



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV TELEKOMUNIKACÍ

DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATIONS

ANALOGOVÉ KYTAROVÉ EFEKTY

ANALOGUE GUITAR EFFECTS

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Ondřej Trojak

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

prof. Ing. Jaroslav Koton, Ph.D.

BRNO 2020

Bakalářská práce

bakalářský studijní program **Audio inženýrství**
specializace Zvuková produkce a nahrávání
Ústav telekomunikací

Student: Ondřej Trojak

ID: 203751

Ročník: 3

Akademický rok: 2019/20

NÁZEV TÉMATU:

Analogové kytarové efekty

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Popište kytarové efekty a rozdělte je do skupin dle jejich principiální činnosti jakým způsobem záměrně ovlivňují zpracovávaný signál a jaký toto zpracování má dopad na subjektivní vnímání konečného efektu. Zvolte vybraný kytarový efekt a popište jej více v detail jeho klíčové části. Na základě definovaných parametrů konečného řešení provedte výběr vhodných aktivních a pasivních prvků. V rámci možností vybrané části případně celé zapojení podrobte simulacím a s ohledem na dosažené výsledky provedte optimalizaci obvodového řešení. Konečné řešení prakticky zrealizujte, provedte měření, vyhodnotte klíčové parametry a porovnejte je s původně očekávanými.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] Kahn, S. Modern Guitar Rigs: The Tone Fanatic's Guide to Integrating Amps and Effects, Hal Leonard Books, 2011, ISBN: 9781423499442.

[2] Hunter, D. Guitar Effects Pedals: The Practical Handbook, Hal Leonard, 2013, ISBN: 9781617131011.

Termín zadání: 3.2.2020

Termín odevzdání: 8.6.2020

Vedoucí práce: prof. Ing. Jaroslav Koton, Ph.D.

doc. Ing. Jiří Schimmel, Ph.D.
předseda rady studijního programu

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské 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.

Abstrakt

Předmětem této práce jsou analogové kytarové efekty. Zabývá se jejich tříděním na základě parametrů zvuku, které ovlivňují. Posléze se zaměřuje na teoretický popis funkce tremola a možnosti zapojení jeho základních bloků. Ve druhé polovině je podrobně popsán návrh vlastního analogového řešení tohoto efektu včetně uskutečněných modifikací a jednotlivých simulací provedených v programu Micro-Cap. V závěru je pak rozebrána fyzická realizace, měření, revize stávajících obvodů a další možný vývoj.

Klíčová slova

Amplitudová modulace, analogový kytarový efekt, astabilní multivibrátor, diskrétní součástky, tremolo.

Abstract

This work is focused on analog guitar effects. It deals with sorting them in the terms of sound parameters which they have impact on. Later, the work focuses on theoretical description of function of tremolo and possible ways to implement its fundamental parts. In the second half a design of a very own analog solution of this effect has been fully described including modification which has been done and particular simulations executed in Micro-Cap software. In a final part, a practical realization, measurements, a revision of existing circuits and possible further development are analysed.

Keywords

Amplitude modulation, analog guitar effect, astable multivibrator, discrete devices, tremolo.

TROJAK, Ondřej. *Analogové kytarové efekty* . Brno, 2020. Dostupné také z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/125862>. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav telekomunikací. Vedoucí práce Jaroslav Koton.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Analogové kytarové efekty jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské 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 bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení §11 a následujících autorského zákona č. 121/2000Sb., 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 7. června 2020

.....
(podpis autora)

Poděkování

Rád bych na tomto místě poděkoval panu prof. Ing. Jaroslavu Kotonovi, Ph.D. za vstřícné a ochotné vedení a spoluúčast. Stejnou měrou pak svým blízkým za pochopení s obětováním času, který práce vyžadovala.

V Brně dne 7. června 2020

.....
(podpis autora)

Obsah

Úvod	10
1 Kytarové efekty a jejich analogová řešení	11
1.1 Obecně o kytarových efektech	11
1.2 Typy kytarových efektů	11
1.2.1 Efekty pracující se spektrem	11
1.2.2 Efekty pracující s dynamikou	12
1.2.3 Efekty pracující s frekvencí	14
1.2.4 Efekty pracující s časem	14
1.2.5 Modulační a speciální efekty	15
2 Tremolo	17
2.1 Teoretický popis	17
2.2 Způsoby realizace	19
2.2.1 Principy moderní analogové realizace	19
2.2.2 Nízkofrekvenční oscilátory	20
2.2.3 Zesilovače řízené napětím	24
3. Vlastní teoretický návrh	26
3.1 Volba provedení	26
3.2 Astabilní multivibrátor	27
3.3 Zesilovač řízený napětím	34
3.4 Řídící linka	39
3.5 Celkové zapojení	42
4 Praktická realizace a revize obvodového řešení	45
4.1 Technické provedení	45
4.2 Měření a úprava schématu	46
4.3 Návrhy k další optimalizaci	54
5 Závěr	55

Seznam obrázků

<i>Obr. 2.1: Frekvenční spektrum nosného signálu.....</i>	<i>17</i>
<i>Obr. 2.2: Frekvenční spektrum modulačního signálu.....</i>	<i>18</i>
<i>Obr. 2.3: Frekvenční spektrum modulovaného signálu.....</i>	<i>18</i>
<i>Obr. 2.4: Blokové schéma typické realizace tremola.</i>	<i>20</i>
<i>Obr. 2.5: Obecné schéma tranzistorového RC oscilátoru.....</i>	<i>21</i>
<i>Obr. 2.6: Obecné schéma oscilátoru s Wienovým můstkem a operačním zesilovačem.</i>	<i>22</i>
<i>Obr. 2.7: Obecné schéma klopného obvodu jakožto relaxačního oscilátoru.</i>	<i>23</i>
<i>Obr. 2.8: Simulace dvou period relativní napěťové výchylky na desce kondenzátoru v relaxačním oscilátoru s klopným obvodem z obr. 2.7.</i>	<i>24</i>
<i>Obr. 2.9: Zapojení transkonduktančního operačního zesilovače jakožto řízeného napětím spolu s jednotkovým zesilovačem oddělujícím nevhodnou zátěž. ...</i>	<i>25</i>
<i>Obr. 2.10: Zapojení tranzistorového zesilovače s řízeným pracovním bodem.</i>	<i>25</i>
<i>Obr. 3.1: Blokové schéma vlastního řešení.</i>	<i>26</i>
<i>Obr. 3.2: Základní schéma astabilního multivibrátoru</i>	<i>27</i>
<i>Obr. 3.3: Simulace výstupního průběhu astabilního multivibrátoru ze schématu na obr. 3.2.....</i>	<i>28</i>
<i>Obr. 3.4: Schéma astabilního multivibrátoru s diodami zamezujícími nabíjení kondenzátoru rezistory R3 a R6.</i>	<i>29</i>
<i>Obr. 3.5: Simulace výstupního průběhu optimalizovaného astabilního multivibrátoru z obr. 3.4.....</i>	<i>29</i>
<i>Obr. 3.6: Simulace průběhu napětí na uzlu spojujícím pravou desku kondenzátoru C1 a bází tranzistoru Q2 z obr. 3.4.</i>	<i>30</i>
<i>Obr. 3.7: Simulace průběhu napětí na bází tranzistoru Q2 po antiparalelním připojení diody.</i>	<i>30</i>
<i>Obr. 3.8: Schéma optimalizovaného astabilního multivibrátoru s ochrannými diodami.</i>	<i>31</i>
<i>Obr. 3.9: Výsledné schéma optimalizovaného astabilního multivibrátoru s jednocestným ovládním frekvence.....</i>	<i>31</i>
<i>Obr. 3.10: Výsledná simulace výstupního průběhu optimalizovaného astabilního multivibrátoru při R1,2 = 20 kΩ.....</i>	<i>33</i>
<i>Obr. 3.11: Výsledná simulace výstupního průběhu optimalizovaného astabilního multivibrátoru při R1,2 = 520 kΩ.....</i>	<i>33</i>
<i>Obr. 3.12: Výchozí schéma zesilovače s tranzistorem jakožto řízeným vstupním útlumem.....</i>	<i>34</i>
<i>Obr. 3.13: Simulace výstupního průběhu zesilovače z obr. 3.12 při amplitudě nosného signálu snímače 30 mV, modulačního signálu astabilního multivibrátoru 600 mV, a frekvencích 300 Hz a 5 Hz.....</i>	<i>36</i>

Obr. 3.14: Schéma optimalizovaného zesilovače řízeného napětím s filtračním článkem.	36
Obr. 3.15: Simulace modulové kmitočtové charakteristiky výstupu zesilovače řízeného napětím z obr. 3.14 s odpojeným řízením.....	37
Obr. 3.16: Simulace výstupního průběhu zesilovače řízeného napětím z obr. 3.14. ...	38
Obr. 3.17: Schéma optimalizovaného zesilovače řízeného napětím s pomocnými diodami.....	38
Obr. 3.18: Simulace výstupního průběhu zesilovače řízeného napětím z obr. 3.17. ...	39
Obr. 3.19: Schéma řídicí linky.	40
Obr. 3.20: Simulace modulové kmitočtové charakteristiky uzlu před usměrňovací diodou D2 z obr. 3.19.	40
Obr. 3.21: Simulace ustálených průběhů na bázi tranzistoru Q3 z obr. 3.19 při různých frekvencích vstupního signálu snímače.	41
Obr. 3.22: Simulace výstupního průběhu astabilního multivibrátoru z obr. 3.9 po připojení řídicí linky z obr. 3.19 při mezních frekvencích vstupního signálu snímače.	42
Obr. 3.23: Schéma kompletního zapojení navrženého efektu tremola.....	43
Obr. 4.1: Návrh přední a zadní strany desky plošných spojů s kompletním schématem z obr. 3.23.	45
Obr. 4.2: Fotografie vizuální podoby finální verze realizovaného tremola z přední a boční strany.	46
Obr. 4.3: Opravené schéma astabilního multivibrátoru.....	47
Obr. 4.4: Konečné schéma zesilovače řízeného napětím.	48
Obr. 4.5: Modulová a fázová kmitočtová charakteristika revidovaného a původního zesilovače řízeného napětím z obr. 4.4 s vyznačenými mezními hodnotami.	48
Obr. 4.6: Výstupní a modulační signál původní verze efektu s maximálním zesílením a hloubkou modulace a minimální modulační frekvencí, zobrazený na osciloskopu.....	50
Obr. 4.7: Výstupní a modulační signál finální verze efektu s maximálním zesílením a hloubkou modulace a minimální modulační frekvencí, zobrazený na osciloskopu.....	50
Obr. 4.8: Spektrum výstupního signálu s nastavenou minimální hloubkou modulace, maximálním zesílením a modulační frekvencí, zobrazené obvodovým analyzátozem.....	51
Obr. 4.9: Spektrum výstupního signálu s nastavenou maximální hloubkou modulace, maximálním zesílením a modulační frekvencí, zobrazené obvodovým analyzátozem.....	52
Obr. 4.10: Graf závislosti THD+N (spočteného z měření efektu obvodovým analyzátozem) na vstupním napětí.	52
Obr. 4.11: Modulační signál efektu zobrazený osciloskopem při zprovoznění řídicí linky a dvou kmitočtech vstupního signálu 100 a 5000 Hz.	53

Úvod

Práce si klade za úkol navrhnout, zkompletovat a proměřit analogové zapojení efektu tremolo s použitím diskrétních součástek a s obdélníkovým modulačním signálem nastavitelných parametrů. Toho je po rozboru rozličných možností v analogové elektronice dosaženo pomocí astabilního multivibrátoru a tranzistorového zesilovače řízeného napětím. Podružnou problematikou je návrh experimentální řídicí linky začleněné do schématu. Prostor je zde věnován také všem uskutečněným optimalizacím běžných obvodů a jednotlivým simulacím, k čemuž byl využit především program Micro-Cap. Dále se práce zabývá návrhem desky plošných spojů v prostředí EAGLE, volbou součástek a celkovou fyzickou realizací, zhodnocenou na základě laboratorního měření, jehož výsledkem je revize předlohy nebo návrh následných úprav mimo rozsah práce. Kromě toho text představuje teoretický vhled do funkce tremola i členění a principu kytarových efektů vůbec.

1 Kytarové efekty a jejich analogová řešení

1.1 Obecně o kytarových efektech

Kytarové efekty jsou zařízení, která záměrně ovlivňují určité parametry výsledného zvuku nástroje. Může se jednat o zdůraznění či potlačení aspektů původně obsažených v přirozeném výstupním průběhu, stejně jako o vznik zcela nových jevů. Ačkoli mohou být realizovány jakoukoli cestou, běžně se pojem kytarový efekt používá v souvislosti s analogovou nebo číslicovou úpravou zvuku v podobě elektrického signálu. Ta probíhá v samostatných hardwarových a softwarových zařízeních vkládaných do signálové cesty. Důvod k použití takového zařízení pak může být estetického či technického rázu, kdy kompenzuje určité objektivní nedostatky popř. usnadňuje způsob hry [1]. Záměrem následujícího textu je přiblížit efekty v podobě elektronického obvodu s minimální mírou integrace součástek. Přestože nemusejí být použity pouze ve spojení s kytarou, dále je v práci uvažován vstupní signál produkovaný právě kytarovým snímačem, výstup pak nezávislý na dalším článku řetězce.

1.2 Typy kytarových efektů

Členění efektů jakožto výše popsanych jednotek do skupin je podstatným úkonem pro jejich pochopení. Neexistuje však žádná oficiální typologie, třídění je tedy poměrně problematické a lze k němu přistupovat různě. Po srovnání několika odlišných pohledů v literatuře zde bude přihlíženo především k rozdílům v povaze fyzikální vlastnosti zvuku, jejíž změna přispívá nejvýrazněji k výslednému vjemu. V tom práce čerpá z literatury [2].

1.2.1 Efekty pracující se spektrem

Velkou skupinu ve většině případů jednoduše realizovatelných efektů tvoří ty, jenž ovlivňují počet, intenzitu a umístění frekvenčních složek v signálovém spektru. V hudební terminologii nazýváme tuto oblast zvukovou barvou. Zařadit zde můžeme dvě odlišné podskupiny – zástupci jedné zkreslují kytarový signál lineárně, výsledný zvuk druhých je dán nelineárním zkreslením [2].

Ekvalizér

Jedná se o typického představitele lineárního zkreslování zvuku. Používá se ve všech oblastech práce se zvukem obecně. Vznik tohoto efektu je dán potlačením či zesílením přesně nastavitelných oblastí kmitočtového spektra. Za použití analogových součástek je snadno implementovatelný rozmanitými laditelnými aktivními nebo pasivními filtry. Na principu dynamické ekvalizace pracuje také oblíbený efekt Wah, který sestává z vysokojakostní aktivní pásmové propusti s přeladovanou frekvencí.

Exciter

Na pomezí lineárního a nelineárního tvarování spektra leží tzv. exciter. Efekt narozdíl od ekvalizéru pracuje s frekvenčními složkami odvislými od základního vstupního kmitočtu. Dotváří či posiluje násobky této frekvence, tedy vyšší harmonické tóny. Analogové provedení je poměrně náročné a neexistuje mnoho přípravků řešících tento efekt v oblasti byt' i částečně integrovaných součástek. Nejrozšířenější je využití kruhové modulace (blíže popsané v kapitole č. 2) s transkonduktančními operačními zesilovači jako násobičkami.

Overdrive

Nelineární obohacení spektra je bezesporu nejpoužívanějším efektem s nejjednodušší analogovou realizací. Využívá se v podstatě jednoho či více stupňů s přebuzenými aktivními prvky nebo diodami. Efekt se liší od přechozích nestejnomyrným obohacováním vstupu harmonickými složkami, které v něm původně obsaženy nebyly. Charakter tohoto obohacování závisí na vstupní úrovni, jinak jej však nelze ovlivnit. Při složitějším vstupním průběhu obsahujícím více různých kmitočtů, vzniká rovněž tzv. intermodulační zkreslení doplňující spektrum enharmonickými kombinačními složkami. Jako u mnoha jiných efektů se ve své podstatě jedná o využití jindy parazitních nedokonalostí reálných součástek a z objektivního hlediska degradace zvukového signálu. Mimo termín overdrive se používá ještě několika dalších názvů, např. distortion nebo fuzz. Obvykle se tak rozlišuje míra nelineárního zkreslení.

1.2.2 Efekty pracující s dynamikou

Jednotky zařazené do této skupiny pracují především s úrovní vstupního signálu. Tato úprava může být statická, nebo se měnit v čase. Jako vedlejší produkt procesu může být chápána probíhající změna frekvenčního spektra signálu. Zařízení zprostředkující pouze celkovou konstantní změnu hlasitosti zvuku kytary zde popsány nebudou, ponevadž se jimi subjektivní vnímání charakteru výstupního signálu zásadně nemění a princip tišení a zesilování zvuku je elementární součástí nástroje samotného bez potřeby externího zařízení [2].

Kompresor

Obecně se efekt používá k proměnnému zesílení, které závisí na vstupní úrovni. Výsledkem je odlišný rozsah i průběh změn hlasitosti. Běžně je určena konkrétní hladina vstupního signálu označovaná jako threshold. Při překročení této hodnoty určitým směrem se začne zesílení měnit. S ohledem na vnímání zvuku se míra změny vyjadřuje jako poměr úrovní v logaritmickém měřítku. Na tomto místě lze uvést čtyři jindy jednotlivě popisované efekty. Jedná se ovšem pouze o rozličná výchozí nastavení zmíněného procesu. Těmi jsou:

- kompresor – běžně se tak nazývá varianta, kdy jsou přírůstky nad thresholdem zesilovány nepřímo úměrně stále méně. Výsledný signál má nižší dynamický rozsah.
- limiter – jde technicky vzato o kompresor charakterizovaný poměrem $\infty:1$. Při překročení thresholdu se výstupní úroveň již dále nemění, signál není zesilován.
- expander – disponuje opačným výsledkem než předešlé dva typy a může být koncipován dvěma způsoby – úrovní nad thresholdem roste zesílení, nebo klesá v oblasti pod touto hranicí. Na výstupu pak získáváme vyšší dynamický rozsah.
- gate – speciálním případem druhé popsané varianty expanderu je poslední typ nazývaný gate. Ideálně je zde poměr úbytků pod thresholdem opačný k limiteru, tedy $1:\infty$. To způsobuje úplné odstranění nežádoucích složek.

Průchodem zvuku jakoukoli z těchto verzí dochází ke změně rozložení spektrálních složek v důsledku většího prosazení dříve slabších, jakož i obohacením původně neobsaženými při vysokých kompresních poměrech. Analogová realizace není natolik komplikovaná, přesto je však provedení o mnoho snažší v digitální oblasti. V obvodech se používá sledovače obálky. Jedná se o usměrnění vstupního signálu poskytující modulační napětí řídicímu zesilovači, často transkonduktančního typu. Druhou běžnou realizací je LED spolu s optoelektrickou zesilovací nebo utlumovací součástkou.

Efekty typu kompresor se dále liší dle porovnávaného signálu, jedná-li se o zpětnovazební řízení usměrněným výstupem transkonduktančního zesilovače, či přímo vstupním signálem. Mohou zahrnovat možnosti zpětného přimíchání nepozměněného zvuku, nastavení rychlosti náběhu a upuštění od kompresního poměru při překročení thresholdu, ovládání dynamiky signálu jiným nebo frekvenční závislost poměru a thresholdu.

Tremolo

Se změnami zesílení pracuje také tremolo, jehož hodnota je však řízena nízkofrekvenčním oscilátorem. Právě tento efekt byl zvolen v návrhu, jež práce obsahuje. Bližší popis je tedy zachycen v následujících kapitolách.

1.2.3 Efekty pracující s frekvencí

Na tomto místě budou popsány efekty, které ovlivňují fundamentální frekvenci signálu, narozdíl od první skupiny fungující pouze ve spektru vyšších harmonických složek. Jedná se o absolutní posuny výšky tónu. Výsledný zvuk je vnímán jako přeladěný [2].

Pitch shifter

Využívá se dvou variant efektu. Jedna zachovává barvu zvuku a zvyšuje či snižuje všechny harmonické složky původního signálu v daném poměru, druhá pak absolutně přeladí celý signál o určitý počet Hz. Toto přeladování je obecně neměnné s časem a lze jej realizovat s ohledem na hudební intervaly či zcela libovolně. Do výstupního signálu je také možné přimíchat přímou signálovou cestu, čímž mohou vzniknout zázněje. Vytvoření pitch shifteru v analogové rovině je velmi náročné zvláště co se týče požadavku na zachování původních spektrálních poměrů. Nabízí se zde experimenty s polomechanickou realizací rychlejším či pomalejším přehráváním zachyceného signálu, čímž se však mění také celková délka zvukové stopy. Stěžejní je tedy použití kruhové modulace či zpožďovacích obvodů typu BBD (Bucket-Brigade Device) nebo složitých převodníků frekvence na napětí. Přesto však, nejedná-li se o jednodušší dvojnásobné zpomalení nebo zrychlení, většina efektů zahrnuje vzorkování. V digitálním prostředí existují mimo jiné automatizované verze opravující nepřesné kmitočty.

Vibrato

Vibrato má stejný princip, frekvenční posun však není pevně stanoven. Ladění je zde řízeno nízkofrekvenčním oscilátorem a mění se neustále v čase. Jev, na kterém staví, se nazývá frekvenční modulace. Rozsah frekvenčních odchylek daný hloubkou modulace nepřekračuje obvykle interval jednoho půltónu v obou směrech. O něco méně obtížné analogové řešení využívá kmitočtového posunu při proměnném zpoždění a obsahuje podobné prvky jako pitch shifter, především pak časovačem řízený zpožďovací obvod BBD, tvořený mnoha integrovanými stupni bufferů s kondenzátorem a zesilovačem.

1.2.4 Efekty pracující s časem

Předposlední skupina efektů popisuje ty, jež mohou zahrnovat v podstatě všechny přechodí popsané operace, jejich hlavní doménou je však přesto časová rovina. Na výstupu je totiž nejprve poslouchán nepozměněný vstupní singál, odlišný vjem pak obstarává sled zvuků přicházející po něm. Záleží na jejich pořadí, délce a úpravě. Podobně esenciální podobou, jakou byly regulátory hlasitosti pro efekty pracující s dynamikou, je zde jednoduché zaznamenávání a přehrávání signálu. Proto zde nebude tento proces dále rozebírán [2].

Delay

Efekt delay obsahuje několik kopií průběhu přehrávaných s různým zpožděním. Jeho algoritmus zahrnuje přímou a zpožděnou větev, která je navíc vybavena zpětnou vazbou. Zařízení tedy variuje jak v době, která uplyne mezi dvěma kopiemi, tak v počtu zaznamenaných kopií daném útlumem zpětné vazby. Doba zpoždění se obvykle pohybuje od 30 ms do 300 ms. Změnou projde také výsledné spektrum, kde vznikne tzv. hřebenový filtr v důsledku odečtení některých složek, pro něž znamenal konkrétní časový posun inverzi fáze. Jádrem analogových efektů delay je zmiňovaná zpožďovací linka obohacená o několik filtračních stupňů, pomocné a ovládací obvody a především o zpětnovazební cestu. Nežádoucí aplikace efektu může nastat v důsledku příliš dlouhých signálových cest či náročných operací.

Reverb

Simuluje se zde jev známý jako ozvěna, kdy se k uším posluchače v reálném prostoru dostává při jednom zdroji signálu více původních zvuků s různým zpožděním, dynamickou, spektrální či dokonce frekvenční odchylkou, způsobených především odrazy. Takového komplexního a těžko předvídatelného efektu není možné dosáhnout analogově čistě elektronickou cestou. Existují tedy dva základní elektromechanické typy, využívající v podstatě dějů odehrávajících se v přirozeném prostředí, minimalizovaných ovšem co se rozměrů týče. První z nich je tzv. spring reverb, který mění elektrickou energii na mechanickou a naopak převodníky v podobě cívek. Změnou indukce se rozpohybuje konstrukce sestávající z pružin. V akusticko-mechanické rovině tak dojde k úpravě zvuku v důsledku průchodu pružinovým systémem s určitou latencí, rezonančními a lomovými plochami. Druhým typem je plate reverb, ve kterém jsou pružiny nahrazeny tenkou kovovou deskou. Použitím obou efektů vzniká takový charakter ozvěny, kterého nejde v realitě dost dobře dosáhnout. K simulacím skutečných prostor se používá digitální roviny s použitím velkého množství dat, získaných akustickým měřením a výpočty.

1.2.5 Modulační a speciální efekty

Různá zařízení, která nebylo dost možné zařadit dle stanovených kritérií do jiných skupin, budou zběžně popsána na tomto místě. Jde především o efekty využívající modulace, neboli řízení určitého parametru jiným signálem, v tomto případě výstupem nízkofrekvenčního oscilátoru. Pro jejich vnímání je zapotřebí změn v několika různých oblastech zvuku a jejich původ tkví historicky v nápodobě rotujících reproduktorů elektromechanických varhan [2].

Phaser

Dojmu nepříliš vzdáleného spektrálního efektu wah lze dosáhnout pomocí phaseru. Ten však staví na zcela odlišném principu. Signál je veden k výstupu přímou a efektovou cestou. V té se odehrává fázový posun o 180° na určité frekvenci. Sečtením s nezměněnou linkou

vzniká na této frekvenci vysokojakostní pásmová zádrž. Poloha vzniklého filtru je řízena nízkofrekvenčním oscilátorem. Dochází tak k neustálé změně tišeného kmitočtu a podružnému mírnému přeladování. Analogová provedení obsahují tzv. all-pass filtry s operačními zesilovači, které propouštějí veškeré spektrum se stejnou úrovní, způsobují však zvlnění fázové charakteristiky. Nízkofrekvenční oscilátor, jehož možné komplety budou blíže popsány v kapitole č. 2, řídí mezní kmitočet pomocí tranzistoru řízeného polem. Obvod může obsahovat několik různě laděných all-pass filtrů a také zpětnovazební linku pro větší strmost výsledných pásmových zádrží.

Flanger

Podružným zařízením je tzv. flanger, který však využívá zpožďovací linky s dobou zpoždění určenou opět nízkofrekvenčním oscilátorem. Vzniklý hřebenový filtr má ovšem pásmové zádrže vždy na harmonicky příbuzných kmitočtech a posuny mezního kmitočtu probíhají na větším rozsahu. Využívá se zde především pozvolných frekvenčních posunů v důsledku proměnného zpoždění. Realizován je zpožďovacími linkami BBD a mezi nízkofrekvenčním oscilátorem a touto linkou je vložen k řízení nutný obvod převádějící modulační napětí na frekvenčně modulovaný signál. Opatřeny jsou také zpětnou vazbou.

Chorus

Jde o iluzi reálné situace, kdy několik různých zdrojů stejného zvuku není zcela sjednoceno v čase ani frekvenci. S architekturou podobnou popsanému flangeru jej vytváří několik zpožďovacích linek rovněž řízených. Rozsah oscilace pásmových zádrží a s ním i frekvenční rozkmit však dosahují výrazně menších extrémů. Jednotlivé časové posuny jsou naopak delší než u flangeru. Výsledný zvuk zní plněji a méně konkrétně, jednotlivé kopie v něm nelze rozeznávat.

Neobvyklé efekty

Kromě popsaných běžně používaných efektů existují také různé atypické kombinace, simulace jiných nástrojů, měniče obálky zvuku, prodlužovače tónu atp. Většina z nich, především pak různá speciální zkreslení vycházející z nedokonalého vzorkování, či převodu do MIDI rozhraní, je nerealizovatelná bez procesorů operujících v číslicové rovině.

2 Tremolo

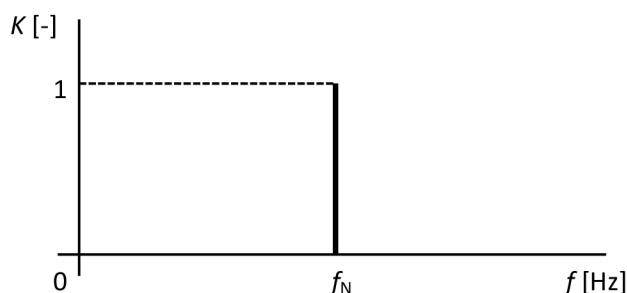
2.1 Teoretický popis

Zvukový efekt označovaný jako tremolo je možné řadit mezi ty, jež pracují s dynamikou nosného signálu, zároveň však mění výsledné spektrum obohacením o součtové složky. Nejedná se v podstatě o nic jiného, než jednoduchou amplitudovou modulaci popsanou rovnicí:

$$s_{AM}(t) = S_N [1 + m s_M(t)] \sin(2\pi f_N t), \quad m = < 0; 1 >, \quad (2.1)$$

kde $s_{AM}(t)$ je výsledný modulovaný signál, S_N je amplituda nosného signálu, $s_M(t)$ je modulační signál, m koeficient udávající hloubku modulace, t čas a f_N frekvence nosného signálu. Amplituda S_N nosného signálu $s_N(t) = S_N \sin(2\pi f_N t)$, se mění podle okamžité výchylky modulačního signálu. Běžně se rovnice uvádí se znaménkem $+$ v činiteli násobícím amplitudu nosného signálu, práce se však blíže zabývá situací, kdy modulační signál nezesiluje, nýbrž zeslabuje v poměru daném koeficientem m . Maximální hodnota modulovaného signálu je tak vždy rovna amplitudě nosného signálu, protože se modulační průběh pohybuje pouze v kladných hodnotách [3].

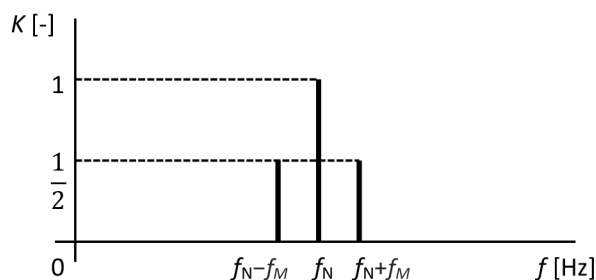
K řízení se běžně používá základních periodických průběhů, např. sinus, obdélník, trojúhelník, pila, ale také složitějších složených tvarů nebo náhodných změn. Frekvence modulačního signálu se pohybuje od desetin Hz do 20 Hz, kdy se již jedná o slyšitelné kmitočty. Protože se výsledek procesu, jak již bylo řečeno, projeví také jako konkrétní změna kmitočtového spektra, lze k tomuto efektu přistupovat zároveň jako k souzvuku původního pásma frekvencí a jeho součtů s pásmem modulačního signálu v určitém poměru amplitud. Bude-li tento princip reprezentován na příkladu s harmonickými signály shodných amplitud při $m = 1$, spektra dílčích a výsledného průběhu budou obecně vypadat jako na obr. 2.1–2.3.



Obr. 2.1: Frekvenční spektrum nosného signálu.



Obr. 2.2: Frekvenční spektrum modulačního signálu.



Obr. 2.3: Frekvenční spektrum modulovaného signálu.

Výchozí rovnici (2.1) lze totiž v tomto případě upravit na :

$$s_{AM}(t) = S_N \sin(2\pi f_N t) + 0,5m S_N \sin[(2\pi f_N - 2\pi f_M)t] + 0,5m S_N \sin[(2\pi f_N + 2\pi f_M)t], \quad (2.2)$$

neboli:

$$s_{AM}(t) = s_N(t) + 0,5m s_{N-M}(t) + 0,5m s_{N+M}(t), \quad (2.3)$$

z čehož je zjevné, že amplitudově modulovaný signál $s_{AM}(t)$ je ve výsledku složen ze tří různých harmonických signálů o frekvencích f_N , f_{N-M} a f_{N+M} , s amplitudami S_N , $0,5mS_N$ a $0,5mS_N$, představujících právě jednotlivé složky spektra.

Z tohoto pohledu může být tremolo chápáno také jako výsledek tzv. kruhové modulace, kdy jsou nejprve získány postranní složky frekvenčního spektra a teprve poté přičten nosný signál. Tím se nabízí i zpětný proces úplného nebo částečného potlačení nosného signálu v signálu amplitudově modulovaném, nebo využití pouze jedné součtové složky. Tyto metody se používají, ostatně jako celý princip amplitudové modulace, v rádiovém přenosu k řešení rozložení energie mezi nosným a rozdílovými pásmy [2] [3]. Z předchozího vyplývá příbuznost s jevem označovaným jako zázněje, což je skutečně tremolo vznikající dvěma současně znějícími zvuky o blízkých frekvencích.

Při běžném použití efektu však nosný signál $s_N(t)$ není harmonický. Uvaží-li se jako složitější také modulační signál $s_M(t)$, jakým je obdélníkový tvar, s nímž se dále pracuje v kapitole č. 3, nastane situace, kdy amplitudovou modulací vznikají ve spektrální oblasti celá

pásma kombinačních frekvencí o značné šířce, a v důsledku reálných zapojení se objevují také původní složky modulačního signálu, které je třeba odstraňovat filtrací. To vše se spolu s nosným signálem, kterým je výstupní signál elektrické kytary, rychle mění v čase.

2.2 Způsoby realizace

Název tremolo je odvozen od původní techniky hry na některé hudební nástroje opakováním určitého tónu rychle za sebou. Takovou techniku lze bezpochyby považovat za čistě mechanickou formu amplitudové modulace s takovou modulační hloubkou, která signál zcela přerušuje. Prvním zařízením vytvářejícím tento efekt byly však moduly firmy DeArmond s elektrolytickou kapalinou rozvířenou elektromotorem, jež se vkládaly do elektronických klaviatur Storytone od roku 1940. O šest let později vstoupila firma na trh s vůbec první samostatnou efektovou jednotkou Trem-trol 800 obsahujícím zmíněný systém v kombinaci s pedálem ovládajícím hlasitost.

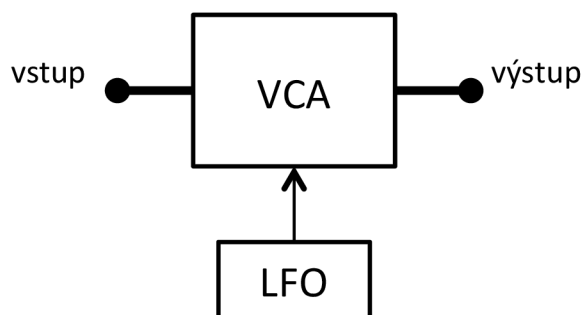
První skutečně elektronické realizace se objevily na přelomu 40. a 50. let. Byly součástí kytarových zesilovačů a jejich obvody zahrnovaly elektronky a varistory. Byly to především Premiere '66' Tremolo Amplifier firmy Multivox, GA-50T firmy Gibson, Special Amp firmy Danelectro a později Tremolux značky Fender. V roce 1963 Fender vytvořil obvod využívající neonového světla a fotorezistoru jako proměnného odporu střídavě více a méně zeslabujícího signál. Tato realizace je dodnes oblíbená díky možnostem interaktivního provedení s různými viditelnými tlumiči světla dopadajícího na fotorezistor [1] [4] [5].

S objevem tranzistoru a později operačního zesilovače se otevřely dveře různým podstatně jednodušším a spolehlivějším řešením, a zároveň se ustálily některé základní schématické prvky efektu. Těmto realizacím se také práce bude dále věnovat. Další možnosti a jednodušší implementaci pak nabízí v oblasti amplitudové modulace digitální provedení a mikroprocesory, takové varianty v textu ovšem zastoupeny nejsou.

Poměrně často může být reálný efekt realizován také v kombinaci s určitou formou zkreslení nebo s využitím prostoru a stereofonního poslechu, jakož i psychoakustických jevů. Obvykle jde například o přelévání zvuku mezi kanály v rytmu modulační frekvence, nebo o fázový posun mezi stranami, což ovlivňuje také vnímání modulační frekvence.

2.2.1 Principy moderní analogové realizace

Standardním řešením tremola jako analogového efektu je v současnosti spojení dvou bloků, jak jej lze vidět na obr. 2.4. Prvním z nich je generátor nízkých kmitočtů modulačního signálu, tzv. Low-Frequency Oscillator, zkráceně LFO, druhým pak zesilovač řízený napětím (z anglického Voltage-Controlled Amplifier zkrácován na VCA), jehož vstupem je nosný průběh.



Obr. 2.4: Blokové schéma typické realizace tremola.

Poměrně ustáleny jsou také nastavitelné parametry, nejčastěji se jedná o frekvenci modulačního signálu a modulační hloubku, v některých případech lze měnit rovněž tvar vlny LFO. Principu vyznačenému na obr. 2.4 se také bude práce dále věnovat a tak je nyní nasnadě zaměřit se na různé typy zapojení jednotlivých bloků [1].

2.2.2 Nízkofrekvenční oscilátory

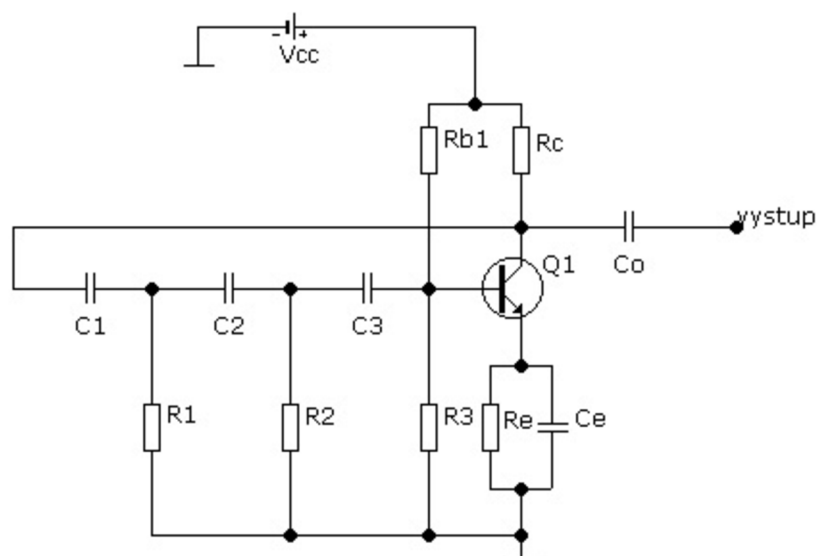
Přestože souhrnným názvem pro zdroje pomalého modulačního signálu je nízkofrekvenční oscilátor, co se týče klasifikace těchto zdrojů, rozumí se oscilátorem pouze ty, jejichž výstupem je harmonický signál. Zkonstruovat je lze s použitím diskrétních polovodičových a pasivních součástek stejně jako s operačními zesilovači nebo integrovanými obvody. Zařízení je však vždy napájeno stejnosměrným napětím, které v podstatě převádí na střídavý průběh.

Oscilátory lze obecně konstruovat jako rezonanční obvody kompenzované zesilovacím prvkem tak, aby nebyl výstupní signál tlumen ani stále více zesilován, čehož je dosahováno dodržением oscilačních podmínek. Tímto prvkem může být jednoduchá polovodičová součástka vykazující v části své V-A charakteristiky záporný odpor, nebo skutečný zesilovač s oscilačním obvodem ve zpětné vazbě. Frekvenci kmitů lze pak ladit změnou hodnot pasivních součástek rezonančního obvodu, u něž je požadována vysoká jakost, a jehož kmitočet je dán Thomsonovým vztahem. V praxi se nejčastěji využívá variant Meissnerova, Hartleyova nebo Clappova oscilátoru, povětšinou však k vysokofrekvenčním aplikacím. Pro vskutku nízkofrekvenční výstupní signály s běžnými hodnotami použitých reálných součástek se hodí pouze některá zapojení, obecně ta, jejichž součástí není induktor. Zpětná vazba totiž bývá také tvořena RC články. Tento typ oscilátoru vychází spíše z fázového posunu derivačními (obr. 2.5) či integračními členy. Obvod rezonuje na frekvenci nacházející se v oblasti strmého přechodu fázové charakteristiky. Jeho kmitočet zůstává poměrně stabilní

a závisí na počtu stupňů ve zpětné vazbě jakož i na činiteli progresse při jejich návrhu. S počtem stupňů se snižuje, zatímco s činitelem progresse roste dle vztahů:

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_1 \cdot C_1 \cdot \sqrt{k}}, \text{ kde } k = p + \frac{p-1}{n} + \frac{p-2}{n^2} \dots, \quad (2.4)$$

kde p symbolizuje počet stupňů zatímco n činitel progresse, s nímž byly navrhovány. R_1 a C_1 pak značí hodnoty prvků v prvním stupni od nichž se odvíjí parametry následujících stupňů ve smyslu $R_x = n^{x-1} \cdot R_1$ a $C_x = \frac{C_1}{n^{x-1}}$. Zároveň není obvod citlivý na různé hodnoty připojených zátěží a udržuje na svém výstupu stále harmonický průběh. Zpětnovazební kaskáda nebo můstek se navrhuje tak, aby byl celkový fázový posun celočíselným násobkem 2π a útlum co nejnižší, tedy snadno kompenzovatelný.



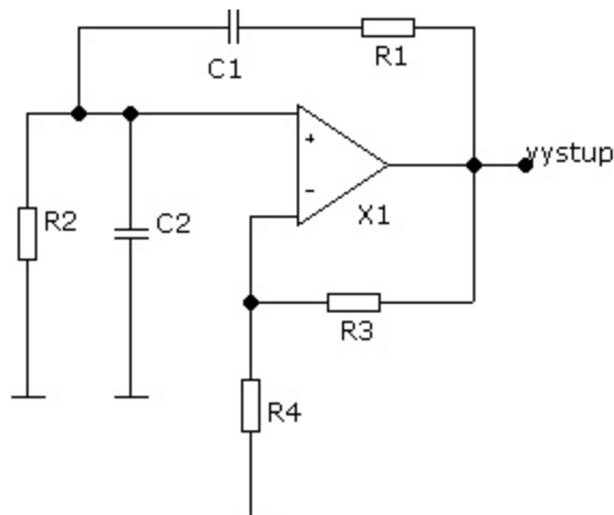
Obr. 2.5: Obecné schéma tranzistorového RC oscilátoru.

Na obr. 2.5 je celkové zapojení tranzistorového RC oscilátoru. Tři derivační články v kaskádě způsobují fázový posun o 180° , ten je ke splnění fázové oscilační podmínky vyřešen invertujícím zapojením zesilovače. Kondenzátor C_o je pouze oddělovací, R_{b1} , R_c , R_3 , R_e a C_e nastavují pracovní bod zesilovače se společným emitorem tak, aby bylo dosaženo zesílení odvislého od činitele progresse, R_3 je zároveň součástí kaskádního zapojení, při návrhu je však potřeba uvažovat vliv všech pasivních součástí na rezonanční frekvenci.

Častou modifikací je kladná zpětná vazba ve formě tzv. Wienova můstku (obr. 2.6), v kmitočtové charakteristice rozpoznatelného jako pásmová propust 2. řádu s nulovým fázovým posunem na rezonančním kmitočtu. Ten je dán jako:

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{1,2} \cdot C_{1,2}}, \quad (2.5)$$

pro shodné kapacity (C_1 a C_2) a odpory (R_1 a R_2) vyjádřené jako $C_{1,2}$ a $R_{1,2}$. Jeho přenos na frekvenci f je typicky stanoven na $\frac{1}{3}$, pro splnění amplitudové oscilační podmínky kompenzovatelný zesílením o hodnotě 3, nastaveným rezistory R_3 a R_4 . Zesilovač je zapojen jako neinvertující, čímž je dodržena i podmínka fázová.

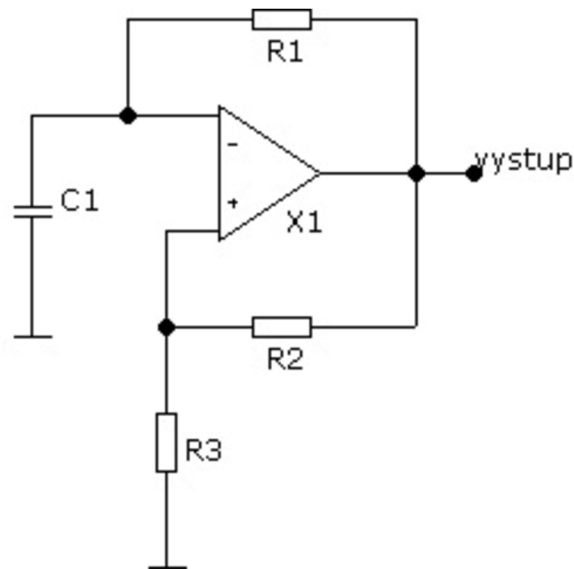


Obr. 2.6: Obecné schéma oscilátoru s Wienovým můstkem a operačním zesilovačem.

Zesilovacím prvkem může být vždy jak tranzistor, tak operační zesilovač. Stabilizace obvodu a dodržení oscilačních podmínek pak vyžaduje specifické doplnění pasivními prvky, rezonanční obvod však zůstává v obou případech stejný [6].

Bloky, které na svém výstupu tvoří jiné periodické průběhy, jsou nazývány relaxačními oscilátory nebo klopnými obvody. Na rozdíl od výše popisovaných se zde přelévá energie mezi pasivní frekvenčně závislou, zpožďující součástí a zesilovacím prvkem samotným. Opět jsou realizovatelné na různých úrovních integrace. Pominutím řešení s využitím čipů produkujících celou škálu periodických signálů, jakým je např. oblíbený NE555, vyžadujíc pouze minimum dalších funkčních obvodových prvků se zapojeními podobnými těm, která budou v následujících odstavcích popsána, zůstanou aplikace s tranzistory nebo operačními zesilovači. Ty jsou v drtivé většině případů zapojené v podstatě jako spínače, jejichž základním výstupem je obdélníkový signál s různou střídou. Ten je dále zpracováván integrátory za účelem zisku trojúhelníkové nebo pilovité vlny. První ze zmíněných periodických signálů lze také zachytit na zpožďovacím prvku obvodu, jak bude dále ilustrováno [7].

Základní princip generátorů čtvercového signálu je dobře viditelný na příkladu s jednoduchým Schmittovým klopným obvodem, zkompletovaným pomocí tranzistorů nebo operačního zesilovače, jak jej vidíme na obrázku č. 2.7.

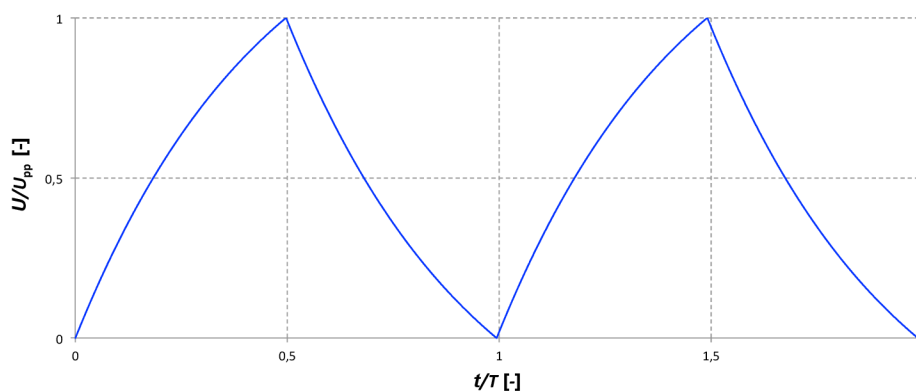


Obr. 2.7: Obecné schéma klopného obvodu jakožto relaxačního oscilátoru.

Operační zesilovač je zde zapojen jako invertující komparátor s hysterezí a referenční hodnotou udávanou odpory R2 a R3. Je-li na počátku děje kondenzátor C1 zcela vybitý, vykazuje klopný obvod na svém výstupu logickou jedna (absolutně určenou napájecím napětím). Tento stav se změní ve chvíli, kdy invertující vstup překročí stanovenou vyšší komparační hodnotu, které je dosaženo postupným nabíjením kondenzátoru výstupním napětím skrze zpětnovazební rezistor R1. Následuje sepnutí výstupu na logickou nulu a vybíjení setrvávající až k dosažení nižší komparační úrovně. Zpomalení nástupu těchto komparačních hodnot na vstupu operačního zesilovače je dáno časovou konstantou zpětné vazby, jež je zároveň polovinou periody výstupního čtvercového signálu. Výsledná frekvence se spočítá z konkrétních komparačních a logických úrovní takto:

$$f = \frac{1}{2 \cdot \ln\left(\frac{U_{\log} - U_{\text{comp1}}}{U_{\log} - U_{\text{comp2}}}\right) \cdot R_1 \cdot C_1} . \quad (2.6)$$

Jako U_{\log} je značena aktuální výstupní úroveň, U_{comp1} komparační úroveň jež jí sepnula, U_{comp2} následující komparační úroveň. Průběh na desce kondenzátoru odráží jeho pozvolné nabíjení a vybíjení, blížící se trojúhelníkovému signálu, jak bylo dříve avizováno, viz obr. 2.8. Při odlišných zapojeních se na něj promítne také okamžité sepnutí zesilovací jednotky, čímž se zobrazený signál přiblíží pilovitému tvaru [8].



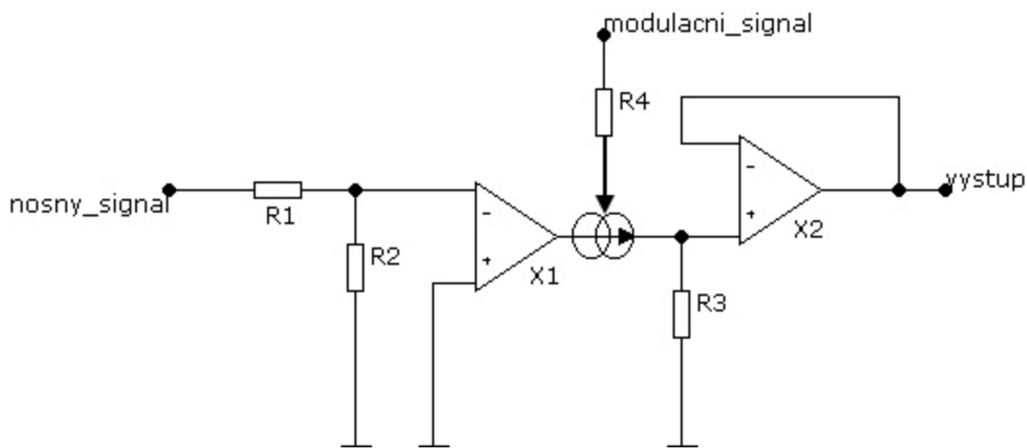
Obr. 2.8: Simulace dvou period relativní napěťové výchylky na desce kondenzátoru v relaxačním oscilátoru s klopným obvodem z obr. 2.7.

Existuje velmi mnoho zapojení vycházejících z tohoto zpožděného zpětnovazebného spínání. Používají se logické invertující brány, někdy v dlouhých řadách bez kapacitního prvku spoléhající pouze na své vnitřní přenosy o konečné rychlosti.

Běžně je využíváno ještě druhé kategorie generátorů obdélníkového signálu. Astabilní multivibrátor, tedy obvod přepínající neustále mezi dvěma nestálými stavy, zde není koncipován jako jediný zesilovač se zpětnou vazbou, nýbrž dva separátní zesilovací prvky, které se střídavě spínají navzájem se zpožděním daným opět nabíjením kondenzátoru [9]. Tento princip je hojně využíván také v logických obvodech a jeho nejjednodušší sestavení spočívá v křížovém zapojení dvou tranzistorů, kterému bude věnována větší pozornost v rámci vlastního návrhu v kapitole č. 3.

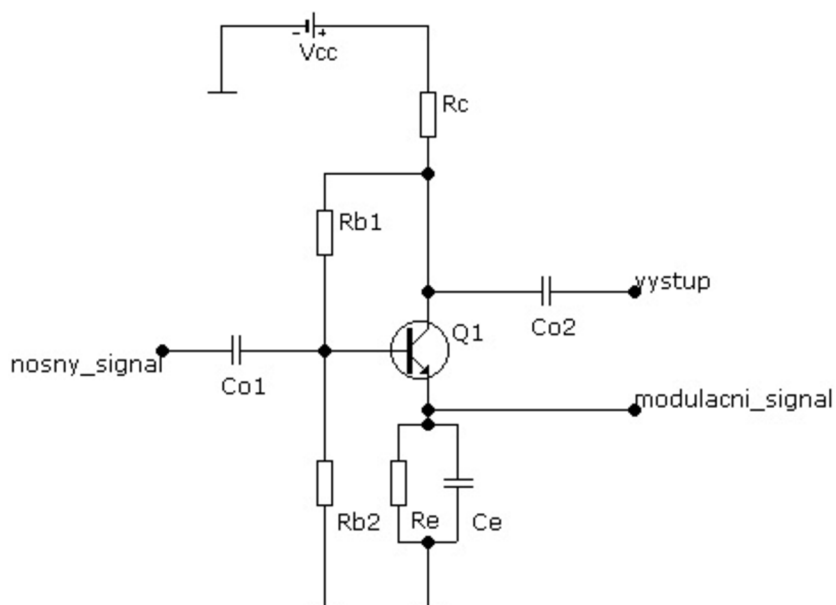
2.2.3 Zesilovače řízené napětím

Oproti celé řadě používaných nízkofrekvenčních oscilátorů, zesilovač řízený napětím bývá běžně konstruován pouze několika málo způsoby. Jedním z nich je zapojení s transkonduktančním operačním zesilovačem (obr. 2.9), kdy se formálně jedná o řízení proudové. Nosná složka signálu s amplitudou sniženu na jednotky mV je přivedena na jeho vstup, zatímco proudem, udávaným modulačním výstupem oscilátoru, je řízeno zesílení na vstupu k tomu určenému. Výstupní signál pak na adekvátní zátěži poskytuje modulované napětí [10].



Obr. 2.9: Zapojení transkonduktančního operačního zesilovače jakožto řízeného napětím spolu s jednotkovým zesilovačem oddělujícím nevhodnou zátěž.

Druhou možností je tranzistorový zesilovač s pracovním bodem nastaveným do místa v jeho charakteristice, kde není proudové zesílení konstantní (obr. 2.10). Modulační signál dimenzovaný na adekvátní rozsah pak tímto pracovním bodem pohybuje. Nevýhodou je však poměrně malé dosažitelné zesílení i nebezpečí nelineárně zkresleného přenosu. Na výstup se promítne i nežádoucí modulační frekvence.



Obr. 2.10: Zapojení tranzistorového zesilovače s řízeným pracovním bodem.

Nejpřívětivěji se jeví modulace tranzistorem (popř. fotorezistorem) připojeným mezi vstup zesilovače a zem, fungujícím jako řízený odpor. To však striktně vzato nelze nazývat skutečným zesilovačem řízeným napětím, jelikož se zesílení v podstatě nemění a periodické utlumování probíhá již na jeho vstupu. Vyhovuje však různým tvarům výstupního průběhu oscilátoru a způsob byl zvolen i pro níže popisovanou realizaci efektu. Schéma je tedy detailně probráno až v kapitole č. 3 [11].

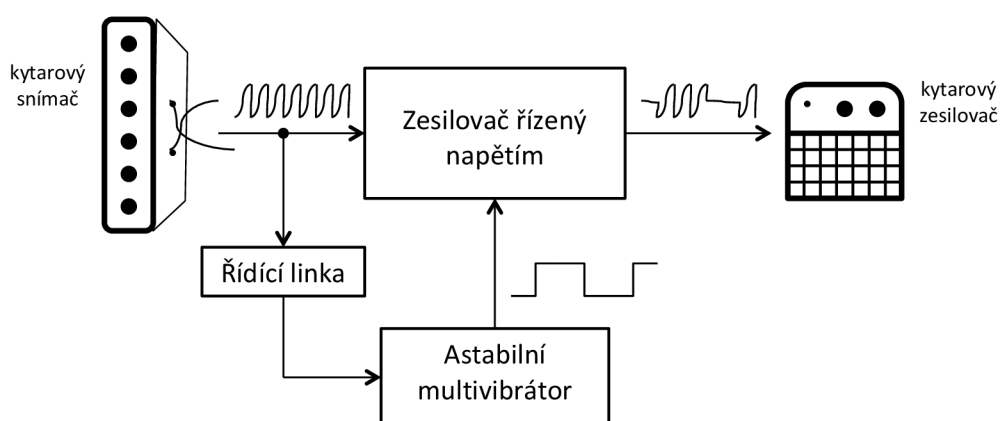
3. Vlastní teoretický návrh

3.1 Volba provedení

K návrhu schématu bylo přistupováno se snahou o co nejjednodušší implementaci diskretními součástkami. Tato podmínka byla zvolena za vidinou nového a ne zcela tradičního propojení funkčních prvků, tedy i neobvyklého charakteru zvuku. Zároveň poskytuje nízká míra integrace kontrolu nad všemi ději v obvodu jakož i výhody v některých aspektech návrhu či jednoduchém ovládání parametrů a ceně. Negativy takového přístupu je pak složitost provedení jiných částí nebo nezamýšlená nedokonalost průběhů.

Jako generátor modulačního signálu byl zvolen tranzistorový astabilní klopný obvod s požadavkem na co nejpřesnější čtvercový výstupní signál. Z výše popsaných důvodů (kapitola 2.2) má VCA podobu odporu řízeného napětím. Oproti běžným provedením má výsledné tremolo ještě speciální mód řízení frekvence LFO vstupní frekvencí. Konkrétní fungování tohoto bloku bude popsáno v následujícím textu.

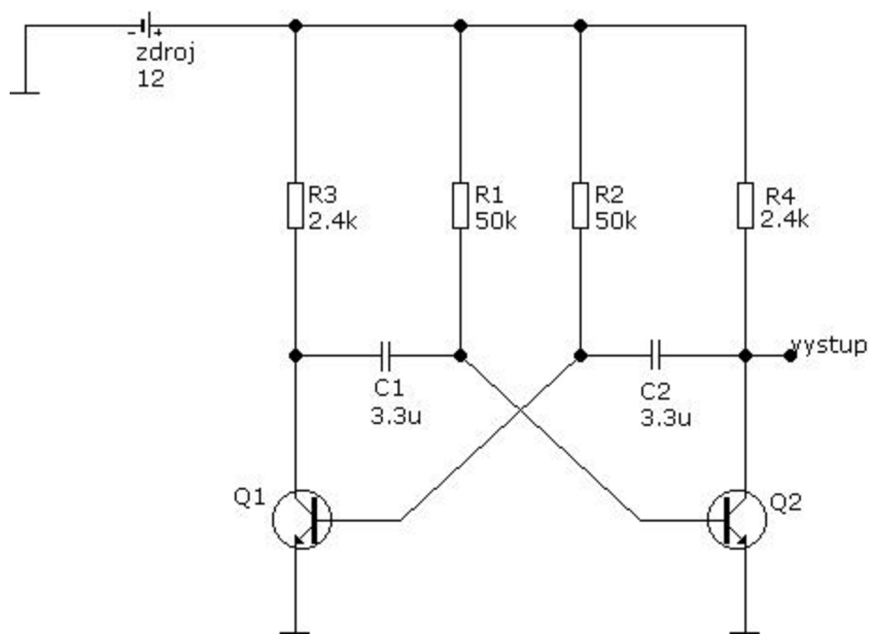
Efekt je koncipován jako klasický dvojbran v cestě signálu, kdy je pro vstup uvažováno výstupní napětí pasivního kytarového snímače, popř. snímačů (obr. 3.1). V řetězci by pak měl následovat běžný kytarový zesilovač. Veškeré aktivní prvky vyžadují stejnosměrné napájecí napětí 12 V poskytované externím síťovým adaptérem, který není součástí návrhu. Další části kapitoly č. 3 se věnují jednotlivým zobrazeným blokům, jejich optimalizaci a vzájemnému propojení.



Obr. 3.1: Blokové schéma vlastního řešení.

3.2 Astabilní multivibrátor

Základní architektura astabilního klopného obvodu v následujícím schématu čerpá z nedokonalosti reálných součástek. Tak se stane, že se jeden z tranzistorů, jejichž pracovní bod je nastaven v oblasti plné saturace, otevře dříve, než druhý. Jedná se zároveň o změny rychlosti v nabíjení desek kondenzátorů připojených k bázím.



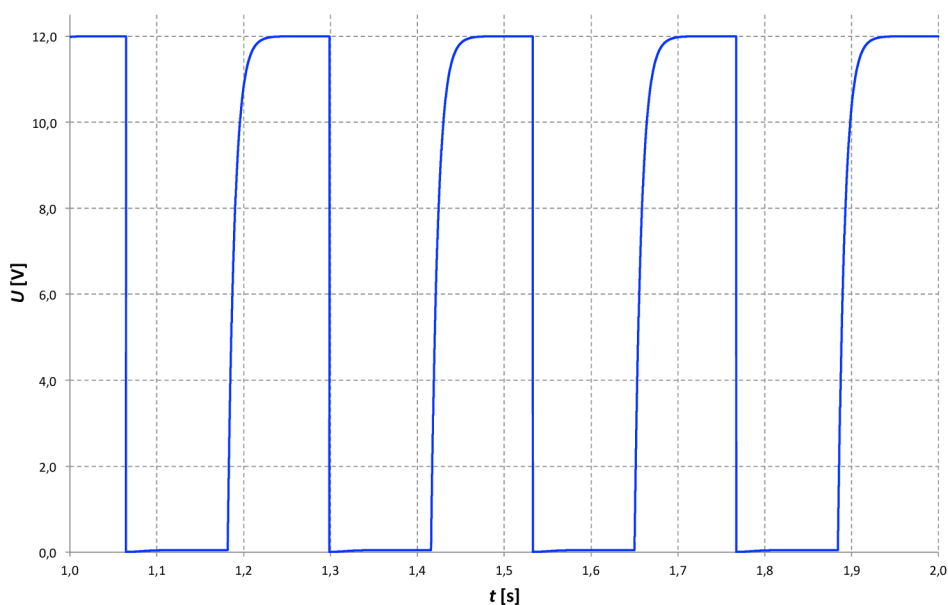
Obr. 3.2: Základní schéma astabilního multivibrátoru

Bude-li jako rychlejší uvažován Q2, pak naměříme na jeho kolektoru saturační napětí blízké nule, tedy nižší hodnotu čtvercového pulsu. Pravou větví protéká saturační proud a pravá deska kondenzátoru C2 se vybíjí. Vybíjí se rovněž pravá deska kondenzátoru C1, zatímco levá zůstává plně nabita – můžeme zde zachytit kladnou půlperiodu, tedy téměř napájecí napětí. Náhlé sepnutí provázené proudovým odběrem skrze rezistory R1 a R4 na úkor dalším větším způsobilo zpožděné otevření Q1, jehož bázové napětí vystoupá na požadovanou hodnotu postupným nabitím levé desky C2, daným časovou konstantou. Tato doba odpovídá půlce periody oscilujícího napětí. Ve chvíli, kdy k tomu dojde, proces se dále neliší od výše popsaného – C1 se vybíjí skrze Q1, jeho pravá strana v důsledku změny stavů mezi tranzistory vykazuje stejný pokles jako jeho kolektor. Amplituda je tak rovna záporné hodnotě zdroje, zmenšené o saturační napětí báze a kolektoru. Z tohoto stavu se C1 opět nabíjí. C2 se vybíjí do báze Q2, rezistorem R2 protéká proud, R4 je připojen na kolektor představující nekonečný odpor, pravá deska C2 má tedy vyšší napěťovou hodnotu. Celková frekvence neustále přepínaného výstupního signálu je vyjádřena:

$$f = \frac{1}{2 \cdot \ln\left(\frac{U_1 - U_{\text{akt}}}{U_1 - U_{\text{vysl}}}\right) \cdot R_{1,2} \cdot C_{1,2}} \approx \frac{1}{2 \cdot \ln(2) \cdot R_{1,2} \cdot C_{1,2}} \approx \frac{218,6 \cdot 10^3}{R_{1,2}}, \quad (3.1)$$

pokud jsou obě kapacity C1 a C2 i oba odpory R1 a R2 shodné. V takovém případě má signál střídou 1:1. Jmenovatel přirozeného logaritmu je určen napájecím napětím U_i a napětím potřebným k otevření báze U_{vysl} , čitatel pak záporným potenciálem na desce kondenzátoru v momentě sepnutí opačné strany U_{akt} a rovněž napájecím napětím. U_{akt} odpovídá přibližně U_i s opačnou polaritou, jak bylo výše popsáno. Zanedbáním U_{vysl} , uvažovaného jako 0,7 V, tedy hodnoty běžně potřebné k otevření báze tranzistoru a výrazně nižší než napájecí napětí, lze odvodit výsledný vztah pro frekvenci astabilního multivibrátoru, který je nezávislý na konkrétním napájecím napětí [12]. Výsledné odvození odráží pevně zvolené kapacity kondenzátorů C1 a C2 (jejich hodnota 3,3 μF je dána konstrukčními vlastnostmi fóliových součástek, které je nutné použít z důvodu střídání polarit napětí na deskách, viz obr. 3.7) a závisí už pouze na odporech rezistorů R1 a R2.

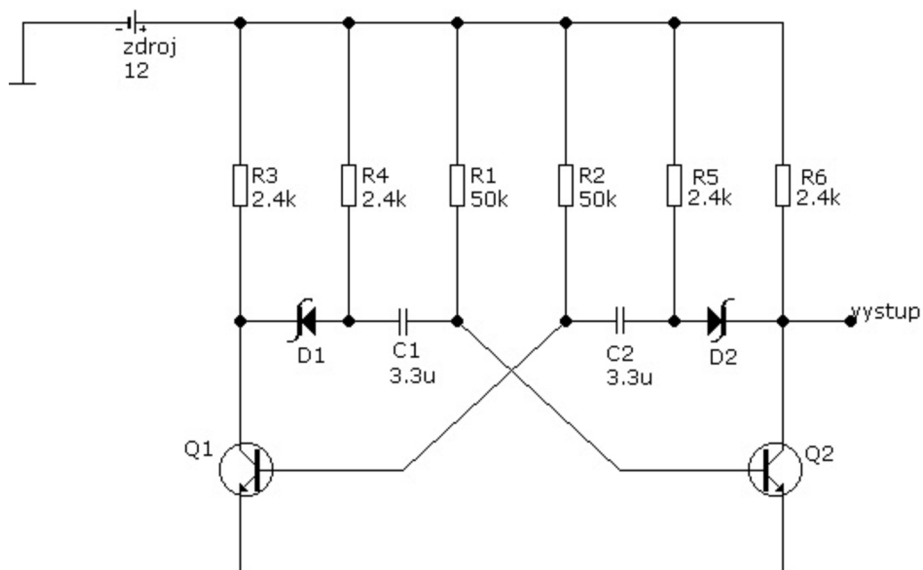
Jestliže je požadovaný rozsah frekvencí oscilátoru minimálně 1–10 Hz, pracovní body tranzistorů musí být navrženy tak, aby pro obě mezní hodnoty R1 a R2, tedy přibližně 20 k Ω a 200 k Ω , docházelo v otevřeném stavu k saturaci a v zavřeném bylo dosaženo napájecího napětí. Odpory rezistorů R3 a R4 byly proto spočteny dle konkrétních technických parametrů reálného tranzistoru série BC547C, jakými je spínací a saturační kolektorový a bázevý proud a napětí. Typ tranzistorů Q1 a Q2 byl vybrán dle rychlosti změny stavů a jejich snadné dosažitelnosti. Výstupní signál základního astabilního klopného obvodu z obr. 3.2 je uveden na obr. 3.3:



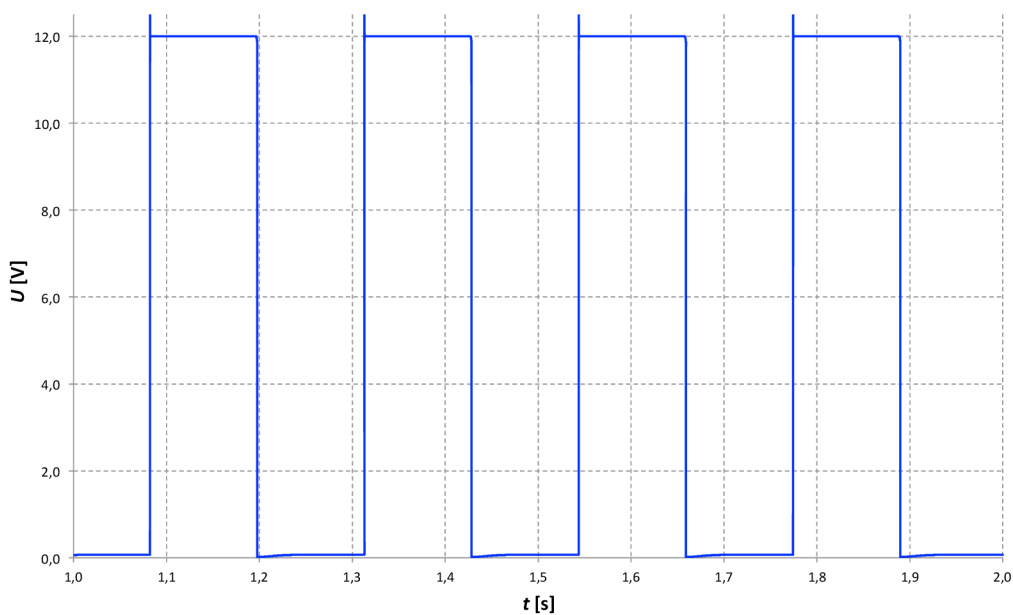
Obr. 3.3: Simulace výstupního průběhu astabilního multivibrátoru ze schématu na obr. 3.2.

Takové jednoduché zapojení má však z pohledu původních požadavků fatální nedostatek co se samotného tvaru nízkofrekvenčního průběhu týče. Zejména při velkých kapacitách kondenzátorů, jakých bylo použito, nedochází v obvodu při zavření tranzistoru k nástupu vyšší hodnoty skokově, nýbrž s pozvolným náběhem zpožděným nabíjením vnějších desek skrze R3 a R4. Řešením je oddělení těchto cest a ponechání volného průchodu pouze pro případ vybíjení skrze tranzistor. Toho lze docílit vřazením diody (D1 a D2) a přidáním

separátní větve o stejném odporu, skrze který se bude deska nabíjet aniž by ovlivnila snímané napětí (obr. 3.4, obr. 3.5). Z důvodu minimalizace nežádoucího napěťového rozdílu bylo zvoleno Schottkyho varianty.

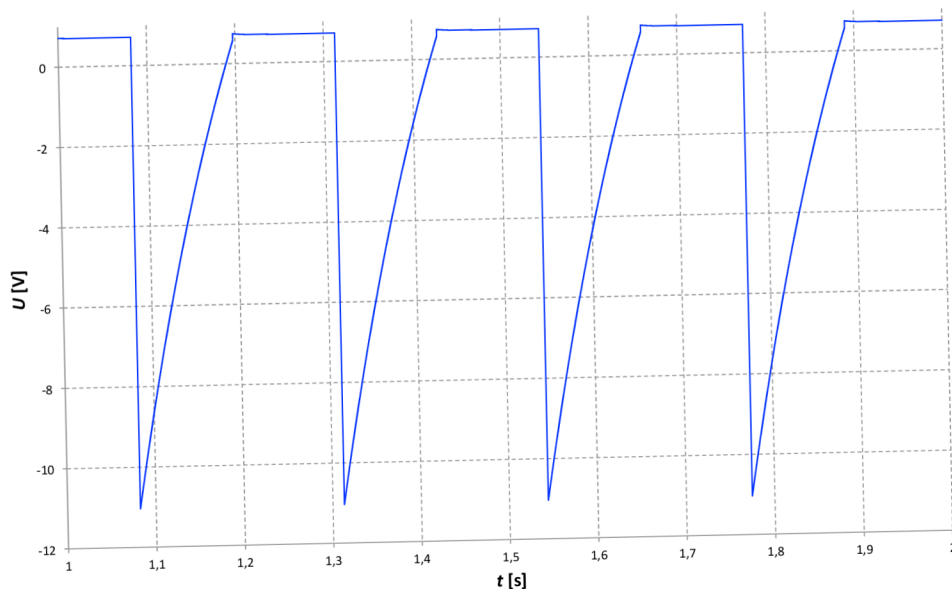


Obr. 3.4: Schéma astabilního multivibrátoru s diodami zamezujícími nabíjení kondenzátoru rezistory R3 a R6.



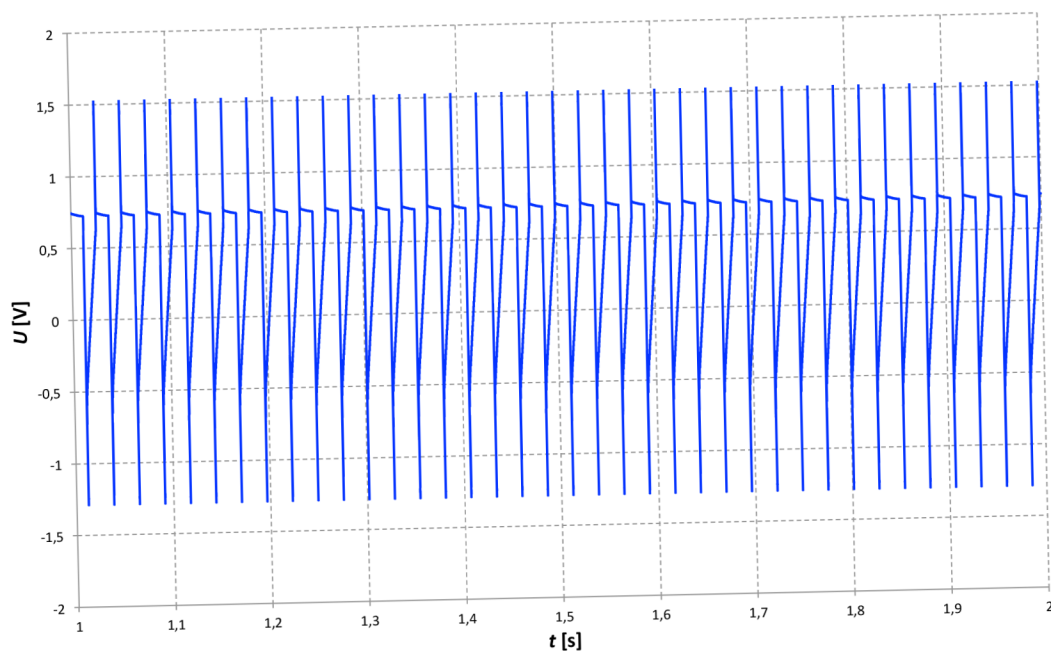
Obr. 3.5: Simulace výstupního průběhu optimalizovaného astabilního multivibrátoru z obr. 3.4.

Úpravu vyžadují také změny na bázi tranzistorů. Pokles napětí zaznamenaný při přepnutí na desce jednoho z kondenzátorů pochopitelně proběhne rovněž na bázi tranzistoru k desce připojené (obr. 3.6). Reálné součástky jsou však konstruovány pouze pro omezené hodnoty napěťového rozdílu mezi emitorem a bází, maximálně však 6 V.



Obr. 3.6: Simulace průběhu napětí na uzlu spojujícím pravou desku kondenzátoru C1 a bází tranzistoru Q2 z obr. 3.4.

Nabízí se antiparalelní připojení rychlé diody limitující zápornou půlperiodu svodem na zem.

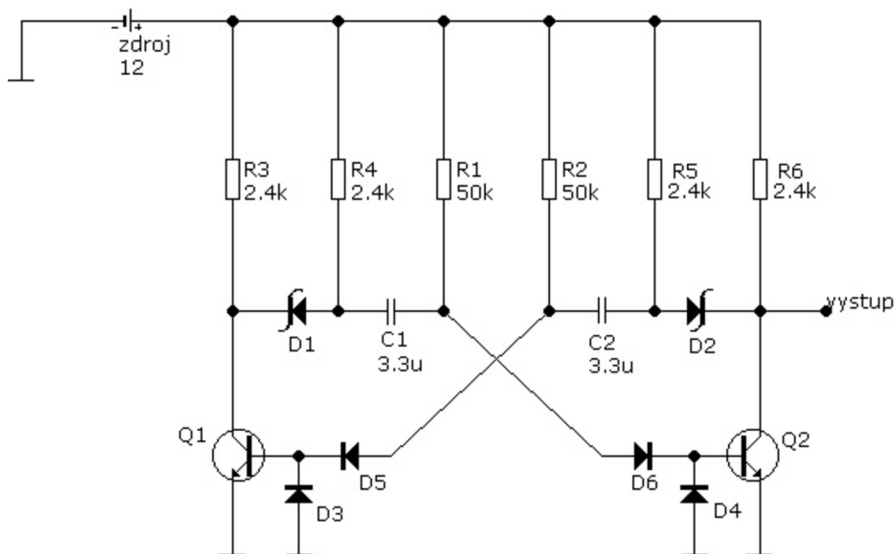


Obr. 3.7: Simulace průběhu napětí na bází tranzistoru Q2 po antiparalelním připojení diody.

Takováto aplikace má však velký vliv na změny modulační frekvence pomocí hodnot odporů R1 a R2. Jak je zřejmé z průběhu na obr. 3.7, vnitřní desky kondenzátorů se nyní mnohem rychleji nabíjejí z potenciálu okolo -1 V, který dioda na bází udržuje. Pro dosažení frekvence 1 Hz by byly nutné odpory příliš velké na udržení saturace v otevřené fázi tranzistoru.

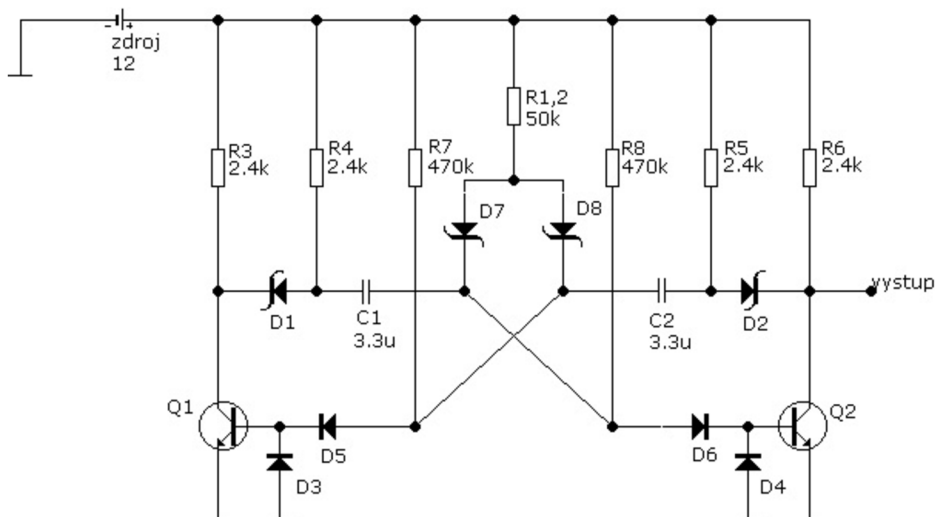
Návrat k rozsahům blízkým původním zajistí další pár stejných diod (obr. 3.8, D5 a D6) připojených v sérii – napětí na tranzistoru může být nyní udržováno v bezpečných

amplitudách aniž by ovlivňovalo záporné propady na deskách kondenzátorů. Spínací úroveň, na kterou je nyní potřeba kondenzátor nabit je navíc zvýšena o úbytek na diodě, viz dále vztah (3.2). Výsledná úprava na obr. 3.8:



Obr. 3.8: Schéma optimalizovaného astabilního multivibrátoru s ochrannými diodami.

Posledním doplněním obvodu je uskutečnění frekvenčního ovladače pomocí jediného potenciometru. Technické řešení pro simultánní změny odporových hodnot R1 a R2 sice existuje v podobě potenciometru s dvojitým jezdcem, pro dokonalejší škálu a jistotu v zachování střídy 1:1 se však tyto varianty nehodí. Jak je zřejmé, sloučení větví do jedné jde proti principu astabilního multivibrátoru. Vnitřní desky kondenzátorů a tedy i tranzistorové báze je nutné ponechat oddělené. Optimum bylo nalezeno v konečném zapojení, jak je uvedeno na obr. 3.9:

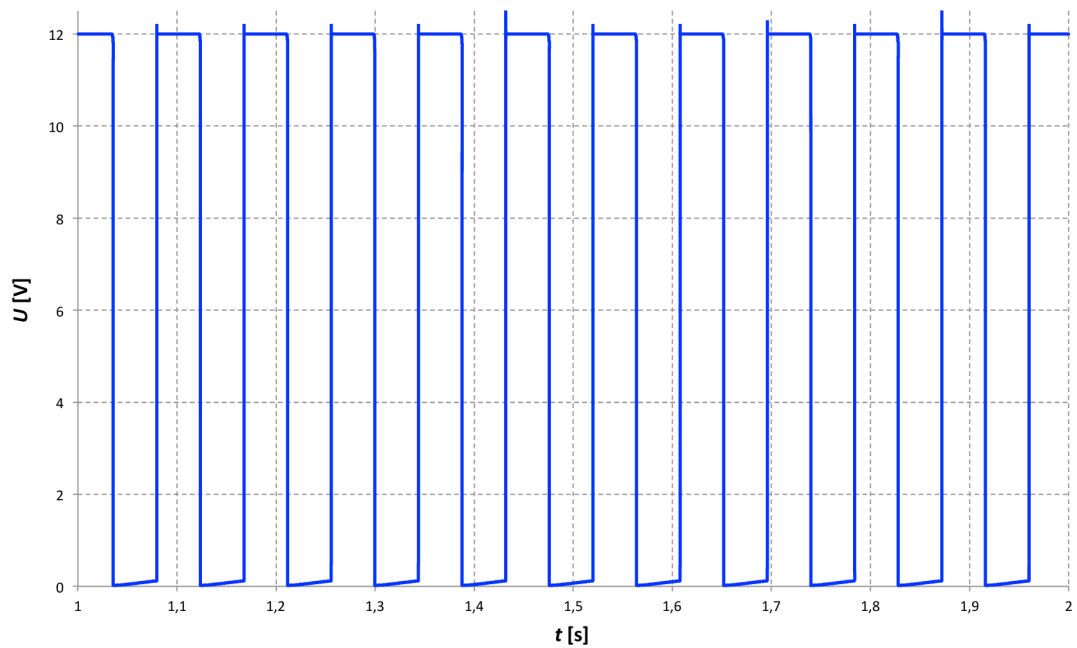


Obr. 3.9: Výsledné schéma optimalizovaného astabilního multivibrátoru s jednocestným ovládním frekvence.

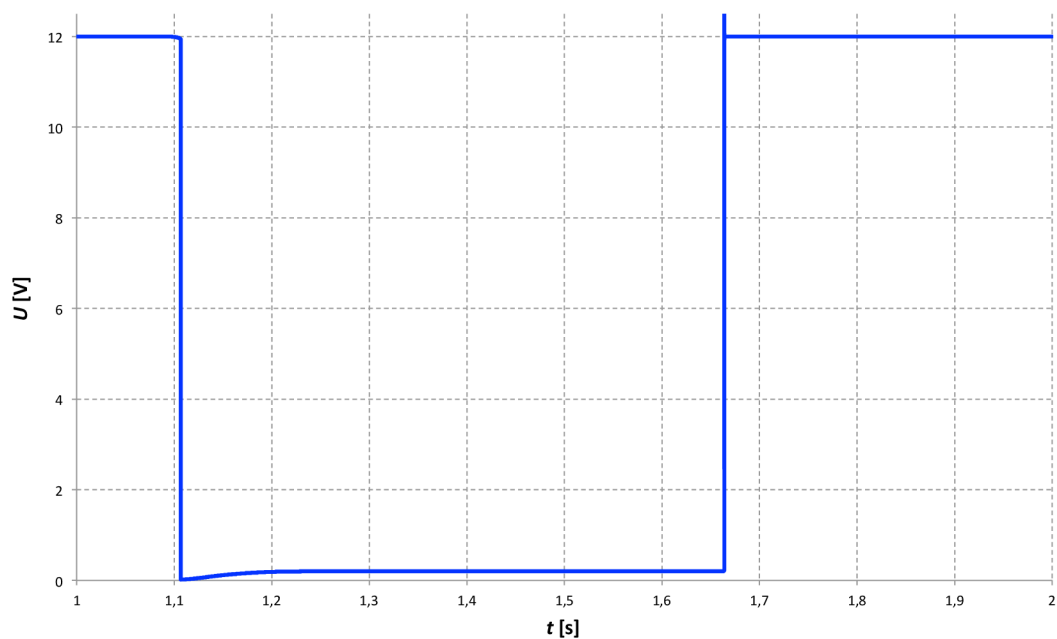
Diody D7 a D8 oddělují kondenzátory od společné nabíjecí cesty a dále zvyšují dosahovanou spínací úroveň. V uzlu, kde se spojují, a na jednom z kondenzátorů může tedy napětí klesat jako v průběhu na obr. 3.6, zatímco druhý z nich s kladným saturačním napětím je zcela oddělen. V důsledku tohoto oddělení však čerpá tranzistor po celou půlperiodu saturační proud pouze z desky kondenzátoru. Ten není jako zdroj dostatečný zejména při nižších kmitočtech. K oběma bázím tak musí vést separátní cesty (R7 a R8 v obr. 3.9) v každém případě. Frekvence je nyní určena paralelní kombinací R1,2 s R7, potažmo R8, skrze kterou se kondenzátory nabíjejí. Hodnoty připojených cest byly stanoveny jako nejvyšší možné, přitom poskytující potřebný proud po celou dobu nejdelší půlperiody. Požadovaný odpor jednocestného ovladače je tak pro nejnižší kmitočty oproti původním 200 kΩ téměř zdvojnásoben a průběh změny ovlivněn. Finální vztah pro frekvenci modifikovaného astabilního multivibrátoru z obr 3.9 je co nejpřesněji vyjádřen následujícím vztahem odpovídajícím popsanému fungování:

$$f = \frac{1}{2 \cdot \ln\left[\frac{U_i - (-U_i + U_{\text{satb}} + U_{\text{satc}})}{U_i - (U_{\text{satb}} + U_{\text{D5,6}} + U_{\text{D7,8}})}\right]} \cdot \frac{R_{1,2} \cdot R_{7,8}}{R_{1,2} + R_{7,8}} \cdot C_{1,2}} = \frac{185,8 \cdot 10^3}{R_{1,2}} + 0,395. \quad (3.2)$$

Člen $(-U_i + U_{\text{satb}} + U_{\text{satc}})$ zde představuje dříve zaokrouhlenou hodnotu napětí na bázi v obě prudkého vypnutí daného tranzistoru včetně zmenšení o saturační napětí kolektoru a báze U_{satc} a U_{satb} , tedy přibližně 0,02 a 0,7 V. Podobně upřesněn je člen $(U_{\text{satb}} + U_{\text{D5,6}} + U_{\text{D7,8}})$ ve jmenovateli, kdy je dosahované saturační napětí báze zvýšeno o úbytky na diodách v napájecí cestě, tedy 0,7 V v případě běžné, 0,3 V v případě Schottkyho typu. Výsledné výstupní průběhy při mezních hodnotách R1,2, představující modulační napětí pro VCA, jsou viditelné na další stránce na obr. 3.10 a 3.11.



Obr. 3.10: Výsledná simulace výstupního průběhu optimalizovaného astabilního multivibrátoru při $R_{1,2} = 20 \text{ k}\Omega$.

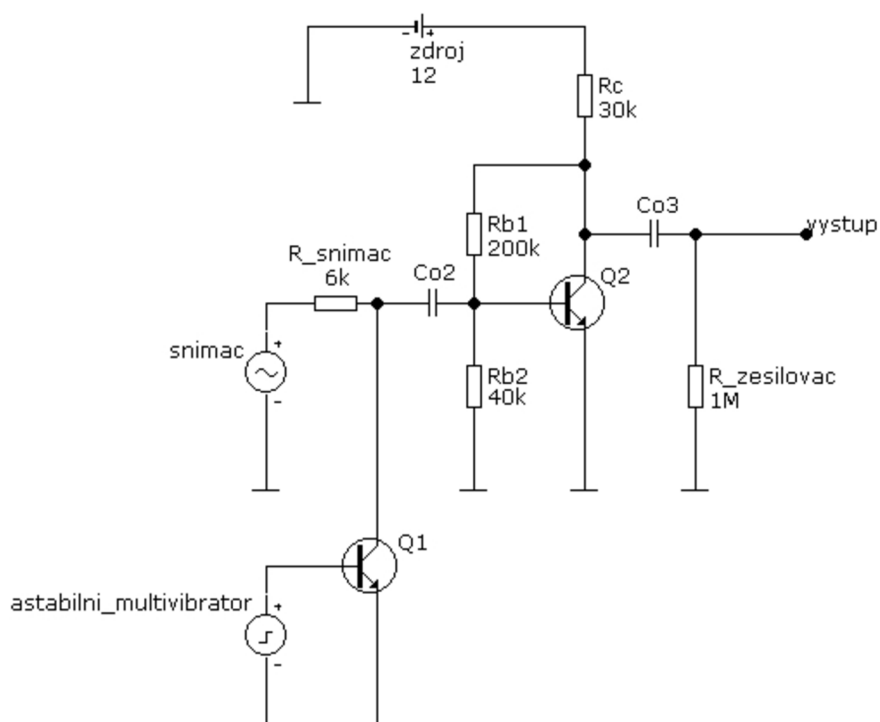


Obr. 3.11: Výsledná simulace výstupního průběhu optimalizovaného astabilního multivibrátoru při $R_{1,2} = 520 \text{ k}\Omega$.

Takto upravený astabilní klopný obvod, se schématem na obr. 3.9, zcela odpovídá původním nárokům a v následujícím návrhu je použit jako samostatný funkční blok. Později v kapitole č. 4 je však pro potřeby reálného zapojení dále revidován.

3.3 Zesilovač řízený napětím

Následujícím stupněm je běžný tranzistorový zesilovač se společným emitorem a pracovním bodem nastaveným za pomoci kolektorové zpětné vazby do lineární části přenosové charakteristiky s ohledem na co možná největší zesílení. Amplituda jeho vstupu, tedy signál poskytovaný kytarovým snímačem, je však ovlivňována výstupem astabilního multivibrátoru, čímž v konečném důsledku vzniká právě zesilovač řízený napětím (obr. 3.12) jakožto potřebný blok k realizaci analogového tremola, jak bylo popsáno v kapitole č. 2.



Obr. 3.12: Výchozí schéma zesilovače s tranzistorem jakožto řízeným vstupním útlumem.

Toho je dosaženo připojením NPN tranzistoru Q1 kolektorem ke vstupní větvi, emitorem k zemi. Jeho vnitřní odpor tak představuje dělič v součinnosti s vlastním odporem zdroje. Na jeho bázi je přiveden právě obdélníkový nízkofrekvenční signál řídící míru otevření tranzistoru (modulační hloubku). Nižší půlperioda pulsu s potenciálem blízkým nule ponechá tranzistor zcela zavřený a vstupní průběh nezeslabený. Fakt, že při větších modulačních hloubkách dochází na vstupu ke stavu blízkému zkratování zdroje, nepředstavuje pro uvažovaný pasivní snímač v podobě cívky s velkým vnitřním odporem výrazný problém. Konkrétní typ, jenž byl zvolen pro Q1, nese označení 2N3904. Při jeho volbě hrál roli především široký rozsah a pozvolný pokles závislosti kolektorového napětí na řídicím signálu i rychlé reakce. Co1 a Co2 fungují jako oddělovací kondenzátory. Na vstup a výstup byly také zařazeny rezistory R_snimac a R_zesilovac, představující uvažované typické výstupní a vstupní impedance okolních členů řetězce, získané porovnáním technických dokumentací skutečných zařízení. Zbývající rezistory Rc, Rb1 a Rb2 určují klidový stav tranzistoru Q2. Jedná se o univerzální komponent 2N5088 (Darlingtonova dvojice ve společném pouzdře).

a konkrétní hodnoty byly spočteny z údajů ohledně proudového zesilovacího činitele, kolektorových a báзовých proudů a napětí. Při dodržení následujících podmínek lze vztah pro napěťové zesílení A_u výrazně zjednodušit:

$$A_u \approx \frac{R_c - g_m \cdot R_c \cdot R_{b1}}{R_{b1} + g_m \cdot R_c \cdot R_{snimac}} \approx -30, \quad (3.3)$$

$$\text{pro: } g_m = \frac{\beta + 1}{r_e}; \quad r_e = (\beta + 1) \cdot \frac{V_T}{I_E}, \quad (3.4) \quad (3.5)$$

pokud platí:

$$R_{snimac} \ll R_{b1}; R_{b2}, r_e,$$

$$R_c \ll R_{b1},$$

$$R_{b1} \ll g_m \cdot R_c \cdot R_{snimac}; g_m \cdot R_c \cdot R_{b2},$$

$$\frac{r_e \cdot R_{b2}}{R_{b1}} \ll r_e; R_{b2},$$

$$(r_e + R_{b2}) \cdot R_{b1} \cdot R_{snimac} \ll r_e \cdot R_{b2} \cdot R_{b1}.$$

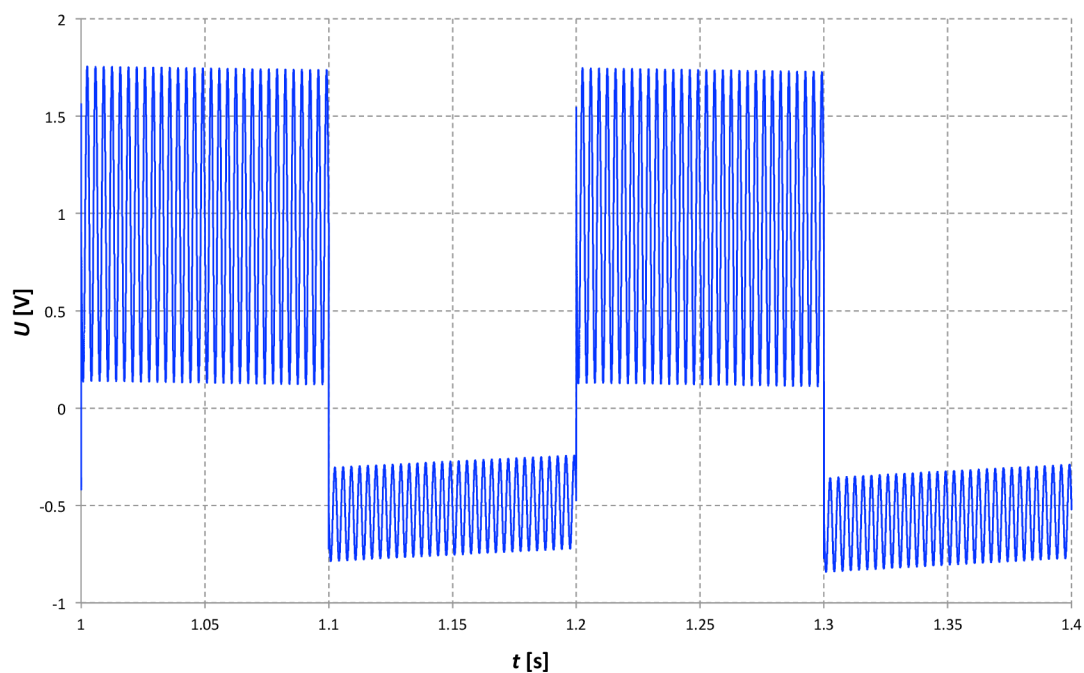
Výsledné zesílení odpovídá odporům z obr. 3.12, uvažujeme-li r_e jako dynamický odpor tranzistoru, g_m jeho přenosovou vodivost, $V_T = 26$ mV jako tabulkovou hodnotu termálního napětí při pokojové teplotě, dále pak proudové zesílení β jako 630 a emitorový proud $I_E = 250 \mu\text{A}$, což jsou čísla zvolená či přímo vyplývající z návrhu pracovního bodu a průvodních informací o daného tranzistoru.

Za stejných podmínek lze odvodit vztah pro vstupní odpor zesilovacího členu z pohledu signálu na bázi takto:

$$R_{vst} \approx \frac{R_{b2} \cdot r_e}{R_{b2} + r_e} \cdot \frac{R_{b1} \cdot (r_e + R_{b2})}{R_{b1} \cdot (r_e + R_{b2}) + R_{b2} \cdot R_c \cdot (\beta + 1)} \approx 700 \Omega. \quad (3.6)$$

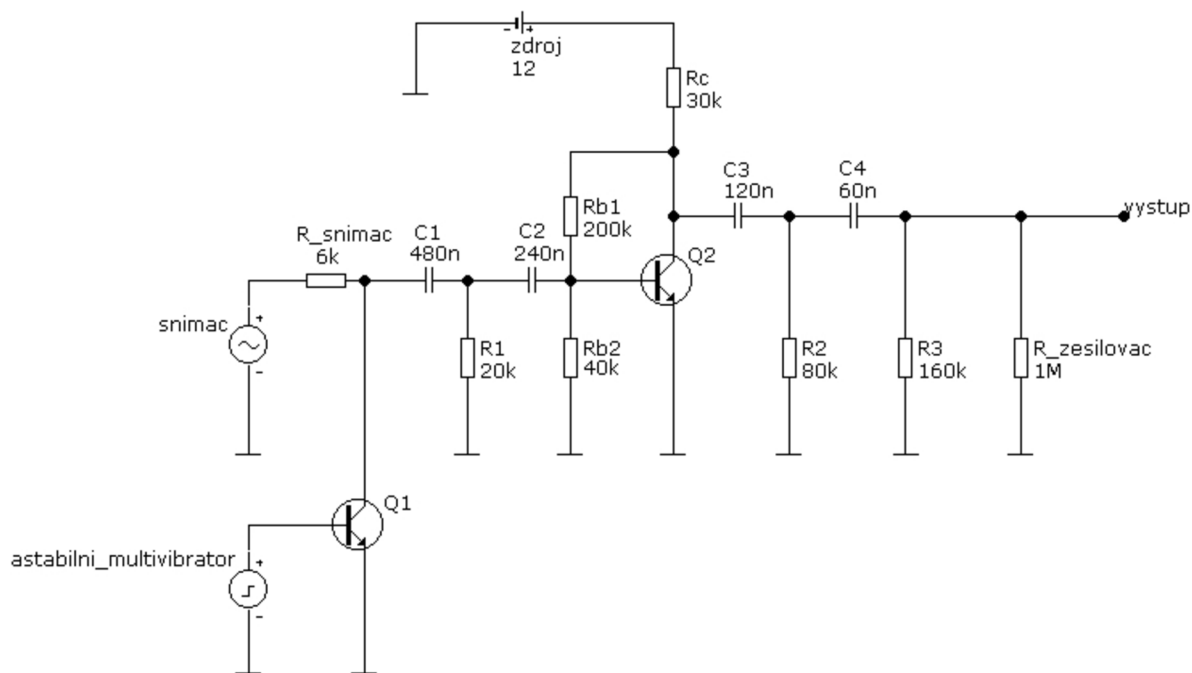
Drastické snížení vstupní impedance druhým z činitelů, zohledňujícím zpětnou vazbu, nepředstavuje opět s ohledem na zamýšlenou povahu zdroje problém. Pracovní bod je možné dále upravovat s ohledem na impedanční přizpůsobení, kdy se vždy jedná o kompromis co do velikosti zesílení či běžných hodnot součástek. Práce však zůstává u původního návrhu.

Jak je vidět na simulaci (obr. 3.13 na protější stránce), základní zapojení tohoto zesilovače řízeného napětím čelí zásadnímu problému.



Obr. 3.13: Simulace výstupního průběhu zesilovače z obr. 3.12 při amplitudě nosného signálu snimače 30 mV, modulačního signálu astabilního multivibrátoru 600 mV, a frekvencích 300 Hz a 5 Hz.

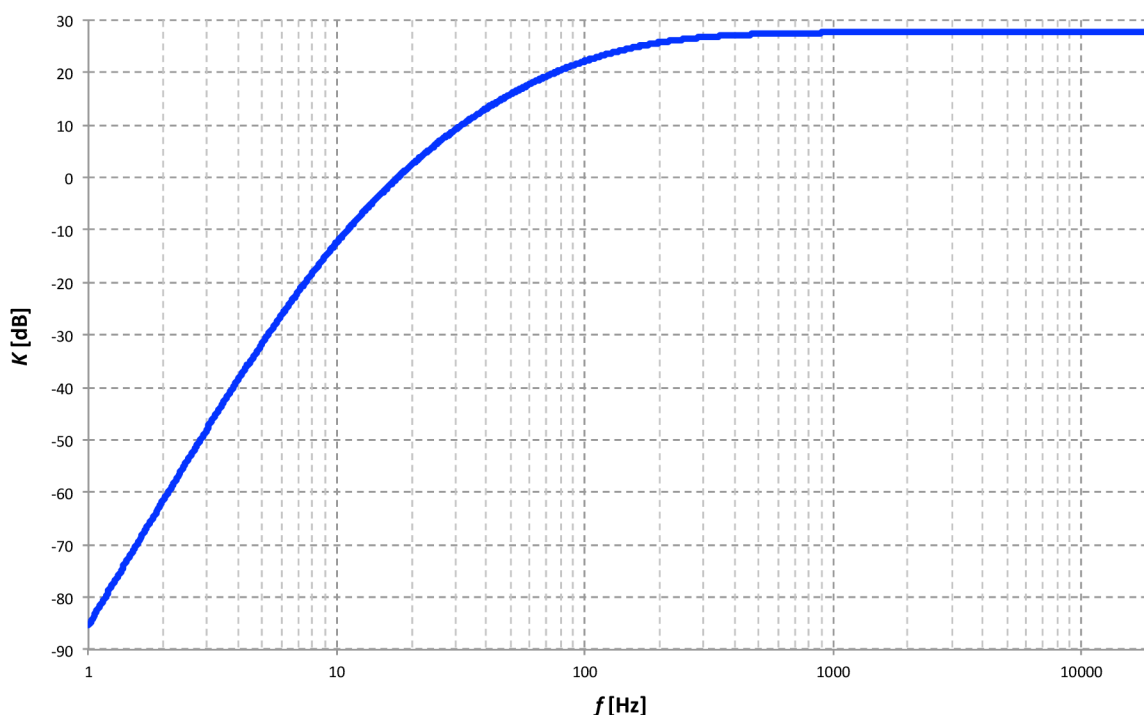
Řídicí průběh se kromě změny amplitudy promítne do vstupního signálu také absolutně. Návrh situaci řeší filtrem typu horní propust, koncipovanou tak, aby pokud možno nezasahovala do nejnižších kmitočtů nosného signálu, přitom však odstranila kromě fundamentu také co nejvíce harmonických složek obdélníkového výstupu LFO (obr. 3.14).



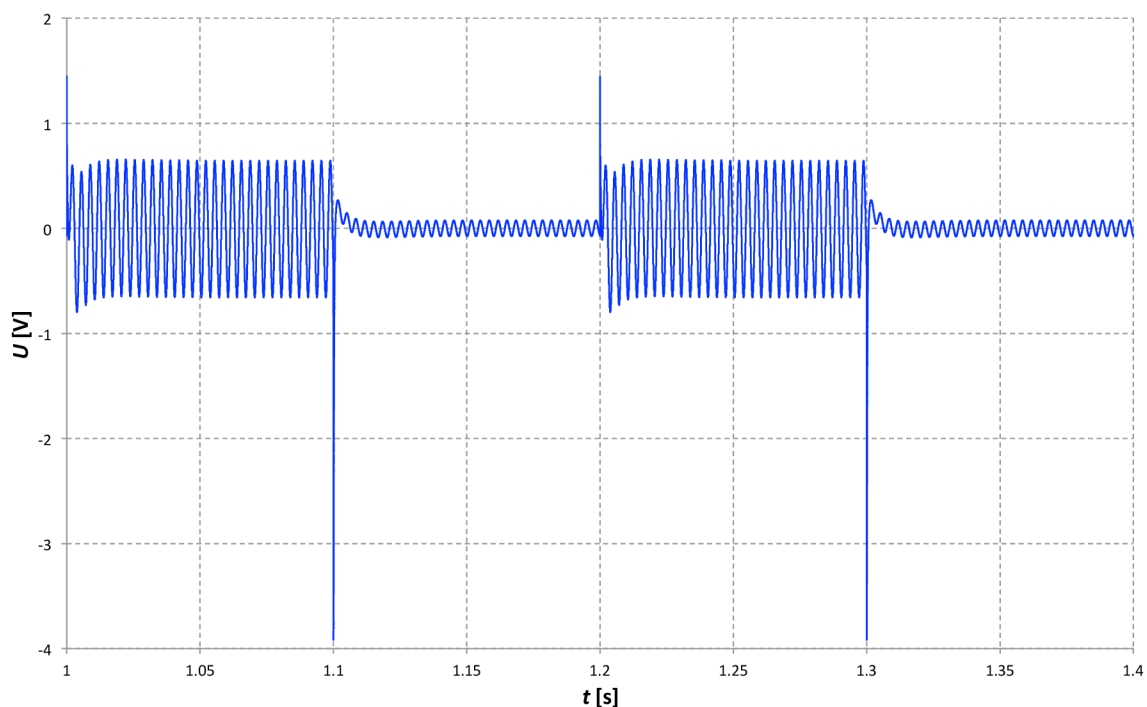
Obr. 3.14: Schéma optimalizovaného zesilovače řízeného napětím s filtračním článkem.

Jedná se o derivační článek 4. řádu s činitelem progresu 2 a základním mezním kmitočtem 16 Hz [12]. Jednotlivé stupně jsou rozloženy okolo zesilovacího členu, jehož vstupního odporu využívají. Zde však došlo při návrhu k chybě a výše vyjádřené uměnění zpětnou vazbou nebylo uváženo. Práce se k obvodu v kapitole č. 4 vrací a reviduje jej. Následující podoba zesilovače řízeného napětím byla ovšem v době zahájení praktické práce považována za konečnou a sloužila za předlohu při designu desky plošných spojů.

Modulová kmitočtová charakteristika stávajícího filtru byla simulována v obr. 3.15. Na výstupním signálu z obr. 3.16 lze vidět značné překmity, které způsobuje pomalá reakce tranzistoru Q1 na jednotlivé změny stavů v modulačním signálu v důsledku jeho vnitřních kapacit, jakož i následná derivace průběhu filtrem.

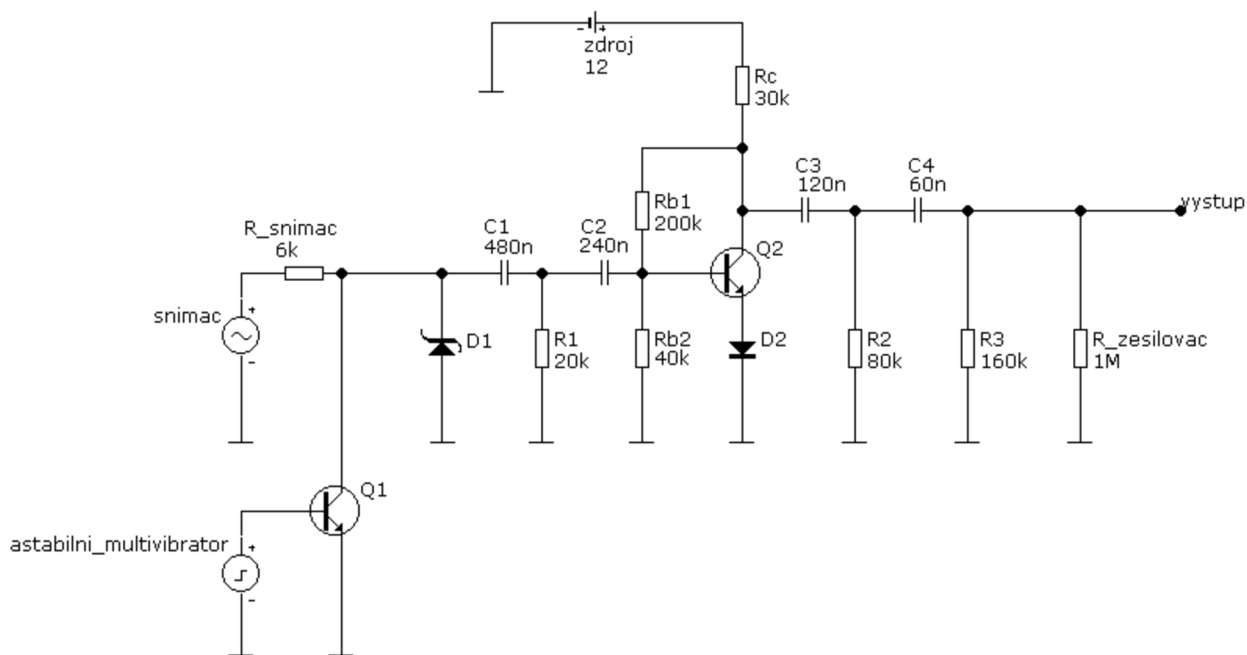


Obr. 3.15: Simulace modulové kmitočtové charakteristiky výstupu zesilovače řízeného napětím z obr. 3.14 s odpojeným řízením.



Obr. 3.16: Simulace výstupního průběhu zesilovače řízeného napětím z obr. 3.14.

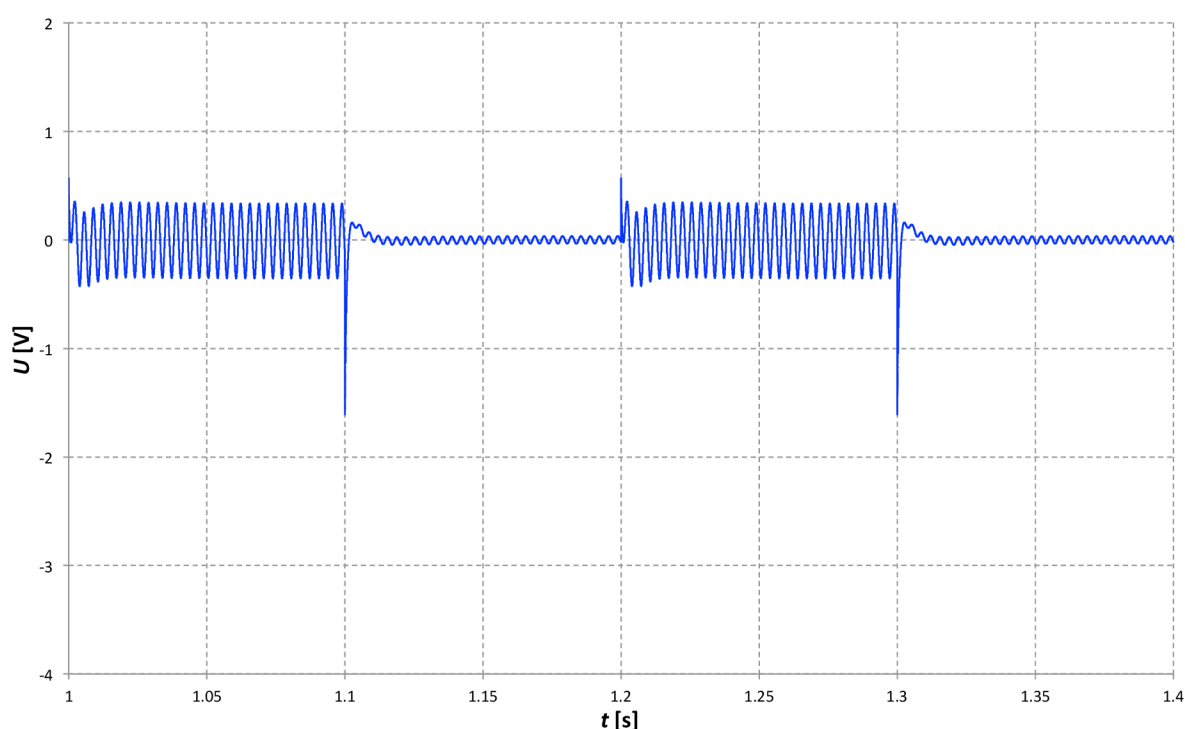
Finální úpravou zesilovače řízeného napětím je tedy připojení diod D1 a D2 (obr. 3.17). Antiparalelní zapojení Schottkyho diody s tranzistorem Q1 limituje záporné přechmity přímo na kolektoru hodnotou okolo -300 mV, zatímco D2 přispívá k limitaci kladných pulsů a zpracování kritických míst tranzistorem Q2. Projevuje se zde dynamický odpor diody a její vlastní parazitní kapacita.



Obr. 3.17: Schéma optimalizovaného zesilovače řízeného napětím s pomocnými diodami.

Cenou ze tuto stabilizaci je menší zesílení signálu (obr. 3.18) zvýšením klidového napětí báze a tedy i posunutím vstupního odporu a pracovního bodu v přenosové charakteristice. Podmínky pro zjednodušená vyjádření veličin již nejsou nadále dodrženy, nynější hodnota spočtená z kompletních vzorců [13], zohledňující veškeré změny včetně útlumu článkem, se však pro přenosové pásmo pohybuje okolo -15 . Vstupní odpor, který obvod představuje pro druhý stupeň filtru naopak vzrůstá až na $4\text{ k}\Omega$. Při podobném útlumu v oblasti fundamentů LFO se tak frekvence s poklesem 3 dB oproti přenosovému pásmu posouvá ve prospěch nosného signálu přibližně na 100 Hz , se ziskem více než 3 dB na nejnižších složkách kytary oproti předchozímu zapojení.

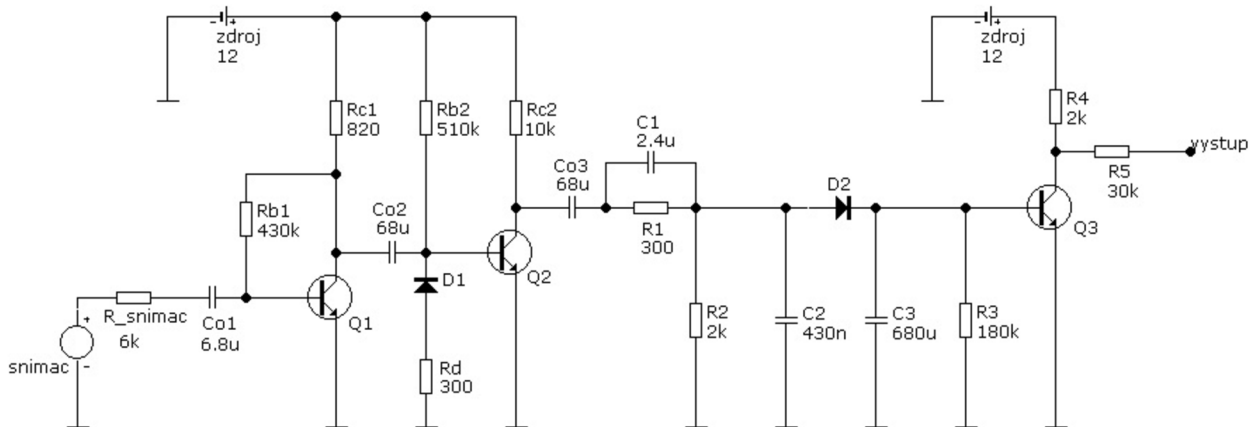
Překmity lze tímto způsobem vždy pouze omezit. Z povahy jejich vzniku i způsobu limitace vychází kvalitnější průběh při dostatečně silném nosném signálu a zlepšuje se s klesáním modulační frekvence i hloubky.



Obr. 3.18: Simulace výstupního průběhu zesilovače řízeného napětím z obr. 3.17.

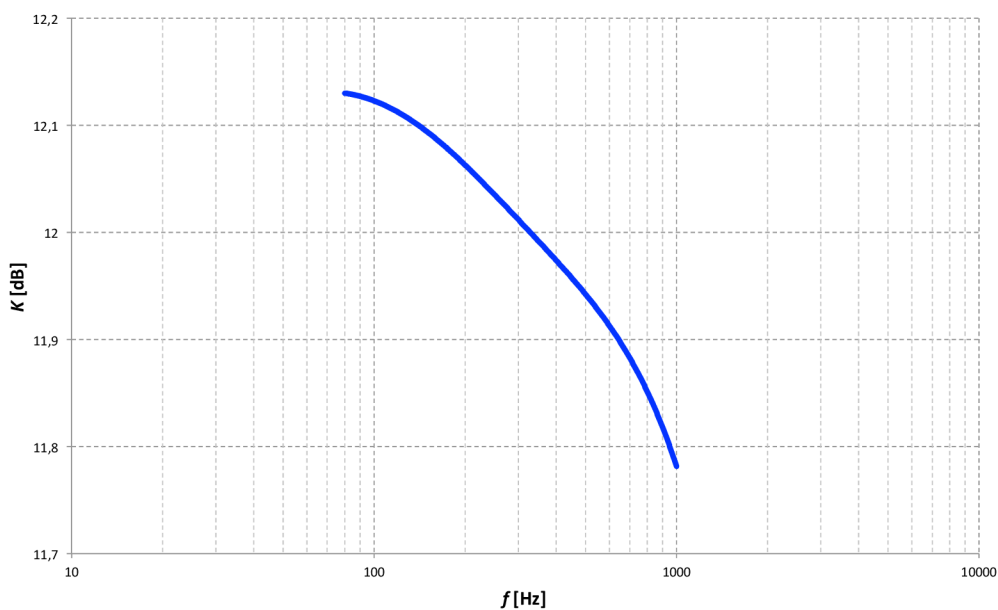
3.4 Řídící linka

Jako obohacení stávajících struktur tremola byla do obvodu včleněna paralelní vstupní linka ovládající frekvenci astabilního multivibrátoru v závislosti na kmitočtu výstupního napětí kytarového snímače.



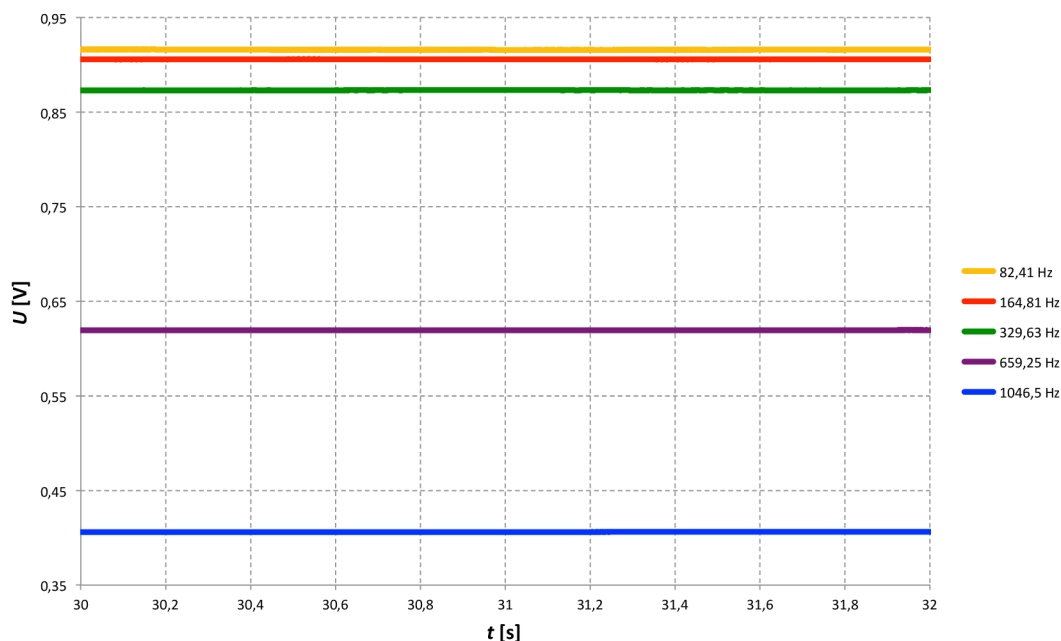
Obr. 3.19: Schéma řídicí linky.

Obvod z obr. 3.19 pracuje následovně: dvojice tranzistorů Q1 a Q2 zajišťuje dostatečné zesílení výstupu snímače a zároveň sjednocuje rozdílné amplitudy na stejnou úroveň díky saturačnímu pracovnímu bodu druhého z tranzistorů. Konkrétně se jedná o již dříve použitý model 2N5088 s vysokým zesilovacím činitelem a snadným nastavením saturačního stavu pro širokou škálu vstupních napětí. Kondenzátory Co1, Co2 a Co3 mají pouze oddělovací funkci, dioda D1 v součinnosti s rezistorem Rd chrání bázi Q2 před vysokými hodnotami púlperiod opačné polarity obsaženými v již zesíleném signálu. Následně je průběh jednocestně usměrněn diodou D2, výsledné stejnosměrné napětí je vyhlazeno kondenzátorem C3, rezistor R3 udržuje na bázi tranzistoru Q3 dostatečnou stabilní hodnotu. Míra otevření báze je pak dána útlumovým kmitočtově závislým, ve své podstatě korekčním článkem [12], sestávajícím z komponentů C1, C2, R1 a R2. Jeho kmitočtová charakteristika je na obr. 3.20.



Obr. 3.20: Simulace modulové kmitočtové charakteristiky uzlu před usměrňovací diodou D2 z obr. 3.19.

Jedná se o velmi pozvolný pokles v rozsahu frekvencí elektrofonické kytary, tedy přibližně 80 Hz – 1 kHz. Jeho nevelká strmost je dána výrazným dopadem drobných změn bázevého napětí na kolektorovou úroveň. Výsledné rozdíly napětíových hodnot za usměrňovacím můstkem (na bázi tranzistoru Q3) jsou zobrazeny na následujícím obr. 3.21.

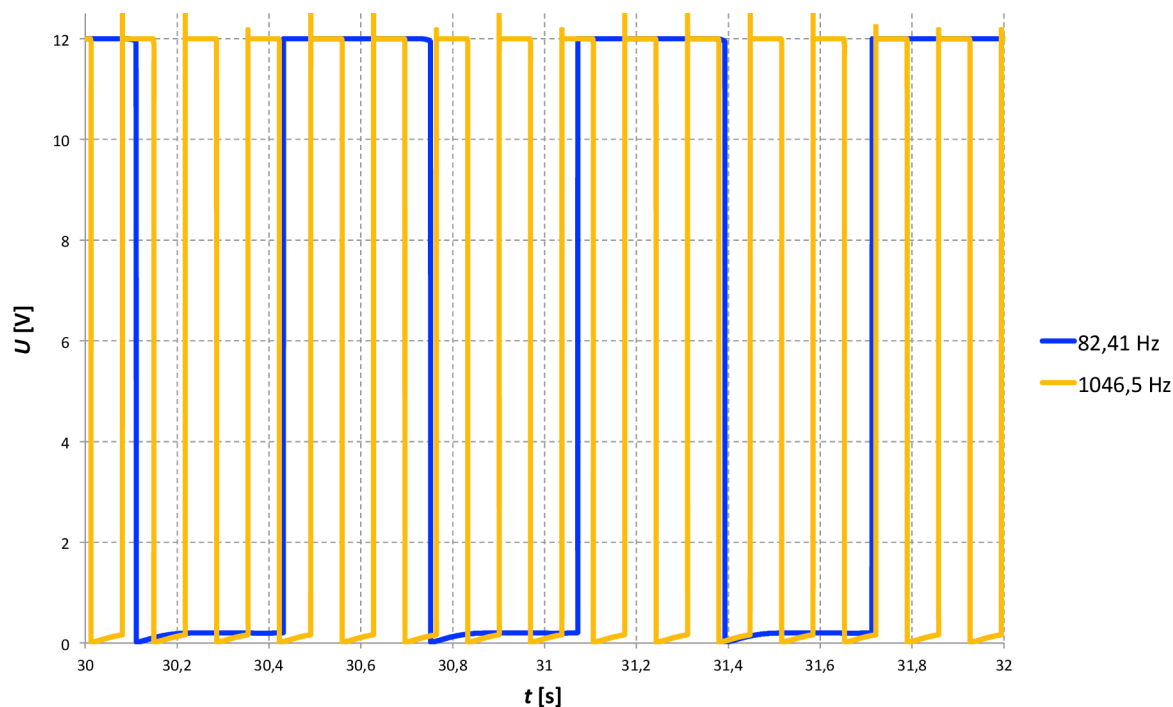


Obr. 3.21: Simulace ustálených průběhů na bázi tranzistoru Q3 z obr. 3.19 při různých frekvencích vstupního signálu snímače.

Kmitočty vstupního signálu, pro které byly průběhy simulovány, zastupují konkrétními tóny jednotlivé oktávy rozsahu nástroje. Přestože kolektor nereaguje na změny na své bázi se stejnou citlivostí, nejvýraznější pokles nastává mezi 329,63 a 659,25 Hz. Kvůli kapacitám oddělovacích kondenzátorů, vysokým, aby neovlivňovaly filtraci signálu, dochází v obvodu k poměrně dlouhým přechodovým dějům. Proto jsou průběhy v obr. 3.21 zaznamenány v době úplného ustálení. Typem zvoleným pro tranzistor Q3 je řada BC182, která vykazuje v porovnání s ostatními velký rozsah kolektorového napětí mezi saturací a úplným uzavřením s rovnoměrným rozložením odpovídajících hodnot bázevého napětí.

Z grafů je zřejmé, že při nižších kmitočtech na výstupu snímače bude tranzistor otevřen více, než na nižších. Jeho kolektor je připojen mezi rezistory R4 a R5. Uzel označený jako „výstup“ nahrazuje v astabilním multivibrátoru odpor R1,2, jímž je ovládána frekvence. Mezi napájecí napětí a diodové cesty k deskám kondenzátorů C1 a C2 z obr. 3.9 jsou tedy namísto něj připojeny právě rezistory R4 a R5 z řídicí linky. Tranzistor Q3 tak figuruje opět jako rezistor řízený napětím v paralelní kombinaci se součástkou R5. Konkrétní hodnoty odporů jsou navrženy pro co největší rozsah napětí uzlu, na nějž je tranzistor svým kolektorem připojen. Zatímco R4 určuje o kolik bude napájecí napětí v tomto bodě sníženo při úplném zavření Q3, R5 určuje především průběh snižování hodnot napětí v uzlu.

Uvážením závislosti vzorce pro dobu nabíjení kondenzátoru (3.2) na snižovaném napájecím napětí je získána vyšší frekvence výstupu nízkofrekvenčního oscilátoru (okolo 7 Hz) při rychlejších kmitech vstupního signálu, v opačném případě nižší kmitočet okolo 1,6 Hz. Tyto mezní hodnoty lze pozorovat na obr. 3.22.



Obr. 3.22: Simulace výstupního průběhu astabilního multivibrátoru z obr. 3.9 po připojení řídicí linky z obr. 3.19 při mezních frekvencích vstupního signálu snímače.

3.5 Celkové zapojení

Spojením výše popsaných částí dle uvedeného blokového schématu (obr. 3.1) se získá výsledného efektu tremolo. Kompletní obvod je na obr. 3.23 na následující stránce. Pro jeho fungování je však potřeba několika dalších drobných úprav jako je např. impedanční přizpůsobení jednotlivých částí či vložení ovládacích prvků.

Zásadní adaptaci vyžaduje především výstupní signál astabilního multivibrátoru. Dělič tvořený rezistory R11, R12 a potenciometrem R_depth tlumí řídicí kmity na rozpětí přibližně 400–700 mV, tedy hodnoty korespondující s převodní charakteristikou tranzistoru Q1. Odpor děliče musí být dostatečně velké, aby nedošlo ke snížení úrovní v rámci samotného multivibrátoru. Napěťový napájecí zdroj, dosud uvažovaný jako dokonalý, byl v konečném řešení opatřen jednoduchým ochranným obvodem eliminujícím vliv překmitů či opačné polarity připojeného adaptéru. Ostatní bloky zůstávají propojeny bez dalších úprav až na systém přepínačů poskytující volbu mezi přemostěním typu by-pass (v dané konfiguraci zcela odpojícím komponenty od vstupu a výstupu, které naopak propojí) a vřazením tremola do signálové cesty. Lze jimi také zprovoznit ovládání frekvence astabilního multivibrátoru řídicí linkou. Do schématu nízkofrekvenčního oscilátoru byla přidána ještě LED, tato pak indikuje aktuální kmitočet LFO. Poslední úpravou zůstává nahrazení pevných rezistorů potenciometry v místech, kde má jejich odpor vliv na zásadní parametry efektu. Ve schématu jsou zaneseny jako R_freq měnící frekvenci LFO, již zmíněný R_depth měnící hladinu výstupního napětí LFO, tedy modulační hloubku, a R_level ovládající celkové výstupní napětí. Doplnkové rezistory napojené přímo k potenciometrům zajišťují potřebné hodnoty pro filtrační články popř. stanovují minimální a maximální hodnoty rozsahu dané veličiny.

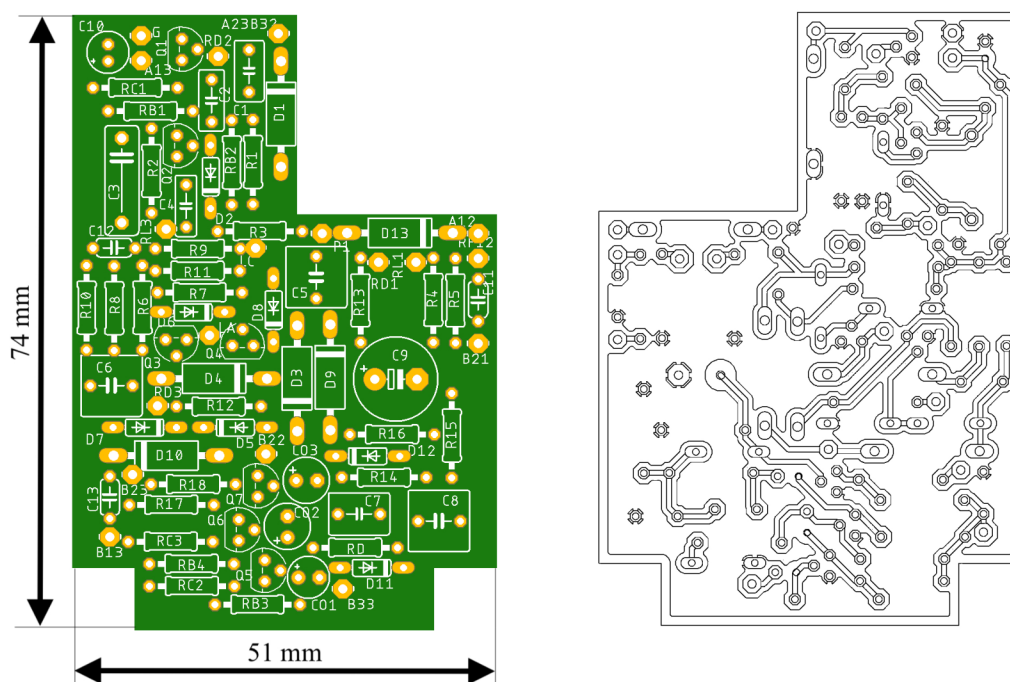
Kromě již zmíněných konkrétních druhů aktivních součástek byly na obr. 3.23 názvem svého typu označeny i ostatní, dosud více či méně ideálně uvažované prvky. S jejich technickými informacemi bylo při návrhu počítáno a zohledněny byly také v simulacích.

4 Praktická realizace a revize obvodového řešení

4.1 Technické provedení

Za fyzickou podobu efektu byla zvolena deska plošných spojů osázená radiálními součástkami, umístěná do hliníkového boxu s ovládacími prvky vyvedenými na povrch. Součástky umístěné přímo na desku byly vybírány s ohledem na co největší přesnost a také vhodné rozměry. Veškeré kondenzátory, u kterých byla podstatná jejich časová konstanta, jsou fóliového typu s odchylkou do 5 %. Rezistory pak dimenzované do 600 mW a s 1% odchylkou. Externí součástky, ke kterým deska obsahuje pouze označené vývody, tedy vstupní a výstupní konektor (klasický 6,3 mm TS Mono Jack), tahové a otočné potenciometry i spínače, byly rovněž voleny s důrazem na přesnost. Průběh potenciometrů vychází z okolního obvodu a vnímání dané veličiny: potenciometr ovládající celkovou výstupní úroveň i ten, který nastavuje frekvenci LFO mají průběh logaritmický, ovládání hloubky modulace probíhá lineárně. Pro stejnosměrné 12 V napájení slouží adaptér se spínaným zdrojem schopný poskytnout proud až 1 A, přivedený do zařízení koaxiálním konektorem.

Oproti kompletnímu schématu z obr. 3.23 byly na desku plošných spojů, jejíž návrh v prostředí EAGLE byl prvním krokem ke zkompletování tremola, přidány ještě keramické kondenzátory 100 nF v místech, kde jsou napájecí cesty příliš dlouhé a mohlo by tak dojít k destabilizaci stejnosměrného napětí. Výsledný návrh zachycující pouze desku samotnou je viditelný na obr. 4.1. Rozměry desky (74 x 51 mm) jsou určeny prostorem standardizovaného boxu po osazení ovládacími prvky a konektory.



Obr. 4.1: Návrh přední a zadní strany desky plošných spojů s kompletním schématem z obr. 3.23.

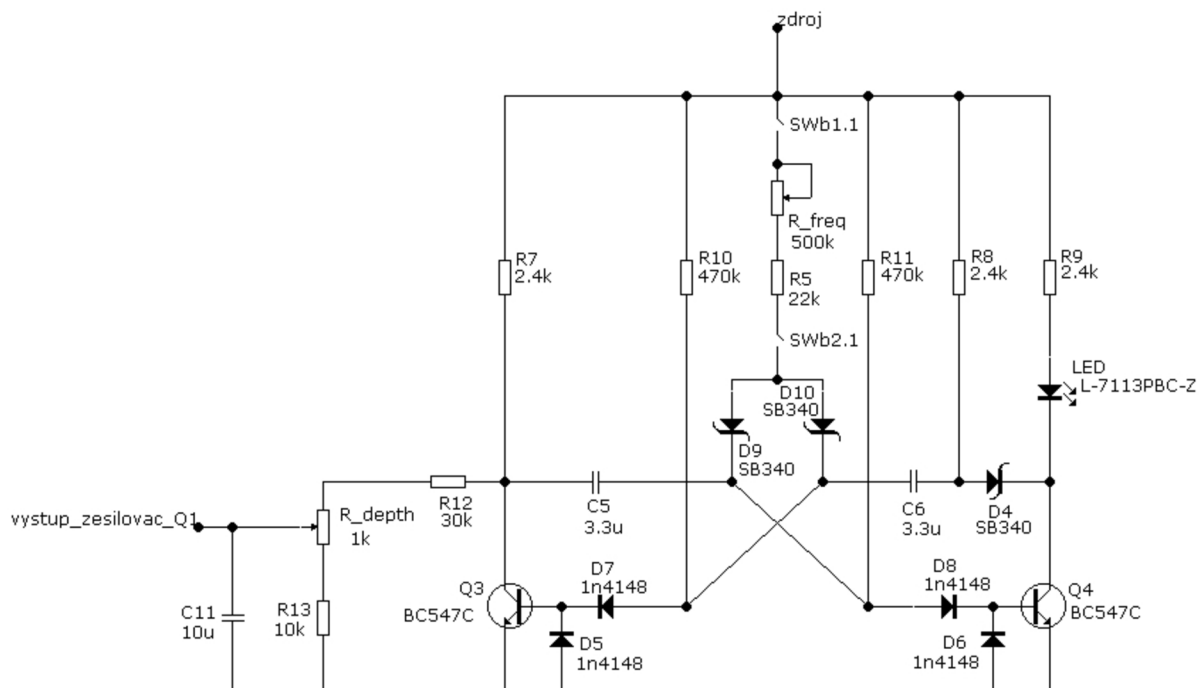
Po napájení vytvořené desky a oživení zkompletovaného efektu byla funkčnost otestována nejprve v návrhu uvažovanou elektrickou kytarou a zesilovačem. Tím bylo zjištěno několik drobných nedostatků vycházejících z různorodosti jednotlivých diskretních součástek, především pak aktivních prvků. Kalibrován musel být filtr řídicí linky, jednalo se o změnu hodnoty jednoho z kondenzátorů (v obr. 3.19 označen C2) v řádu 100 nF za účelem strmějšího poklesu vyžadovaného závislostí vnitřního odporu tranzistoru BC182 na bázovém napětí lišící se od ideálu v simulacích. Druhá z úprav byla provedena v oblasti děliče výstupního napětí nestabilního multivibrátoru. Odpor R13 z obr. 3.23 byl navýšen na hodnotu 10 k Ω ve prospěch zisku tranzistoru Q1 a tedy vyšší dosažitelné hloubky modulace. Důvodem je opět odchylka v parametrech skutečných obvodových prvků. Výslednou podobu tremola lze prohlédnout na obr. 4.2.



Obr. 4.2: Fotografie vizuální podoby finální verze realizovaného tremola z přední a boční strany.

4.2 Měření a úprava schématu

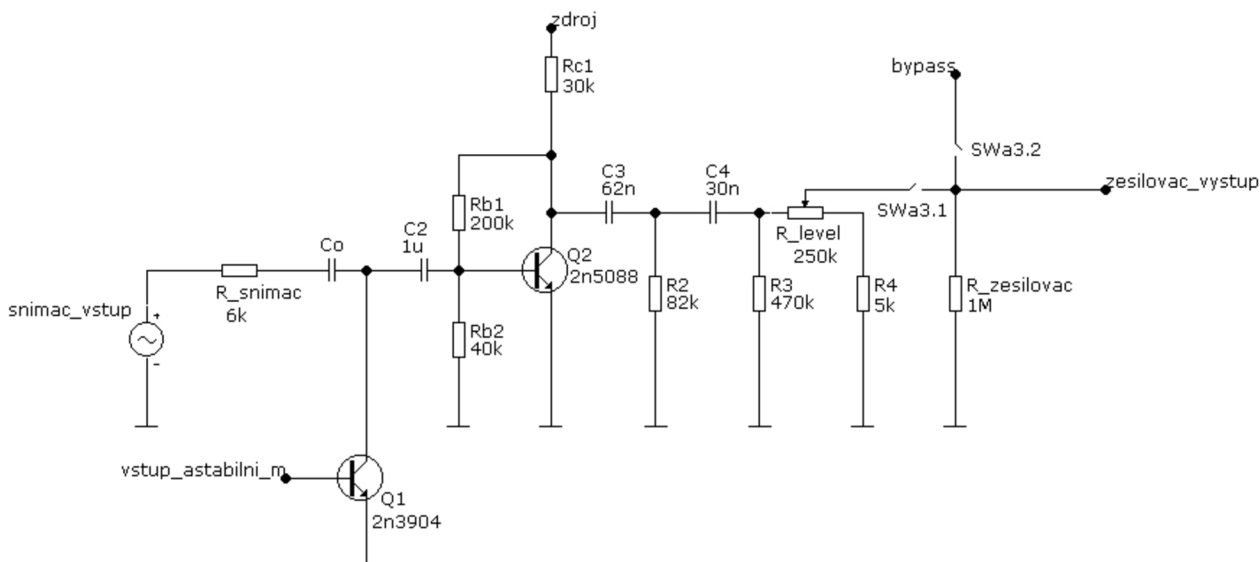
Hotové zařízení, vyvážené popsány úpravami, selhává nadále v již diskutované stěžejní oblasti, jak bylo zjištěno při základním ověření funkčnosti i pozdějším zobrazením výstupního průběhu pomocí osciloskopu v laboratoři. Jedná se o překmity v místech změny úrovně, které jsou natolik výrazné, že při běžné intenzitě vstupního signálu činí efekt nepoužitelným, nejen při velkých modulačních hloubkách. Snaha o úpravu obvodového návrhu a jejich alespoň částečné odstranění vyústila v poměrně velký zásah jak do schématu nestabilního multivibrátoru, tak zesilovače řízeného napětím (obr. 4.3 a 4.4). Tato změna se staví proti původnímu vytyčenému cíli co možná nejdokonalějšího čtvercového nízkofrekvenčního signálu. Částečné zjemnění jeho hran se totiž jeví jako nejelegantnější řešení v situaci, kdy nedostatečně rychlým zpracováváním agresivní podoby dochází přes všechna opatření k o mnoho podstatnější degradaci výsledného zvuku.



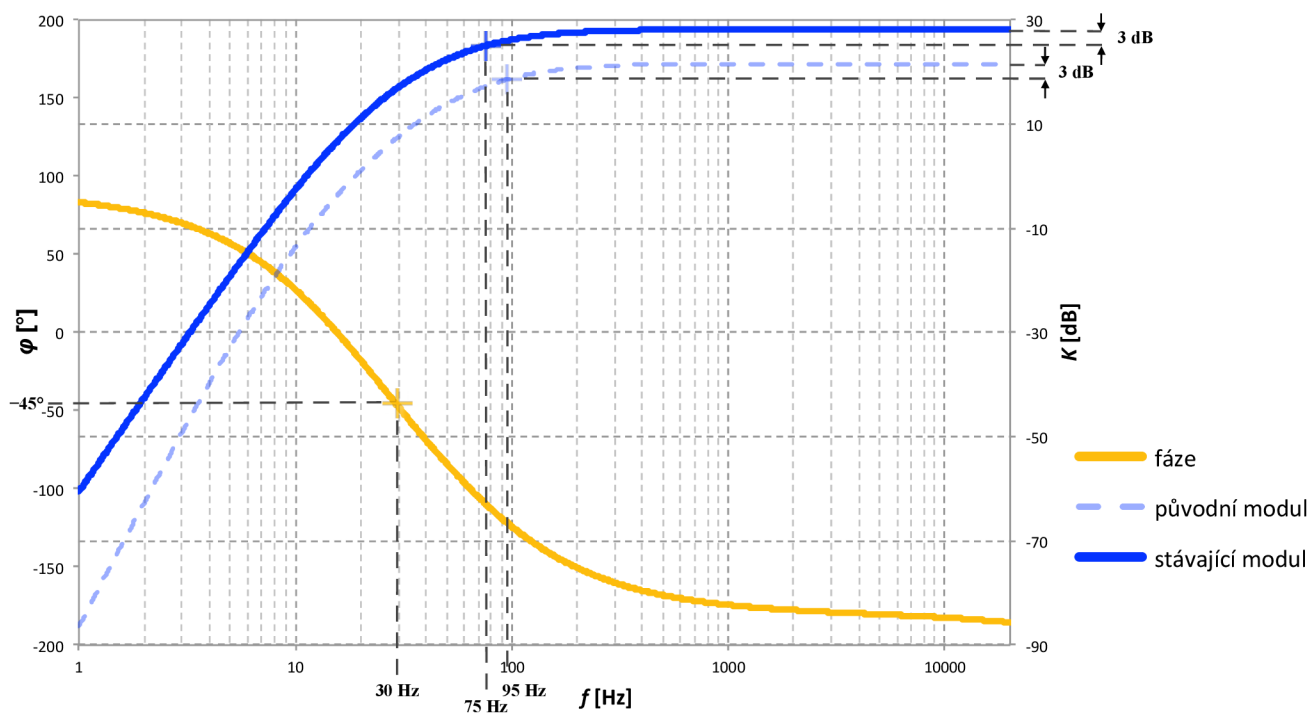
Obr. 4.3: Opravené schéma astabilního multivibrátoru.

Obvod na obr. 4.3 zachycuje návrat k původnímu základnímu schématu, kdy je ve větvi poskytující modulační napětí využito zpomalení náběžné hrany kondenzátorem C5. Pro zpomalení hrany sestupné byl za dělič mezi bázi tranzistoru, fungujícího jako proměnný odpor, a zem zapojen další kondenzátor C11. Jeho hodnota byla volena tak, aby byl průběh dále co nejlépe zpracovatelný, avšak stále odpovídal čtverci blízkému tvaru. Jak bude vidět v dalších měřeních, zachování tohoto tvaru je pochopitelně frekvenčně závislé a tento ve své podstatě filtr typu dolní propust má vliv také na amplitudu modulačního signálu vyšších kmitočtů.

Rovněž blok zesilovače řízeného napětím na obr. 4.4 jde v úpravách o krok zpět, kdy není dále zapotřebí pomocných diod ani hluboké filtrace modulačního signálu, zasahující do nejnižších složek užitečného. Modulová a fázová frekvenční přenosová charakteristika nynější kaskády je k vidění na obr. 4.5 a ve srovnání s tou z kapitoly č. 3 (vyznačenou čárkovaně) je její kmitočet s poklesem o 3 dB snížen o 25 Hz, nezasahující již nadále svým definitivním umístěním na 75 Hz do nosného spektra. Opětovně se zvyšuje také zesílení a spolu se vstupním odporem nabývají hodnot vyjádřených v kapitole č. 3. Vstup je zde navíc oddělen od řízeného útlumu tranzistorem Q1, čímž se mírní jeho přímý vliv na zdroj nosného signálu i přenášení modulačního průběhu do výsledného amplitudově modulovaného. Z toho důvodu lze také přenést oba články nynějšího filtru až za zesilovací člen, před který stačí umístit elektrolytický oddělovací kondenzátor s velkou kapacitou.



Obr. 4.4: Konečné schéma zesilovače řízeného napětím.



Obr. 4.5: Modulová a fázová kmitočtová charakteristika revidovaného a původního zesilovače řízeného napětím z obr. 4.4 s vyznačenými mezními hodnotami.

Přenos celého obvodu bez vlivu tranzistoru Q1 je udán jako:

$$K = A_{ux} \cdot K_f, \quad (4.1)$$

kde je K_f přenos článku složeného z kondenzátorů C_3 , C_4 , rezistoru R_2 a paralelní kombinace potenciometru R_{level} s R_3 , který představuje kaskádu 2. řádu s činitelem progresse 2 a původním mezním kmitočtem stanoveným na 30 Hz (viz obr. 4.5):

$$K_f = \frac{s^2}{s^2 + s \cdot \frac{5}{2 \cdot C_3 \cdot R_2} + \frac{1}{C_3^2 \cdot R_2^2}}. \quad (4.2)$$

A_{ux} pak představuje kmitočtově závislé zesílení dle vzorce (3.3), do kterého vstupují všechny na daném místě a ve schématu uvedené hodnoty kromě R_c a R_s , nahrazených komplexními kombinacemi závislými na operátoru s , jakožto zástupné veličině komplexní funkce úhlové frekvence $j\omega$:

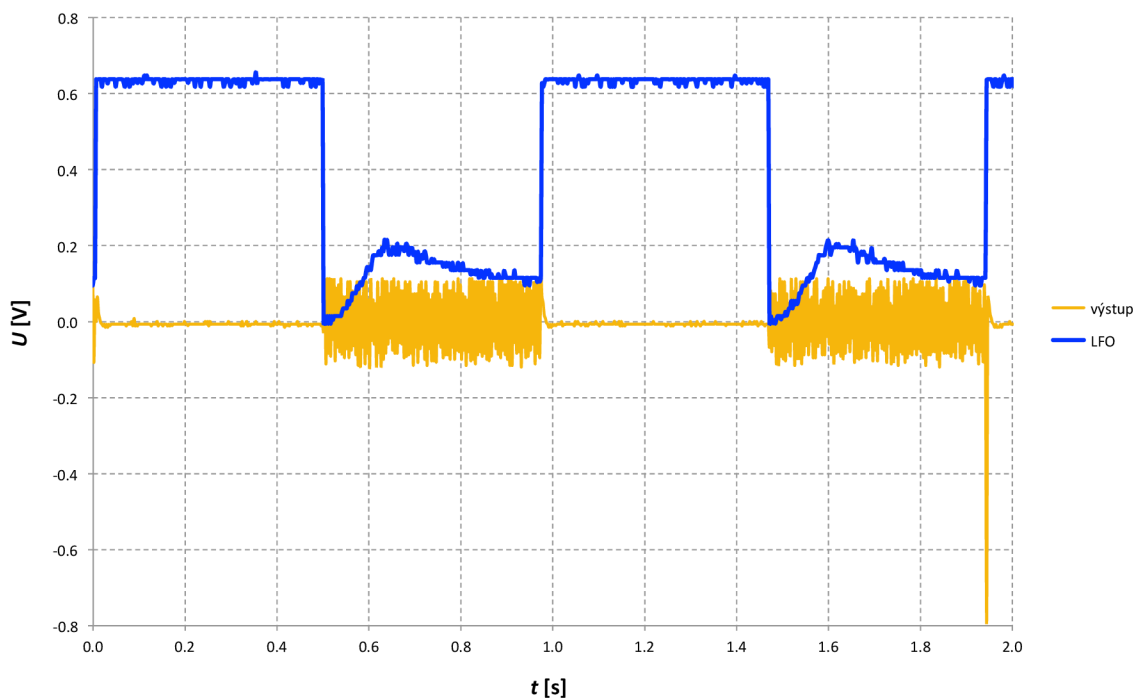
$$R_{cx} = \frac{s^2 + s \cdot \frac{5}{2 \cdot C_3 \cdot R_2} + \frac{1}{C_3^2 \cdot R_2^2}}{s^2 \cdot \left(\frac{1}{R_c} + \frac{3}{2 \cdot R_2} \right) + s \cdot \left(\frac{5}{C_3 \cdot R_2 \cdot R_c} + \frac{1}{C_3 \cdot R_2^2} \right)}, \quad (4.3)$$

$$R_{sx} = R_s + s^{-1} \cdot \left(\frac{C_0 + C_2}{C_0 \cdot C_2} \right). \quad (4.4)$$

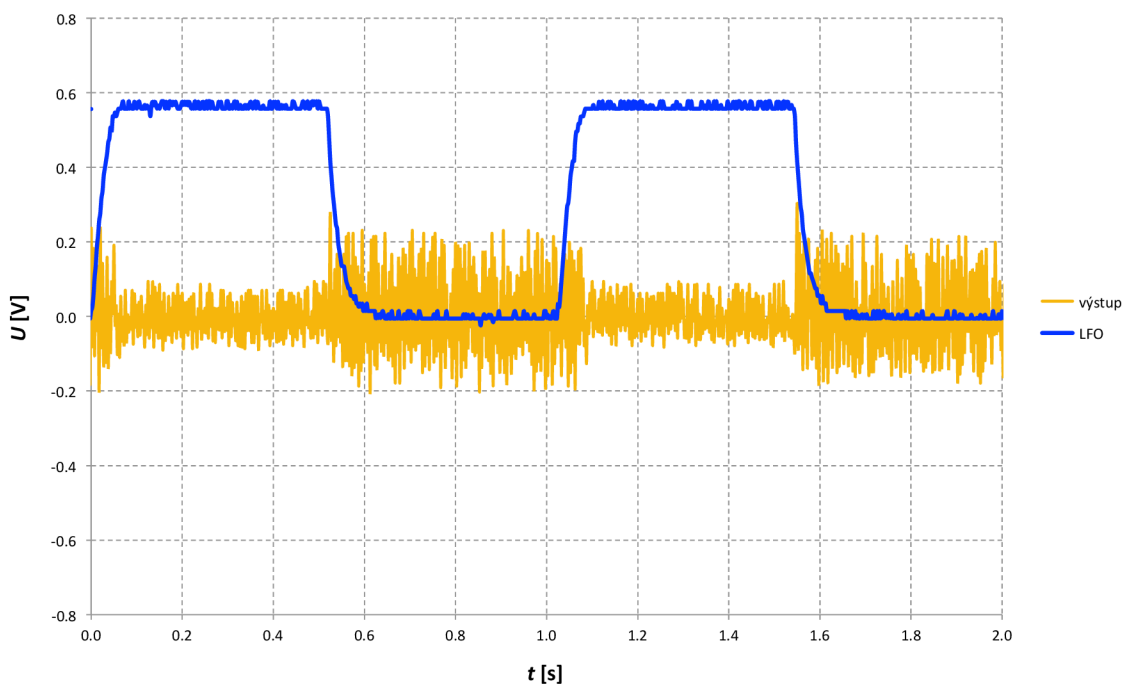
Následující měření byla provedena v laboratorních podmínkách s touto konečnou verzí navrženého tremola. Obvod s popsányi úpravami byl vyveden na nepozměněnou výše zobrazenou desku kromě oddělovacího kondenzátoru C_0 z obr. 4.4, který byl připojen až externě při měření v laboratoři mezi generátor Agilent 33512A, použitý jako zdroj nosného signálu, a vstupní obvod efektu. Spolu s ním byl sériově vřazen za účelem simulace užití, pro které je zařízení určeno, také rezistor o hodnotě 6,2 k Ω , představující vlastní odpor kytarového snímače. Hodnota použitého kondenzátoru C_0 se pohybovala okolo 1 uF, jelikož nebylo uváženo jeho sériové kombinace s kondenzátorem C_2 z obr. 4.4, v níž však již ovlivňuje mezní kmitočet. Bohužel tak nebylo možné změřit rozdíl mezi frekvenčními charakteristikami obou verzí. Až na tuto výjimku ovšem reálná zapojení zcela odpovídají těm v programu Micro-Cap, v tomto případě mohou být tedy uvedené simulace na obr. 4.5 dostatečným argumentem. Pokud není uvedeno jinak, je vstupním signálem harmonický průběh o kmitočtu 1 kHz a úrovni 20 mV_{pp}.

Na dvou obrázcích č. 4.6 a č. 4.7 je ilustrován vliv úprav na průběh LFO a tedy i překmity ve výsledném průběhu. Signály byly zobrazovány na osciloskopu Agilent DSO-X 2004A při maximálním nastavení potenciometru výstupní úrovně, maximální hloubce modulace

a minimální frekvenci astabilního multivibrátoru. Ta je v důsledku odchylek potenciometrů poněkud nižší u konečné verze. Zesílení je naopak podle předpokladů větší na obr. 4.7. Tranzistory v původní verzi také dle grafu nesaturují po celou půlperiodu, aktivní součástky se patrně liší ve svých parametrech. Odstraněním diody a rezistorové cesty v úpravě na obr. 4.3 se rovněž lehce mění pracovní bod jednoho z tranzistorů v této fázi práce klopného obvodu. Tím a novým vstupním odporem zesilovače se vysvětluje i jiná hloubka modulace.



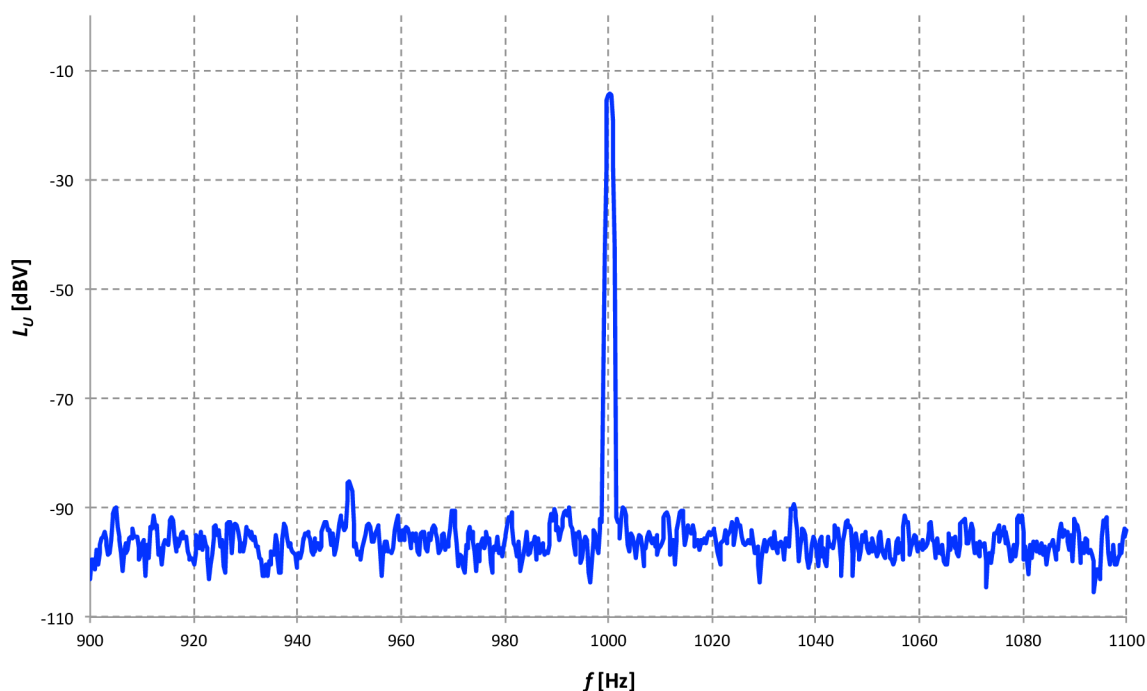
Obr. 4.6: Výstupní a modulační signál původní verze efektu s maximálním zesílením a hloubkou modulace a minimální modulační frekvencí, zobrazený na osciloskopu.



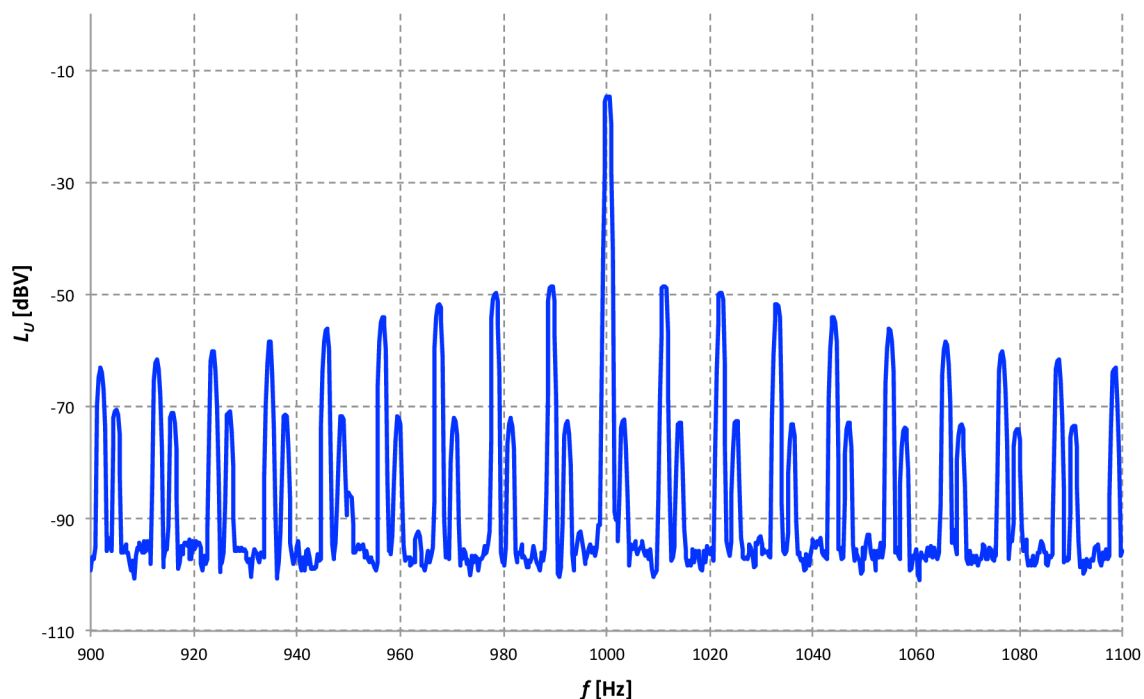
Obr. 4.7: Výstupní a modulační signál finální verze efektu s maximálním zesílením a hloubkou modulace a minimální modulační frekvencí, zobrazený na osciloskopu.

Přesnější obrazy, zachycující překmity s vyšším rozlišením, jsou uloženy mezi přílohami jako snímky obrazovky osciloskopu pod značkou A1 a B1. Na dalších snímcích jsou alternativně nastavené parametry astabilního multivibrátoru starší i aktuální verze. Zmíněná frekvenční závislost modulačního signálu je viditelná především na příloze B3, kde se průběh při maximálním nastavení kmitočtu již podobá trojúhelníkovému a jeho amplituda je nižší, zmenšujíc tak i modulační hloubku. Příloha písmeno B8 pak dokazuje, jak jsou v celku neměnnou úrovní remanentních překmitů v důsledku výrazněji poznamenány slabší vstupní signály.

S totožným vstupním nastavením proběhla měření obvodovým analyzátozem Agilent 4395A. Na obr. 4.8 a obr. 4.9 je zachyceno spektrum nemodulovaného a modulovaného výstupu, kde součtové spektrální složky odkazují k teoretickému pozadí z kapitoly č. 2. Frekvence multivibrátoru byla nastavena na maximum, aby byly rozestupy mezi jednotlivými složkami na analyzátoru zobrazitelné. Zesílení je rovněž nejvyšší možné. Napětí je vyjádřeno jako hladina vztažená k úrovni 1 V.

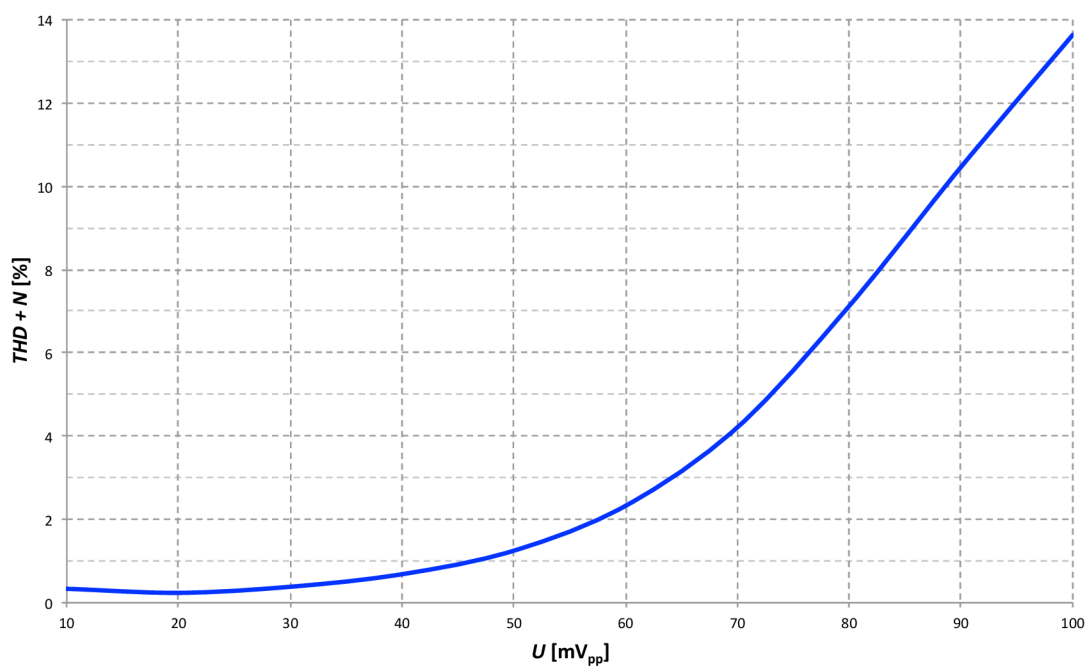


Obr. 4.8: Spektrum výstupního signálu s nastavenou minimální hloubkou modulační, maximálním zesílením a modulační frekvencí, zobrazené obvodovým analyzátozem.



Obr. 4.9: Spektrum výstupního signálu s nastavenou maximální hloubkou modulace, maximálním zesílením a modulační frekvencí, zobrazené obvodovým analyzátozem.

Postupným zesilováním vstupního harmonického signálu z generátoru byla ve výstupním spektru zaznamenána rostoucí intenzita vyšších složek a úroveň šumu. Výsledkem je graf závislosti poměru celkového harmonického zkreslení a šumu zesilovače na vstupním napětí (obr. 4.10). Původní zdrojové snímky obrazovky analyzátozem při zobrazení součtových i harmonických složek jsou opět dostupné v přílohách C a D.

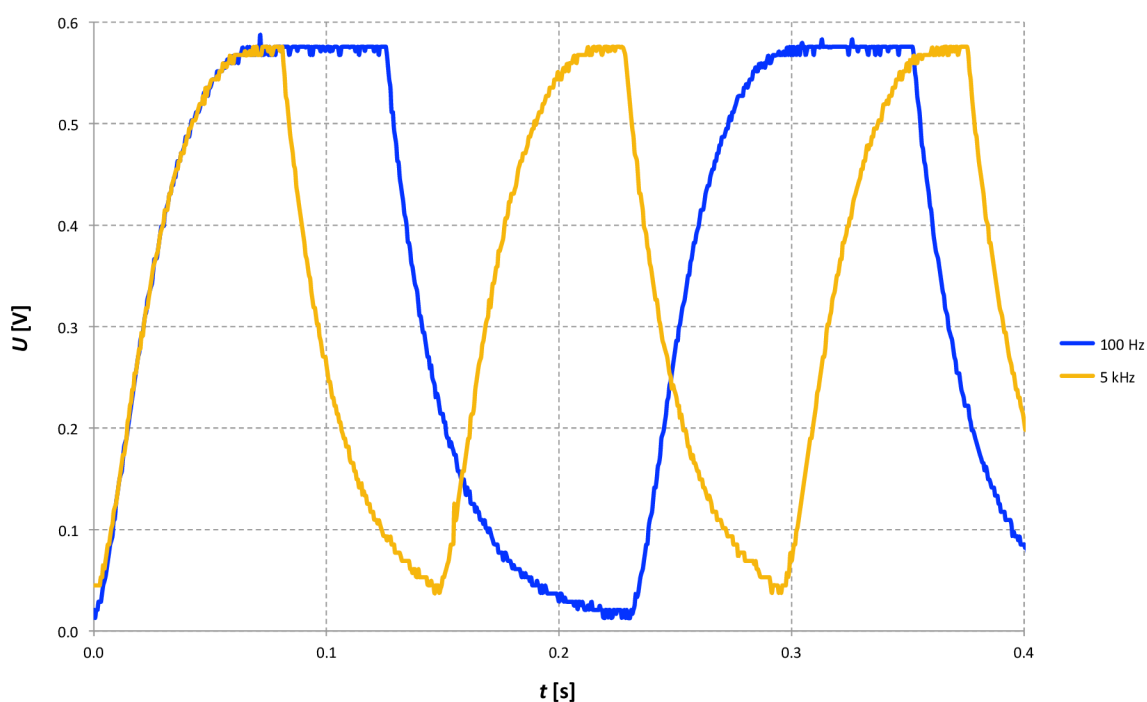


Obr. 4.10: Graf závislosti THD+N (spočteného z měření efektu obvodovým analyzátozem) na vstupním napětí.

Z popsaných měření zobrazených v přílohách B – D byly odečteny základní parametry realizovaného tremola, vypsány v následujících řádcích:

modulační frekvence.....	0,97–10,94 Hz,
modulační hloubka.....	0–44,8 %,
absolutní hodnota napěťového zesílení.....	1–25,
vstupní napětí (THD+N < 1 %).....	1–45 mV _{pp} ,
vstupní odpor.....	1,6 kΩ
maximální proudový odběr.....	10 mA.

Poslední měření, využívající opět osciloskop, zobrazuje vliv vstupní frekvence na kmitočet LFO při zprovoznění řídicí linky. Obr. 4.11 zobrazuje pouze mezní měřené hodnoty při 100 Hz a 5 kHz, snímky obrazovky včetně nastavení se střední hodnotou 1 kHz jsou dostupná v přílohách. Očekávaná funkčnost linky je zjevná, rozsah (4–7 Hz při mezních měřených vstupních kmitočtech) a průběh závislosti, neodpovídající ani po popsané kalibraci simulacím, zapříčiňuje právě variabilitu tranzistorových parametrů. Vyloučit nelze ani částečný vliv úprav astabilního multivibrátoru na saturační hodnoty jednoho z tranzistorů a tedy i nynější oblast řízení. Ze skutečnosti, že hodnota vstupního signálu musela být navýšena pro toto měření na 60 mV_{pp}, aby byla závislost vůbec zaznamenatelná, se lze domnívat, že k hodnotám ze simulací vede cesta prostřednictvím další kalibrace nejen strmosti korekčního filtru, ale především celkové úrovně napětí na bázi tranzistoru ovládajícího kmitočet.



Obr. 4.11: Modulační signál efektu zobrazený osciloskopem při zprovoznění řídicí linky a dvou kmitočtech vstupního signálu 100 a 5000 Hz.

Výsledky měření odpovídají simulacím a teoretickým předpokladům natolik, nakolik daný způsob měření a závislost na nedokonalostech parametrů součástek dovolují. Při dodržení uvedených vstupních a výstupních podmínek a uvážení principu a možností zařízení, lze efekt v této, pro potřeby práce konečné, verzi použít jako samostatnou jednotku tremola, které bylo popsáno v úvodu kapitoly č. 3.

4.3 Návrhy k další optimalizaci

Ačkoli lze realizovanou podobu efektu provozovat bez závažných nedostatků nebo obtíží, práce na obvodovém schématu i technickém provedení by mohla postupovat v mnoha ohledech dále za hranice prací stanovené. Jednou z prvních úprav by mohlo být přenastavení pracovního bodu zesilovače řízeného napětím za účelem zvýšení jeho vstupního odporu. Efekt by tak rozšířil možnosti svého užití. Autor se také hodlá věnovat hlubší analýze povahy řešených překmitů ve výstupním signále a jejich kompletním odstraněním pokud možno jednoduchou úpravou nezasahující do ostatních funkčních aspektů obvodu. Úprava principu napěťového řízení zesílení by rovněž mohla vyústit v nezávislost hloubky modulace na vnitřním odporu zdroje. Rozličnost parametrů skutečných obvodových prvků by mohla být dobře vyvážena aplikací odporových trimrů, kalibrujících jak úroveň napětí LFO, tak usměrněnou hladinu za filtrem řídicí linky. K uživatelsky přívětivějšímu provozu by jistě přispěl také potenciometr pro možnost nastavení vstupní úrovně nosného signálu. V úvahu pak připadá i kompletní přepracování pro napájecí 9V napětí s možností použít baterii. Podoba efektu práci dostačující a určené požadavky splňující tak může představovat pouhý spolehlivý základ a prototyp k následujícímu vývoji.

Popsané prospěšné změny nadále počítají se striktně diskrétní analogovou implementací jako výchozí premisou. Mnohé však mají v nedostatecích takového návrhu svůj původ. Výsledek tak prokazuje možnost dospět tímto způsobem ke zdárným výsledkům srovnatelným s jakoukoli jinou metodou, zároveň však důrazně poukazuje na její komplikovanost a obtíže, kladené za argument proti jejím výhodám.

5 Závěr

Již od úvodní části, kde byla řešena problematika dělení běžně používaných kytarových efektů spolu s teoretickým a praktickým popisem realizací, se práce zaměřuje na nejjednodušší principy elementárních elektronických prvků. Výsledkem je pak funkční efekt tremolo, v provedení obsahujícím pouze diskrétní analogové součástky. Text jeho obecný princip rozebírá jak teoreticky z pohledu signálové analýzy, tak co se obvyklého obvodového řešení týče. Dle vlastních kritérií zvolený astabilní klopný obvod, představující nízkofrekvenční oscilátor, byl ve fázi vlastního návrhu postupně obohacen prvky zajišťujícími bezpečné fungování s dokonalejšími a snáze ovládatelnými průběhy. Podobně rozšířen byl také tranzistorový zesilovač řízený napětím s variabilním odporem na vstupu, u nějž se jednalo především o eliminaci nežádoucích jevů vycházejících ze způsobu napěťového řízení. Jako zcela nový aspekt byla zpracována řídicí linka usměrňující vstupní signál s úrovní závislou na vstupním kmitočtu. Výstupem tohoto bloku sestávajícího z tranzistorových zesilovačů, korekčního článku, diodového usměrňovače a tranzistoru s funkcí rezistoru řízeného napětím, je pak možné ovládat frekvenci astabilního multivibrátoru. Před fyzickou realizací byly odstraněny také problémy týkající se propojení jednotlivých částí a faktického řízení parametrů tremola. Přihlédnuto bylo k reálným vlastnostem obvodových součástek a volbě jejich konkrétních typů.

Následující návrh desky plošných spojů a zprovoznění reálného zařízení (stávajícího z radiálních, vhodně volených prvků a externích ovladačů a konektorů v hliníkovém pouzdře) ukázaly nutnost návratu k simulacím a obvodovému řešení, kdy byly upraveny některé provedené změny na úkor původních požadavků, rekonstruující však výsledný průběh poznamenaný slyšitelnými překmity. Konečné zapojení bylo laboratorně proměřeno v několika ohledech. Výsledky byly srovnány s teoretickým pozadím a předpoklady založenými na simulacích, případné nesrovnalosti komentovány. Z výsledků vycházející poslední oddíl práce nastínil směr možného pokračování v řešení nedostatků jinak ovšem funkčního efektu.

Výslednou tezí praktické části je možnost implementace zvoleného typu tremola v analogové oblasti tímto konkrétním způsobem tak, aby bylo vyhověno stanoveným cílům. K získání průběhu srovnatelného s obvody zahrnujícími integrované, popř. číslicové prvky, je však zapotřebí nemalého úsilí a komplikovanějších úprav. Zůstává tak na každého zvážení, zda tvoří výhody dostatečnou protiváhu. Plánovaný další rozvoj zpracovaného efektu by mohl odpověď na tuto otázku učinit jednoznačnější.

Literatura

- [1] SCHIMMEL, Jiří. Studiová a hudební elektronika. Studiová a hudební elektronika. Brno, Vysoké učení technické v Brně. 2012. ISBN 978-80-214-4452-2.
- [2] LÄHDEVAARA, Jarmo. Science of electric guitars and guitar electronics. Helsinki, Books On Demand. 2012. ISBN 978-952-286-420-8.
- [3] SMĚKAL, Zdeněk. Analýza signálů a soustav - BASS. Brno, Vysoké učení technické v Brně. 2012. ISBN 978-80-214-4453-9.
- [4] BOQUERA, Gerard Amposta. Implement a chorus effect in a real-time embedded system [online]. Barcelona, Universitat Politècnica de Catalunya. 2016. [cit. 19. 12. 2019]. Dostupné na: https://upcommons.upc.edu/bitstream/handle/2117/98219/pfc_doc.pdf?sequence=1&isAllowed=y.
- [5] FORMOSA, Dan. A Brief History of Tremolo [online]. USA, Premier Guitar. 2013. [cit. 19. 12. 2019]. Dostupné na: <https://www.premiarguitar.com/articles/19777-a-brief-history-of-tremolo>.
- [6] BRANČÍK, Lubomír; DOSTÁL, Tomáš. Analogové elektronické obvody: přednášky. Brno, Vysoké učení technické v Brně. 2007. ISBN 978-80-214-3525-4.
- [7] KOTORA, Václav. Vyhodnocení kmitočtové difference [online]. Plzeň, Západočeská univerzita v Plzni. 2015. [cit. 19. 12. 2019]. Dostupné na: https://otik.zcu.cz/bitstream/11025/18656/1/BP_Vyhodnoceni_kmitoctove_diference_Vaclav_Kotora.pdf.
- [8] kolektiv. Waveform Generators [online]. USA, Electronics Tutorials. 2014. [cit. 19. 12. 2019]. Dostupné na: <https://www.electronics-tutorials.ws/waveforms/generators.html>.
- [9] ČERMÁK, Jindřich; NAVRÁTIL, Jaroslav. Tranzistorová technika. Praha, Nakladatelství technické literatury. 1967.
- [10] VRBA, Kamil; HERENCŠÁR, Norbert; KOTON, Jaroslav. Analogová technika [online]. Brno, Vysoké učení technické v Brně. 2011. [cit. 19. 12. 2019].
- [11] KESL, Jan. Elektronika. Praha, BEN - technická literatura, 2003. ISBN 80-7300-074-1.
- [12] HÁJEK, Karel; SEDLÁČEK, Jiří. Kmitočtové filtry. Praha, BEN - technická literatura. 2002. ISBN 80-7300-023-7.
- [13] LÄHDEVAARA, Jarmo. Basic Forms of Feedback in Voltage and Current Amplifiers [online]. Helsinki, The Science of Electric Guitars and Guitar Electronics. 2016. [cit. 3. 6. 2020]. Dostupné na: <http://www.guitarscience.net/papers/feedback.pdf>.

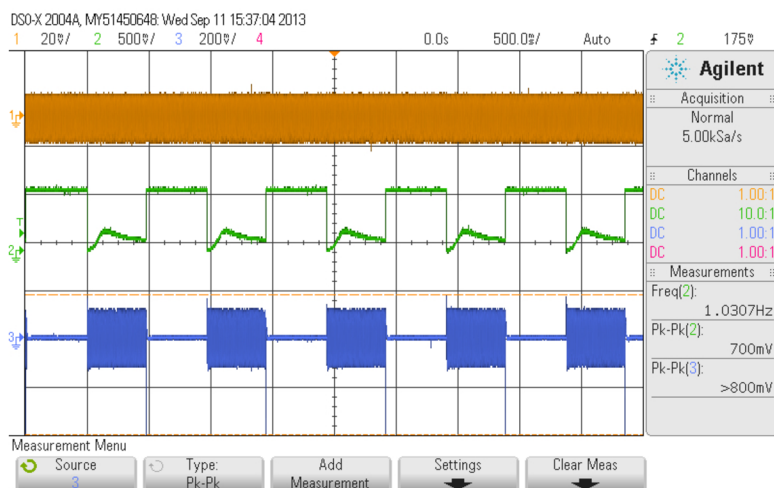
Seznam symbolů a zkratek

A – ampér, jednotka elektrického proudu	R – elektrický odpor
A_u – napětové zesílení střídavého signálu	r_e – vstupní dynamický odpor tranzistoru
BBD – Bucket-Brigade Device (integrována zpožďovací linka ve formě posuvného registru)	RC – součást obvodu tvořená rezistorem a kondenzátorem
C – kondenzátor	s – operátor přenosové funkce filtru ($j\omega$)
C – elektrická kapacita	s – sekunda, jednotka času
D – dioda	S – amplituda signálu
dB – decibel, jednotka hladiny	sin – goniometrická funkce sinus
dBV – decibelvolt, jednotka hladiny napětí vztahovaná k 1 V	$s(t)$ – signál
F – farad, jednotka elektrické kapacity	SW – přepínač, spínač
f – frekvence	t – čas
g_m – přenosová vodivost tranzistoru	T – perioda
Hz – hertz, jednotka frekvence	THD+N – total harmonic distortion + noise, celkové harmonické zkreslení + šum, poměr efektivní hodnoty vyšších harmonických složek a úrovně šumu k nezjreslenému signálu
I_E – emitorový klidový proud	U – elektrické napětí
j – komplexní jednotka	U_{pp} – napětový rozdíl mezi amplitudou kladné a záporné půlvlny
k – kilo, předpona soustavy SI	V – volt, jednotka elektrického napětí
K – přenos, popř. hladina přenosu vztahovaná ku 1	V_{pp} – volt peak-to-peak, jednotka napětového rozdílu U_{pp}
L_u – hladina elektrického napětí	V_T – termální napětí tranzistoru
LED – Light-Emitting Diode (elektroluminiscenční dioda)	V-A – volt-ampérová závislost proudu na napětí
LFO – Low-Frequency Oscillator, (nízkofrekvenční oscilátor)	Vcc – zdroj napájecího napětí
ln – přirozený logaritmus	VCA – Voltage-Controlled Amplifier (zesilovač řízený napětím)
m – koeficient hloubky modulace	W – Watt, jednotka (elektrického) výkonu
m – mili, předpona soustavy SI	X – operační zesilovač
m – metr, jednotka délky	β – stejnosměrné proudové zesílení tranzistoru
M – mega, předpona soustavy SI	μ – mikro, předpona soustavy SI
MIDI – Musical Instruments Digital Interface, digitální komunikační rozhraní elektronické hudby	π – Ludolfovo číslo
n – činitel progresse kaskády RC článků	ω – úhlový kmitočet
n – nano, předpona soustavy SI	Ω – ohm, jednotka elektrického odporu
NPN – uspořádání polovodičových přechodů v bipolárním tranzistoru	$^\circ$ – stupeň, jednotka fáze
Q – bipolární tranzistor	
R – rezistor	

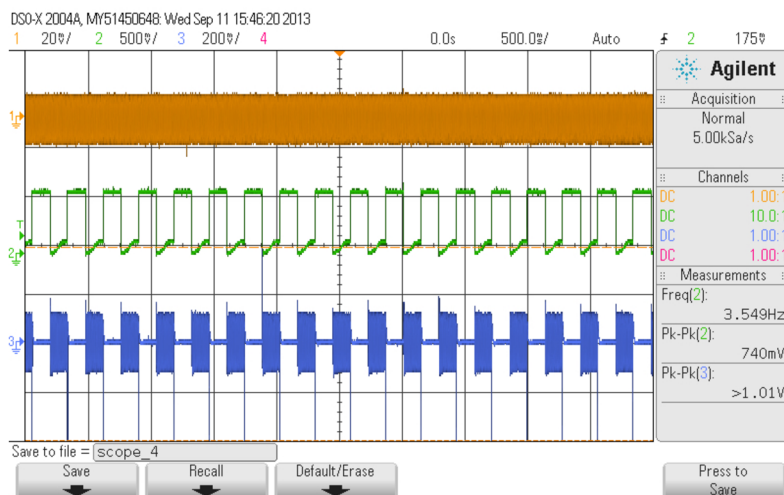
Seznam příloh

A1: Snímek obrazovky osciloskopu při měření původní verze tremola s maximálním nastavením hloubky modulace a zesílení a minimálním nastavením frekvence.....	60
A2: Snímek obrazovky osciloskopu při měření původní verze tremola s maximálním nastavením hloubky modulace a zesílení a středním nastavením frekvence.	60
A3: Snímek obrazovky osciloskopu při měření původní verze tremola s maximálním nastavením hloubky modulace a zesílení a maximálním nastavením frekvence.....	60
B1: Snímek obrazovky osciloskopu při měření finální verze tremola s maximálním nastavením hloubky modulace a zesílení a minimálním nastavením frekvence.....	61
B2: Snímek obrazovky osciloskopu při měření finální verze tremola s maximálním nastavením hloubky modulace a zesílení a středním nastavením frekvence.	61
B3: Snímek obrazovky osciloskopu při měření finální verze tremola s maximálním nastavením hloubky modulace a zesílení a maximálním nastavením frekvence.....	61
B4: Snímek obrazovky osciloskopu při měření finální verze tremola s maximálním nastavením zesílení, minimálním nastavením frekvence a střední hloubkou modulace.	62
B5: Snímek obrazovky osciloskopu při měření finální verze tremola s maximálním nastavením zesílení, minimálním nastavením frekvence a hloubky modulace.....	62
B6: Snímek obrazovky osciloskopu při měření finální verze tremola s maximálním nastavením hloubky modulace, minimálním nastavením frekvence a středním zesílením.	62
B7: Snímek obrazovky osciloskopu při měření finální verze tremola s maximálním nastavením hloubky modulace, minimálním nastavením frekvence a zesílení.	63
B8: Snímek obrazovky osciloskopu při měření finální verze tremola s maximálním nastavením zesílení a modulační hloubky, minimální frekvencí a vstupem naprázdno.	63

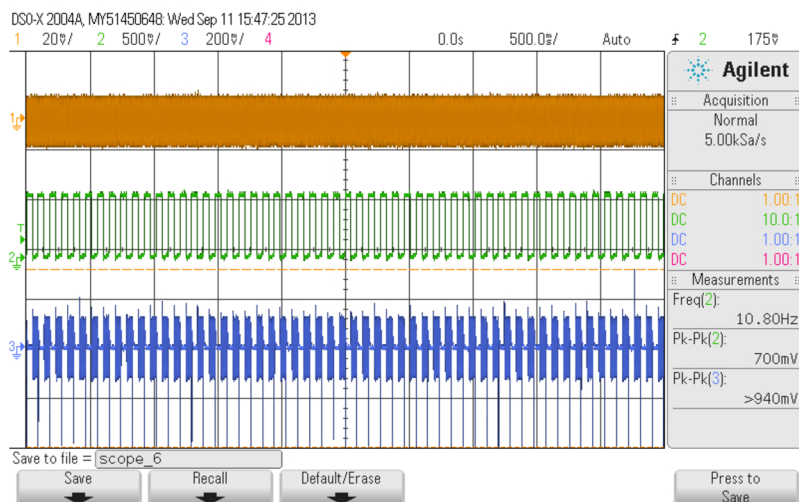
B9: Snímek obrazovky osciloskopu při měření modulačního signálu finální verze tremola se zprovozněnou řídicí linkou a vstupním kmitočtu 100 Hz. ...	63
B10: Snímek obrazovky osciloskopu při měření modulačního signálu finální verze tremola se zprovozněnou řídicí linkou a vstupním kmitočtu 1 kHz.	64
B11: Snímek obrazovky osciloskopu při měření modulačního signálu finální verze tremola se zprovozněnou řídicí linkou a vstupním kmitočtu 5 kHz.	64
C1: Snímek obrazovky obvodového analyzátoru při měření spektra finální verze tremola s maximálním nastavením zesílení a frekvence, minimální hloubkou modulace.	64
C2: Snímek obrazovky obvodového analyzátoru při měření spektra finální verze tremola s maximálním nastavením zesílení a frekvence, maximální hloubkou modulace.	65
D1: Snímek obrazovky obvodového analyzátoru při měření spektra finální verze tremola se vstupním signálem 10 mVpp.	65
D2: Snímek obrazovky obvodového analyzátoru při měření spektra finální verze tremola se vstupním signálem 20 mVpp.	65
D3: Snímek obrazovky obvodového analyzátoru při měření spektra finální verze tremola se vstupním signálem 30 mVpp.	66
D4: Snímek obrazovky obvodového analyzátoru při měření spektra finální verze tremola se vstupním signálem 40 mVpp.	66
D5: Snímek obrazovky obvodového analyzátoru při měření spektra finální verze tremola se vstupním signálem 50 mVpp.	66
D6: Snímek obrazovky obvodového analyzátoru při měření spektra finální verze tremola se vstupním signálem 60 mVpp.	66
D7: Snímek obrazovky obvodového analyzátoru při měření spektra finální verze tremola se vstupním signálem 70 mVpp.	67
D8: Snímek obrazovky obvodového analyzátoru při měření spektra finální verze tremola se vstupním signálem 80 mVpp.	67
D9: Snímek obrazovky obvodového analyzátoru při měření spektra finální verze tremola se vstupním signálem 90 mVpp.	67
D10: Snímek obrazovky obvodového analyzátoru při měření spektra finální verze tremola se vstupním signálem 100 mVpp.	67



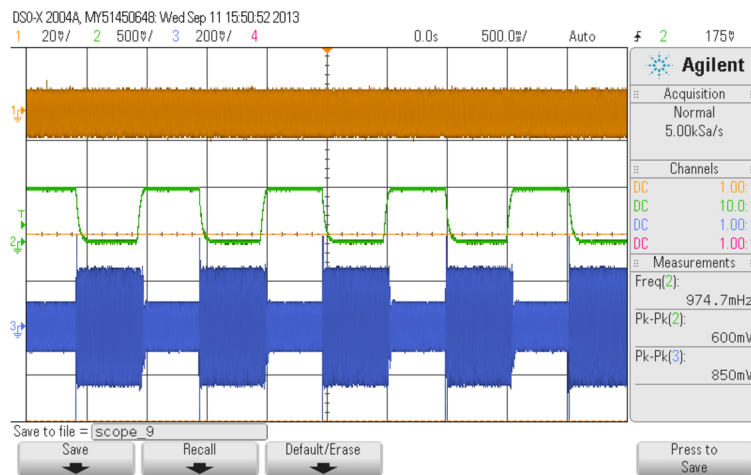
A1: Snímek obrazovky osciloskopu při měření původní verze tremola s maximálním nastavením hloubky modulace a zesílení a minimálním nastavením frekvence.



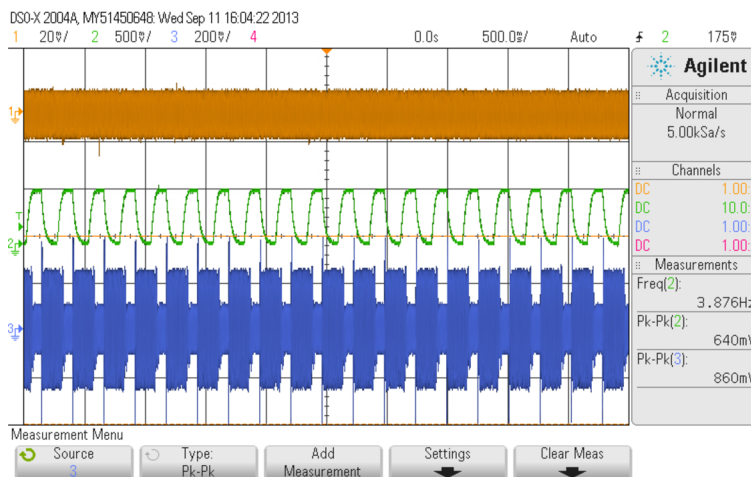
A2: Snímek obrazovky osciloskopu při měření původní verze tremola s maximálním nastavením hloubky modulace a zesílení a středním nastavením frekvence.



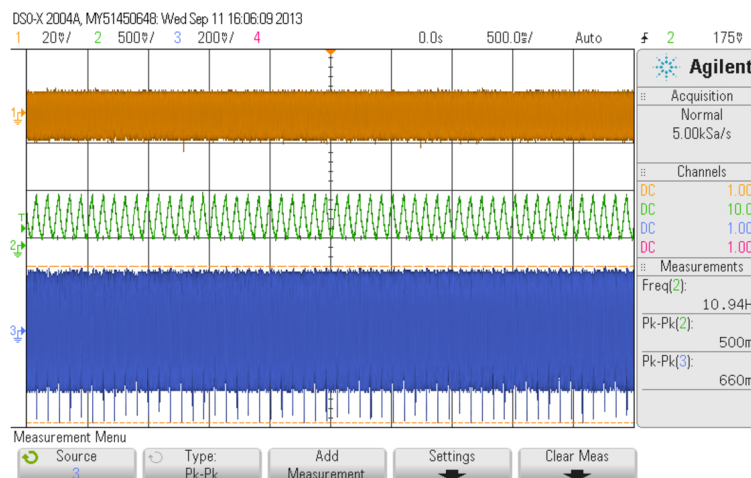
A3: Snímek obrazovky osciloskopu při měření původní verze tremola s maximálním nastavením hloubky modulace a zesílení a maximálním nastavením frekvence.



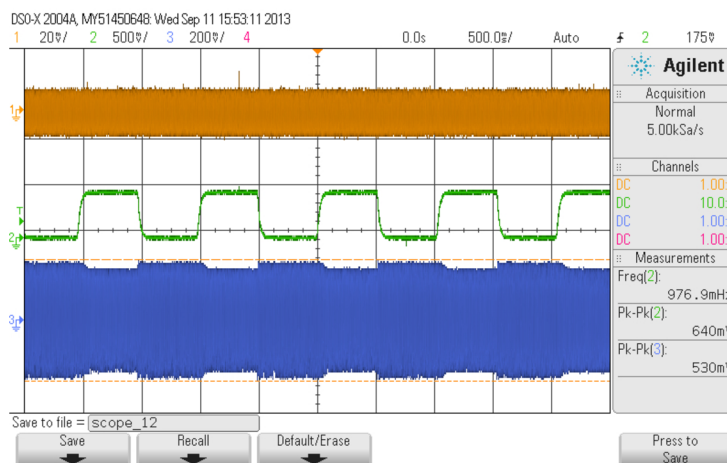
B1: Snímek obrazovky osciloskopu při měření finální verze tremola s maximálním nastavením hloubky modulace a zesílení a minimálním nastavením frekvence.



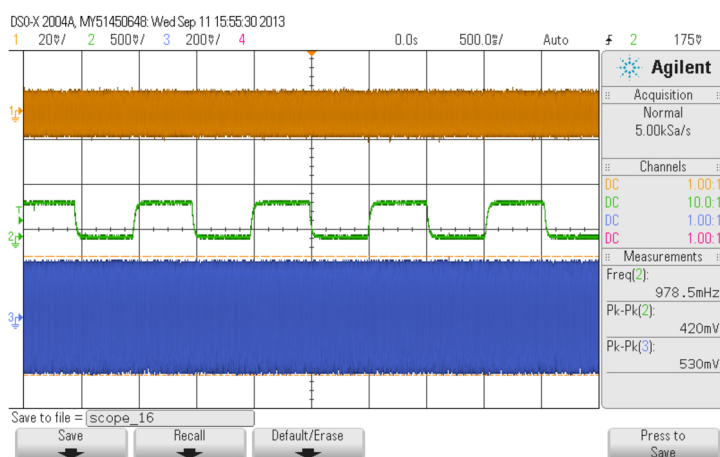
B2: Snímek obrazovky osciloskopu při měření finální verze tremola s maximálním nastavením hloubky modulace a zesílení a středním nastavením frekvence.



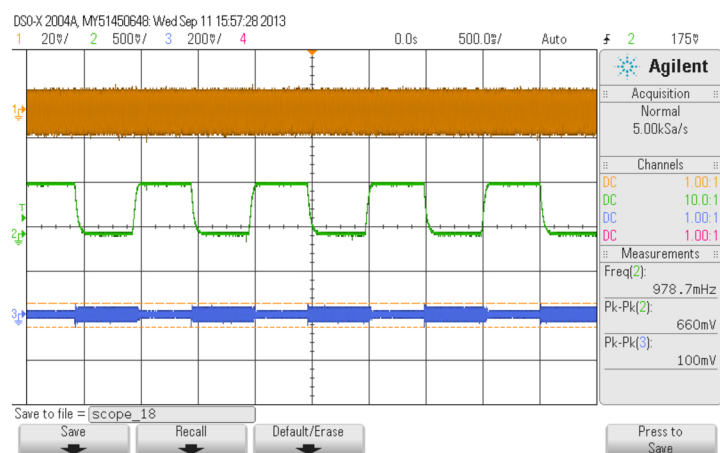
B3: Snímek obrazovky osciloskopu při měření finální verze tremola s maximálním nastavením hloubky modulace a zesílení a maximálním nastavením frekvence.



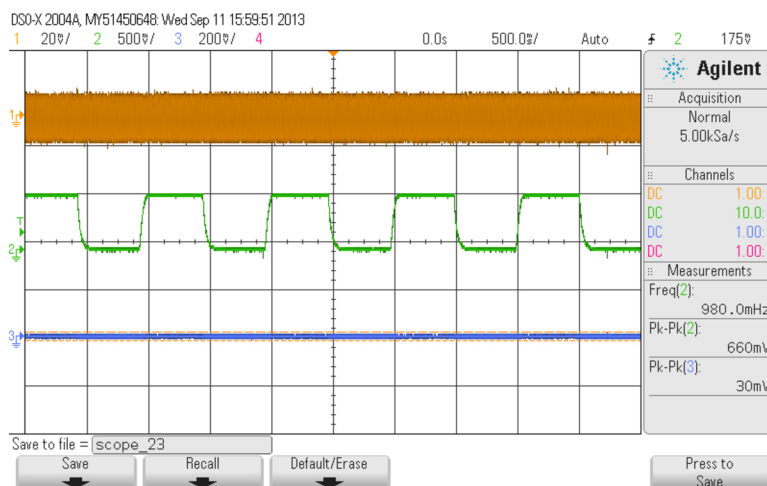
B4: Snímek obrazovky osciloskopu při měření finální verze tremola s maximálním nastavením zesílení, minimálním nastavením frekvence a střední hloubkou modulace.



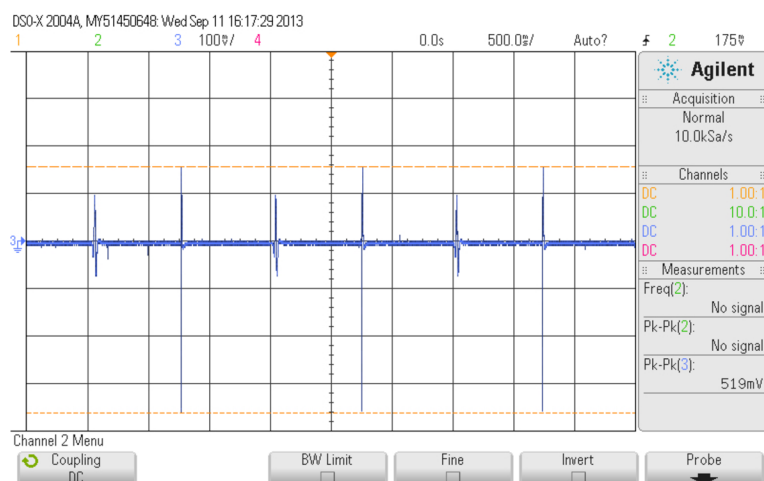
B5: Snímek obrazovky osciloskopu při měření finální verze tremola s maximálním nastavením zesílení, minimálním nastavením frekvence a hloubky modulace.



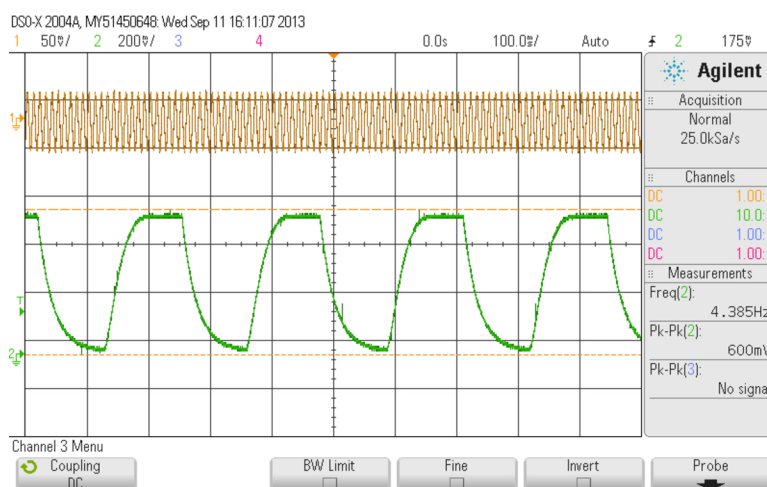
B6: Snímek obrazovky osciloskopu při měření finální verze tremola s maximálním nastavením hloubky modulace, minimálním nastavením frekvence a středním zesílením.



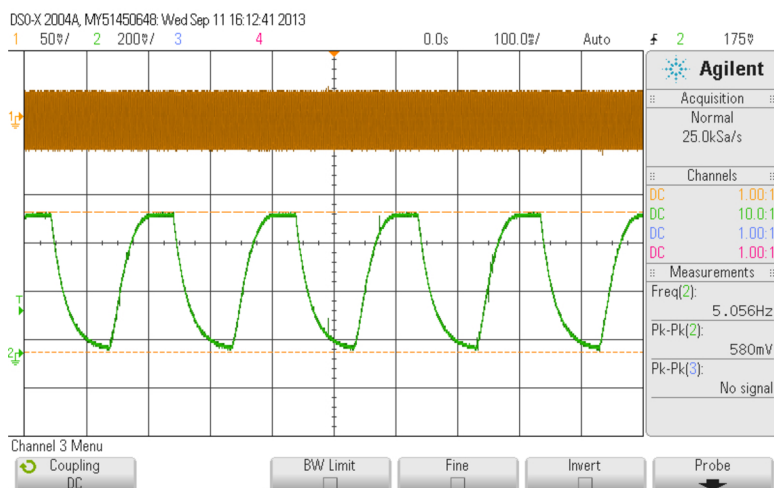
B7: Snímek obrazovky osciloskopu při měření finální verze tremola s maximálním nastavením hloubky modulace, minimálním nastavením frekvence a zesílení.



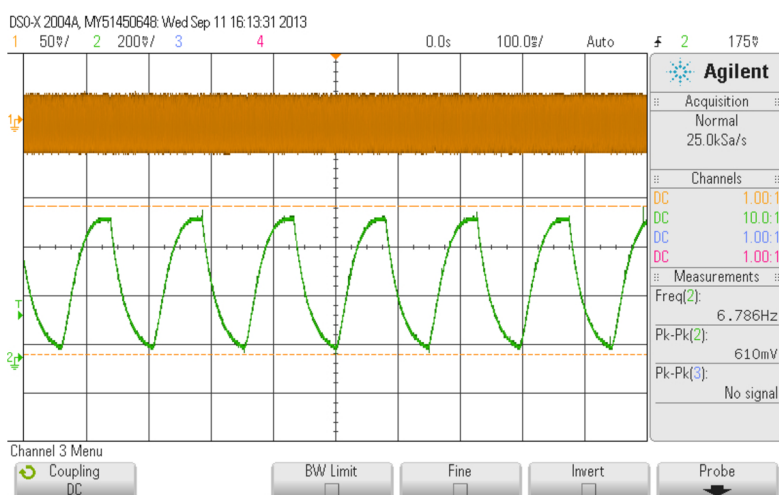
B8: Snímek obrazovky osciloskopu při měření finální verze tremola s maximálním nastavením zesílení a modulační hloubky, minimální frekvencí a vstupem naprázdno.



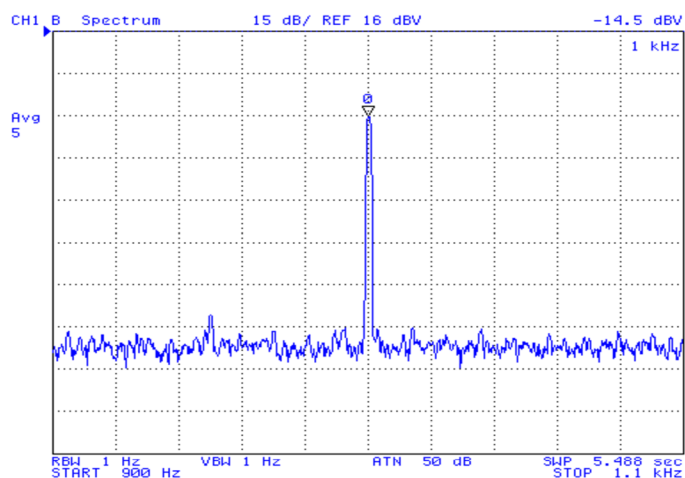
B9: Snímek obrazovky osciloskopu při měření modulačního signálu finální verze tremola se zprovozněnou řídicí linkou a vstupním kmitočtu 100 Hz.



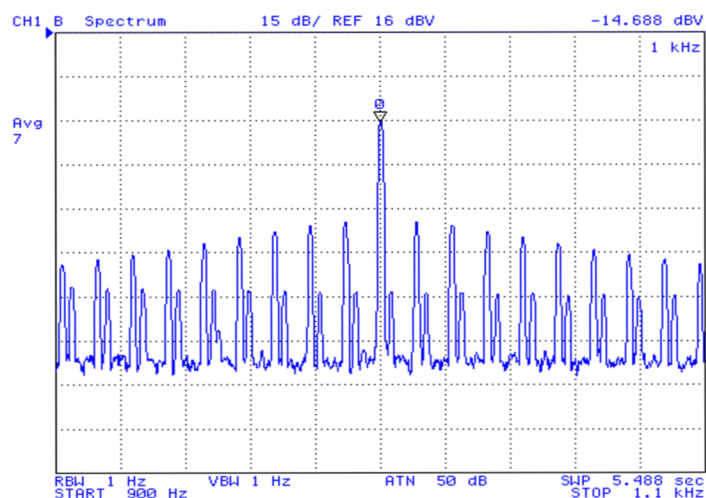
B10: Snímek obrazovky osciloskopu při měření modulačního signálu finální verze tremola se zprovozněnou řídicí linkou a vstupním kmitočtu 1 kHz.



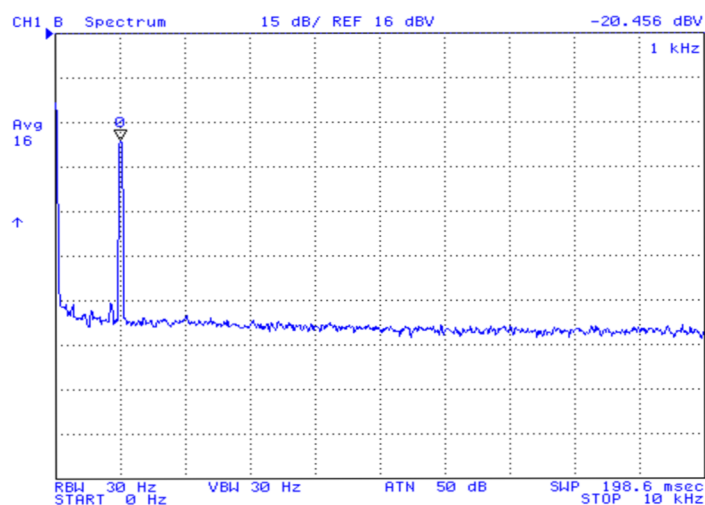
B11: Snímek obrazovky osciloskopu při měření modulačního signálu finální verze tremola se zprovozněnou řídicí linkou a vstupním kmitočtu 5 kHz.



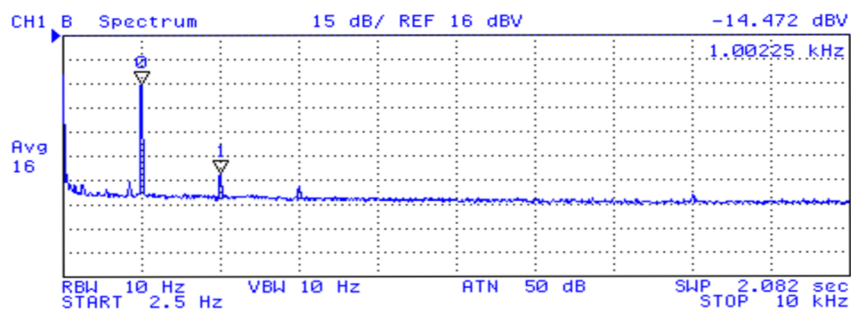
C1: Snímek obrazovky obvodového analyzátoru při měření spektra finální verze tremola s nastavením maximálním nastavením zesílení a frekvence, minimální hloubkou modulace.



C2: Snímek obrazovky obvodového analyzátoru při měření spektra finální verze tremola s maximálním nastavením zesílení a frekvence, maximální hloubkou modulace.

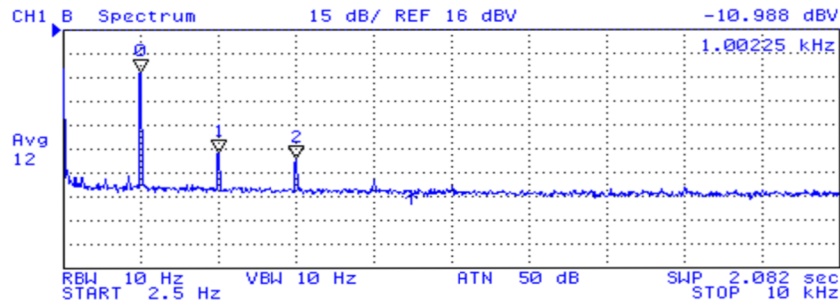


D1: Snímek obrazovky obvodového analyzátoru při měření spektra finální verze tremola se vstupním signálem 10 mV_{pp}.



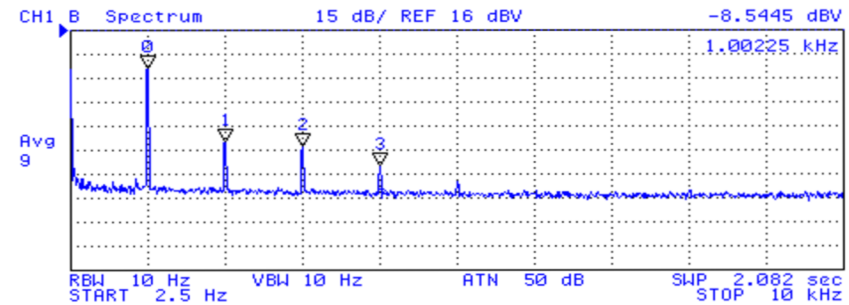
N	SWP PARAM	VAL
0	1.00225 kHz	-14.472 dBV
1	2.002 kHz	-70.588 dBV

D2: Snímek obrazovky obvodového analyzátoru při měření spektra finální verze tremola se vstupním signálem 20 mV_{pp}.



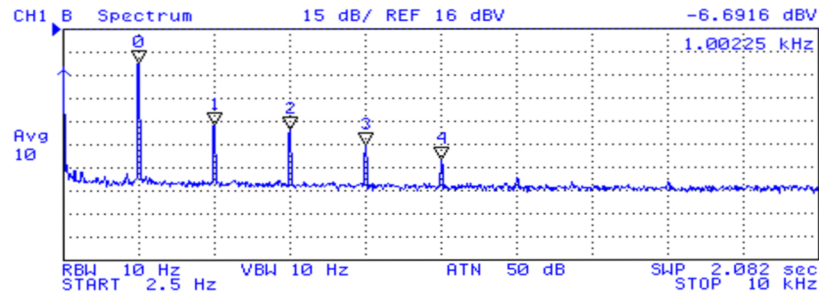
N	SWP PARAM	VAL
0	1.00225 kHz	-10.988 dBV
1	2.002 kHz	-61.886 dBV
2	3.00175 kHz	-65.572 dBV

D3: Snímek obrazovky obvodového analyzátoru při měření spektra finální verze tremola se vstupním signálem 30 mV_{pp}.



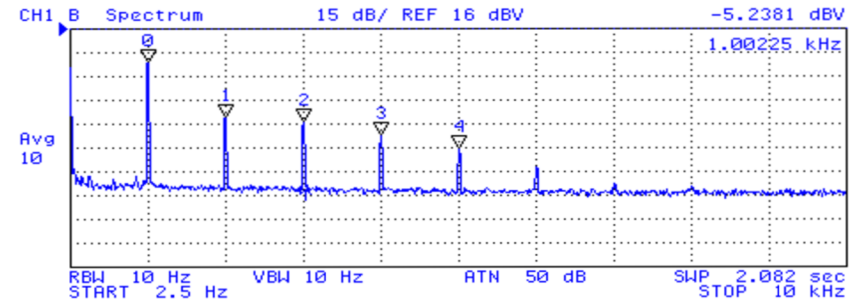
N	SWP PARAM	VAL
0	1.00225 kHz	-8.5445 dBV
1	2.002 kHz	-54.026 dBV
2	3.00175 kHz	-57.127 dBV
3	4.0015 kHz	-69.347 dBV

D4: Snímek obrazovky obvodového analyzátoru při měření spektra finální verze tremola se vstupním signálem 40 mV_{pp}.



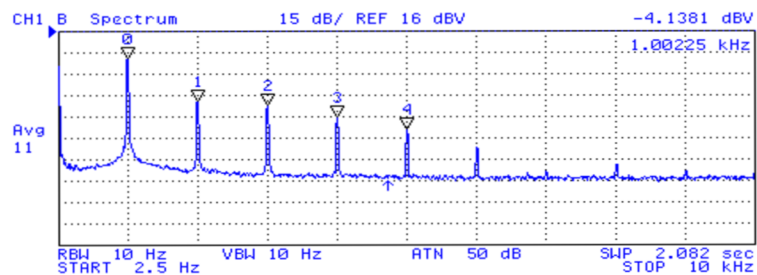
N	SWP PARAM	VAL
0	1.00225 kHz	-6.6916 dBV
1	2.002 kHz	-46.912 dBV
2	3.00175 kHz	-49.672 dBV
3	4.0015 kHz	-60.021 dBV
4	5.00125 kHz	-69.2 dBV

D5: Snímek obrazovky obvodového analyzátoru při měření spektra finální verze tremola se vstupním signálem 50 mV_{pp}.



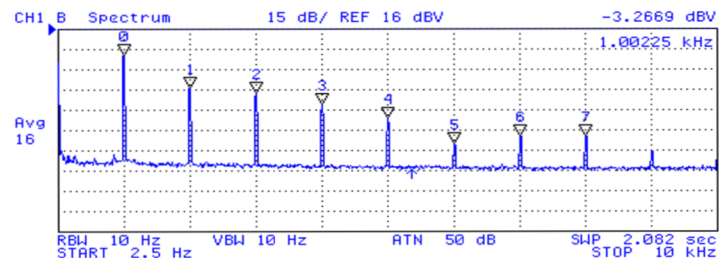
N	SWP PARAM	VAL
0	1.00225 kHz	-5.2381 dBV
1	2.002 kHz	-40.031 dBV
2	3.00175 kHz	-42.787 dBV
3	4.0015 kHz	-51.74 dBV
4	5.00125 kHz	-60.262 dBV

D6: Snímek obrazovky obvodového analyzátoru při měření spektra finální verze tremola se vstupním signálem 60 mV_{pp}.



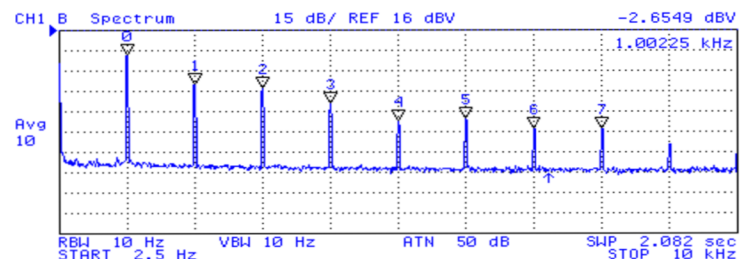
N	SWP PARAM	VAL
0	1.00225 kHz	-4.1381 dBV
1	2.002 kHz	-33.698 dBV
2	3.00175 kHz	-36.655 dBV
3	4.0015 kHz	-44.864 dBV
4	5.00125 kHz	-53.439 dBV

D7: Snímek obrazovky obvodového analyzátoru při měření spektra finální verze tremola se vstupním signálem 70 mV_{pp}.



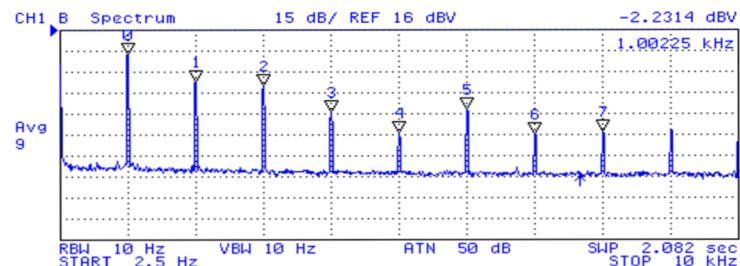
N	SWP PARAM	VAL
0	1.00225 kHz	-3.2669 dBV
1	2.002 kHz	-28.099 dBV
2	3.00175 kHz	-31.416 dBV
3	4.0015 kHz	-40.064 dBV
4	5.00125 kHz	-50.258 dBV
5	6.001 kHz	-69.689 dBV
6	7.00075 kHz	-63.389 dBV
7	8.0005 kHz	-63.505 dBV

D8: Snímek obrazovky obvodového analyzátoru při měření spektra finální verze tremola se vstupním signálem 80 mV_{pp}.



N	SWP PARAM	VAL
0	1.00225 kHz	-2.6549 dBV
1	2.002 kHz	-24.004 dBV
2	3.00175 kHz	-27.466 dBV
3	4.0015 kHz	-38.768 dBV
4	5.00125 kHz	-51.636 dBV
5	6.001 kHz	-49.219 dBV
6	7.00075 kHz	-56.684 dBV
7	8.0005 kHz	-57.114 dBV

D9: Snímek obrazovky obvodového analyzátoru při měření spektra finální verze tremola se vstupním signálem 90 mV_{pp}.



N	SWP PARAM	VAL
0	1.00225 kHz	-2.2314 dBV
1	2.002 kHz	-21.311 dBV
2	3.00175 kHz	-24.473 dBV
3	4.0015 kHz	-42.693 dBV
4	5.00125 kHz	-57.854 dBV
5	6.001 kHz	-41.173 dBV
6	7.00075 kHz	-59.336 dBV
7	8.0005 kHz	-57.545 dBV

D10: Snímek obrazovky obvodového analyzátoru při měření spektra finální verze tremola se vstupním signálem 100 mV_{pp}.