jednoho bloku. Díky tomu bylo možné použít aktivní kmitočtové filtry. Pro funkci byl vybrán operační zesilovač od firmy Texas Instruments. Veškeré informace o tomto obvodu pocházejí přímo z dokumentace výrobce [13]. Jedná se o rail to rail operační zesilovač schopný pracovat už od napětí 2,7 V. Kompletní zapojení zesilovače včetně filtrů lze vidět na obr. 22. Schéma se součástí kompletního zapojení systému.



Obr. 22 Schéma zapojení zesilovače a vstupních kmitočtových filtrů

Na vstup tohoto obvodu byl připojen piezoelektrický senzor. Pro impedanční přizpůsobení byl k piezoelektrickému senzoru připojen paralelně rezistor R_5 . Signál je zesílen pomocí neinvertujícího zapojení operačního zesilovače realizovaného pomocí obvodu TLV271. K tomuto obvodu jsou ve zpětné vazbě připojeny rezistory R_1 a R_2 a kondenzátory C_{15} a C_{17} . Tyto kondenzátory a rezistory tvoří spolu se zesilovačem aktivní kmitočtový filtr typu pásmová propust. Maximální zesílení tohoto zapojení je dáno poměrem rezistorů a rovnicí (15).

$$A_u = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{1M}{10k} = 101 \quad (15)$$

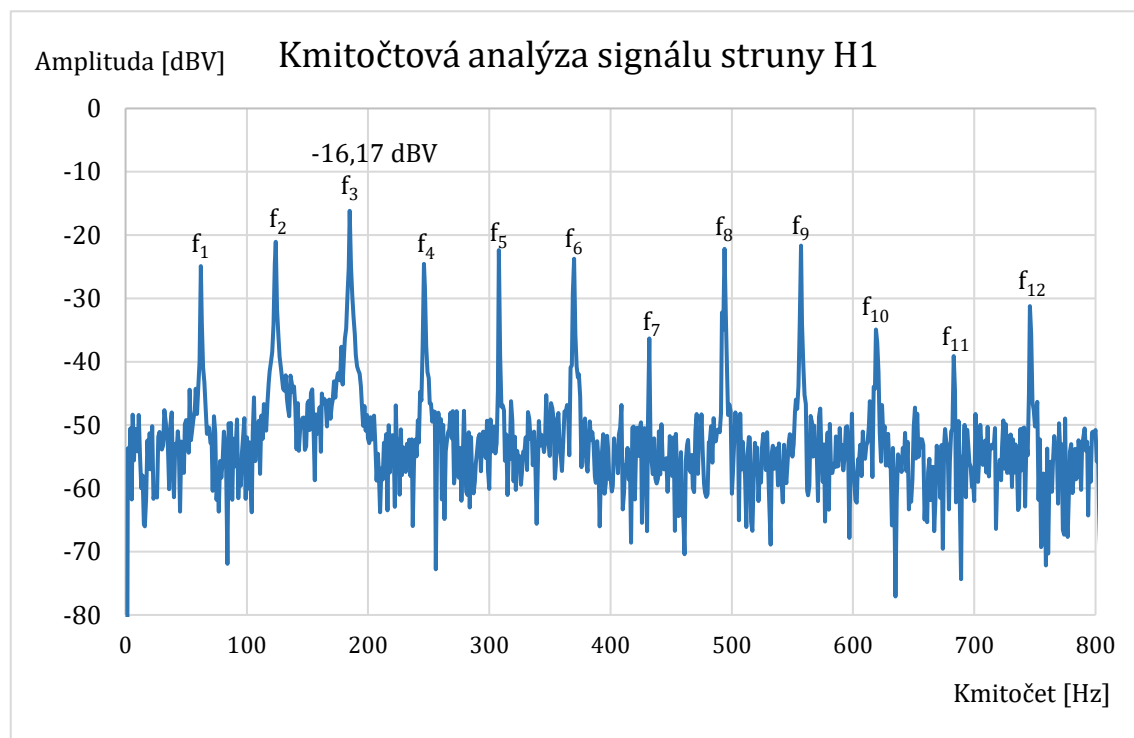
Z důvodu nesymetrického napájení operačního zesilovače TLV271 bylo nutné doplnit vstupní signál o stejnosměrnou složku. Bylo žádoucí, aby úroveň napětí této složky byla právě polovinou napájecího napětí. Stejnosměrnou složku generují rezistory R_3 a R_4 . Kondenzátor C_2 odděluje stejnosměrnou složku od vstupního signálu. Zesilování stejnosměrné složky, bylo zabráněno pomocí kondenzátoru C_{17} , který je v obvodu součástí pásmové propusti. Tento kondenzátor se pro signálu o velmi nízkých kmitočtech z principu chová jako rozpojení a v tomto případě funguje celé zapojení jako napěťový sledovač. Stejnosměrná úroveň napětí tedy stále polovinou napájecího napětí i na výstupu. Tím je zajištěno i maximální možné využití vstupního rozsahu převodníku AD. Rezistor R_{11} a kondenzátor C_{16} tvoří kmitočtový filtr typu dolní propust. Spolu s kondenzátorem C_{15} a zesilovačem tvoří antialiasingový kmitočtový filtr druhého řádu.

Pro potvrzení funkce bylo schéma simulováno pomocí programu OrCAD Capture verze 17.2-2016. Výsledek AC analýzy lze vidět na obr. 23.



Obr. 23 Výstupní charakteristika zesilovače a kmitočtových filtrů

Pro potvrzení správné funkce zesilovače bylo provedeno několik měření pomocí osciloskopu včetně kmitočtové analýzy. Kmitočtová analýza signálu struny H1 (nejhlubší struna) je zobrazena na obr. 21.



Obr. 24 Kmitočtová analýza signálu struny H₁ po zesílení.

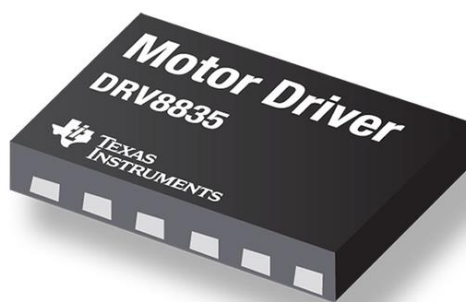
Měření bylo prováděno při použití stejné elektrické kytary jako při měření v kapitole 310. a 6.2. Piezoelektrický senzor byl připevněn k zadní straně hlavy kytary a zesilovač byla umístěn na DPS spolu s tímto senzorem. Opět lze vidět základní kmitočet označený jako f_1 a jeho vyšší harmonické kmitočty. V tomto případě f_2 až f_{12} . Nejvyšší hodnotu amplitudy měl v tomto případě kmitočet označený jako f_3 . Je zde uvedena i konkrétní naměřená hodnota této amplitudy - 16,17 dBV. To je o 9,6 dBV více než při měření signálu přímo na výstupu z piezoelektrického senzoru.

Vzhledem k tomuto zesílení signálu a k viditelnému zvýšení počtu vyšších harmonických kmitočtů, lze potvrdit správnou funkci zesilovače.

6.4 Řadiče krokový motorů

Požadavky na řadiče krokový motorů byli: Co nejmenší možné rozměry pouzdra součástky a schopnost dodávat do zátěže proud alespoň 0,625 při napájecím napětí 10 V. Požadavky jsou popsány a odůvodněny kapitole 2.

Pro realizaci řadičů krokový motorů byl vybrán integrovaný dvojitý H můstek od firmy Texas Instruments. Jedná se o obvod DRV8835 a je přímo navržený pro řízení krokových motorů. Veškeré informace o tomto obvodu pochází přímo z dokumentace výrobce [15]. Obvod je dostupný v pouzdře DFN o rozměrech 2 x 3 mm (z anglického Dual Flat No-leads package, jedná se o pouzdro bez vývodů s kontakty na dvou stranách). Ilustrativní vyobrazení obvodu lze vidět na obr. 25.



Obr. 25 Ilustrativní vyobrazení řadiče pro krokové DRV8835 [15]

Obvod potřebuje pro správnou funkci napájecí napětí 2 V – 7 V pro napájení logických obvodů a napětí v rozmezí 0 V a 11 V pro výkonovou část. Obvod je schopen do každé ze dvou zátěží dodávat proud až 1,5 A. Tím obvod splňuje

všechny požadavky. Lze jej flexibilně řídit diskretními hodnotami na vstupech nebo pomocí pulzně šířkové modulace. Obvod navíc dokáže přejít do režimu spánku. V tomto režimu výrobce udává maximální proudový odběr 95 nA. To lze s výhodou využít pro snížení spotřeby systému v nečinnosti a maximalizaci výdrže akumulátoru.

Zapojení 6 těchto obvodů lze vidět v příloze A.1 a poslední sedmý obvod v příloze A.3 dole uprostřed. Vstupní řídicí piny každého řadiče jsou připojeny přímo k výstupním pinům MCU a konkrétní rozmístění lze vidět v příloze A.2. U každého z řadičů jsou vstupní řídicí piny rozděleny do dvojic, kde každá dvojice ovládá jednu z cívek krokového motoru. První dvojice má vstupní piny ve schématu označené AIN1/APHASE a AIN2/AENBL. Druhá dvojice je má označené BIN1/BPHASE a BIN2/BENBL. Každá z těchto dvojic má oba vstupní řídicí piny připojené ke stejnému výstupnímu portu MCU a čísla bitů výstupního portu MCU jsou vždy v řadě. Toto zapojení zjednodušilo pozdější vývoj programu MCU.

Obvod lze uvést do režimu spánku odpojením napájení logických obvodů. V rámci úspory pinů MCU je režim spánku všech sedmi obvodů řízen zároveň jedním pinem. Spotřeba logické části každého obvodu je až 2 mA. Při použití sedmi těchto obvodů je celková spotřeba až 14 mA. Není vhodné dodávat tento proud přímo z pinu MCU, a proto byl do návrhu přidán LDO (z anglického Low Dropout Output, nízkoubytkový stabilizátor) stabilizátor se vstupem pro zapnutí a vypnutí. Jedná se o integrovaný obvod od firmy Texas Instruments s označením TPS73130. Veškeré informace o tomto obvodu pocházejí přímo z dokumentace od výrobce [20]. Jedná se o stabilizátor s pevně nastavenou hodnotou na výstupu 3 V, který dle dokumentace nepotřebuje pro svou funkci žádné další součástky, ani filtrační kondenzátory na vstupu a výstupu. Jeho zapojení lze vidět v příloze A.3 vlevo uprostřed. Výstup ze stabilizátoru tedy napájí řadiče krokových motorů a lze jej vypnout pomocí MCU a tím uvést řadiče krokových motorů do režimu spánku.

6.5 Napájení systému

Pro napájení celého systému byl použit lithiový akumulátor s nominálním napětím 3,7 V. Z důvodu dostatečného výkonu motorů integrovaných v ladících mechanikách bylo nutné použít zvyšující měnič s výstupním napětím 10 V. Požadavky na tento měnič jsou popsány v kapitole 2.1.

Ve výsledném návrhu byl použit akumulátor UR18650F od výrobce Sanyo. Veškeré informace o tomto akumulátoru pocházejí z technické dokumentace od

výrobce, viz [16]. Jedná se o axiální akumulátor válcového tvaru s páskovými vývody s nominální kapacitou 2500 mAh. Výrobce doporučuje nenabíjet akumulátor na úroveň napětí vyšší než 4,2 V. Zároveň udává minimální hodnotu napětí, při které lze akumulátor používat při zachování jeho maximální životnosti. Toto napětí je 3 V.

Příkon potřebný pro funkci ladící mechaniky s integrovaným motorem je 12,5 W, viz kapitola 2.1. Z této hodnoty lze vypočítat požadavek na maximální požadovaný výstupní proud akumulátoru. Při výpočtu bylo uvažováno nejmenší přípustné napětí akumulátoru, 3 V. Dále byla uvažována účinnost měniče 85 %.

$$I_{\max} = \frac{P_{\max}}{\eta * U_{\text{bat}}} = \frac{12,5}{\frac{85}{100} * 3} = 4,9 \text{ A} \quad (16)$$

Maximální krátkodobý výstupní proud dodávaný akumulátorem je dle výrobce 5 A. Požadavek je tedy splněn i při extrémních podmínkách a akumulátor je chráněn před přetížením i při selhání řídicího programu. Reálný proudový odběr ladící mechaniky Robohead při napájecím napětí 10 V je přibližně o polovinu nižší než maximální vypočítaný proudový odběr, viz kapitola 2.2. Lze tedy očekávat, že reálný proudový odběr z baterie bude také polovinou maximální vypočítané hodnoty.

S používáním akumulátoru souvisí i jeho nabíjení. Pro nabíjení akumulátoru byl vybrán integrovaný obvod od firmy NanJing Top Power ASIC s označením TP4056. Veškeré informace o tomto obvodu pochází z dokumentace výrobce [19]. Jedná se o obvod s plně integrovanými obvody nutnými pro nabíjení jednoho článku lithiového akumulátoru proudem až 1 A. Obvod pracuje při napájecím napětí v rozmezí 4 V – 8,0 V, a z toho důvodu jej lze napájet pomocí USB, které dodává napětí 5 V. Kompletní zapojení obvodu lze vidět v příloze A.3 vlevo dole. Obvod obsahuje dva výstupní piny pro indikaci stavu nabíjení akumulátoru. K těmto výstupním pinům jsou připojeny led diody s rezistory v sérii. Rezistor R₁₀ nastavuje maximální nabíjecí proud. V rámci prototypu byl tento proud omezen na 400 mA aby nedocházelo k přehřívání obvodu. Jelikož akumulátor výstup pro kontrolu teploty, je vstupní pin obvodu podporující tuto funkci připojen na zem.

Použitý MCU potřebuje pro jeho správnou funkci napájecí napětí, v rozsahu 3,0 V – 3,6 V, viz kapitola 6.1. Vzhledem k rozsahu napětí akumulátoru není možné MCU napájet přímo z akumulátoru a bylo nutné použít stabilizátor. Pro tuto aplikaci byl vybrán LDO stabilizátor od firmy Texas Instruments s označením LP3982. Veškeré informace o tomto stabilizátoru pocházejí

z dokumentace výrobce [18]. Jedná se o obvod dostupný v několika variantách pevně nastaveného výstupního napětí, popřípadě s nastavitelným výstupním napětím v rozsahu 2,5 V – 6,0 V. Varianta s nastavitelným výstupním napětím byla použita i pro návrh výsledného systému. V rámci maximalizace pracovního napěťového rozsahu akumulátoru bylo pro napájení MCU zvoleno požadované napájecí napětí 3,15 V. Kompletní použité zapojení lze vidět v příloze A.3 vlevo nahoře. Rezistory R_{13} a R_{14} , nastavují výstupní napětí stabilizátoru. Konkrétní hodnoty rezistorů lze vypočítat pomocí rovnice (17), kterou uvádí výrobce v dokumentaci k součástce.

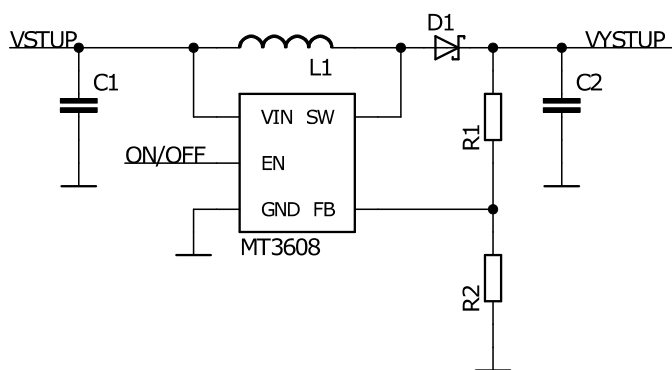
$$R_{14} = R_{13} * \left(\frac{U_{\text{výstup}}}{U_{\text{ref}}} - 1 \right) \quad [18] \quad (17)$$

Výrobce v rámci optimalizace přesnosti a dalších parametrů stabilizátoru doporučuje hodnotu rezistoru R_{13} 100 k Ω . Úroveň referenčního napětí je 1,25 V. Z toho lze vypočítat požadovanou hodnotu rezistoru R_{14} .

$$R_{14} = 100\text{k} * \left(\frac{3,15}{1,25} - 1 \right) = 152\text{ k}\Omega \doteq 150\text{ k}\Omega$$

Pro realizaci byla zvolena nejbližší dostupná hodnota rezistoru 150 k Ω . Ostatní součástky byly vybrány dle doporučeného zapojení udávaného výrobcem.

Zvyšující napěťový měnič byl realizován pomocí spínaného zdroje. Pro návrh byl použit integrovaný obvod určený pro řízení zvyšujících spínaných zdrojů s názvem MT3608. Obvod vyrábí firma AEROSEMI a veškeré informace o tomto obvodu pocházejí přímo z dokumentace výrobce, viz. [17]. Základní zapojení obvodu lze vidět na obr. 26.



Obr. 26 Základní zapojení integrovaného obvodu MT3608 dle výrobce [17]

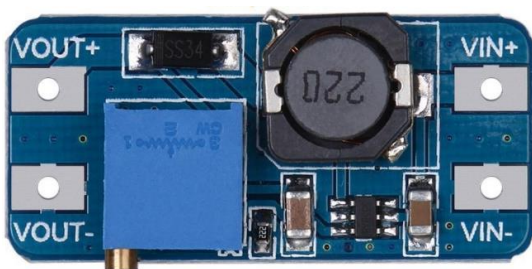
Obvod je schopen pracovat se vstupním napětím 2 V až 24 V. Obvod používá pro spínání stálý kmitočet 1,2 MHz. Díky lze návrh realizovat pomocí součástek minimálních rozměrů a lze dosáhnout vysoké účinnosti.

Výstupní napěťovou úroveň je možné nastavit pomocí dvojce rezistorů R_1 a R_2 . Hodnoty rezistorů lze vypočítat po úpravě rovnice (18) a zvolením hodnoty jednoho z rezistorů. Hodnota referenčního napětí U_{ref} je 0,6 V. Rovnici uvádí výrobce v dokumentaci k součástce.

$$U_{výstup} = U_{ref} * \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \quad [17] \quad (18)$$

V obvodu je integrována proudová ochrana s nastavenou maximální úrovní výstupního proudu na 4 A. Tím je splněn požadavek na výstupní proud zadaný v kapitole 2.1.

V rámci návrhu prototypu byl použit hotový modul s tímto integrovaným obvodem. Modul byl poté k systému připojen externě. Pomocí trimru lze nastavit požadovanou hodnotu výstupního napětí, viz obr. 27.



Obr. 27 Modul integrovaného obvodu MT3608 [17]

6.6 Popis zbývajících částí výsledného zapojení

Výsledný návrh obsahuje mimo již zmíněných a popsanych komponent ještě několik dalších součástek. V příloze A.2 lze například vidět 3 tlačítka, která slouží pro nastavování systému uživatelem. Tlačítka vedou přímo na vstupní piny MCU a zem. V MCU lze interně na vstup připojit integrovaný rezistor který vede na napájecí napětí. V případě, že není tlačítko zmáčkuté, je vstup v hodnotě logické 1. Po zmáčknutí tlačítka je vstup uzemněn a vstu je v hodnotě logické 0.

V příloze A.2 vpravo lze dále vidět 7 led diod. Led diody slouží pro zobrazování dat uživateli při nastavování systému a při samotném ladění. Ve výsledném návrhu

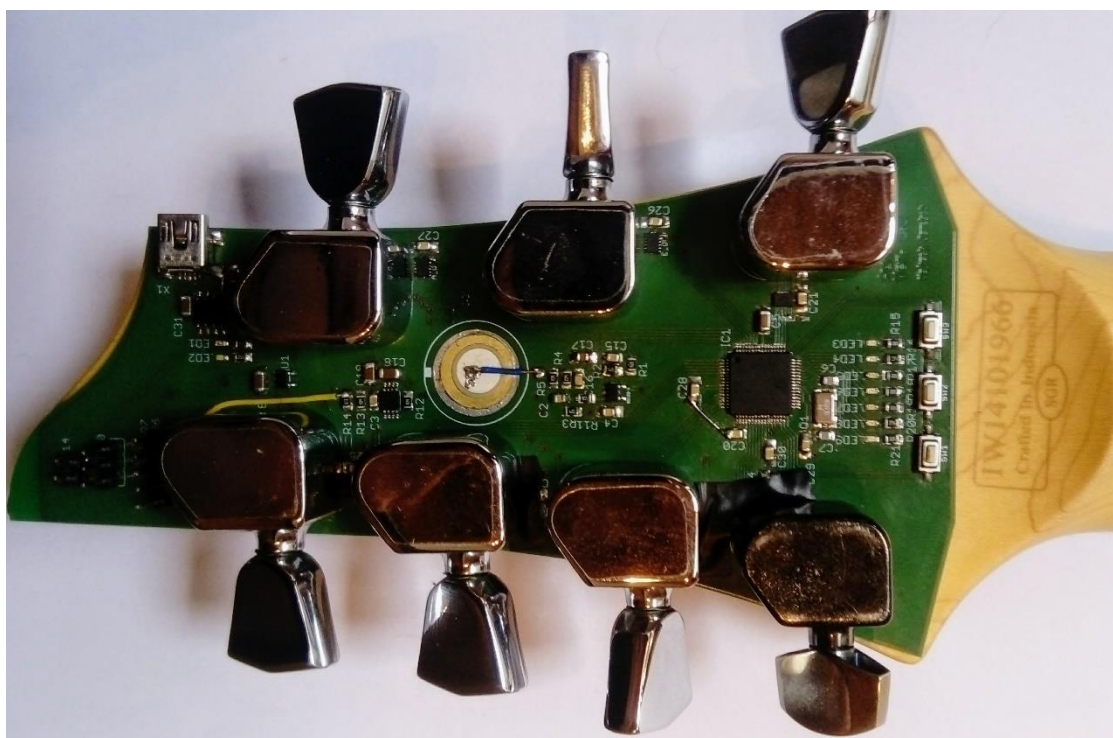
byly použity modré led diody. Pro omezení průtoku proudu led diodami byl ke každé z nich připojen sériový rezistor.

Návrh dále obsahuje mini USB konektor, kterým je do systému dodáváno napětí pro nabíjení akumulátoru. Datové piny D+ a D- jsou připojeny k MCU, který má integrovaný řadič pro tuto sběrnici a lze tedy jej tedy připojit například k počítači a provádět například různé modifikace systému.

6.7 Návrh desky plošných spojů

Návrh DPS lze vidět v příloze B, kde je rozdělen na vrchní stranu B.1, spodní stranu B.2 a rozmístění součástek B.3. Celá deska byla navržena tak, byla použitelná na sedmistrunné elektrické kytare značky Schecter Guitar Research s modelovým označením Omen Extreme-7.

Výrobce nedodává žádnou technickou dokumentaci či specifikaci s rozměry hlavy kytary nebo umístěním otvorů pro ladící mechaniky. Dokumentaci firma neposkytla ani po přímé žádosti u technické podpory. Kompletní DPS včetně zapájených součástek lze vidět na obr. 28.



Obr. 28 Výsledná DPS včetně zapájených součástek

Prvotní měření probíhala na jediném kusu ladící mechaniky s integrovaným motorem RoboHead Black Chrome Strat Style, viz kapitola 2. Pro realizaci systému bylo nutné pořídit zbývajících 6 ladících mechanik. Z důvodu dočasné nedostupnosti konkrétního motoru v době pořizování zbývajících ladících mechanik nutné zvolit jiný dostupný typ. Z toho důvodu lze na obr. 28 vidět, že jedla ladící mechanika má viditelně jiný tvar ladícího kolíku a jinou barvu. Při měření z bývajících šesti ladících mechanik bylo zjištěno, že jejich mechanické a elektrické vlastnosti jsou srovnatelné s vlastnostmi ladící mechaniky testované v kapitole 2.1. Pro návrh jsou tedy bez problémů použitelné.

Návrh prototypu DPS se sebou nesl několik chyb, které je možné odstranit v následující verzi. Všechny chyby bylo možné opravit pomocí jednoduchého ručního zásahu. Ve schématu, které lze vidět v příloze A jsou tyto chyby již opraveny.

7 PROGRAM MIKROKONTROLÉRU

Program MCU dsPIC33EP256MU806 byl vyvíjen pomocí vývojového prostředí MPLAB X IDE verze v3.55. Toto prostředí poskytuje zdarma výrobce MCU. Pro kompilaci kódu byl použit kompilátor XC16 verze v1.31.

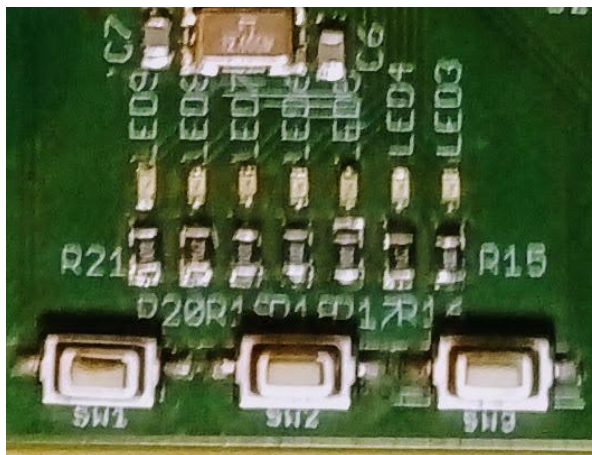
7.1 Nastavení mikrokontroléru a struktura programu.

Pro MCU byl pro pracovní hodinový signál použit krystalový oscilátor s kmitočtem 12 MHz. Tento hodinový signál byl použit i pro převodník AD. Pro převádění hodnot ze senzoru vibrací byl použit integrovaný převodník AD ADC1.

Jedná se o převodník, který je při rozlišení 12 bitů schopen pracovat se vzorkovacím kmitočtem až 500 kHz. Blok převodníku AD obsahuje děličku vstupního hodinového signálu pro nastavení požadovaného kmitočtu. Vzhledem k různým frekvencím jednotlivých strun, které jsou popsány v kapitole 4.1, je vzorkovací frekvence převodníku AD upravována programem, podle toho jako strunu je třeba v danou chvíli ladit. Pro 4 struny s nižším základním kmitočtem (d, A, E, H₁) byl zvolen vzorkovací kmitočet 1,59 kHz a pro zbývající 3 struny s vyšším základním kmitočtem (d, g, h, e₁) byl zvolen vzorkovací kmitočet 3,17 kHz. ADC1 dále obsahuje paměť pro uchování až 16 vzorků bez nutnosti akce od uživatele. Po uložení 16 vzorků vyvolá ADC1 přerušení. V rámci obsluhy přerušení je všech 16 vzorků uloženo na požadované místo v operační paměti MCU. Další zpracování vzorků probíhá v rámci hlavní smyčky programu.

7.2 Uživatelské rozhraní

Volbu ladění jednotlivých strun je prováděna tlačítky SW₁ – SW₃ a led diodami LED₃ – LED₉. Tyto prvky lze vidět v příloze B.3 dole. Pomocí tlačítek SW₁ a SW₃ je zvolena konkrétní struna, která bude následně laděna. O tom která ze strun je v současné době zvolena, informuje rozsvícení jedné z LED diod. Stisknutím tlačítka SW₂ může být volba struny potvrzena. Po stisknutí jsou LED diody invertovány, což informuje uživatele o to že systém byl připraven ladit zvolenou strunu. Detail tlačítek a LED diod lze vidět na obr. 29.



Obr. 29 Detail tlačítek a LED diod

Systémem je v tuto chvíli prováděna analýza signálu. Dále je třeba aby byla uživatelem rozeznána zvolená struna. Ve chvíli kdy je analýzou úspěšně vypočítán kmitočet dané struny, je tato hodnota porovnávána s požadovaným kmitočtem struny. Požadované kmitočty jednotlivých strun jsou uloženy v paměti MCU. Z rozdílu těchto dvou kmitočtů je vypočítán počet kroků potřebných pro naladění struny na požadovaný kmitočet. Poté co je požadovaný počet kroků proveden příslušným krokovým motorem, je celý proces opakován.

V případě, že by byl rozdíl změřeného kmitočtu a požadovaného kmitočtu nižší než určitý limit, lze strunu považovat za naladěnou a LED diody jsou invertovány do původního stavu. Nyní lze vybrat další strunu pro ladění.

7.3 Řízení krokových motorů

Při řízení krokových motorů bylo nutné dodržet všechny požadavky definované v kapitole 2.2. Při psaní programu bylo navíc nutné vzít v potaz omezenou maximální rychlost točení motoru při navíjení struny.

Pro zjednodušení řízení krokových motorů byla napsána funkce pro vykonání jednoho kroku motoru. Funkce byla implementována se dvěma vstupními parametry. Prvním parametrem je číslo krokového motoru, který má být řízen. Druhým parametrem je požadavek, jestli má být struna navíjena anebo odvíjena. V rámci funkce byly implementovány algoritmy pro vyhodnocení, kterou cívkou krokového motoru je nutné nechat protékat proud a kterým směrem má tento proud téci. To vše při dodržení časování uvedeného na obr. 12. Před zahájením

řízení krokových motorů je nutné přivést řadiče krokových motorů ze stavu spánku do aktivního stavu.

V rámci zmíněné funkce byla připravena struktura pro ukládání informací o krokovém motoru. Struktura byla pojmenována StepMotor. Dále byla vytvořena struktura pro ukládání informací o cívkách konkrétního motoru. Struktura byla pojmenována StepMotorCoil.

Struktura StepMotorCoil obsahuje informace o pinech MCU, na které byl fyzicky připojen řadič krokových motorů. Při návrhu DPS bylo schéma přizpůsobena tak, aby se oba piny určené pro řízení konkrétní cívky nacházely na stejném výstupním portu MCU a čísla bitů výstupního portu MCU byla vždy vedle sebe. Díky tomu bylo dostatečné, uložit v rámci struktury StepMotorCoil informace pouze o jednom pinu. Konkrétně byl ukládán pin nacházející se na méně významném bitu portu. Informace o daném pinu jsou uloženy ve formě ukazatelů na registry pro nastavení vstupně výstupního portu a čísla daného pinu.

Struktura StepMotor obsahuje dva ukazatele na struktury StepMotorCoil. Dále obsahuje informace o posledním stavu, ve kterém se nacházel krokový motor. Jednotlivé stavy jsou zobrazeny na obr. 12.

Struktura StepMotor dále obsahuje informaci o tom, kterým směrem je třeba motorem otáčet, aby byla struna navíjena. Návrh DPS byl optimalizován na co nejefektivnější využití plochy a co možná nejkratší vodivé cesty mezi MCU a řadiče krokových motorů. Z toho důvodu byly jednotlivé piny pro řízení některých konkrétních cívek prohozeny. Tímto způsobem lze zajistit, aby funkce pro vykonání jednoho kroku motoru fungovala pro všechny motory stejně a zapojení nemělo na používání funkce vliv.

Funkce pro vykonání jednoho kroku nejprve zkontroluje směr rotace pro navíjení struny daného motoru. Na základě této informace a také informace o tom, jestli má být struna navíjena anebo odvíjena je vybrána metoda řízení krokového motoru. Pro oba směry otáčení krokovým motorem je dále v paměti programu uložena tabulka stavů, kterou se má daný stavový automat řídit při otáčením jedním anebo druhým směrem. Výstupní piny MCU jsou dále nastaveny dle příslušné tabulky stavů a informace o posledním stavu krokového motoru je uložena v paměti.

Při dalším kroku je tento postup opakován s tím, že mezi jednotlivými kroky musí být dostatečný časový rozestup. Je to z toho důvodu, aby krokový motor byl spolehlivě otočen do požadované polohy. Pro program bylo na základě měření zvoleno zpoždění mezi jednotlivými kroky 0,7 ms, viz kapitola 2.1.

Po dokončení všech požadovaných kroků jsou programem řadiče krokových motorů opět uvedeny do stavu spánku. Tím lze minimalizovat spotřebu zařízení při neaktivním stavu.

7.4 Kmitočtová analýza

Kmitočtová analýza byla do programu implementována prostřednictvím knihovny obsažené v rámci použitého vývojového prostředí. Informace o této knihovně pocházejí z návodu k této knihovně od společnosti Microchip [21]. Knihovna obsahuje funkce pro běžné zpracovávání signálů včetně FFT, s tím že funkce jsou optimalizovány pro co nejefektivnější využití pro MCU rodiny dsPIC. Před výpočtem samotné FFT jsou data nejprve zbavena stejnosměrné složky, o kterou byl signál doplněn při zesilování, viz kapitola 6.3. Velikost této složky by v ideálním případě měla být právě polovinou rozsahu 12 bitového převodníku AD, tedy:

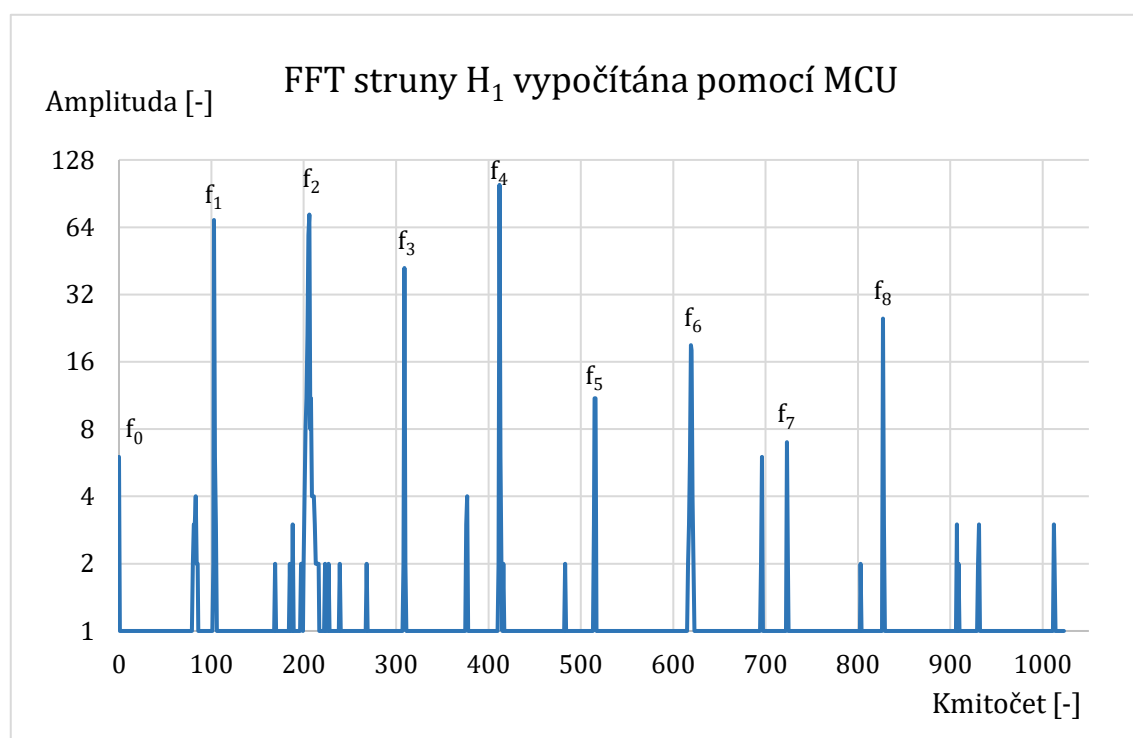
$$\text{Hodnota}_{ss} = \frac{2^{12}}{2} = 2048$$

Vzhledem k toleranci součástek určujících střed napájecího napětí se může výsledná hodnota lišit. Měřením bylo zjištěno, že stejnosměrná složka má hodnotu 2043. Pro minimální ovlivnění FFT byla použita pro výpočet právě tato hodnota. Od vstupních dat byla odečtena Změřená hodnota a dále byla uložena to pole proměnných podporujících záporná čísla. Funkce pro výpočet FFT pracují s 16 bitovými čísly. Hodnoty z převodníku AD jsou pouze 12 bitové. Aby hodnoty dosahovaly maximální efektivity FFT musí být vynásobeny hodnotou 2^4 tedy 16. Výstupní hodnoty těchto operací i po zesílení zesilovačem a jejich vynásobením nevyužívaly rozsah s maximální efektivitou. Aby hodnoty po výpočtu FFT maximálně využily výstupní rozsah, jsou vynásobeny navíc ještě hodnotou 8. Ve výsledku jsou tedy hodnoty vynásobeny hodnotou $8 \cdot 16$, tedy hodnotou 128.

V programu jsou použity 4 funkce z této knihovny. První je funkce TwidFactorInit, která slouží pro výpočet koeficientů nutných pro výpočet FFT. Funkce těchto koeficientů je podrobně popsána v kapitole 4.3. Další je funkce FFTComplexIP, kterou je v programu prováděna samotná funkce FFT. Její výhodou je, že po výpočtu uloží výsledná data na místo v paměti, kde byly původně vstupní data. Díky tomu není třeba pro výpočet další operační paměť. Výstupních hodnoty jsou číslovány s obráceným pořadím bitů. Pro jejich seřazení je použita funkce BitReverseComplex. Jelikož všechny funkce počítají s komplexními čísly, jsou

přepočítány pomocí funkce SquareMagnitudeCplx na reálná čísla. FFT z požitých knihovny je schopná pracovat s různými počty hodnot, je však podmínkou, aby počet hodnot byl mocninou čísla dva, tedy: 2, 4, 8, 16 atd. Viz kapitola 4.3. V rámci programu byla používána FFT s 1024 prvky.

Výsledná data po kompletním zpracování lze vidět na obr. 30. Data pro zobrazení grafu byla získána přímo z paměti MCU pomocí nástroje určeného pro nahrávání programu do paměti MCU a jeho ladění, včetně vyčítání paměti MCU. Jedná se o nástroj od firmy Microchip, který nese název MPLAB REAL ICE In-Circuit Emulator.



Obr. 30 FFT Kmitočtová analýza struny H₁ vypočítána pomocí MCU

Kmitočtová analýza vypočítána pomocí MCU se na první pohled liší od kmitočtových analýz zobrazených na obr. 15, obr. 21 a obr. 24. Šum zobrazený v předchozích kmitočtových analýzách zde není zobrazen. Je to proto, že úroveň šumu je nižší, než rozlišovací schopnost převodníku AD a FFT. Stejně jako v předchozích analýzách zde vidět základní harmonický kmitočet označený jako f₁ a jeho vyšší harmonické kmitočty. V tomto případě f₂ až f₈.

Dále lze vidět bod označený jako f₀. Nejedná se o vyšší harmonický kmitočet ale o stejnosměrnou složku signálu. Při dalším vyhodnocování byla zanedbána. Dále musí být zanedbány rušivé složky s nízkou úrovní amplitudy. Na základě dat z obr. 30 a dat z opakování tohoto měření, byla jako rozhodovací úroveň zvolena

hodnota 10. V případě, že by libovolná nežádoucí složka měla úroveň amplitudy vyšší, než je tato je nutné, aby ji výpočetní algoritmus byl schopen také zanedbat. Konkrétní metody pro další analýzu jsou popsány v kapitole 7.5.

U popisků os záměrně nejsou uvedeny jednotky. Jelikož se jedná o neupravená data přímo z paměti MCU, jsou uložena v bezrozměrných veličinách. Veličina amplitudy je dána rozsahem výpočetních metod zesílením signálu pomocí programu a také vstupním rozsahem převodníku AD.

Veličina kmitočtu je dána vzorkovacím kmitočtem převodníku AD. Maximální hodnota kmitočtová analýzy odpovídá polovině vzorkovacího kmitočtu převodníku AD. Informace o konkrétních kmitočtech v jednotkách Hz jsou z pohledu programu MCU zbytečné. Přepočítávání hodnot by bylo náročné jak na operační paměť procesoru, tak na výpočetní čas.

V paměti MCU jsou uloženy referenční kmitočty jednotlivých strun v jednotkách Hz. Tyto data jsou uložena v proměnných, podporujících ukládání neceločíselných hodnot. Dále je v MCU implementován algoritmus, který je schopný tyto data přepočítat na kmitočty odpovídající vypočítané kmitočtové analýze. Tento algoritmus je nutné použít pouze na začátku programu a výsledné hodnoty uložit a opětovně je používat. Tím je další zpracování dat a jejich porovnávání s referenčními hodnotami kmitočtů výrazně zjednodušeno.

V případě požadavku na jiné hodnoty referenčních kmitočtů strun, stačí přepsat data referenčních kmitočtů jednotlivých strun v jednotkách Hz a znovu použít algoritmus na jejich přepočítání.

7.5 Vyhodnocení kmitočtové analýzy

Po výpočtu FFT je nutné výsledek analyzovat a vypočítat aktuální kmitočet struny. Na základě této frekvence je poté možné vypočítat počet kroků nutný pro naladění struny na požadovaný kmitočet. Vstupní informace pro algoritmus jsou požadovaný referenční kmitočet a data po výpočtu FFT. Příklad takových dat lze vidět na obr. 30. Algoritmus nejprve projde všechny hodnoty a uloží do paměti ty, které splňují několik následujících požadavků.

První požadavek je, aby se jednalo o hodnoty týkající se kmitočtů vyšších než minimální zvolený limit. Tento limit byl zvolen na základě požadavků zmíněných v kapitole 294.1 týkajících se nejnižšího kmitočtu tónu. Takto nízký tedy nemůže dle požadavků základní kmitočet struny být a tyto hodnoty by mohli komplikovat další vyhodnocení.

Další požadavek je, aby byla hodnota amplitudy daného kmitočtu byla vyšší než minimální zvolený limit. Limit byl zvolen na základě měření. Hodnoty amplitud kmitočtů nižší, než tento limit jsou algoritmem považovány za šum a jsou při dalším vyhodnocení zanedbat.

U vyšších hodnot amplitud je v rámci získaných dat možné, aby hodnoty amplitud sousedních kmitočtů byly také vyšší než minimální zvolený limit. V tomto případě je nutné, aby byla uložena pouze informace o kmitočtu s nejvyšší hodnotou amplitudy. Algoritmus tedy porovnává zkoumanou hodnotu s hodnotou následující. V případě, že by následující hodnota měla vyšší hodnotu amplitudy, je původní hodnota zanedbána. Hodnoty jsou takto porovnávány, dokud není požadované lokální maximum nalezeno.

Posledním požadavkem je, aby systém zanedbal všechny lokální maxima, která jsou vzájemně příliš blízko sebe. jde o podobný problém jako v případě zanedbávání nízkých kmitočtů. Jedná se o rušení systému.

Po analýze celého spektra zůstane uloženo v paměti MCU několik hodnot, které jsou dále podrobeny analýze. Vzhledem k tomu že je předem známý referenční kmitočet struny lze u jednotlivých lokálních maximech vypočítat, o kolikátý vyšší harmonický kmitočet se jedná. Pro každé lokální maximum je tato hodnota vypočítána a uložena do paměti MCU.

V průběhu další analýzy lze několikrát přímo rozhodnout, jestli jsou získané informace o lokálních maximech vyhodnotitelné. V případě, že by bylo nalezeno více než 10 lokálních maxim, systém bude data považovat za nevyhodnotitelná a analýzu dat ukončí.

Analýza má dále za úkol najít nejmenší kmitočtový rozdíl mezi jednotlivými lokálními maximy. Pokud by byl tento rozdíl menší, než tři čtvrtiny referenčního kmitočtu je automaticky zanedbán. Pravděpodobně by se jednalo o rozdíl mezi platným lokálním maximem a lokálním maximem rušení. Analýza dále zkoumá, lokální maxima jsou násobky tohoto nalezeného minima. V případě že jsou nalezeny alespoň 3 lokální maxima, které jsou s určitou tolerancí násobkem nalezeného minima, je analýza považována za úspěšnou.

Algoritmem je dále vybráno lokální maximum s nejvyšším kmitočtem, které je zároveň násobkem nalezeného minima. Dále je vypočítáno o kolikátý vyšší harmonický kmitočet se jedná a následně je tímto číslem kmitočet vydělen a uložen do proměnné, podporujících ukládání neceločíselných hodnot. Tím je získána hodnota základního kmitočtu struny s maximální možnou přesností.

Tato hodnota může být dále porovnána s referenční hodnotou základního kmitočtu struny a z tohoto rozdílu může být dále vypočítán počet kroků krokových motorů nutný pro správné naladění struny.

8 VÝSLEDKY PRÁCE A ZÁVĚREČNÁ MĚŘENÍ

Výsledný systém je schopen ladit libovolnou strunu sedmistrunné elektrické kytary od firmy Schecter Guitar Research s modelovým označením Omen Extreme-7. Výběr struny, která bude laděna je prováděn uživatelem pomocí tlačítek. V případě požadavku použití na jiné elektrické kytáře by bylo nutné pouze upravit návrh samotné DPS. Návrh schématu, volba součástek a úprava programu pro MCU by nebyla nutná. Přenositelnost na jiné elektrické kytary by byla snadno proveditelná. Lze to s výhodou využít například při hromadné výrobě systému.

V rámci ověření funkčnosti zařízení bylo provedeno několik testů a měření. Všechna měření probíhala při pokojové teplotě za normálního tlaku. Výsledky těchto měření jsou uvedeny v následujících kapitolách.

8.1 Přesnost ladění

Při měření přesnosti ladění byl systém porovnáván s aplikací Pitchlab verze 1.0.20 pracující na systému android. Jedná se o aplikaci určenou pro ladění různých hudebních nástrojů. Její výhodou je, že zobrazuje odchylku od požadovaného kmitočtu přímo v centech. Tato jednotka byla popsána v kapitole 4.1.

Systém byl schopen ve většině případů naladil strunu s přesností ± 1 cent po prvním otočení krokovým motorem. V případě že analýza nepřesně vyhodnotila počet kroků nutný pro naladění struny, byla struna doladěna při dalším opakování analýzy. Systém vyhodnotil, že struna byla naladěna, pokud byl kmitočet v rozmezí ± 2 centy vzhledem k referenčnímu kmitočtu. Jedná se tedy o rozmezí maximálně čtyř centů. Po kompletním naladění všech sedmi strun pomocí systému nebylo rozladění kytary neslyšitelné.

8.2 Pokles napětí na akumulátoru při ladění

Při jakémkoliv odběru proudu z akumulátoru, lze očekávat pokles napětí na akumulátoru. Je nutné aby napětí na akumulátoru nekleslo pod úroveň u které by mohlo dojít k selhání funkce MCU. MCU je napájeno z lineárního stabilizátoru s výstupním napětím 3,15 V, viz kapitola 6.5. Při spotřebě v nečinném stavu je

odběr nižší než 1 mA (popsáno dále v kapitole 8.3) a lze tedy dle očekávat, že úbytek napětí na tomto stabilizátoru bude téměř nulový [18]. Při měření bylo uvažováno napětí 3,2 V jako nejnižší přijatelné napětí při jeho poklesu.

Nejprve byla provedena měření při plně nabitém akumulátoru. V režimu nečinnosti byla spotřeba tak nízká, že pokles napětí byl nižší než rozlišovací schopnost měřícího přístroje. Při otáčení krokovým motorem byl pokles napětí na akumulátoru 0,4 V (napětí pokleslo z úrovně 4,2 V na úroveň 3,8 V). Pokles napětí na úroveň 3,2 V nastal při napětí na akumulátoru 3,7 V na prázdko (napětí pokleslo o 0,5 V). Jde tedy o minimální možné napětí na akumulátoru, kdy je možné systém používat. Vetší pokles napětí byl způsoben vyšším proudovým odběrem, pro zachování stejného příkonu krokových motorů.

8.3 Celková spotřeba

Spotřeba zařízení byla měřena při plně nabitém akumulátoru, tedy při napětí akumulátoru 4,2 V naprázdno. Systém je vypínán opojením baterie ze systému. Při vypnutém stavu je tedy spotřeba zařízení teoreticky nulová.

Při zapnutém systému v režimu nečinnosti byla spotřeba celého zařízení 0,27 mA. V tohoto režimu je aktivní zvyšující měnič napětí a také CPU. Spotřebu zařízení by bylo možné ještě snížit minimalizací pracovního kmitočtu CPU a také vypnutím zvyšujícího měniče napětí.

Při měření spotřeby zařízení je nutné uvažovat pokles napětí na akumulátoru zmíněný v kapitole 8.2. Při tomto měření tedy bylo napětí akumulátoru 3,8 V. Při tomto napětí byl proudový odběr systému 2,54 A. V kapitole 6.5 byla vypočítána hodnotám maximálního proudového odběru z baterie při otáčení jedním krokovým motorem a zároveň byl stanoven předpoklad, že reálná hodnota proudového odběru bude přibližně odpovídat polovině této hodnoty. Tento předpoklad lze tedy k naměřené hodnotě považovat za potvrzený.

8.4 Výdrž akumulátoru

Výdrž akumulátoru může záviset na mnoha faktorech a nelze jednoznačně určit vhodný faktor podle kterého lze tuto výdrž spolehlivě určit. Může záviset na stáří akumulátoru, tloušťce strun nebo i na tom jak moc jsou struny při jednotlivých laděních rozladěny.

V rámci měření bylo zkoumáno, kolikrát lze naladit všechny struny, před poklesem napětí akumulátoru pod úroveň určenou v kapitole 8.2 3,7 V. Před vybitím akumulátoru pod tuto úroveň napětí bylo možné všech 7 strun ručně rozladit a poté naladit systém celkem více než stokrát. Výdrž je tedy minimálně pro jedno vystoupení dostatečná.

8.5 Doba výpočtu FFT

Výpočetně nejnáročnější operací MCU byla kmitočtová analýza a také její vyhodnocení. V rámci měření byl program MCU doplněn o funkce pro měření dob trvání jednotlivých operací. Pro měření byl inicializován nepoužívaný výstupní pin a byl řízen v průběhu jednotlivých operací. Změny na výstupním pinu byly měřeny pomocí osciloskopu. Na základě těchto změn bylo možné z osciloskopu odečíst, jak dlouho jednotlivé operace trvaly.

Samotná operace FFT včetně seřazení výsledků (viz kapitole 7.4) trvala celkem 38,3 ms. Vyhodnocení kmitočtové analýzy popsané v kapitole 7.5 trvalo 4,45 ms. Celá operace analýzy signálu struny trvala včetně přípravy dat a dalších operací nezbytných pro chod programu trvala 57 ms.

Pro zahájení analýzy bylo nutné nejprve nasnímat a uložit do paměti dostatek dat. Při ladění nejnižších strun byla doba mezi jednotlivými analýzami 1,3 s. Při ladění vyšších strun byla doba mezi jednotlivými analýzami 0,65 s.

ZÁVĚR

Úkolem práce bylo navrhnout elektronický systém pro automatické ladění kytary. Mělo být navrženo vhodné mechanické i elektrické řešení. Podmínkou byla možnost aplikace na sedmistrunné kytary. Při návrhu byl uvažován požadavek na možnost ladění všech sedmi strun zároveň.

V rámci práce byla porovnána již existující řešení systémů automatického ladění kytar (převážně klasických šestistrunných kytar). Jako nejvhodnější systém pro inspiraci na návrh systému automatického ladění sedmistrunné kytary byl vybrán systém Tronical Tune, který splňuje všechny zadané požadavky. Mechanické řešení ladících mechanik tohoto systému, RoboHead, lze navíc zakoupit jako náhradní díl, a lze jej tedy použít i při rozšíření pro sedmistrunné kytary.

Práce se dále zabývala požadavky na návrh celého systému včetně možnostmi řízení motorů RoboHead a snímání zvuku. Jako vhodná metoda snímání zvuku byla zvolena metoda snímání vibrací šířících se v materiálu kytary pomocí piezoelektrického senzoru vibrací. Práce dále popisuje možnosti implementace kmitočtové analýzy. Požadavky na tuto analýzu souvisejí především s výběrem vhodného MCU.

Celý systém byl kompletně navržen a sestaven tak, aby umožňoval analýzu a ladění všech sedmi strun zároveň. To vše v rámci jediné kompaktní DPS, navržené přesně dle tvaru hlavy použité kytary. Jedinou výjimkou jsou zvyšující měnič napětí a akumulátor. Tyto prvky byly v rámci prototypu samostatně umístěny do volných prostorů zařízení. Výkon akumulátoru a zmíněného měniče není dostatečný pro současné otáčení všech sedmi motorů zároveň. Problém lze vyřešit dostatečně rychlým přepínáním mezi jednotlivými motory. Při dostatečné rychlosti se bude uživateli celý systém jevit, jako by se všech 7 motorů točilo současně.

V rámci práce byl pro MCU napsán program, který je schopen ladit libovolnou strunu samostatně. Pro analýzu signálu struny byla použita rychlá Fourierova transformace a algoritmus pro její vyhodnocení popsáný v kapitole 7.5.

Na práci lze navázat vývojem programu pro analýzu více strun zároveň. Dále lze přidat možnost uživatelské úpravy nastavení zařízení přes rozhraní USB. S tím by souvisel také vývoj programu pro počítač s grafickým rozhraním. V práci lze také pokračovat dalším vývojem návrhu schématu kde lze integrovat zvyšující měnič a akumulátor přímo na DPS.

LITERATURA

- [1] AHRENS, Trenton, Alex CAPO a Ernesto WONG. Automatic Guitar Tuner [online]. Florida, 2015 [cit. 2016-11-13]. Dostupné z: http://www.eecs.ucf.edu/seniordesign/fa2014sp2015/g01/Final_SD2_Proj.pdf. University of Central Florida.
- [2] Gibson Guitar: The Robot Guitar With Automatic Electric Guitar Tuning, Limited Edition Guitar Info and Pictures [online]. USA: Gibson USA, 2007 [cit. 2016-11-13]. Dostupné z: <http://archive.gibson.com/RobotGuitar/>
- [3] TronicalTune revolutionary guitar auto-tuning system unique the world. TronicalTune - self-tuning Guitar in seconds! [online]. Hamburg, Germany: Tronical GmbH, 2014 [cit. 2016-11-13]. Dostupné z: <http://www.tronical.com/>
- [4] JEŘÁBEK, V. Bezdrátový přenos zvuku. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav mikroelektroniky, 2015. 41 s., 2 s. příloh. Bakalářská práce. Vedoucí práce: Ing. Michal Pavlík, Ph.D.
- [5] VARTA Product Info Sheet 56437201012. Nördlingen, Bavaria, Germany, 2014. Dostupné také z: https://www.varta-storage.com/fileadmin/media/files/downloads/material-cellpac-lite/design-library/VARTA_Design_Library_56437_201_012.zip
- [6] AN2974, Quick Start for Beginners to Drive a Stepper Motor - Application Notes. Freescale Semiconductor, Inc. Chandler, Arizona, 2005. Dostupné také z: <http://www.nxp.com/assets/documents/data/en/application-notes/AN2974.pdf>
- [7] MEMS audio sensor high-performance analog bottom-port microphone. STMicroelectronics. Geneva, Switzerland, 2014. Dostupné také z: <http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/datasheet/08/26/0f/ff/5c/36/44/36/DM00111230.pdf/files/DM00111230.pdf/jcr:content/translations/en.DM00111230.pdf>
- [8] KUČERA, D. Koncepce tlačítkového piezo-generátoru. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta strojního inženýrství, 2012. 46 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Zdeněk Hadaš, Ph.D.

- [9] VACEK, Vladimír. Přehled senzorů pro měření vibrací. Plzeň, 2012. Západočeská univerzita v Plzni, Fakulta elektrotechnická, Katedra technologií a měření. Vedoucí práce Ing. Zuzana Kabešová.
- [10] KLÁPOVÁ, Martina. Matematický pohled na různá hudební ladění a jejich vývoj. Olomouc, 2010, 67 s. Diplomová práce. Univerzita Palackého v Olomouci Přírodovědecká fakulta. Vedoucí práce Tomáš Fürst.
- [11] KLEJCHOVÁ, Martina. Rychlá Fourierova transformace. Praha, 2008. Bakalářská práce. Univerzita Karlova v Praze, Matematicko-fyzikální fakulta. Vedoucí práce Doc. RNDr. Najzar Karel, CSc.
- [12] FFT Implementation on the TMS320VC5505, TMS320C5505, and TMS320C5515 DSPs. Texas Instruments Incorporated. Texas, USA, 2013. Dostupné také z: <http://www.ti.com/lit/an/sprabb6b/sprabb6b.pdf>
- [13] MICROCHIP. DsPIC33EPXXX(GP/MC/MU)806/810/814 and PIC24EPXXX(GP/GU)810/814 Data Sheet. Chandler, Arizona, USA, 2009. Dostupné také z: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/70616g.pdf>
- [14] TEXAS INSTRUMENTS. Family of 550-uA/Ch 3-MHz Rail-to-Rail Output Operational Amplifiers (Rev. D). Dallas, Texas, 2015. Dostupné také z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tlv271.pdf>
- [15] TEXAS INSTRUMENTS. DRV8835 Dual Low-Voltage H-Bridge IC (Rev. H). Dallas, Texas, 2016. Dostupné také z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/drv8835.pdf>
- [16] SANYO ELECTRIC COMPANY. Specifications of Lithium Ion battery (Cylindrical Type). Moriguchi, Japonsko, 2005. Dostupné také z: <http://www.batteryonestop.com/baotongusa/products/datasheets/li-ion/sanyo-ur18650f-26a.pdf>
- [17] AEROSEMI TECHNOLOGY. MT3608 High Efficiency 1.2MHz 2A Step Up Converter. Nanshan District, Čína, 2005. Dostupné také z: <https://www.olimex.com/Products/Breadboarding/BB-PWR-3608/resources/MT3608.pdf>
- [18] TEXAS INSTRUMENTS. LP3982 Micropower, Ultra-Low-Dropout, Low-Noise, 300-mA CMOS Regulator. Dallas, Texas, 2015. Dostupné také z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lp3982.pdf>

- [19] NANJING TOP POWER ASIC. TP4056 1A Standalone Linear Li-Ion Battery Charger with Thermal Regulation in SOP-8. NanJing, China, 2008. Dostupné také z:
<https://dlnmh9ip6v2uc.cloudfront.net/datasheets/Prototyping/TP4056.pdf>
- [20] TEXAS INSTRUMENTS. TPS731xx Capacitor-Free, NMOS, 150-mA Low Dropout Regulator With Reverse Current Protection 1 Features 3 Descripti. Dallas, Texas, 2015. Dostupné také z:
<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps731.pdf>
- [21] MICROCHIP. DsPIC Language Tools Libraries. Arizona, USA, 2004. Dostupné také z: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/51456b.pdf>

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

Převodník A/D Převodník Analog/Digitál

Převodník D/A Převodník Digitál/Analog

MCU Microcontroller, Mikrokontrolér

FFT Fast Fourier transform, Rychlá Fourierova transformace

DSP Digital signal processor, Digitální signálový procesor

MEMS Mikro elektro mechanické systémy

DPS Deska plošných spojů

Bit binary digit, dvojková číslice

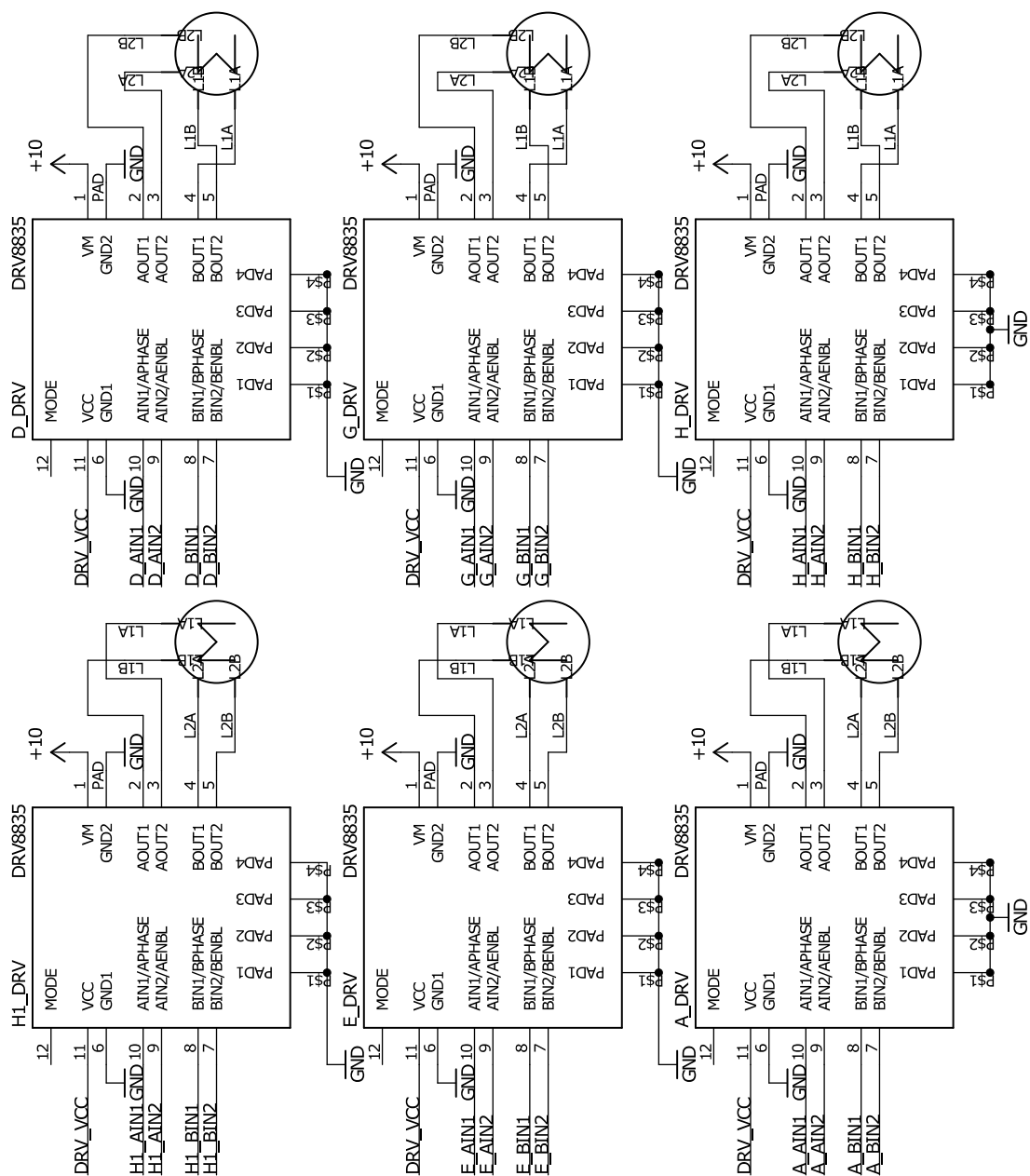
Bajt Osm bitů

SEZNAM PŘÍLOH

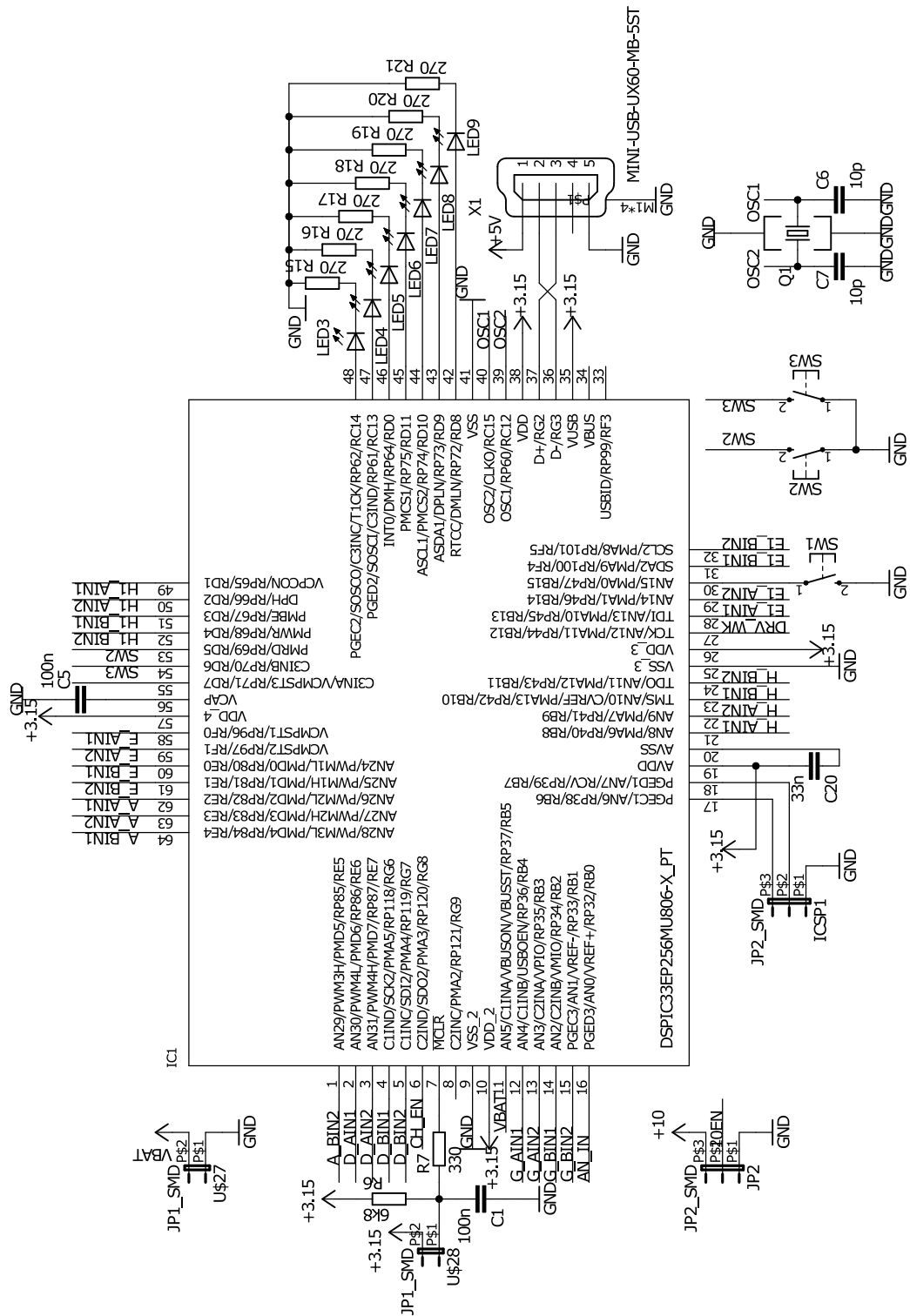
A. Schéma	71
A.1. Část 1, krokové motory a řadiče	71
A.2. Část 2, Mikrokontrolér	72
A.3. Část 3, Zdroje a zesilovač.....	73
B. Plošný spoj.....	74
B.1. Vrchní strana	74
B.2. Spodní strana	75
B.3. Rozmístění součástek.....	76

A.SCHÉMA

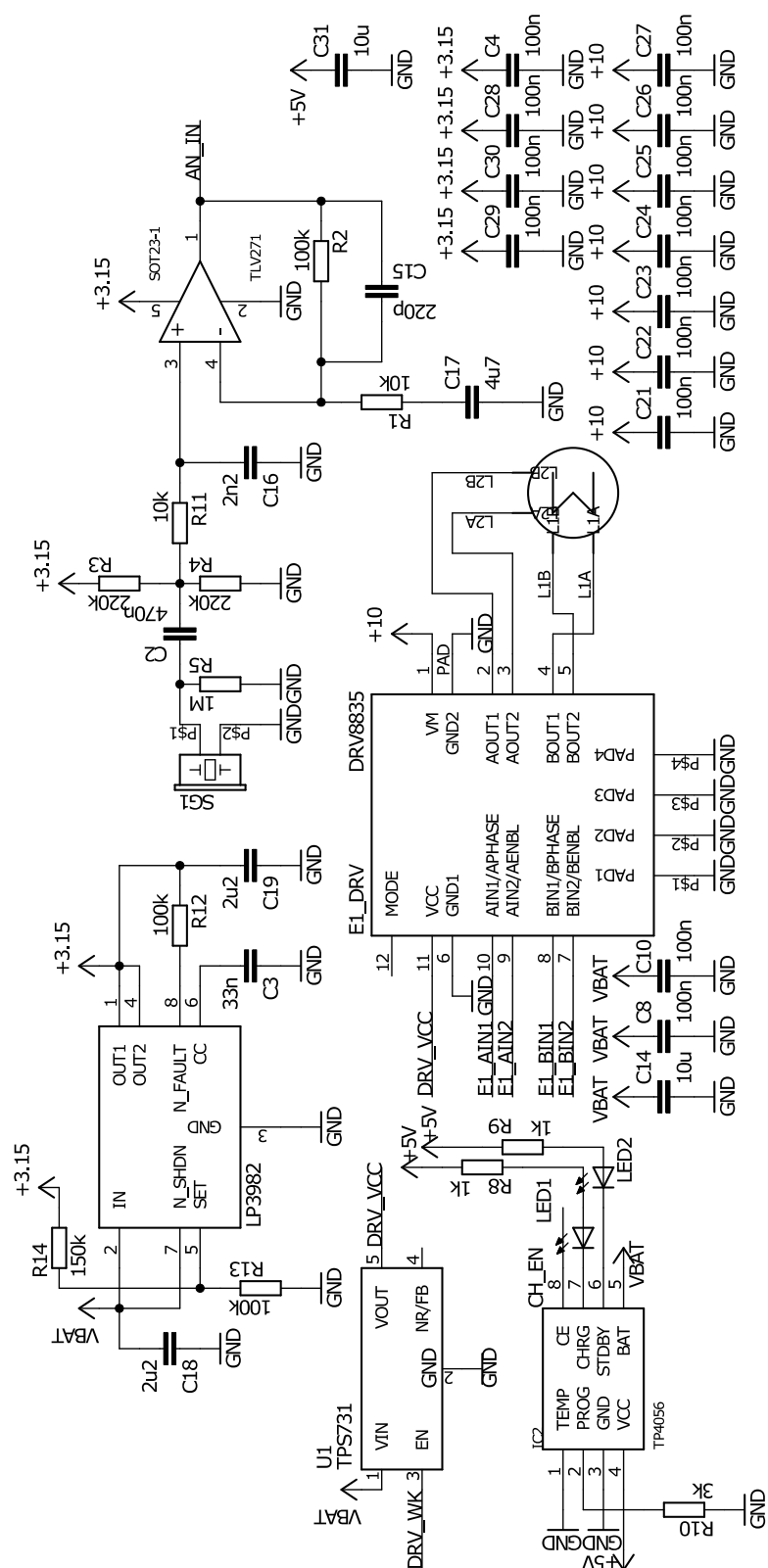
A.1. Část 1, krokové motory a řadiče



A.2. Část 2, Mikrokontrolér

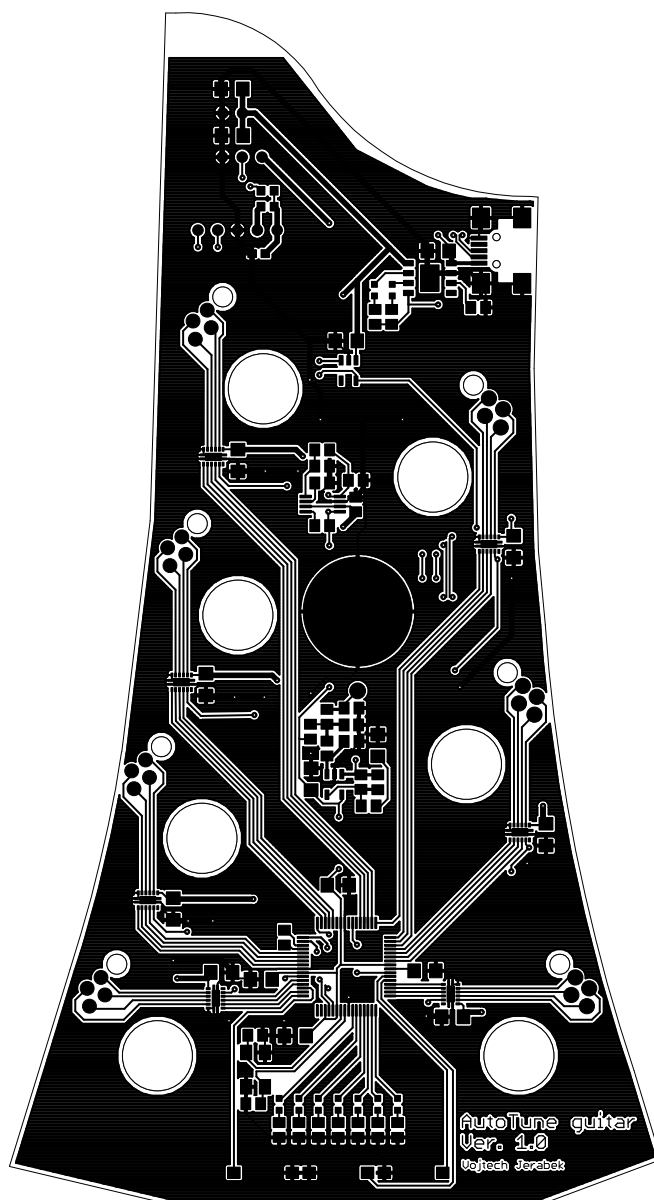


A.3. Část 3, Zdroje a zesilovač

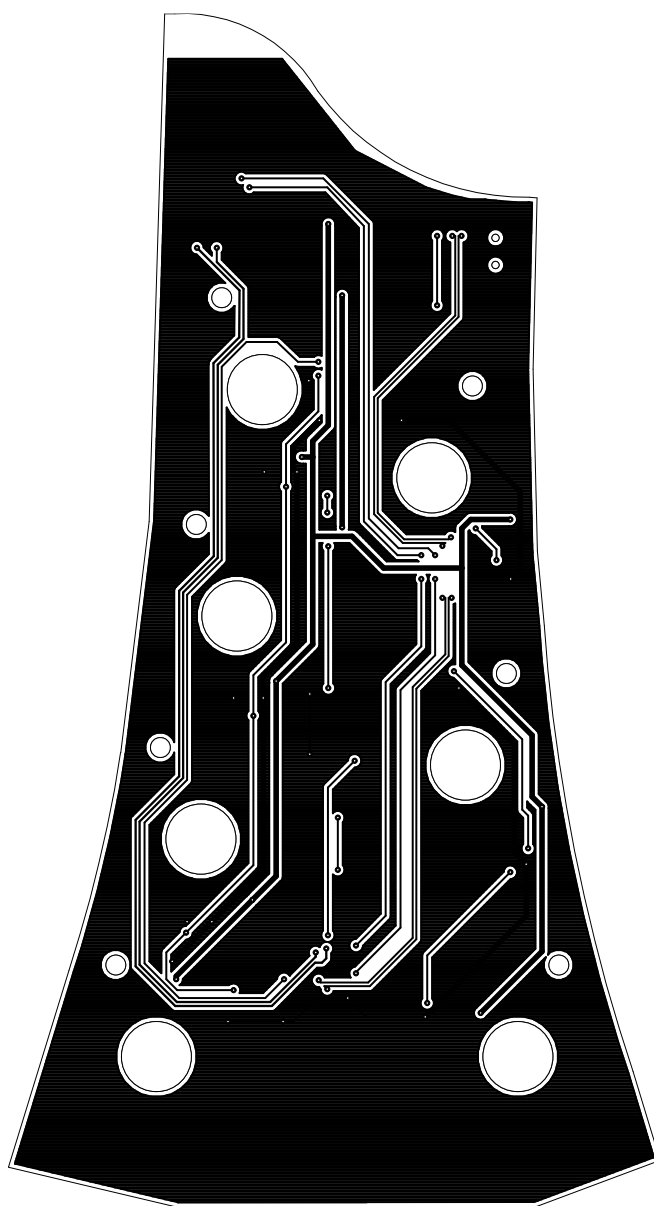


B.PLOŠNÝ SPOJ

B.1. Vrchní strana



B.2. Spodní strana



B.3. Rozmístění součástek

