



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

PROCESORY DYNAMIKY ZVUKOVÝCH SIGNÁLŮ A JEJICH ZAPOJENÍ DO LABORATORNÍ VÝUKY

AUDIO SIGNAL DYNAMICS PROCESSORS AND THEIR INVOLVEMENT IN LABORATORY TEACHING

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Matěj Růžička, DiS.

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. David Kubánek, Ph.D.

BRNO 2022

Diplomová práce

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

Student: Bc. Matěj Růžička, DiS.

ID: 195795

Ročník: 2

Akademický rok: 2021/22

NÁZEV TÉMATU:

Procesory dynamiky zvukových signálů a jejich zapojení do laboratorní výuky

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte princip, vlastnosti a parametry procesorů dynamiky zvukových signálů a jejich základních stavebních bloků. Po dohodě s vedoucím se zaměřte na vhodný typ procesoru dynamiky a podrobně analyzujte funkci jeho jednotlivých částí. Zpracujte a prakticky ověřte laboratorní úlohu zaměřenou na tento procesor, se kterým navrhnete a realizujete laboratorní přípravek umožňující měření důležitých parametrů a signálů. K úloze zpracujte návod a vzorový protokol.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] JEFFS, Rick, HOLDEN, Scott, BOHN Denis. Dynamics Processors — Technology & Application Tips. Rane Corporation RaneNote 155, 2005.
[2] SELF, Douglas. Small signal audio design. Burlington, MA: Focal Press, 2010. ISBN 0240521773.

Termín zadání: 7.2.2022

Termín odevzdání: 24.5.2022

Vedoucí práce: Ing. David Kubánek, Ph.D.

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

UPOZORNĚNÍ:

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

Abstrakt

Tato diplomová práce popisuje procesory dynamiky signálu, jejich základní stavební bloky, parametry a také rozdíly mezi různými typy procesorů. Dále se zabývá procesem návrhu a simulace jednotlivých částí audio kompresoru využívajícího integrovaný obvod THAT4305. Pro ověření funkčnosti byl nakonec simulován celý obvod audio kompresoru. Z důvodu dlouhodobé nedostupnosti integrovaného obvodu THAT4305 musel být pro návrh laboratorního přípravku použit integrovaný obvod THAT4315. Dále byla navržena deska plošného spoje kompresoru pro laboratorní úlohu, následně byly ověřeny parametry tohoto zařízení. Nakonec byl vypracován návod laboratorní úlohy se vzorovým protokolem.

Klíčová slova

dynamika signálu, komprese, expanze, doba náběžné hrany, doba sestupné hrany, práh, prahová úroveň, napětím řízený zesilovač

Abstract

This master's thesis describes dynamics processors, their basic building blocks and parameters, as well as the differences between various types of processors. There's also a description of the design process and the performed simulations of the audio compressor parts. The audio compressor is using the model of the integrated circuit THAT4305. For functionality verification the whole circuit was simulated. Due to the long-term unavailability of THAT4305, the design had to be altered for THAT4315. In the next step the PCB for the compressor was designed, manufactured and the device parameters were verified. Eventually the manual for a laboratory task and an exemplary protocol were formulated.

Keywords

signal dynamics, compression, expansion, rising edge time, falling edge time, threshold, threshold level, voltage-controlled amplifier

Bibliografická citace

RŮŽIČKA, Matěj. *Procesory dynamiky zvukových signálů a jejich zapojení do laboratorní výuky* [online]. Brno, 2022 [cit. 2022-05-21]. Dostupné z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/141426>. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav telekomunikací. Vedoucí práce David Kubánek.

Prohlášení autora o původnosti díla

Jméno a příjmení studenta: Bc. Matěj Růžička, DiS.

VUT ID studenta: 195795

Typ práce: Diplomová práce

Akademický rok: 2021/22

Téma závěrečné práce: Procesory dynamiky zvukových signálů a jejich zapojení do laboratorní výuky

Prohlašuji, že tuto diplomovou práci jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené závěrečné práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné 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. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Davidu Kubánkovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

Obsah

SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK	9
SEZNAM OBRÁZKŮ	10
SEZNAM TABULEK.....	12
ÚVOD	13
1. DYNAMICKÝ ROZSAH	14
2. PROCESORY DYNAMIKY	15
2.1 OBECNÁ STAVBA PROCESORŮ DYNAMIKY	15
2.2 OVLÁDACÍ PRVKY PROCESORŮ DYNAMIKY	17
2.2.1 <i>Threshold</i>	17
2.2.2 <i>Ratio</i>	17
2.2.3 <i>Attack a release</i>	18
2.2.4 <i>Další méně obvyklé parametry</i>	19
2.3 KOMPRESOR A LIMITER	19
2.4 EXPANDER A BRÁNA	19
2.5 NAPĚTÍM ŘÍZENÉ ZESILOVAČE.....	20
2.6 RMS DETEKTORY.....	22
3. NÁVRH A SIMULACE.....	25
3.1 OBVOD RMS DETEKTORU VYUŽÍVAJÍCÍ INTEGROVANÝ OBVOD THAT4305	25
3.2 OBVOD S NAPĚTÍM ŘÍZENÝM ZESILOVAČEM INTEGROVANÉHO OBVODU THAT4305	28
3.3 OBVOD NASTAVUJÍCÍ PRÁH, KOMPRESNÍ POMĚR A TVAR KOLENE	30
3.3.1 <i>Simulace nastavení prahu komprese</i>	30
3.3.2 <i>Simulace nastavení kompresního poměru</i>	32
3.3.3 <i>Návrh a simulace obvodu s nastavením tvaru kolene</i>	33
3.4 OBVOD NASTAVUJÍCÍ DOBU TRVÁNÍ NÁBĚŽNÉ A SESTUPNÉ HRANY ŘÍDÍCÍHO NAPĚTÍ.....	35
3.5 OVĚŘENÍ VLASTNOSTÍ NÁVRHU OBVODU KOMPRESORU	37
4. NÁVRH LABORATORNÍHO PŘÍPRAVKU	40
4.1 NÁVRH NAPÁJECÍHO ZDROJE	40
4.2 ÚPRAVY OBVODU PŘÍMÉ A BOČNÍ VĚTVE KOMPRESORU	41
4.3 ÚPRAVY OBVODU PŘÍPRAVKU PRO MĚŘENÍ OSCILOSKOPEM.....	41
4.4 VÝBĚR ŠASI A NÁVRH DESKY PLOŠNÉHO SPOJE	42
4.5 NÁVRH OVLÁDACÍHO PANELU A JEHO POPISKŮ	43
5. OVĚŘENÍ VLASTNOSTÍ KOMPRESORU.....	45
5.1 OVĚŘENÍ VLASTNOSTÍ OBVODU S RMS DETEKTOREM.....	45
5.2 OVĚŘENÍ VLASTNOSTÍ OBVODU NASTAVUJÍCÍHO PRÁH KOMPRESY.....	46
5.3 OVĚŘENÍ VLASTNOSTÍ OBVODU NASTAVUJÍCÍHO KOMPRESNÍ POMĚR A TVAR PŘECHODU DO KOMPRESNÍ OBLASTI.....	48
5.4 OVĚŘENÍ VLASTNOSTÍ OBVODU NASTAVUJÍCÍHO DÉLKU NÁBĚŽNÉ A SESTUPNÉ HRANY ŘÍDÍCÍHO NAPĚTÍ.....	51
5.5 HARMONICKÉ ZKRESLENÍ KOMPRESORU V ZÁVISLOSTI NA FREKVENCI VSTUPNÍHO SIGNÁLU	53
6. NÁVRH LABORATORNÍ ÚLOHY.....	56

6.1	MĚŘENÍ VÝSTUPNÍHO NAPĚTÍ RMS DETEKTORU	56
6.2	MĚŘENÍ ZÁVISLOSTI HLADINY PRAHU NA POLOZE POTENCIOMETRU THRESHOLD	56
6.3	MĚŘENÍ ZÁVISLOSTI KOMPRESNÍHO POMĚRU NA POLOZE POTENCIOMETRU RATIO	56
6.4	MĚŘENÍ TVARU PŘECHODU DO KOMPRESNÍ OBLASTI.....	57
6.5	MĚŘENÍ STRMOSTI NÁBĚŽNÉ A SESTUPNÉ HRANY ZESÍLENÍ V ZÁVISLOSTI NA POLOHÁCH POTENCIOMETRU ATTACK A RELEASE	57
7.	ZÁVĚR.....	58
	LITERATURA.....	60
	SEZNAM PŘÍLOH.....	62

SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

Zkratky:

FEKT Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií

VUT Vysoké učení technické v Brně

VCA Napětím řízený zesilovač

RMS Efektivní hodnota veličiny

Symboly:

U napětí [V]

I proud [A]

L hladina [dB]

t čas [s]

T perioda, doba trvání [s]

A zesílení [-, dB]

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obrázek 1: Obecné schéma dynamického procesoru s dopřednou vazbou (a) a zpětnou vazbou (b).....	16
Obrázek 2: Závislost hladiny výstupního signálu na hladině vstupního signálu pro různé poměry komprese	17
Obrázek 3: Závislost hladiny vstupního a výstupního signálu kompresoru s nastaveným poměrem 2:1 na čase.....	18
Obrázek 4: Modelový graf závislosti hladiny výstupního signálu pro různé poměry expanze.....	20
Obrázek 5: Příklad jednoduchého napětím řízeného zesilovače s tranzistorem JFET (převzato) [5]	21
Obrázek 6: Blackmerovo základní log-antilog jádro a vstupní a výstupní zesilovače (převzato) [5].....	21
Obrázek 7: Příklad zapojení přesného dvoucestného usměrňovače.....	23
Obrázek 8: Blackmerův True-RMS detektor s logaritmičtým výstupem [9]	24
Obrázek 9: Simulované zapojení RMS detektoru čipu THAT4305 (převzato) [6].....	25
Obrázek 10: Závislost výstupního napětí simulovaného obvodu s RMS detektorem na čase pro různé hodnoty kapacity kondenzátoru.....	26
Obrázek 11: Závislost výstupního napětí simulovaného obvodu s RMS detektorem na čase při různých hodnotách kapacity C1	27
Obrázek 12: Závislost ustáleného výstupního napětí simulovaného obvodu s RMS detektorem na hladině vstupního signálu.....	28
Obrázek 13: Simulované zapojení VCA čipu THAT4305 (převzato) [6].....	29
Obrázek 14: Závislost zesílení simulovaného obvodu s VCA v dB na řídicím napětí	30
Obrázek 15: Obvod nastavující práh, kompresní poměr a tvar kolene (částečně převzato a upraveno [6][17])	31
Obrázek 16: Závislost velikosti prahového napětí na poloze potenciometru R7	32
Obrázek 17: Závislost kompresního poměru simulace kompresoru na poloze potenciometru R8	33
Obrázek 18: Závislost výstupního napětí simulovaného obvodu na vstupním napětí pro spinači nastavené tvrdé koleno a měkké koleno.....	34
Obrázek 19: Schéma obvodu nastavujícího attack a release kompresoru (převzato a upraveno [16])	35
Obrázek 20: Závislost doby nárůstu náběžné hrany řídicího signálu na poloze potenciometru	36
Obrázek 21: Závislost doby poklesu sestupné hrany řídicího signálu na poloze potenciometru	37
Obrázek 22: Závislost hladiny výstupního napětí na hladině vstupního napětí pro různé kompresní poměry	38
Obrázek 23: Porovnání tvaru kolene – závislost výstupní hladiny napětí na vstupní hladině napětí.....	39
Obrázek 24: Schéma napájecího zdroje s regulátorem napětí a filtračními kondenzátory	41
Obrázek 25: Vybraná šasi Z25 od firmy KRADEX[14].....	42
Obrázek 26: Ovládací panel kompresoru s naznačenými otvory pro konektory a ovládací prvky	43
Obrázek 27: Změřená závislost výstupního napětí obvodu s RMS detektorem na hladině vstupního napětí	46
Obrázek 28: Závislost hladiny úrovně přechodu do kompresní oblasti na poloze potenciometru Threshold	47
Obrázek 29: Změřená závislost hladiny výstupního napětí na hladině vstupního napětí pro různé nastavení potenciometrů Threshold a Ratio	48
Obrázek 30: Závislost hladiny výstupního napětí na hladině vstupního napětí pro tvrdý a měkký přechod do oblasti komprese.....	49
Obrázek 31: Závislost kompresního poměru na poloze potenciometru Ratio	50
Obrázek 32: Závislost doby náběžné a sestupné hrany řídicího napětí na polohách potenciometrů Attack a Release	52
Obrázek 33: Závislost změny zesílení za čas na poloze potenciometrů Attack a Release	53

Obrázek 34: Závislost celkového harmonického zkreslení na frekvenci	54
Obrázek 35: Vrchní (vlevo) a spodní (vpravo) strana mědi DPS.....	65
Obrázek 36: Kompletní DPS kompresoru	65
Obrázek 37: Osazovací plán vrchní strany DPS	65

SEZNAM TABULEK

Tabulka 1:Příklady chyby měření efektivní hodnoty napětí pro různé signály (převzato) [10].....	22
---	----

ÚVOD

Tato diplomová práce se zabývá principem, vlastnostmi a parametry procesorů dynamiky zvukových signálů a jejich základními stavebními bloky.

Cílem této práce je čtenáře blíže seznámit s pojmy jako je dynamický rozsah, procesory dynamiky, co vlastně dělají se vstupním signálem a z jakých funkčních bloků se skládají, proč se používají procesory dynamiky s dopřednou a zpětnou vazbou a obvyklé ovládací prvky nastavující parametry procesorů dynamiky.

Dále si tato práce klade za cíl vysvětlit chování čtyř základních procesorů dynamiky: kompresoru, limiteru, expanderu a brány, změny, které v signálu způsobují a rozdíly mezi nimi.

Dalším cílem je podrobněji vysvětlit dva nejdůležitější stavební bloky procesorů dynamiky, těmi jsou napětím řízený zesilovač a detektor efektivní hodnoty napětí. Pro doplnění byly popsány i některé jednoduché napětím řízené zesilovače, které se ovšem v některých jednodušších úzce specializovaných procesorech dynamiky mohou vyskytovat, např. napětím řízený zesilovač realizovaný pomocí fotorezistoru ve zpětné vazbě operačního zesilovače. Také je důležité zmínit rozdíly mezi RMS detektorem kalibrovaným pouze pro měření harmonických signálů a True-RMS detektorem, spolu s popisem důležitosti a funkce dvoucestného usměřovače jako součásti RMS detektorů a detektorů špičkové hodnoty napětí. Také byla popsána funkce Blackmerova RMS detektoru, který tvoří základ několika moderních integrovaných obvodů.

Následně je zapotřebí postupně navrhnout a simulovat jednotlivé části kompresoru, jehož základem je integrovaný obvod THAT4305, který v sobě obsahuje napětím řízený zesilovač a True-RMS detektor. Kromě zapojení těchto dvou bloků je důležité ještě navrhnout další obvody, které umožňují kompresoru měnit různé parametry, a ověřit správnost návrhu celého kompresoru pomocí simulací po částech i jako celku.

Dále je potřeba navrhnout laboratorní přípravek – kompresor, se kterým budou pracovat studenti v laboratořích a pozorovat, jak jednotlivá napětí a nastavení ovládacích prvků v jeho řídicí větvi ovlivňují kompresi.

Jako poslední cíl práce je navrhnout zadání laboratorní úlohy, které je dostatečně podrobné pro pochopení funkce kompresoru, a zároveň je možné splnit všechny body této úlohy během laboratorních cvičení. K laboratorní úloze taktéž bude potřeba vypracovat vzorový protokol, podle kterého bude moci vyučující vyhodnotit, zda studenti postupovali správně.

1. DYNAMICKÝ ROZSAH

Dynamický rozsah zařízení, které zpracovává audio signály, označuje poměr mezi nejhlasitějším signálem, kdy nedochází k výraznému zkreslení na zařízení, obvykle s celkovým harmonickým zkreslením $THD < 1 \%$, ku signálu nejslabšímu, nejčastěji ku prahu šumu zařízení s připočteným požadovaným odstupem tohoto nejslabšího signálu. [1]

$$DR = 20 \cdot \log_{10} \frac{U_{max}}{U_{min}} = L_{max} - L_{min} [dB], \quad (1.1)$$

kde U_{max} je maximální napětí signálu, se kterou zařízení pracuje, a U_{min} je minimální napětí signálu, který lze ještě považovat za užitečný, L_{max} a L_{min} jsou jejich hladiny vztahované vůči hodnotě napětí, např. 0,775 V pro údaje v dBu.

Jako příklad lze uvést výpočet dynamického rozsahu neinvertujícího zesilovače se zesílením $A = 1$ realizovaného pomocí TL071 napájeného symetricky 15 V. Tento operační zesilovač má dle výrobce spektrální hustotu šumu $e_n = 37 \text{ nV/Hz}^{1/2}$ na frekvenci 1 kHz. [3] Efektivní hodnotu napětí šumu na frekvenčním rozsahu 20 Hz až 20 kHz lze tedy vypočítat dle vztahu:

$$U_{RMSn} = e_n \sqrt{f_H - f_L} = 37 \cdot 10^{-9} \cdot \sqrt{20000 - 20} = 5,230 \cdot 10^{-6} \text{ V} \quad (1.2)$$

Dále pro tento příklad budeme uvažovat, že takovýto obvod má lineární převodní charakteristiku a že vstup operačního zesilovače má výrazně větší šum než zbytek obvodu a ostatní šумы tedy zanedbáme. Maximální úroveň napětí při celkovém harmonickém zkreslení $THD < 0,1 \%$ je $U = 27 \text{ V}_{PP}$, tedy maximální efektivní hodnota harmonického signálu bude $U_{MaxRMS} = 9,546 \text{ V}$.

Minimální efektivní hodnotu napětí zvolíme tak, aby jeho hodnota hladiny RMS byla o 20 dB vyšší, tedy jeho efektivní napětí musí být 10x vyšší, než je efektivní hodnota napětí šumu U_{RMSn} , tedy $U_{min} = 52,30 \text{ } \mu\text{V}$. Po dosazení do vztahu (1.3) tedy vyplývá:

$$DR = 20 \cdot \log_{10} \frac{U_{MaxRMS}}{U_{min}} = 20 \cdot \log_{10} \frac{9,546}{52,30 \cdot 10^{-6}} = 105,2 \text{ dB} \quad (1.3)$$

Pro srovnání, dynamický rozsah lidského ucha je 120 dB, ale dynamický rozsah 105,2 dB je dostačující pro spoustu aplikací v audio zařízeních. Ovšem někdy je potřeba s dynamickým rozsahem pracovat, a to ať už z důvodů technických, například kvůli omezenému dynamickému rozsahu média, na kterém je audio signál přenášen, nebo z důvodů uměleckých. [1]

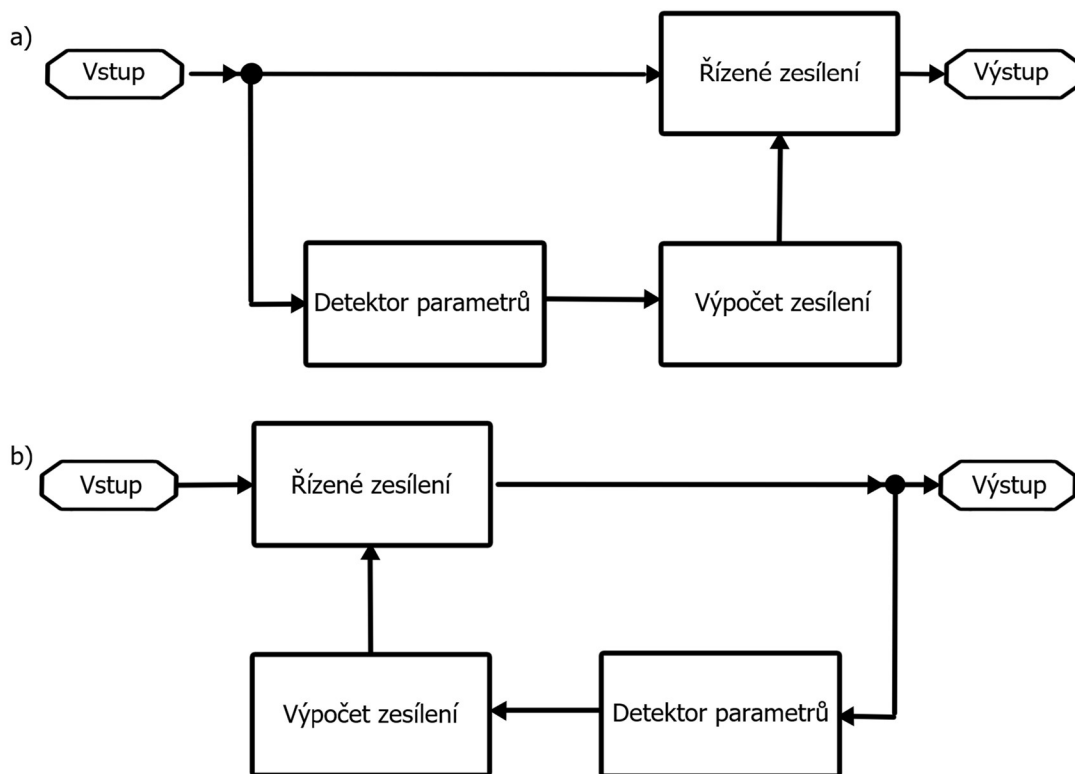
2. PROCESORY DYNAMIKY

Procesory dynamiky jsou taková zařízení, která mění zvukový signál na základě jeho amplitudy a/nebo amplitud jeho spektrálních složek. Charakter změny je kromě typu procesoru dynamiky tedy závislý na vstupním signálu nebo signálech. Čtyři nejběžnější procesory dynamiky jsou kompresor, limiter, brána a expander. Všechna tato zařízení fungují na principu automatické změny hlasitosti výstupního signálu, čímž ovlivňují jeho dynamický rozsah. [1]

V této kapitole je popsána obecná stavba procesorů dynamiky, vysvětlení základních parametrů nastavovaných pomocí ovládacích prvků, dále jsou popsány některé konstrukce napětím řízených zesilovačů a RMS detektorů, a nakonec rozebrány 4 základní druhy dynamických procesorů a jejich vliv na signál.

2.1 Obecná stavba procesorů dynamiky

Procesory dynamiky mají zpravidla dvě větve, přímou a boční. V přímé větvi se nachází obvykle napětím řízený zesilovač, což je obvod, který umožňuje na základě parametru z boční větve měnit zesílení signálu na jeho výstupu. V boční větvi se nachází detektor, který získá ze signálu do něj přivedeného parametr nebo parametry, nejčastěji právě efektivní hodnotu tohoto signálu, a to ať už v celém nezměněném frekvenčním rozsahu, nebo toto spektrum signálu může být ovlivněno různými filtry, nejčastěji bývá pro tyto účely použita horní a dolní propust. Tento detektor předá parametr bloku, který zjistí, zda je potřeba měnit zesílení přímé větve, případně jak moc se má toto zesílení změnit. Toto zesílení ovšem nemusí nutně být ovládáno parametry signálu stejného jako je signál v přímé větvi, některé procesory dynamiky mají sekundární vstup, na který se přivede jiný signál, na jehož základě je potřeba pracovat se signálem v přímé větvi. Praktickým příkladem může být kompresor na signálu baskytary, který tento signál ztlumí o několik dB pokaždé, když dojde k úderu na basový buben, jehož signál je přiveden do boční větve tohoto kompresoru. [1]

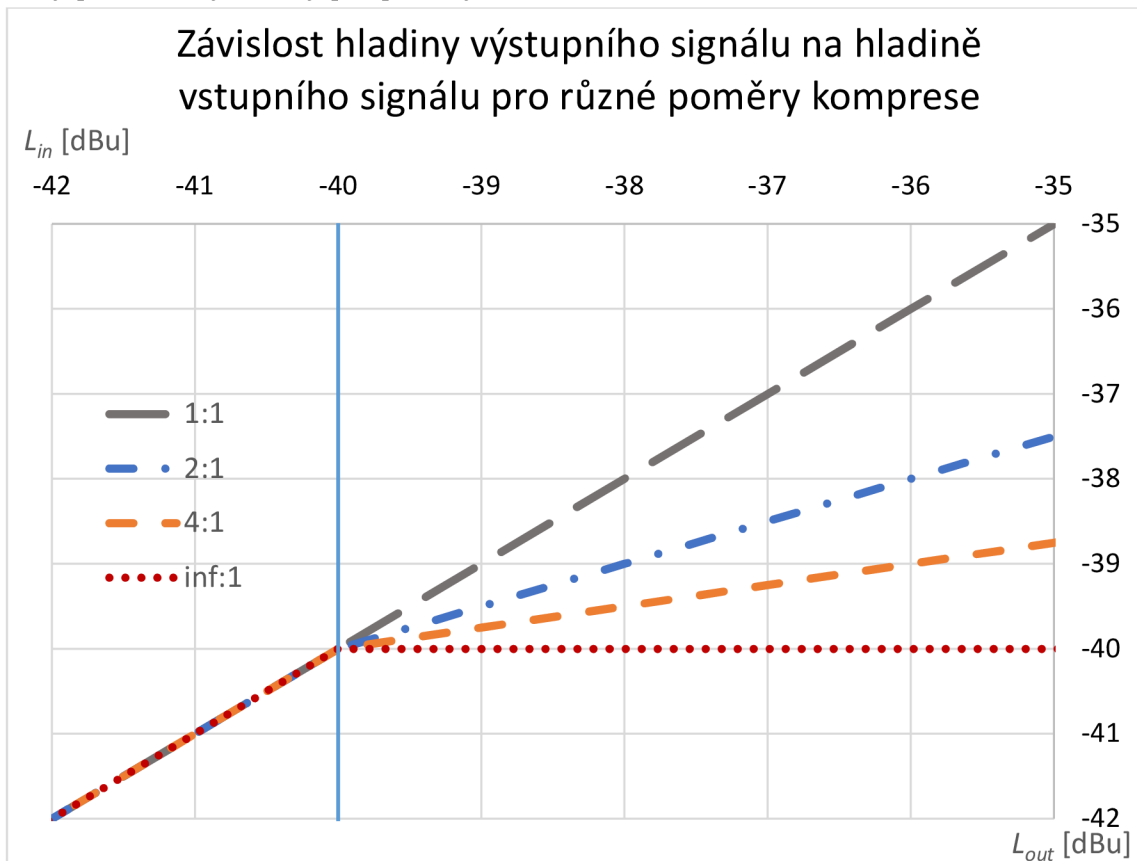


Obrázek 1: Obecné schéma dynamického procesoru s dopřednou vazbou (a) a zpětnou vazbou (b)

Na obrázku 1 si lze prohlédnout dvě základní topologie procesorů dynamiky používaných ve studiové praxi, s dopřednou a zpětnou vazbou. Obvykle se ale každá topologie využívá k různým účelům. Dynamické procesory s dopřednou vazbou jsou většinou užívány tam, kde je potřeba, aby ke zesilování/zeslabování signálu docházelo rychle, přičemž tato změna byla relativně velká, příkladem mohou být kompresory, které mají za úkol utlumit velmi silné přechodové jevy u bicích nástrojů. Pro tento účel se používají kompresory s nastaveným větším kompresním poměrem. Procesory se zpětnou vazbou se naopak využívají tam, kde je potřeba, aby změna nebyla tak prudká, například kompresor pro snížení dynamického rozsahu u vokálu nebo kompresor při masteringu.

2.2 Ovládací prvky procesorů dynamiky

Základní ovládací prvky u analogových procesorů dynamiky, se kterými se lze v praxi setkat, jsou ratio, threshold, attack a release. Pomocí těchto parametrů je možné nastavit daný procesor dynamiky pro potřeby uživatele. [1]



Obrázek 2: Závislost hladiny výstupního signálu na hladině vstupního signálu pro různé poměry komprese

2.2.1 Threshold

Parametr threshold (neboli práh, v grafu na obrázku 2 naznačen plnou modrou čarou) určuje, od jaké úrovně na vstupu začíná procesor dynamiky pracovat s dynamickým rozsahem signálu. Obvykle platí, že pro procesory zvyšující dynamický rozsah se pracuje se signály nižšími, než je nastavení prahu, u procesorů, které dynamický rozsah vstupního signálu zmenšují, dochází ke změnám, pokud je signál vyšší. Existují i procesory dynamiky snižující dynamický rozsah tak, že signály pod nastaveným prahem naopak zesilují. [1]

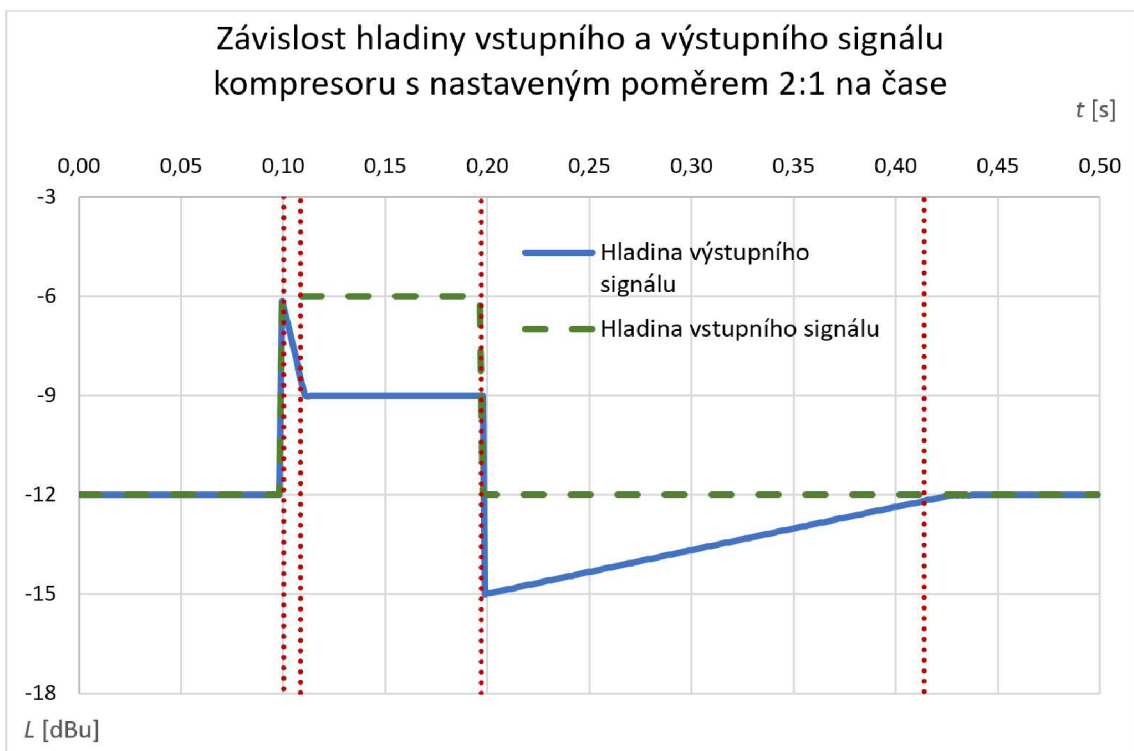
2.2.2 Ratio

Ratio značí poměr změny velikosti vstupního signálu v dB ku změně velikosti výstupního signálu v dB v oblasti změny dynamiky (ta je určena prahem). U kompresorů bývá uváděno například jako 1,5:1, 2:1, 4:1. Pokud se hladina signálu na vstupu překračující

hladinu nastavenou prahem zvýší o 2 dB a ratio je nastavené na 2:1, hladina signálu na výstupu se zvýší jen o 1 dB. U expanderů bývá hodnota ratio označována naopak, 1:2, 1:4, zde označuje, kolikrát se zvýší v dB rozdíl hladiny vstupního signálu. Snížení hladiny vstupního signálu např. o 2 dB způsobí snížení hladiny výstupního signálu o 4 dB pro poměr 1:2, resp. o 8 dB pro poměr 1:4. [1]

2.2.3 Attack a release

Attack a release jsou parametry, které určují, jak dlouho trvá, než dojde k ustálení změny zesílení po změně hladiny vstupního signálu v boční větvi daného procesoru dynamiky. Parametr attack určuje dobu ustálení zesílení po zvýšení úrovně napětí v boční větvi, parametr release určuje dobu ustálení zesílení po snížení úrovně napětí v boční větvi. Bohužel výrobci procesorů dynamiky u parametrů attack a release ne vždy přesně definují, zda se jedná o čas od začátku změny zesílení až po úplného ustálení změny zesílení, do poloviny změny, ale u většiny případů se tím označuje čas dosažení 86 % nebo 95 % ustálené úrovně. [1]



Obrázek 3: Závislost hladiny vstupního a výstupního signálu kompresoru s nastaveným poměrem 2:1 na čase

Z modelového grafu na obrázku 3 lze pozorovat, že kompresor nereaguje na změnu hladiny signálu okamžitě. Ve fázi attack trvá zhruba 10 ms (v grafu interval mezi první a druhou tečkovanou čarou), kompresor zvýší kompresní poměr a tím sníží hladinu výstupního signálu o 95 % rozdílu hladin před a po ustálení. Ve fázi release, která

většinou bývá podstatně delší, trvá zhruba 220 ms (v grafu mezi třetí a čtvrtou tečkovanou čarou), než kompresor sníží svůj kompresní poměr, „dorovná“ hladinu výstupního signálu alespoň o 95 % rozdílu hladin před a po ustálení a dostane se k ustálené hodnotě -12 dBu.

2.2.4 Další méně obvyklé parametry

Procesory dynamiky mohou disponovat i dalšími nastavitelnými parametry, jako je například přepínač hard-knee/soft-knee. Jedná se vlastně o ostrost přechodu do oblasti komprese/expanze. Ta nastupuje buďto náhle při překročení hladiny threshold nebo postupně až do nastaveného poměru komprese, čímž se docílí např. méně slyšitelné komprese při stejném kompresním poměru. Dalším nastavitelným parametrem, se kterým se lze setkat na procesorech dynamiky, je make-up gain. Ten slouží k zesílení signálu na výstupu, protože zejména po kompresi, která může velmi razantně zeslabovat signál, může být potřeba výstupní signál opět zesílit. [1]

2.3 Kompresor a limiter

Kompresor je pravděpodobně nejpoužívanější typ dynamického procesoru. Jeho úkolem je snížit dynamický rozsah vstupního signálu tím, že signály, které mají vyšší úroveň, než je nastavená hodnota prahu, mají snížené zesílení. O kolik decibelů se zvýší hladina výstupního signálu, když je překročena hodnota prahu, závisí na kompresním poměru a na zvýšení hladiny vstupního signálu. [1]

$$L_{out} = (L_{in} - L_{Thresh})/k + L_{Thresh} \quad (2.1)$$

kde L_{out} je hladina napětí výstupního signálu, L_{in} je hladina napětí vstupního signálu, L_{Thresh} je hladina prahu a k je poměr komprese.

Pokud je např. hladina napětí vstupního signálu $L_{in} = -36$ dBu, hodnota prahu $L_{Thresh} = -40$ dBu a zvolený poměr komprese $k = 4$, bude tedy napětí výstupního signálu $L_{out} = -39$ dBu.

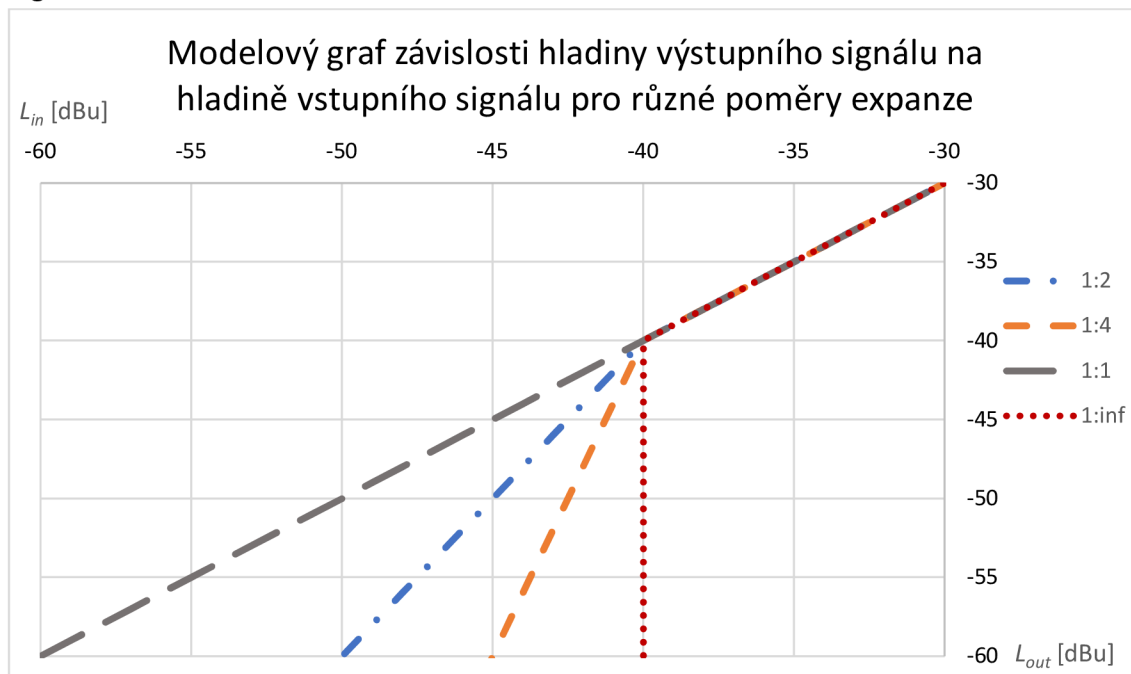
Limiter má podobné vlastnosti jako kompresor, ovšem jeho kompresní poměr bývá mnohem vyšší. Teoretický kompresní poměr limiteru je $\infty:1$ (v grafu na obrázku 3 znázorněno tečkovanou čárkou), v praxi se ale dají považovat za limitaci kompresní poměry vyšší než 10:1. [1]

2.4 Expander a brána

Expander je typ dynamického procesoru, který se využívá ke zvětšení dynamického rozsahu. Signály, které mají nižší úroveň, než je nastavená hodnota prahu, mají snížené zesílení. O kolik decibelů se sníží úroveň výstupního signálu, závisí na nastaveném poměru expanze a na snížení úrovně vstupního signálu. [1]

$$L_{out} = (L_{in} - L_{Thresh})k + L_{Thresh} \quad (2.2)$$

Pokud je např. hladina napětí vstupního signálu $L_{in} = -45$ dBu, hodnota prahu $L_{Thresh} = -40$ dBu a zvolený poměr expanze $k = 2$, bude tedy hladina napětí výstupního signálu $L_{out} = -50$ dBu.



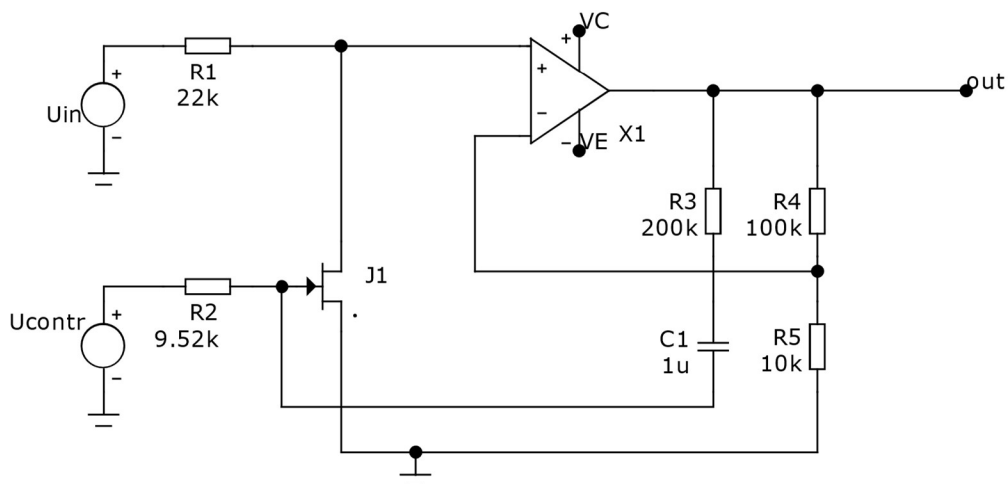
Obrázek 4: Modelový graf závislosti hladiny výstupního signálu pro různé poměry expanze

U brány je teoretický poměr expanze $1:\infty$, prakticky tedy brána buďto signál propouští nebo nepropouští. [1]

2.5 Napětím řízené zesilovače

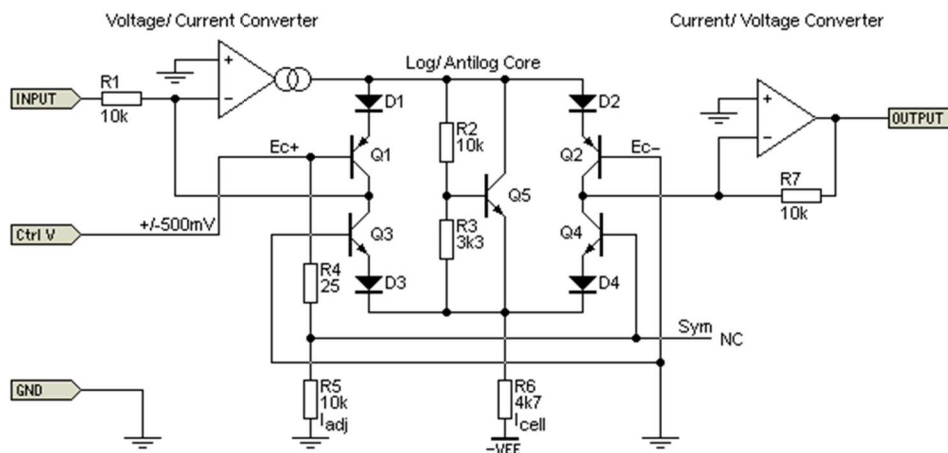
Napětím řízené zesilovače (Voltage controlled amplifiers – VCA) jsou, jak název napovídá, zesilovače, jejichž zesílení se mění v závislosti na napětí přivedeném na řídicí vstup. Nejjednodušším příkladem napětím řízeného zesilovače je zapojení operačního zesilovače, který má ve zpětnovazební větvi zapojen fotorezistor, popř. optočlen s fotorezistorem. Zesílení se tedy mění v závislosti na napětí na LED diodě, která fotorezistor osvětluje, resp. na proudu, který LED diodou protéká. Dalším jednoduchým případem jsou například analogové násobičky napětí. [4]

Jednoduché napětím řízené zesilovače se dají sestavit i pomocí tranzistorů JFET a operačního zesilovače, viz obrázek 5.



Obrázek 5: Příklad jednoduchého napětím řízeného zesilovače s tranzistorem JFET (převzato) [5]

Jako prvním „pravým“ napětím řízeným zesilovačem pro použití v audiotechnice je označován návrh Davida Blackmera z počátku sedmdesátých let, jehož základem je log-antilog jádro, které ovšem vyžaduje co nejvíce se shodující tranzistory a diody, takže není snadné jej sestavit z diskretních součástek. [5]



Obrázek 6: Blackmerovo základní log-antilog jádro a vstupní a výstupní zesilovače (převzato) [5]

Tento obvod (obrázek 6) umožňuje řídit zesílení přímo v decibelech, tedy lineární změna napětí na řídicím vstupu vyvolá odpovídající exponenciální změnu zesílení. [5]

V dnešní době se ovšem prodává spousta napětím řízených zesilovačů ve formě integrovaných obvodů, například VCA810 od firmy Texas Instruments [7] nebo AD602 od firmy Analog Devices [8]. Napětím řízené zesilovače jsou také součástí integrovaných obvodů, které jsou primárně určené pro procesory dynamiky, jako je THAT4301 (dnes se již nevyrábí) a THAT4305 od firmy THAT Corporation Audio Technology. [6]

2.6 RMS detektory

RMS detektor je obvod, jehož úkolem je převést vstupní signál na stejnosměrné napětí odpovídající jeho střední kvadratické hodnotě (Root mean square), v češtině se používá ovšem častěji efektivní hodnota. Pro harmonické signály lze efektivní hodnotu napětí zjistit jednoduchým odvozením z rovnice:

$$U_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt} = U_{max} \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sin^2(t) dt} = \frac{U_{max}}{\sqrt{2}} \cong 0,707 U_{max}. \quad (2.3)$$

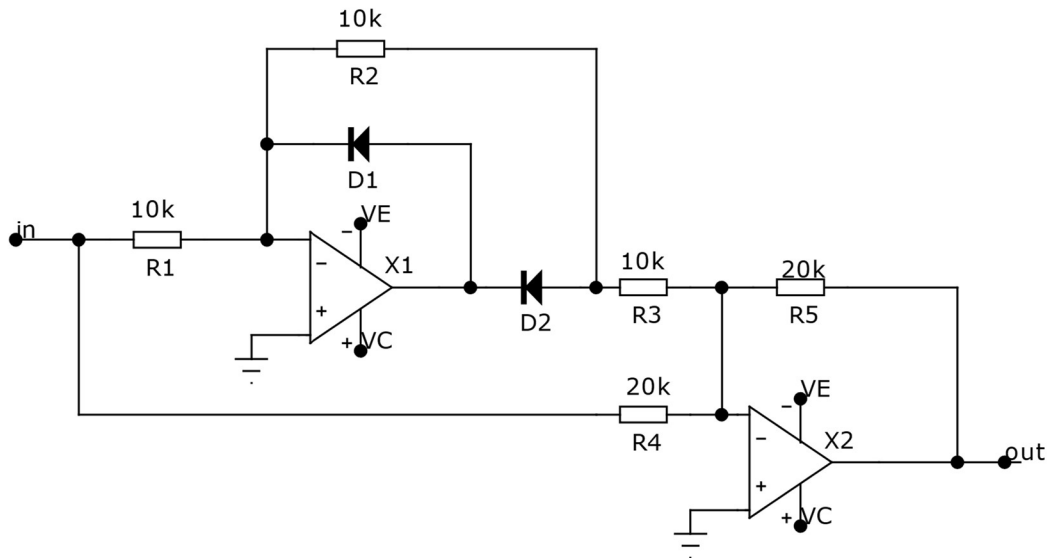
Procesory dynamiky ovšem obvykle pracují s podstatně složitějšími hudebními signály, tudíž RMS detektor musí zjistit skutečnou hodnotu efektivního napětí. U detektorů, které jsou zkalibrovány na měření efektivní hodnoty napětí pouze harmonických signálů a zjišťují jej jen z mezišpičkového napětí, totiž bude pro jiné signály docházet k různým chybám měření. K této chybě dochází právě proto, že tyto detektory zjistí pouze maximum vstupního signálu (např. pomocí detektoru špiček, který se skládá obvykle z přesného usměrňovače a bloků pro udržení maxima usměrněného signálu po požadovanou dobu) a následně dojde ke zmenšení této hodnoty zesilovačem nebo odporovým děličem s přenosem $A = 0,707$, čímž se docílí správné hodnoty RMS pouze pro harmonické signály. Pro jiné signály ovšem bude docházet k chybě měření, jejíž příklady jsou v tabulce 1. [10]

Signál - $1 V_{peak}$	Crest faktor U_{PEAK}/U_{RMS}	Skutečná hodnota U_{RMS} (V)	Naměřená hodnota U_{RMS} (V)	Chyba (%)
Nezkreslený harmonický signál	1,414	0,707	0,707	0,000
Symetrický obdélníkový signál	1,000	1,000	0,707	-29,300
Trojúhelníkový signál	1,730	0,577	0,707	22,530
Obdélníkový signál o jedné polaritě	2,000	0,500	0,707	-29,279
Impulsy	10,000	0,100	0,707	-607,000

Tabulka 1: Příklady chyby měření efektivní hodnoty napětí pro různé signály (převzato) [10]

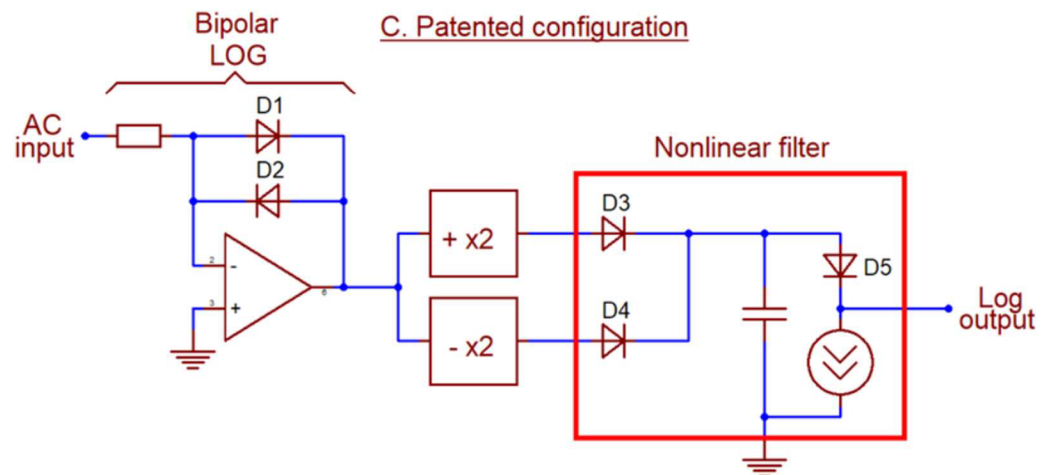
RMS detektory mohou pro svou funkci používat přesný usměrňovač, a to ať už v podobě jako je na obrázku 7, tedy přesný usměrňovač s operačním zesilovačem, nebo v jiné podobě. Účelem tohoto obvodu je, jak již název napovídá, usměrnit signál na vstupu pro další zpracování. Pro co nejvyšší přesnost je důležité, aby kladné i záporné

polarity signálu byly brány v potaz a k tomuto účelu slouží právě přesné dvoucestné usměrnění, díky čemuž lze s dostatečnou přesností zjišťovat efektivní hodnotu i komplexních hudebních signálů, které nemusí mít stejnou absolutní hodnotu napětí pro kladné a záporné části signálu.



Obrázek 7: Příklad zapojení přesného dvoucestného usměrňovače

Přesný usměrňovač, jako je např. na obrázku 7, je schopen usměrnit i malé signály, protože eliminuje neideální vlastnosti diody, jako je prahové napětí, tím pádem umožňuje měřit i signály, které mají nižší úroveň, než je právě prahové napětí použitých diod. Dnešní integrované obvody, jako je AD737 od Analog Devices nebo THAT4305, již mají kromě dalších obvodů v nějaké podobě přesný usměrňovač integrovaný a chovají se jako True-RMS detektory. [6] [10]



Obrázek 8: Blackmerův True-RMS detektor s logaritmickým výstupem [9]

Jeden z prvních True-RMS detektorů vynalezl David E. Blackmer v roce 1971 (obrázek 8). Ten funguje tak, že provádí průměrování v čase logaritmu vstupního signálu. Signál po průchodu bipolárním logaritmickým zesilovačem je zesílen a usměrněn. Kondenzátor v nelineárním filtru určuje časovou konstantu RMS detektoru, tedy jak rychle RMS detektor reaguje na změnu amplitudy vstupního signálu. Zdroj referenčního proudu společně s diodou D5 určuje hodnotu vstupního napětí, při kterém je na výstupu RMS detektoru nulové napětí, a zároveň ovlivňují i časovou konstantu RMS detektoru. Na výstupu tohoto filtru je logaritmus RMS hodnoty. Takovýto RMS detektor se dobře doplňuje s Blackmerovým druhým vynálezem, napětím řízeným zesilovačem s exponenciálním řízením. Blackmerův True-RMS detektor má relativně rychlou náběžnou hranu a pomalejší sestupnou hranu výstupního signálu (v závislosti na použitém kondenzátoru nastavujícím jeho časovou konstantu), což se hodí pro použití se zvukovými signály a dynamickými procesory. [9]

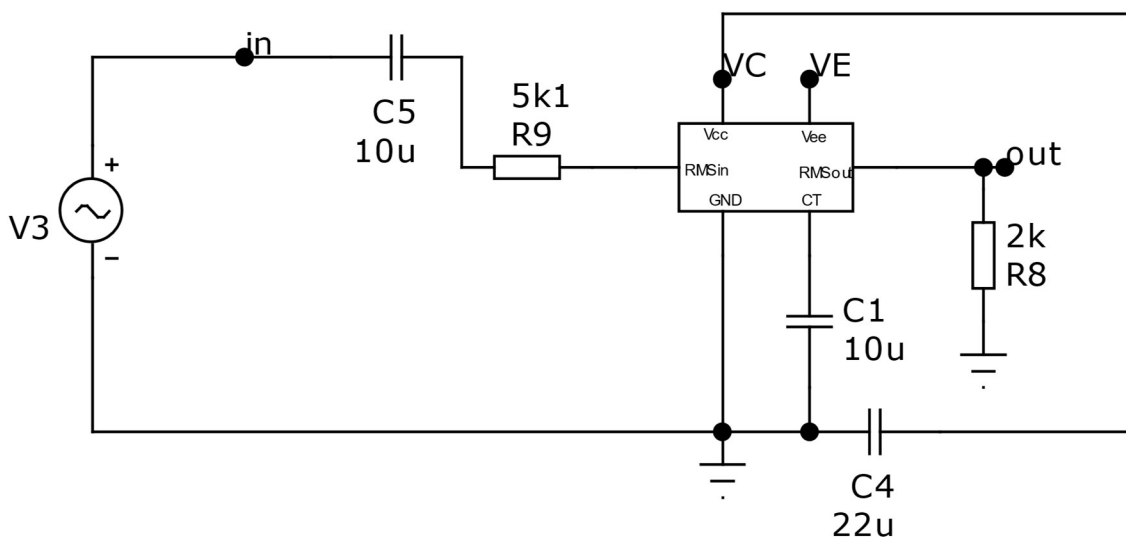
3. NÁVRH A SIMULACE

V této kapitole je popsán návrh a funkce jednotlivých částí kompresoru, tyto části byly posléze simulovány v programu Micro-Cap. Při návrhu obvodu kompresoru bylo využito integrovaného obvodu THAT4305, který v sobě obsahuje RMS detektor s logaritmickým výstupem, tj. lineární změna hodnoty RMS vstupního signálu vyvolá logaritmickou změnu výstupního napětí, a napětím řízený zesilovač, u něž logaritmická změna řídicího napětí vyvolá lineární změnu zesílení.

Kromě těchto bloků s RMS detektorem a napětím řízeným zesilovačem byly navrženy a simulovány i další části kompresoru, konkrétně bloky umožňující nastavovat oblast vstupního napětí, kde kompresor pracuje, kompresní poměr, tvar kolene a také attack a release. Posléze byl simulován celý kompresor pro ověření funkčnosti celého navrženého obvodu.

3.1 Obvod RMS detektoru využívající integrovaný obvod THAT4305

RMS detektor využívající integrovaný obvod THAT4305 vychází z Blackmerova True-RMS detektoru. Zapojení obvodu RMS detektoru na obrázku 9 vychází z doporučeného zapojení v technické dokumentaci integrovaného obvodu THAT4305. [6] Model v knihovně [11], pro kterou bylo potřeba pomoci utilit Shape editor a Component editor vytvořit symbol a přiřadit piny, ovšem vyžaduje samostatné napájení pro RMS detektor a pro napětím řízený zesilovač. Toto napájecí napětí je symetrických 12 V, přičemž obvod THAT4305 může být napájen napětími v rozmezí od 4,5 V do 16 V symetricky. [6]

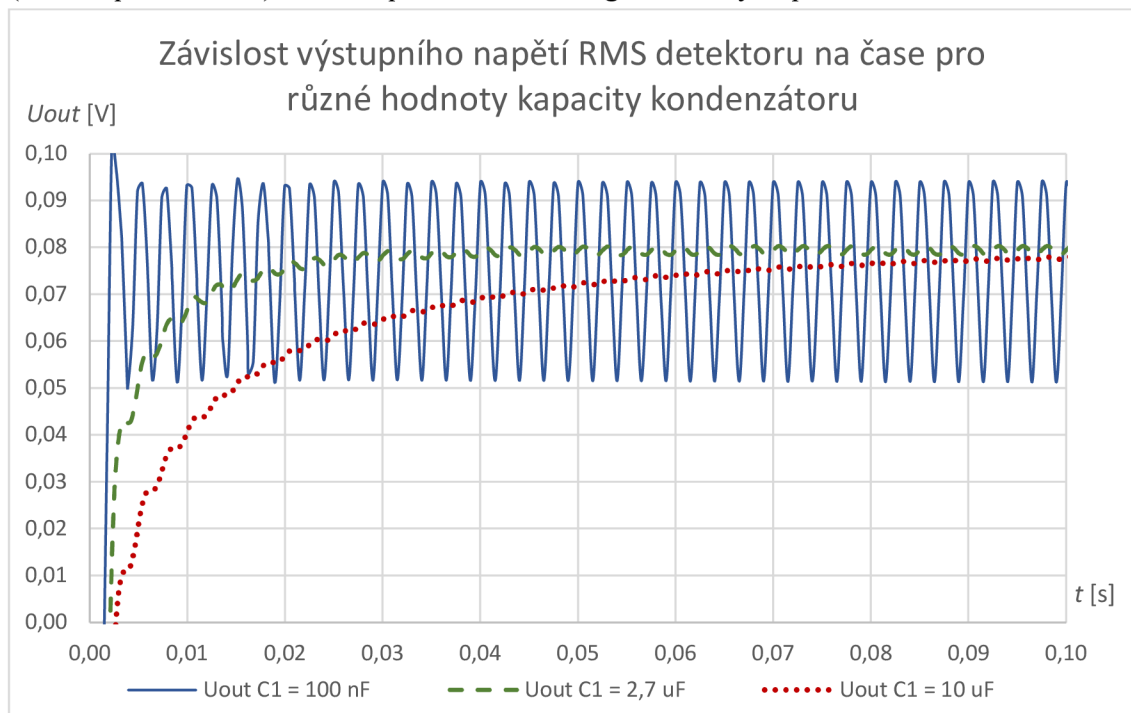


Obrázek 9: Simulované zapojení RMS detektoru čipu THAT4305 (převzato) [6]

V zapojení na obrázku 9 slouží kondenzátor C5 pouze pro odstranění stejnosměrné složky ze vstupního signálu. Rezistor R9 zde určuje, jak je RMS detektor citlivý na vstupní signál. Menší hodnoty odporu na tomto rezistoru propustí při stejném vstupním napětí vyšší proud do vstupu RMSin, a naopak. Kondenzátor C1 určuje časovou konstantu filtru τ RMS detektoru, kterou dle dokumentace lze vypočítat jako

$$\tau = 3467 C_1 = 3467 \cdot 10^{-5} = 0,03467 \text{ s} \quad (3.1)$$

Kondenzátor C1 tedy určuje, do jaké frekvence bude RMS detektor filtrovat z výstupního signálu střídavou složku, se zvětšující se kapacitou kondenzátoru C1 bude filtrovat nižší a nižší frekvenční složky. Kondenzátor s menší kapacitou ale bude umožňovat rychlejší reakci na změny amplitudy vstupního signálu, vstupní signály o nízkých frekvencích (zhruba pod 300 Hz) ovšem způsobí zvlnění signálu na výstupu obvodu.

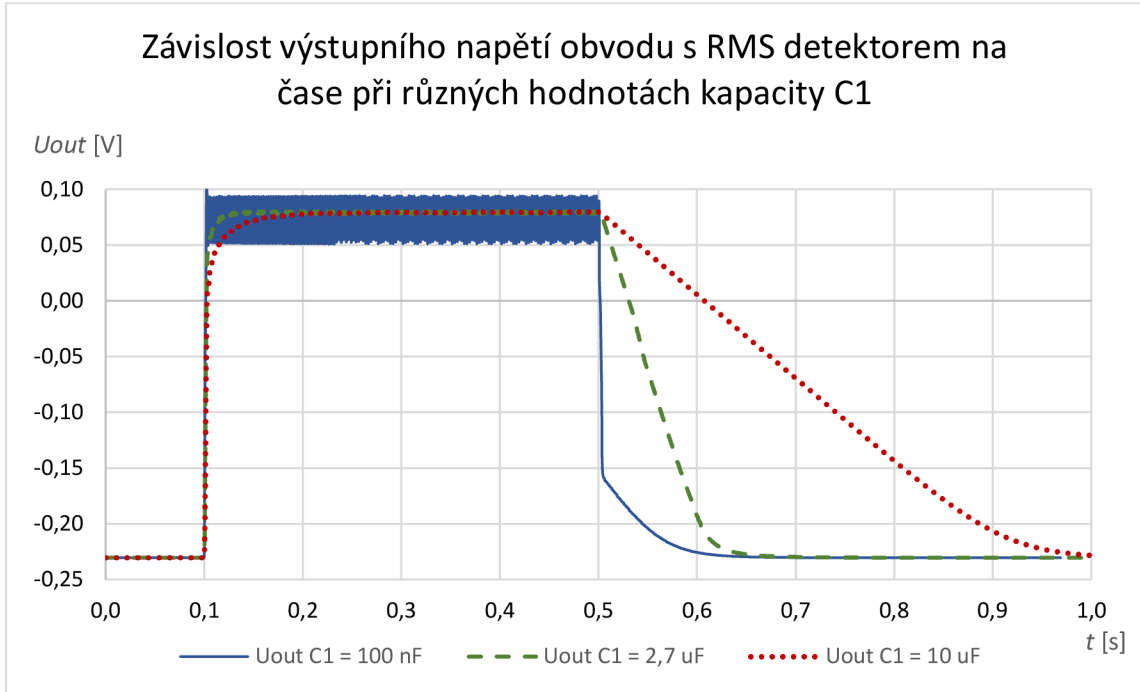


Obrázek 10: Závislost výstupního napětí simulovaného obvodu s RMS detektorem na čase pro různé hodnoty kapacity kondenzátoru

Z grafu na obrázku 10, který byl získán transientní analýzou v programu Micro-Cap a generováním harmonického signálu o frekvenci $f = 200$ Hz a amplitudě $U = 200$ mV_{PP} na vstupu obvodu, lze pozorovat, že obvod s dokumentací doporučeným $10 \mu\text{F}$ kondenzátorem má podstatně menší zvlnění výstupního signálu, ovšem trvá zhruba 50 ms, než výstupní napětí obvodu dosáhne 95 % ustálené hodnoty napětí, tedy $U_{out95} = 0,114$ V.

Pro měření sestupné hrany výstupního napětí RMS detektoru byla opět využita tranzienní analýza, pro generování signálu v programu Micro-Cap byl zvolen zdroj umožňující přehrávat zvukové soubory. Zvukový soubor zvolený pro tuto analýzu byl

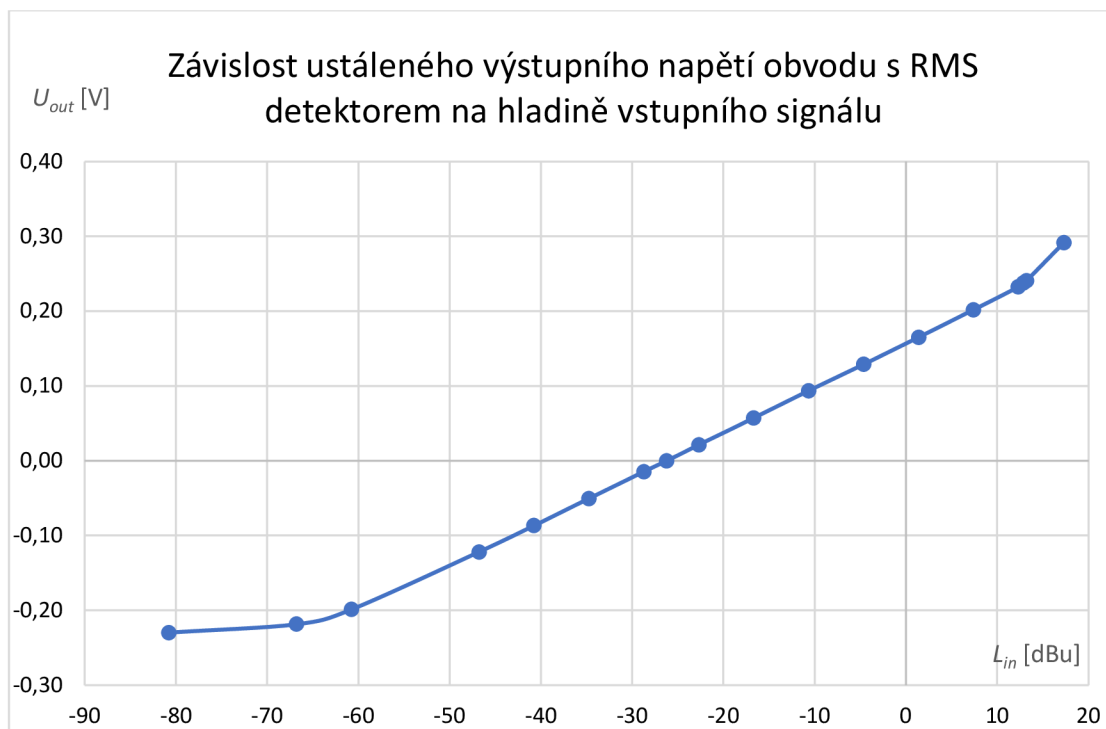
soubor typu WAV obsahující harmonický signál o frekvenci 200 Hz trvající 400 ms, kterému předcházelo 100 ms ticha a následovalo po něm 500 ms ticha. Signál byl vynásoben přímo v bloku zdroje napětí hodnotou 0,25, čímž bylo dosaženo vstupní hodnoty napětí 500 mV_{PP}.



Obrázek 11: Závislost výstupního napětí simulovaného obvodu s RMS detektorem na čase při různých hodnotách kapacity C1

Na obrázku 11 lze pozorovat porovnání délek sestupných hran výstupního signálu obvodu s různými kondenzátory C1. Obvod s kondenzátorem C1 s kapacitou 100 nF má nejrychlejší sestupnou i náběžnou hranu, ovšem mezi nimi je výstupní signál značně rozkmitán. Obvod s kondenzátorem C1 o kapacitě 10 μ F, která je uvedena jako příklad v technické dokumentaci integrovaného obvodu THAT4305, naopak produkuje výstupní signál s velmi dlouhou sestupnou hranou, téměř 500 ms, což není příliš žádoucí, pokud je požadováno měnit délku sestupné hrany řídicího napětí v dalších funkčních blocích i pod tuto hodnotu. Z důvodu rychlejší reakce obvodu s RMS detektorem na změny amplitudy vstupního signálu byla zvolena kapacita kondenzátoru C1 = 2,7 μ F, která se jeví jako rozumný kompromis.

Dále byla pomocí tranzientní analýzy zjišťována závislost mezi hladinou vstupního napětí v dBu a výstupním napětím. Cílem této analýzy bylo ověřit maximální hodnotu vstupního napětí, pro které se obvod s RMS detektorem chová tak, aby se dal využít k tomu, k čemu byl navržen, a to je zjištění hodnoty RMS vstupního signálu.



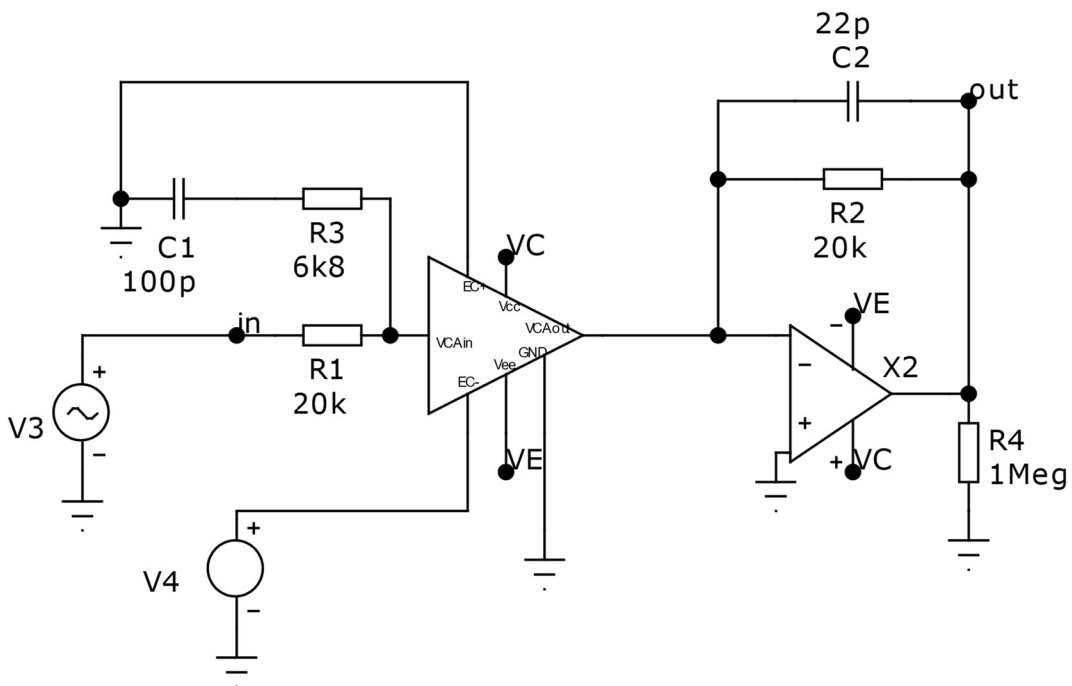
Obrázek 12: Závislost ustáleného výstupního napětí simulovaného obvodu s RMS detektorem na hladině vstupního signálu

Závislost mezi napětím na výstupu a hladinou vstupního napětí na obrázku 12, která byla získána taktéž transientní analýzou s krokováním hodnoty vstupního napětí o frekvenci 1 kHz, od $L_{in} \approx 12$ dBu přestává být lineární. V případě, že by tento RMS detektor měl detekovat efektivní hodnotu napětí pro signály, jejichž hladina bude vyšší, předával by tedy vyšší než správnou hodnotu napětí. To ovšem nemusí mít nutně nežádoucí efekt na funkci kompresoru, protože vyšší výstupní napětí z RMS detektoru znamená větší redukci zesílení na napětím řízeném zesilovači, tedy vyšší kompresní poměr pro vstupní signály o hladinách napětí vyšších než 12 dBu. Přebuzení vstupu by ale mohlo vést ke zničení integrovaného obvodu.

Z dat v grafu závislosti mezi napětím na výstupu a hladinou napětí na vstupu lze také vyčíst, že RMS detektor zpracovává napěťové úrovně zhruba od -60 dBu do zhruba 12 dBu, tedy dynamický rozsah simulovaného obvodu je 72 dB, přičemž dynamický rozsah udaný v dokumentaci integrovaného obvodu THAT4305 je 60 dB. [6]

3.2 Obvod s napětím řízeným zesilovačem integrovaného obvodu THAT4305

Obvod s napětím řízeným zesilovačem vychází z doporučeného zapojení v technické dokumentaci integrovaného obvodu THAT4305. [6] Pro správnou funkci musí být za napětím řízeným zesilovačem převodník proudu na napětí, v programu Micro-Cap realizovaný pomocí operačního zesilovače TL071.



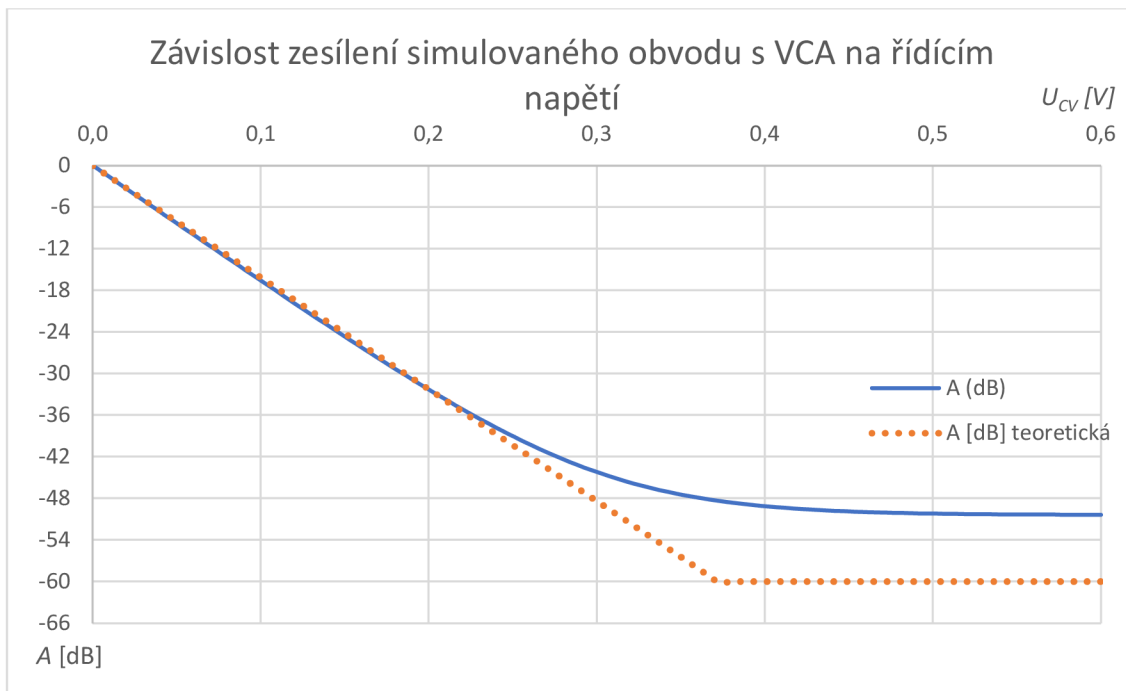
Obrázek 13: Simulované zapojení VCA čipu THAT4305 (převzato) [6]

Zdrojem vstupního signálu na obrázku 13 je generátor harmonického signálu V3, který do napětím řízeného zesilovače přivádí signál o úrovni $U_{in} = 2 V_{PP}$, zdroj stejnosměrného napětí V4 zde slouží jako zdroj řídicího napětí U_C , které je přivedeno na pin EC-. Se zvyšujícím se napětím U_C se tedy bude snižovat zesílení A . Na piny řídicí zesílení, tedy piny EC+ a EC-, je možné přivádět napětí U_C v rozmezí od -0,6 V do 0,6 V. Pro účely kompresoru ale bude využít vstup EC- a bude na něj přiváděno napětí pouze od 0 V do 0,6 V. [6]

Pro ověření závislosti zesílení napětím řízeného zesilovače na úrovni řídicího napětí bylo opět využito okna DC analysis, kdy řídicí napětí U_C bylo zvyšováno od 0 V do 0,6 V s krokem 10 mV. Na vstup napětím řízeného zesilovače bylo přivedeno stejnosměrné napětí 1 V, výstup do grafu na obrázku 13 bylo měřeno napětí na rezistoru R4, které bylo přepočteno na zesílení A v decibelech dle vztahu

$$A = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{U_{out}}{U_{in}} \right) [dB], \quad (3.2)$$

kde U_{out} je výstupní napětí obvodu a U_{in} je maximální napětí harmonického signálu ze zdroje V3, a to konkrétně $U_{in} = 2 V_{PP}$.



Obrázek 14: Závislost zesílení simulovaného obvodu s VCA v dB na řídicím napětí

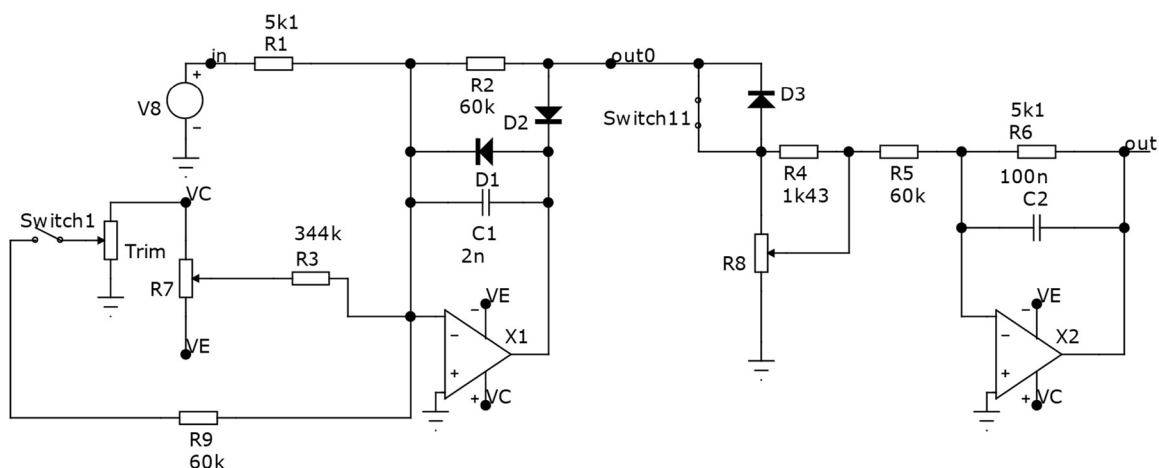
Z grafu závislosti zesílení obvodu s VCA na řídicím napětí na obrázku 14 lze vyčíst, že pro nulové napětí na řídicím vstupu EC- má napětím řízený zesilovač zesílení 0 dB a z počátku zesílení klesá se strmostí zhruba 6,2 mV/dB, což odpovídá technické dokumentaci obvodu THAT4305, kde je udána strmost 6,2 mV/dB a zesílení omezeno na $A = -60$ dB. Závislost zesílení na řídicím napětí se ale kolem 225 mV začíná lišit od teoretického průběhu, kdy se pro další snížení zesílení v dB musí řídicí napětí zvýšit o větší a větší hodnotu, např. rozdíl zesílení mezi zesílením pro řídicí napětí $U_C = 0,35$ V a $U_C = 0,40$ V je pouze $\Delta A = 1,6$ dB.

3.3 Obvod nastavující práh, kompresní poměr a tvar kolene

Zapojení obvodu nastavujícího práh, kompresní poměr a tvar kolene vychází z technické dokumentace integrovaného obvodu THAT4305. [6]

3.3.1 Simulace nastavení prahu komprese

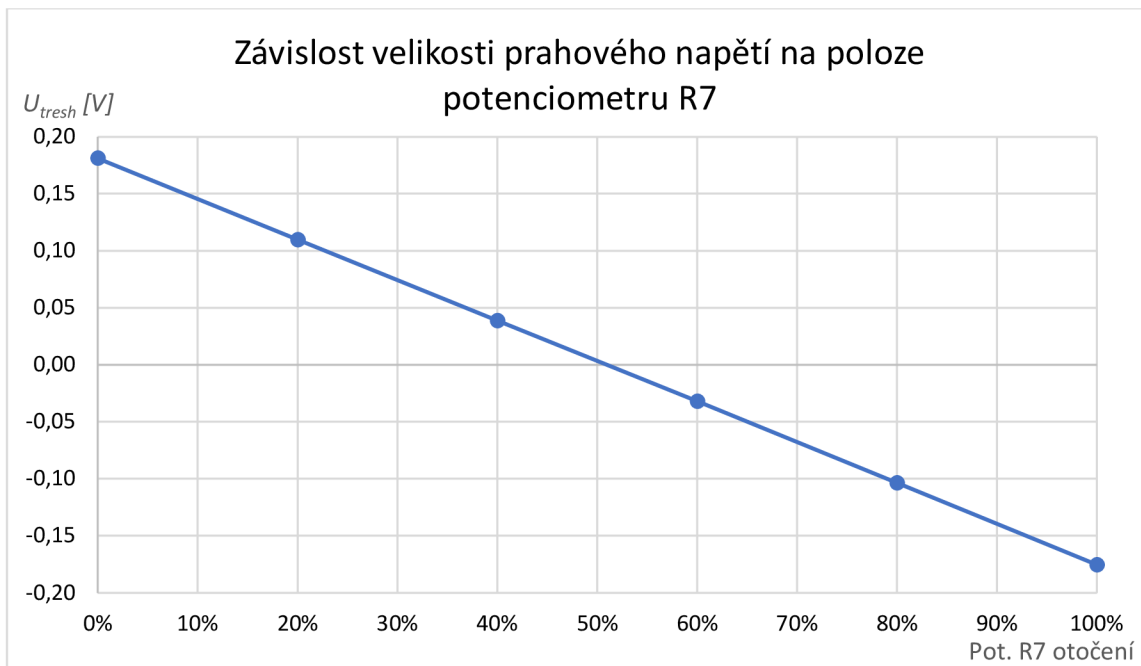
První část obvodu slouží k nastavení prahu komprese. Jedná se vlastně o invertující zapojení operačního zesilovače TL071, které funguje jako sčítací zesilovač a zároveň přesný jednocestný usměrňovač.



Obrázek 15: Obvod nastavující práh, kompresní poměr a tvar kolene (částečně převzato a upraveno [6][17])

Ve schématu na obrázku 15 vstupní signál ze zdroje napětí V8, který zde pro účely simulace nahrazuje výstup obvodu s RMS detektorem (viz kapitola 3.1) je jednoduše usměrněn pomocí diod D1 a D2 (model diody 1N4148) a zároveň zesílen -11,76krát. V další vstupní větvi tohoto sčítacího zesilovače je zapojen odpor R3, na kterém je zapojeno napětí získané pomocí potenciometru R7, což je lineární 100k potenciometr, který je zapojen mezi napájecí napětí VC (12 V) a VE (-12 V). Potenciometr R7 funguje jako napěťový dělič umožňující nastavovat napětí, které je zesíleno -0,174krát a je připočteno k napětí ze zdroje V8, čímž nastavuje práh komprese tak, že jeho otočení určuje, pro jakou úroveň signálu z obvodu s RMS detektorem se usměrňovač „otevře“ a začne dodávat napětí do další části obvodu, čímž nastaví práh komprese. Návrh tohoto obvodu vychází ze zapojení v technické dokumentaci integrovaného obvodu THAT4305. [6]

Pro zjištění mezí prahového napětí, kdy usměrňovač začne propouštět napětí, a jeho závislosti na poloze potenciometru, bylo využito okno DC analysis v programu Micro-cap, kdy byla poloha potenciometru R7 krokována po 20 %.



Obrázek 16: Závislost velikosti prahového napětí na poloze potenciometru R7

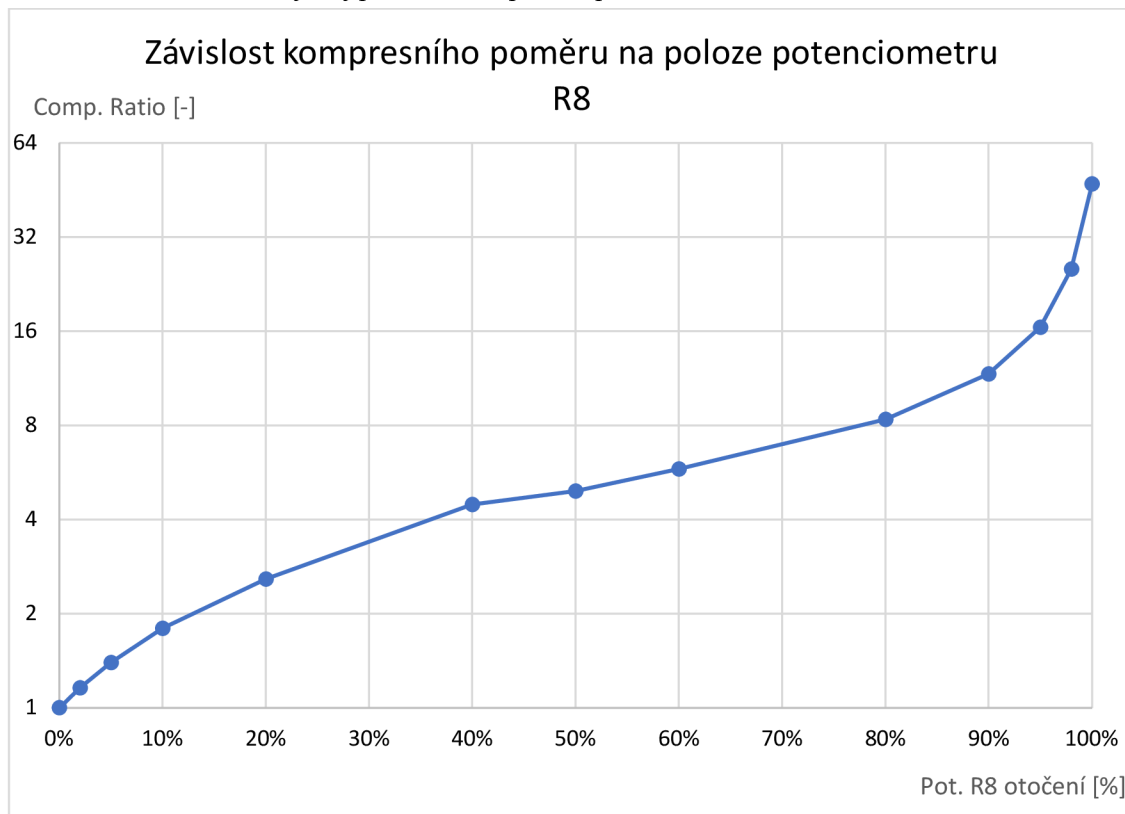
Z grafu na obrázku 16 lze pozorovat, že obvod je schopen nastavit hodnotu prahu od $U_{in} = 181 \text{ mV}$ do $U_{in} = -175 \text{ mV}$. Pokud je blok s nastavováním prahu zapojen přímo za detektor efektivní hodnoty (který je popsán v kapitole 3.1), tyto meze odpovídají vstupním signálům od hladiny přibližně $L_{in} = 4 \text{ dBu}$ až $L_{in} = -55 \text{ dBu}$.

3.3.2 Simulace nastavení kompresního poměru

Další část obvodu s druhým operačním zesilovačem je zde pro nastavení zesílení/utlumení signálu boční větve a tím pádem nastavení kompresního poměru. R8 je zde lineární 10k potenciometr, kterým se snižuje napětí signálu z výstupu sčítacího zesilovače/přesného usměrňovače. Tento signál je posléze zeslaben invertujícím zapojením operačního zesilovače ve stejném poměru, jako byl v předchozí části obvodu zesílen a pokračuje přes další bloky do řídicího vstupu napětím řízeného zesilovače, čímž dochází ke zmenšování zesílení signálu v přímé větvi obvodu kompresoru (závislost mezi řídicím napětím a zesílením VCA je popsána v kapitole 3.2).

Pro ověření funkčnosti nastavení poměru komprese bylo opět využito okna DC analysis, přičemž otočení potenciometru nastavujícího práh bylo zvoleno na 50%. Simulovaný výstup RMS detektoru (zdroj V8) předával do obvodu napětí $U_{in} = 0,0213 \text{ V}_{PP}$ a $0,129 \text{ V}_{PP}$. Tato dvě napětí jsou již v kompresní oblasti. Otočení potenciometru R8 bylo po prvotním měření, kdy bylo postupováno po 10% dráhy, krokováno drobněji pro hodnoty mezi intervaly 0% až 10% a 90% až 100%, protože se zde nachází největší změny. Po dokončení analýzy bylo zaznamenáno maximální a minimální napětí na výstupu (ve schématu na obr. 14 označenou jako „out“) a přiřazena do tabulky k příslušným hodnotám otočení potenciometru.

Poté bylo kvůli snadnějšímu výpočtu výsledného kompresního poměru přepočteno zesílení z decibelů na lineární závislost. Pomocí aproximace polynomem šestého řádu (funkce integrovaná v programu Microsoft Excel) byly vypočteny hodnoty zesílení napětím řízeného zesilovače pro hodnoty řídicího napětí odečtené z okna DC analysis. Následně byly vypočteny i výstupní hodnoty napětí VCA při těchto hodnotách zesílení pro obě vstupní napětí U_{in} . Z těchto hodnot bylo možné vypočítat rozdíl v dB mezi výstupním napětím s různým zesílením pro obě hodnoty U_{in} a vydělit jej původním rozdílem v dB, čímž byl vypočten kompresní poměr.



Obrázek 17: Závislost kompresního poměru simulace kompresoru na poloze potenciometru R8

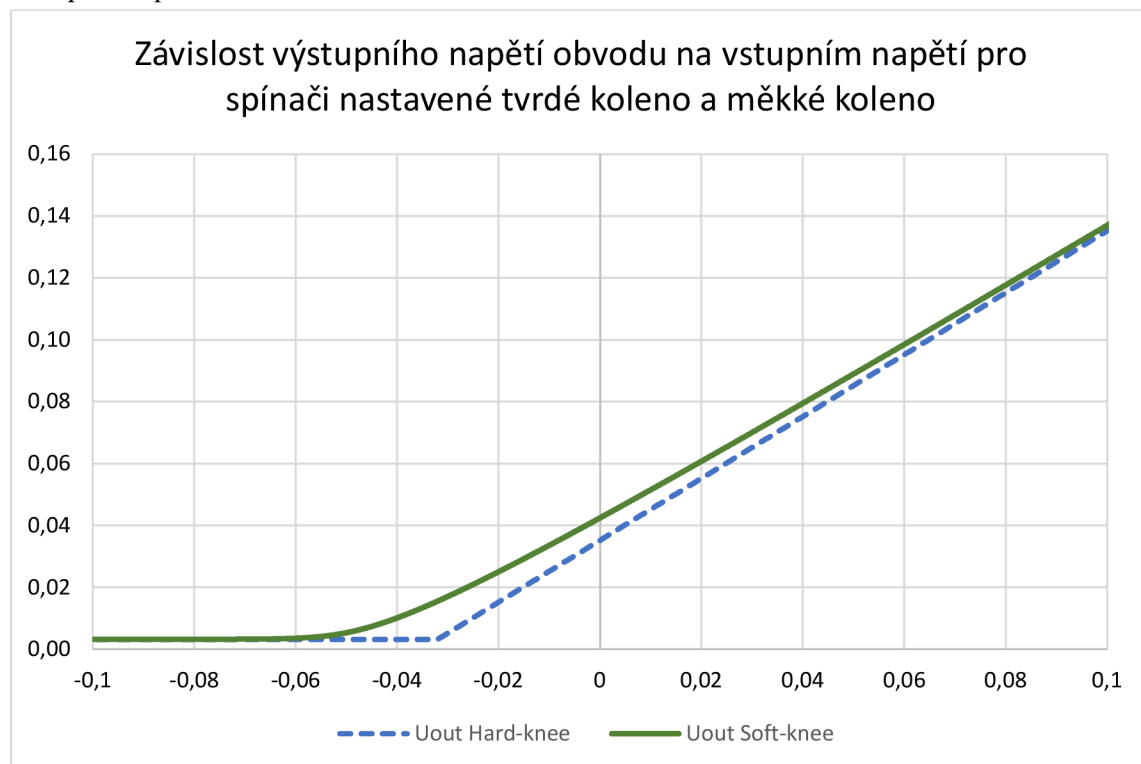
Z grafu na obrázku 17 lze vyčíst, že závislost kompresního poměru na poloze potenciometru není lineární. Během prvních 20 % dráhy potenciometru se kompresní poměr dostane na zhruba 2,57:1, kolem poloviny dráhy se ale strmost nárůstu lehce sníží, ale od 60 % dráhy se rychlost růstu podstatně zvýší. Teoretický maximální kompresní poměr je 47,32:1. Lze ovšem očekávat, že maximální kompresní poměr fyzického zařízení se bude lišit.

3.3.3 Návrh a simulace obvodu s nastavením tvaru kolene

Nastavení tvaru kolene se provádí pomocí přepínačů Switch1 a Switch11. Pro správnou funkci musí být Switch1 rozepnutý a Switch11 sepnutý pro ostře lomené koleno, případně Switch1 sepnutý a Switch11 rozepnutý pro měkce lomené koleno. Při přepnutí na měkce

lomené koleno je odstraněn zkrat mezi anodou a katodou diody D3 (stejně jako pro diody D1 a D2 byl použit model diody 1N4148). Zařazením této diody do obvodu ale dojde k posunutí prahu komprese o prahové napětí diody. Proto je na vstup sčítacího zesilovače/přesného usměrňovače přivedena ještě stejnosměrná složka získaná z kladného napájecího napětí pomocí trimru Trim, připojovaná právě vypínačem Switch1. Takto získané napětí není prvním operačním zesilovačem nijak zesíleno (protože rezistory R9 a R2 mají stejný odpor), je pouze přičteno k ostatním signálům, čímž se zajistí správný stejnosměrný posun a vykompenzuje se prahové napětí diody D3 bez ztráty graduálně se zvyšující komprese až do požadovaného kompresního poměru. Návrh je tedy modifikací zapojení v technické dokumentaci integrovaného obvodu THAT4305. [6][17]

Pro ověření bylo opět využito okno DC analysis, vstupní napětí obvodu se pohybovalo v rozmezí $U_{in} = -0,1 \text{ V}$ až $0,1 \text{ V}$, potenciometr nastavující práh komprese byl v 50 % své dráhy, potenciometr určující kompresní poměr byl nastaven na 100 %, tedy nejvyšší kompresní poměr.



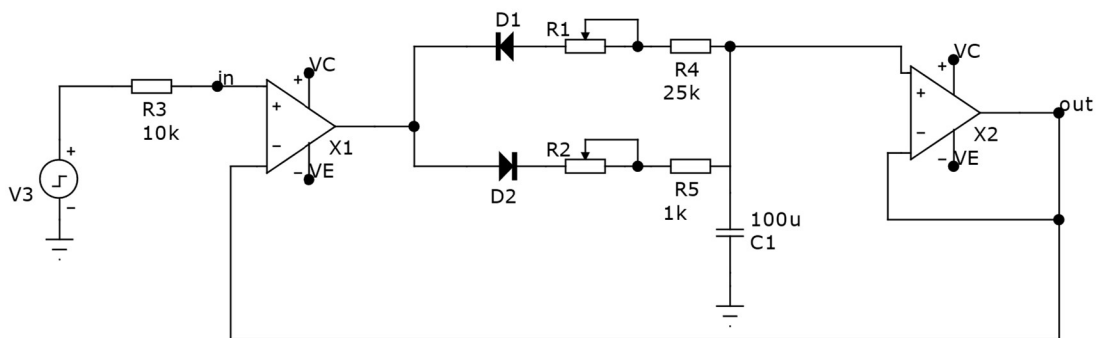
Obrázek 18: Závislost výstupního napětí simulovaného obvodu na vstupním napětí pro spínači nastavené tvrdé koleno a měkké koleno

V grafu na obrázku 18 je zachycen průběh výstupního napětí obvodu. Kvůli velké šířce kolene při zařazení diody D3 do obvodu bylo oproti dokumentaci integrovaného obvodu THAT4305 změněno zesílení u přesného usměrňovače/sčítacího zesilovače a u druhého operačního zesilovače bylo toto zesílení zmenšeno ve stejném poměru. V dokumentaci toto zesílení bylo nastavováno rezistory, které v simulovaném obvodu

jsou označeny R1, R2, R5 a R6. Rezistory R1 a R5 mají v dokumentaci hodnotu 5,1 k Ω , Rezistory R5 a R6 mají hodnotu 10 k Ω . V simulaci jsou rezistory R5 a R6 nahrazeny hodnotou 60 k Ω . Tím bylo docíleno prudčejší ohnutého kolene, protože dioda D3 se nachází v části obvodu, kde je signál ze vstupu zesílen -11,76krát a změny napětí ze vstupu tedy budou po zesílení korespondovat s větším úsekem nelinearity voltampérové charakteristiky diody.

3.4 Obvod nastavující dobu trvání náběžné a sestupné hrany řídicího napětí

Zapojení obvodu nastavujícího parametry attack a release na obrázku 19 vychází z myšlenky různé rychlosti nabíjení a vybíjení kondenzátoru, na kterém by se měla objevit hodnota řídicího napětí pro napětím řízený zesilovač. K tomu je využito dvojice diod D1 a D2 a rezistorů R1 a R2, kdy rezistory lze nastavit nabíjecí a vybíjecí proud, ale každému z rezistorů je předřazena dioda, která umožňuje protékání proudu jen požadovaným směrem, pro jeden směr tedy anodou k rezistoru, pro druhý směr katodou k rezistoru.

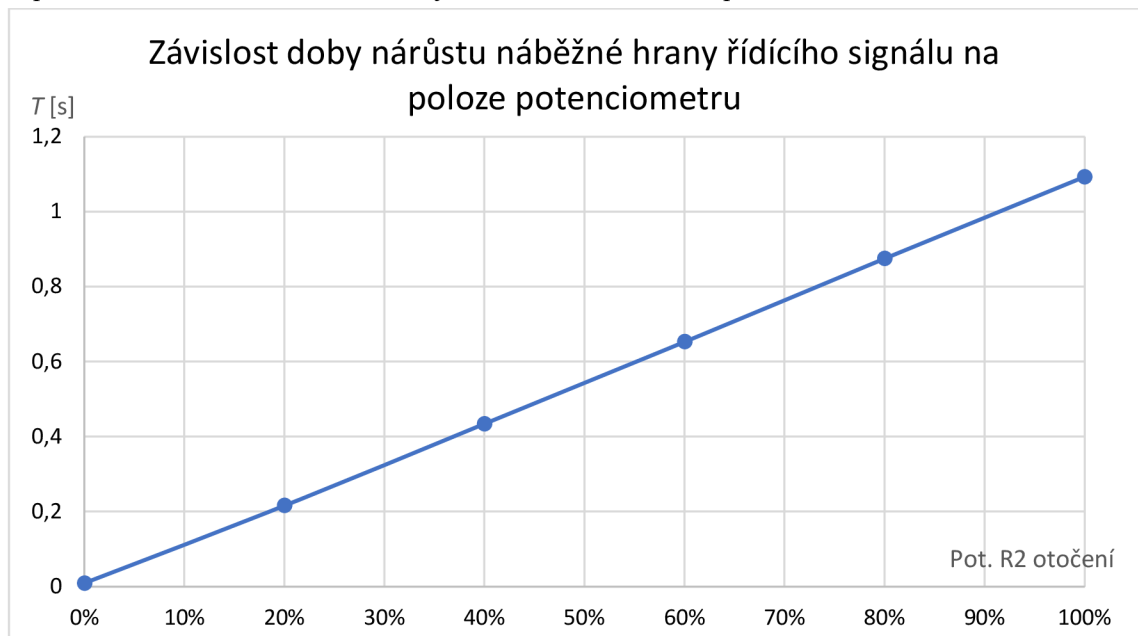


Obrázek 19: Schéma obvodu nastavujícího attack a release kompresoru (převzato a upraveno [16])

Na obrázku 19 ve schématu jsou ještě kromě zmiňovaných diod a potenciometrů rezistory R4 a R5. Ty zde nastavují nejnižší nastavitelnou hodnotu parametru attack a release, a to z toho důvodu, že předchozí bloky kompresoru, zejména obvod s RMS detektorem, stejně nejsou schopny generovat signál s rychlejší náběžnou a sestupnou hranou. Bez těchto rezistorů by byl začátek dráhy nevyužit, protože by obvod v této části dráhy kopíroval náběžnou a sestupnou hranu výstupního signálu předchozích bloků. Z důvodu rozumné meze nastavení sestupné hrany signálu v boční větvi má kondenzátor $C = 100 \mu\text{F}$, R1 je lineární potenciometr s maximální hodnotou 1 M Ω . V zapojení s diodou D1 řídí vybíjení kondenzátoru a tím pádem ovlivňuje parametr release. R2 je taktéž lineární potenciometr, ovšem s hodnotou poloviční, tedy 500 k Ω , spolu s diodou D2 ovlivňuje nabíjení kondenzátoru a tím ovlivňuje parametr attack. Druhý operační zesilovač kromě zpětné vazby zpět do prvního operačního zesilovače, díky které se

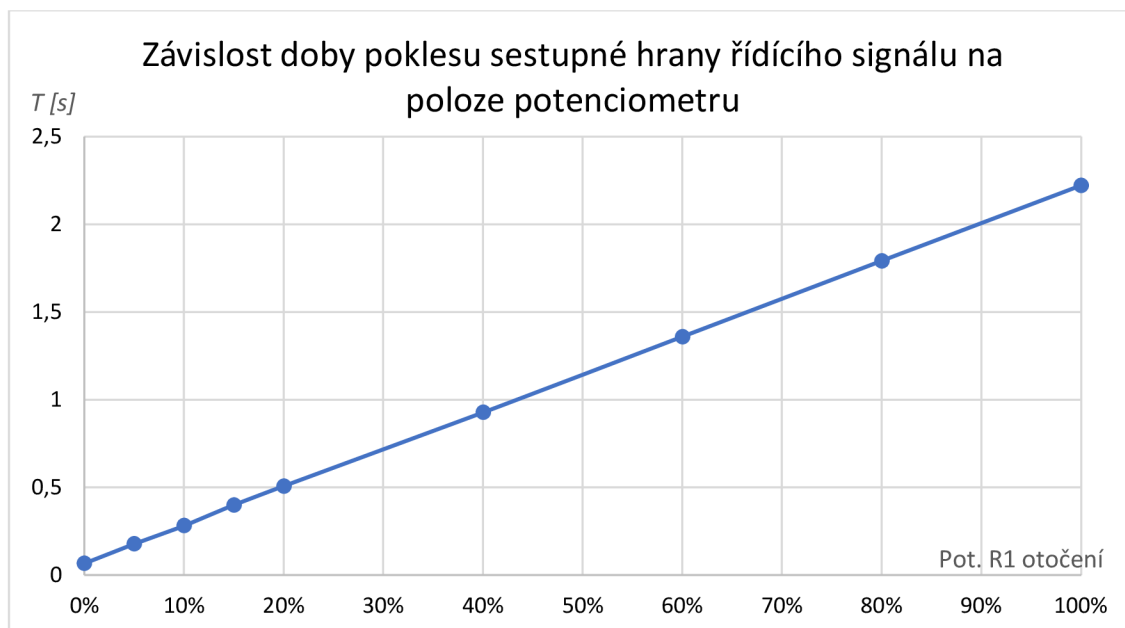
náběžná a sestupná hrana signálu bude měnit lineárně, také zprostředkovává signál s nízkou impedancí pro řídicí vstup napětím řízeného zesilovače.

Pro ověření vlastností tohoto obvodu, zejména možnosti nastavení parametrů attack a release a jejich vykreslení do závislostí na obrázcích 20 a 21, bylo využito okna Transient analysis, přičemž na vstup byl přiveden signál z celé boční větve: RMS detektor realizovaný pomocí integrovaného obvodu THAT4305, na jehož vstupu byl přiveden zhruba 500 ms trvající sinusový signál o amplitudě $U = 0,707 V_{RMS}$, kterému předcházelo několik desítek milisekund ticha a po něm následovalo několik sekund ticha. Výstup tohoto obvodu byl přiveden na vstup obvodu nastavující práh (potenciometr na 50 % dráhy) a kompresní poměr byl nastaven maximální. Hodnoty potenciometrů nastavující dobu trvání náběžné a sestupné hrany byly krokovány po 20 % své dráhy, v případě parametru release byl potenciometr od 0 % do 20 % krokován po 5 %. Doba náběhu i doba poklesu náběžné a sestupné hrany signálu byla měřena jako čas potřebný k překročení 95 % rozdílů ustálených hodnot řídicího napětí.



Obrázek 20: Závislost doby nárůstu náběžné hrany řídicího signálu na poloze potenciometru

Nastavení doby nárůstu náběžné hrany řídicího signálu na poloze potenciometru je lineární, dá se nastavit v mezích od $T = 9$ ms do $T = 1093$ ms. Nejnižší nastavení náběžné hrany řídicího signálu je omezeno dobou trvání náběžné hrany výstupního signálu obvodu s RMS detektorem využívajícím integrovaný obvod THAT4305 a nebylo možné dosáhnout nižší hodnoty než $T = 9$ ms.



Obrázek 21: Závislost doby poklesu sestupné hrany řídicího signálu na poloze potenciometru

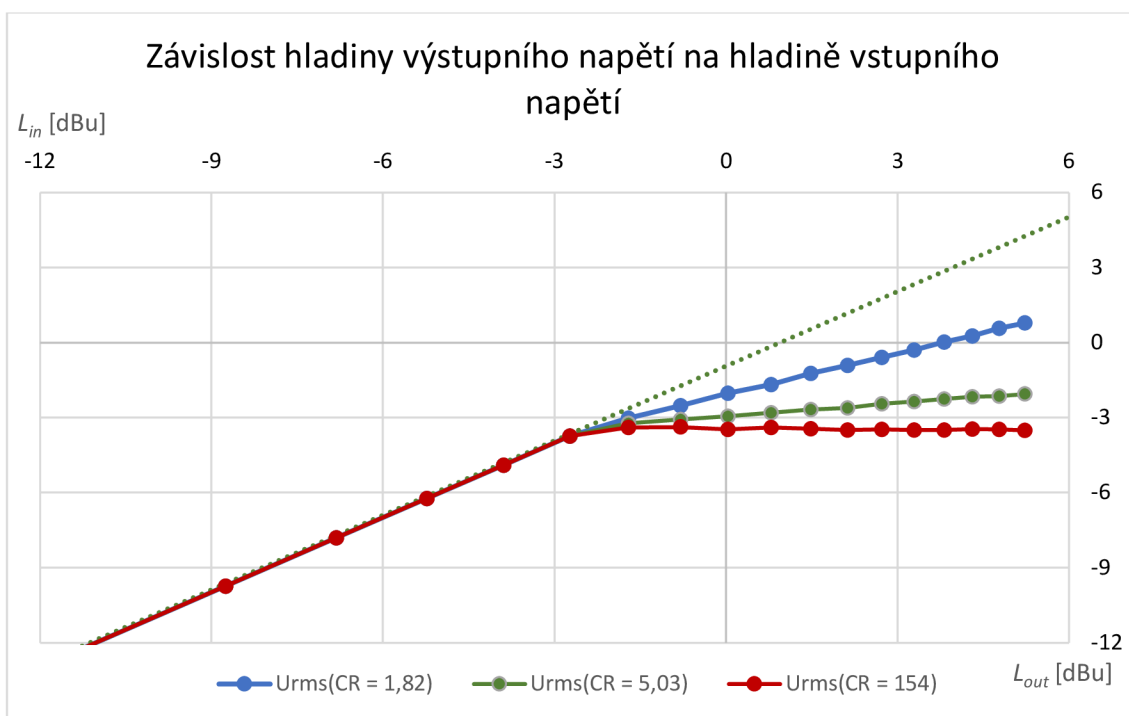
Nastavení doby poklesu sestupné hrany řídicího signálu na poloze potenciometru je lineární, dá se nastavit v rozmezí od $T = 66$ ms do $T = 2222$ ms. Nejnižší hodnota trvání sestupné hrany řídicího signálu je taktéž omezena dobou trvání sestupné hrany výstupního signálu obvodu RMS detektoru využívajícího integrovaný obvod THAT4305, tedy nebylo možné dosáhnout nižších hodnot.

3.5 Ověření vlastností návrhu obvodu kompresoru

Pro ověření vlastností celého návrhu obvodu kompresoru (schéma viz příloha 1) bylo opět využito okna Transient analysis. Pro měření závislosti hladiny výstupního napětí na hladině vstupního napětí byly parametry kompresoru nastaveny následovně: Potenciometr určující práh kompresoru na 10 % své dráhy, potenciometry pro určení doby náběžné a sestupné hrany řídicího napětí na 0 % (attack a release na minimum). Vstupním napětím byl harmonický signál, jehož amplituda byla krokována od $U_{in} = 0,005 V_{PP}$ do $U_{in} = 2 V_{PP}$ po $\Delta U_{in} = 0,005 V_{PP}$, amplituda výstupního signálu při významných změnách byla odečítána pomocí kurzorů. Všechny amplitudy byly poté přepočteny na hladinu efektivní hodnoty napětí v dBu a tyto hodnoty zaznamenány do grafu (obr. 21). Z těchto hodnot byl posléze vypočítán kompresní poměr pro všechny tři polohy potenciometru jej nastavující. Tento kompresní poměr byl vypočten dle vztahu:

$$CR = (L_{in1} - L_{in2}) / (L_{out1} - L_{out2}) [-], \quad (3.3)$$

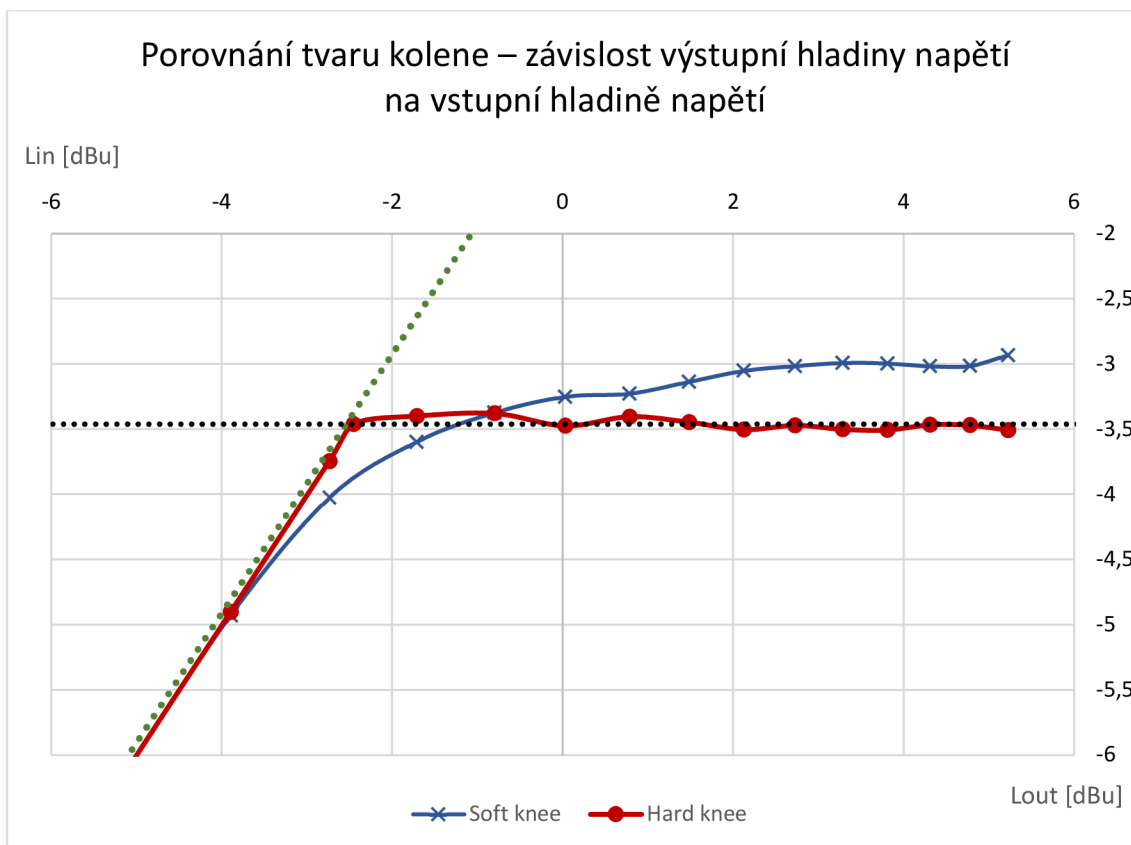
kde L_{in1} a L_{in2} jsou hladiny vstupního napětí, které už jsou za hranicí prahu komprese, a tedy dochází ke změně dynamiky, a L_{out1} a L_{out2} jsou hladiny výstupního napětí právě pro tyto hodnoty vstupního napětí.



Obrázek 22: Závislost hladiny výstupního napětí na hladině vstupního napětí pro různé kompresní poměry

U řady Urms(CR = 154)) v grafu na obrázku 22 byla při výpočtu kompresního poměru získána hodnota 154:1. Takový kompresní poměr znamená prakticky tvrdou limitaci.

Stejnou metodou byla ověřena funkčnost přepínání mezi měkce lomeným a tvrdě lomeným přechodem do kompresní oblasti (hard knee a soft knee). Poloha potenciometru nastavujícího práh byla zachována, byl zvolen maximální kompresní poměr, amplituda vstupního signálu byla opět krokovaná od $U_{in} = 0,005 V_{PP}$ do $U_{in} = 2 V_{PP}$.



Obrázek 23: Porovnání tvaru kolene – závislost výstupní hladiny napětí na vstupní hladině napětí

Z grafu na obrázku 23 lze pozorovat, že přepnutí na měkký přechod do kompresní oblasti skutečně způsobí měkký přechod do oblasti komprese trvající přibližně 8 dB. Přepnutím na měkký přechod do oblasti komprese se ale posune práh komprese, a to zhruba o 0,5 dBu. Toto by se dalo kompenzovat trimrem Trim (viz obrázek 15). To bude provedeno ale až na fyzickém zařízení, protože prahové napětí použitého modelu diody se může lišit od prahového napětí reálné diody.

Dále bylo zjištěno, v jakých mezích je obvod schopen nastavit práh komprese. Toho bylo docíleno postupným zvyšováním amplitudy vstupního napětí do doby, než se začalo zvyšovat napětí na řídicím vstupu napětím řízeného zesilovače. Hodnoty byly zjišťovány pro polohy potenciometru nastavujícího práh 0 % dráhy a 100 %, hodnoty vstupního napětí poté přepočteny na hladinu v dBu. Kompresor je schopen nastavit práh komprese pro hladinu vstupního napětí -55,8 dBu až 4,1 dBu, tedy rozsah prahu komprese je možné měnit o -59,9 dB.

4. NÁVRH LABORATORNÍHO PŘÍPRAVKU

Pro účely laboratorní úlohy a snadného pochopení funkce kompresoru je důležité, aby studenti mohli sledovat, jak se signály v řídicí větvi kompresoru chovají při různých nastaveních ovládacích prvků a při různých signálech na vstupu a jak se chování těchto signálů projeví na výstupním signálu. Pro měření v rámci zadání laboratorní úlohy byly vybrány signál z výstupu RMS detektoru, signál z výstupu obvodu nastavujícího práh komprese, signál z výstupu obvodu nastavujícího kompresní poměr a signál na výstupu obvodu nastavujícího strmost náběžné a sestupné hrany řídicího signálu pro napětím řízený zesilovač.

Při návrhu plošného spoje a objednávání součástek bylo nutné z důvodu nedostupnosti integrovaného obvodu THAT4305 přizpůsobit schéma pro THAT4315, jehož nejdůležitější odlišnosti jsou [6][12]:

- Nesymetrické napájení 4,5 V až 16 V oproti symetrickému napájení 4,5 V až 16 V
- Odběr proudu z napájení do 3,5 mA oproti 5 mA z kladné i záporné větve napájení
- Nastavitelné zesílení VCA -50 dB až 50 dB oproti -60 dB až 60 dB
- Zdroj referenčního napětí odpovídající polovině napájecího napětí

Tyto rozdíly musí být reflektovány v návrhu napájecího zdroje, zapojení všech operačních zesilovačů a také v odlišných hodnotách některých součástek. Změny jsou popsány v podkapitolách 4.1 až 4.3. V podkapitole 4.4 je popsán návrh plošného spoje pro vybranou šasi s již provedenými úpravami schémata pro měření v laboratoři, v kapitole 4.5 je popsán návrh a mechanické provedení ovládacího panelu a jeho popisků.

4.1 Návrh napájecího zdroje

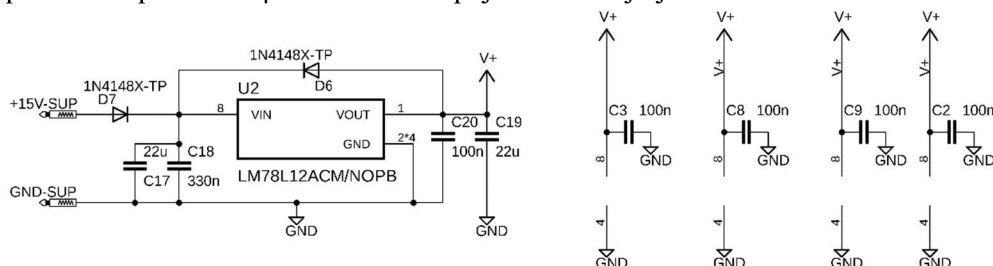
Vzhledem k novému návrhu s integrovaným obvodem THAT4315 a tím pádem i absenci záporné napájecí větve byl použit lineární regulátor napětí od firmy Texas Instruments LM78L12ACM/NOPB. Tento regulátor z napětí až 30 V na jeho vstupu poskytuje 12 V napájecí napětí celému obvodu, maximální odběr z výstupu 100 mA je dostačující, celý obvod neodebírá více než 30 mA. Pro správnou funkci tohoto regulátoru dostačuje vstupní napětí 15 V. [13]

Ve schématu na obrázku 24 je vidět, že sériově se vstupem tohoto regulátoru se nachází jedna dioda D7 typu 1N4148, která zabraňuje poškození obvodu při přepólování napájecích svorek. Další dioda D8 je zapojena v propustném směru od výstupu ke vstupu regulátoru, ta zabraňuje poškození regulátoru při odpojení napájení obvodu, kdy se na výstupu regulátoru může vyskytnout výrazně vyšší napětí než na jeho vstupu. [13]

Dle dokumentace byly taktéž mezi vstup a zem a výstup a zem umístěny filtrační kondenzátory $C19 = 22 \mu\text{F}$, $C20 = 100 \text{ nF}$ na výstup a $C17 = 22 \mu\text{F}$ a $C18 = 330 \text{ nF}$ na vstup. Tyto kondenzátory mají větší kapacitu, než udává dokumentace, ale vzhledem k tomu, že napájecí napětí se posléze využívá kromě napájení všech integrovaných

obvodů i v boční větvi pro řízení parametru Threshold, je vhodné, aby toto napětí bylo co nejlépe filtrováno. [13]

Toto napájecí napětí je nadále filtrováno u každého operačního zesilovače pomocí kondenzátoru o kapacitě 100 nF, u integrovaného obvodu THAT4315 je dle dokumentace použita kapacita 10 μ F. Schéma napájecího zdroje je na obrázku 24.



Obrázek 24: Schéma napájecího zdroje s regulátorem napětí a filtračními kondenzátory

4.2 Úpravy obvodu přímé a boční větve kompresoru

Boční větev byla taktéž přizpůsobena na nesymetrické napájení. Výstup referenčního napětí na pinu VREF integrovaného obvodu THAT4315, které je zároveň 50 % napájecího napětí, se ovšem chová jako zdroj s impedancí 20 k Ω , tudíž je vhodné jej posílit jednotkovým neinvertujícím operačním zesilovačem vytvořeným z integrovaného obvodu TL072 a kondenzátoru 100 nF. Střed napájecího napětí, ve schématu v příloze [Příloha B - Schéma kompresoru s THAT4315], je po posílení označeno jako VCC/2.

Další nutná úprava pro zachování možného rozsahu nastavení parametru Threshold byla změna velikosti rezistoru z výstupu potenciometru Threshold na přesný usměrňovač, proto byl použit rezistor 160 k Ω . Potenciometry Attack a Release byly nakonec použity logaritmické, aby se při případném použití s reálnými audio signály daly tyto parametry nastavovat v jemněji.

4.3 Úpravy obvodu přípravku pro měření osciloskopem

Pro možnost měření napětí v boční větvi kompresoru bez stejnosměrného posunutí o referenční napětí a výstupu kompresoru osciloskopem, tedy zapojení osciloskopu mezi referenční napětí a měřené napětí, bylo nutné, aby se vstup a výstup kompresoru připojoval mezi výstup funkčního generátoru a toto referenční napětí, respektive osciloskop a referenční napětí. Tím se tedy z referenčního napětí stala signálová země. Pokud by se tak nečinilo a země osciloskopu by se připojila na referenční napětí např. při měření časových průběhů signálu z RMS detektoru, a zároveň s ním by byl do osciloskopu zapojen výstup kompresoru proti zemi, toto referenční napětí by bylo přes osciloskop vyzkratováno na zem. Laboratorní zdroj použitý jako zdroj napájecího napětí má plovoucí výstup, tudíž takovéto řešení nezpůsobí chybu ve funkčnosti nebo zničení přípravku. Nutné úpravy byly provedeny přepojením vodičů na ovládacím panelu a odstraněním rezistorů R22 a R21.

4.4 Výběr šasi a návrh desky plošného spoje

Pro přípravku byla vybrána krabička Kradex Z25. Tato krabička umožňuje relativně snadný přístup ke svému obsahu díky odmontovatelnému hornímu panelu. Tento panel je dostatečně velký pro všechny ovládací prvky a konektory, a díky použitému materiálu (polystyrén a ABS) se do tohoto čelního panelu snadno vyvrtají otvory pro konektory a ovládací prvky. Zároveň je tato krabička relativně levná.

Z umístění sloupků pro upevnění se odvíjí i základní rozměry desky plošného spoje, s rozumným přesahem kvůli pevnosti kolem montážních otvorů musí mít deska 7 cm na výšku, na šířku si lze díky možnosti umístění improvizovaného sloupku vybrat prakticky jakoukoliv. [14]



Obrázek 25: Vybraná šasi Z25 od firmy KRADEX[14]

Deska plošného spoje (viz Příloha C – Výkresová dokumentace DPS) byla navržena se součástkami pro povrchovou montáž, kromě ovládacích prvků a konektorů. Rezistory a kondenzátory byly vybrány s velikostí pouzdra 0805, pouze kondenzátor v bloku nastavujícím náběžnou a sestupnou hranu vzhledem ke své velké kapacitě je k dispozici v pouzdře 1210. Velikost 0805 většiny pasivních součástek zajišťuje kompromis mezi co nejmenšími rozměry desky a pohodlném pájení těchto součástek, celá deska plošného spoje má tedy rozměry 7 cm na 7 cm. Nejmenšími součástkami na desce ovšem jsou použité diody 1N4148X-TP v pouzdře SOD-523. Obvod THAT4315 je v šestnáctipinovém pouzdře QSOP. Operační zesilovače a lineární regulátor napětí jsou v pouzdře SOIC-8. [12][15]

Pro návrh desky plošného spoje byl použit program Autodesk EAGLE. Kritické části obvodu byly naroutovány jako první a tak, aby byly co nejkratší. Tyto části zahrnují filtrační kondenzátory u napájecích pinů všech integrovaných obvodů, včetně obvodu napájecího zdroje, a vstupy operačních zesilovačů.

Všechny čtyři potenciometry a přepínač nebylo vhodné umístit přímo na desku plošného spoje kvůli vzdálenosti panelu od desky plošného spoje, proto byly ve schématu nahrazeny příslušně pojmenovanými prokovy. Do těchto prokovů se posléze zapájel

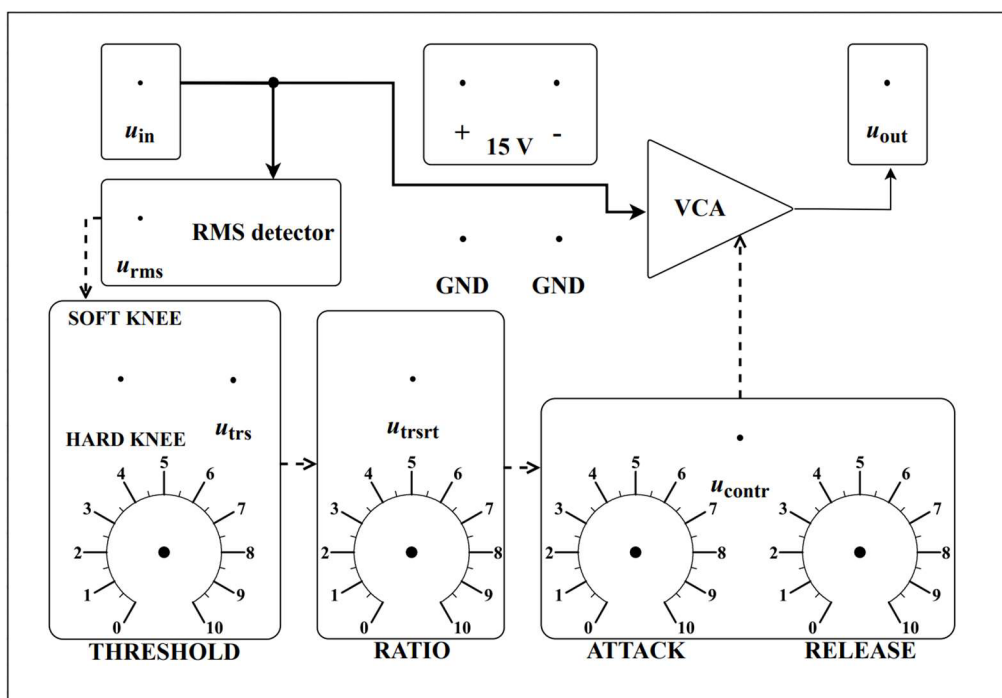
vodič, který vede na příslušný kontakt daného potenciometru a přepínače. Také byly přidány prokovy pro připojení vodičů na banánkové konektory pro měření, které jsou řešeny stejným způsobem. Pro výstupní signál z obvodu s RMS detektorem byl mezi prokov pro vodič a výstup RMS detektoru zařazen jednotkový zesilovač tvořený polovinou integrovaného obvodu TL072, aby nedocházelo k ovlivňování tohoto signálu připojeným měřicím přístrojem.

Výhodou zapojení potenciometrů a konektorů pro měření přes vodič a prokovy je možnost umístit tyto prokovy na desku prakticky kamkoliv, což usnadňuje routování zbytku obvodu a potenciálně umožňuje ještě více zmenšit rozměry desky.

4.5 Návrh ovládacího panelu a jeho popisků

Pro návrh ovládacího panelu a popisků byla využita webová aplikace draw.io. Tato aplikace umožňuje např. vložené prvky umístit s přesností na desetinu milimetru, zarovnávat na střed a obsahuje spoustu dalších pomocných funkcí, které usnadňují uživateli práci.

Na popiskách ovládacího panelu se nachází zjednodušený diagram kompresoru, naznačující zpracovávání signálu a pořadí jednotlivých bloků. Tento zjednodušený diagram by měl studentům usnadnit pochopení funkce kompresoru a orientaci v signálech během měření v laboratoři. Audio signál v přímé větvi kompresoru je naznačen plnou čarou zakončenou tučnou šipkou, signál řídicí větve, tedy od výstupu RMS detektoru až po řídicího vstupu VCA, je zobrazen přerušovanou čarou s tenčí šipkou označující směr signálů.



Obrázek 26: Ovládací panel kompresoru s naznačenými otvory pro konektory a ovládací prvky

Konektory v bloku „ u_{in} “ a „ u_{out} “ jsou realizovány kvůli co nejjednoduššímu připojování na osciloskop a funkční generátor pomocí BNC konektorů. Konektory napájení v bloku „15 V“, konektory s referenčním napětím pro měření signálů boční větve „GND“, výstup RMS detektoru „ u_{RMS} “, konektor pro měření z výstupu nastavujícího práh komprese „ u_{trs} “, konektor v bloku nastavujícím ratio „ u_{trsr} “ a konektor v bloku nastavujícím náběžnou a sestupnou hranu řídicího signálu „ u_{contr} “ jsou realizovány zdírkami pro banánek. Otvory pro všechny prvky na ovládacím panelu jsou zde označeny tečkami pro umístění vrtáku. Potenciometry mají stupnici klasicky od 0 do 10, pro přesnější nastavení jsou přidány neoznačené mezihodnoty po $\frac{1}{2}$ dílku. Blok „THRESHOLD“ v sobě obsahuje i přepínač měkkého a tvrdého přechodu do oblasti komprese.

Popisky panelu byly realizovány jako zalaminovaný ostřížený papír. Povrch zalaminovaného papíru po přilepení příliš nedržel na hladkém povrchu panelu, ale je dostatečně upevněný pomocí všech konektorů a ovládacích prvků a čtyř vrutů v rozích panelu, které zároveň upevňují ovládací panel do šasi.

5. OVĚŘENÍ VLASTNOSTÍ KOMPRESORU

Pro ověření vlastností kompresoru byl využit laboratorní zdroj Agilent E3630A jako zdroj napájení přípravku, funkční generátor Agilent 33521A pro generování signálů na vstup přípravku, digitální multimetr Keysight 34461A a osciloskop Keysight DSOX2012A. Napájecí napětí na laboratorním zdroji bylo nastaveno na 15 V a byl připojen kabely s banánky na napájecí svorky kompresoru. Napájecí zdroj indikoval proud 20 mA během celého měření, což je zhruba pětina proud, jaký je schopen zvládnout napěťový regulátor v přípravku. Výstupní napětí regulátoru, které bylo změřeno multimetrem přímo na desce plošného spoje, mělo hodnotu $U = 12,003$ V, regulátor tedy pracoval správně. Referenční napětí, které je získáno z integrovaného obvodu THAT4315 a je vyvedeno na měřicí banánkové konektory označené jako GND na panelu, mělo hodnotu $U_{REF} = 6,001$ V.

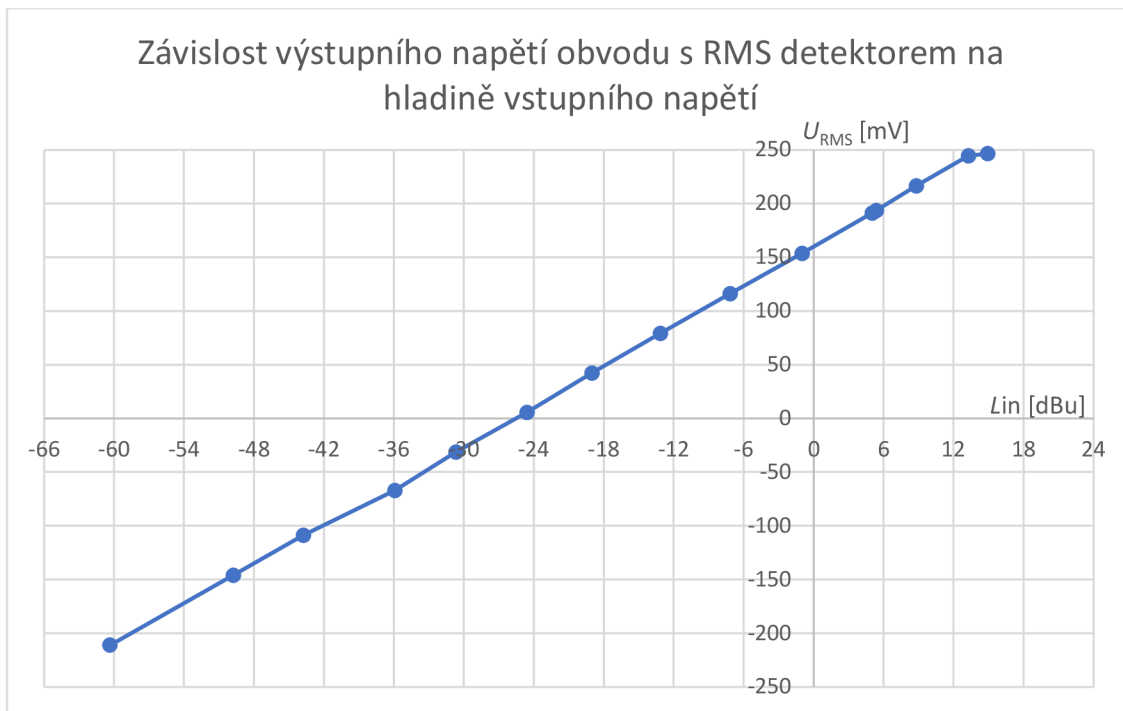
Výstup funkčního generátoru byl připojen na vstup kompresoru a zároveň na první kanál osciloskopu, aby bylo možné přesněji určit amplitudu vstupního signálu kvůli výpočtům. Funkční generátor je totiž kalibrován na zátěž o impedanci $Z = 50 \Omega$, ale vstupní impedance kompresoru je podstatně vyšší, tudíž skutečná amplituda průběhu napětí na vstupu kompresoru je přibližně dvakrát vyšší, než je nastavená hodnota v tomto generátoru. Výstup kompresoru byl připojen na druhý kanál osciloskopu. Ověření parametrů kompresoru při různých nastaveních ovládacích prvků je popsáno v podkapitolách 5.1 až 5.5. Hodnoty rozkmitu napětí na vstupu a výstupu kompresoru byly odečítány z osciloskopu a následně pomocí programu MS Excel byly tyto hodnoty přeočteny podle vztahu 5.1 na hladinu vstupního napětí v dBu:

$$L_{inRMS} = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{\frac{U_{in}}{2\sqrt{2}}}{0,7748} \right) [dBu]. \quad (5.1)$$

Podle tohoto vztahu byly přepočítávány hodnoty vstupního i výstupního napětí ve všech dalších podkapitolách. K tomuto kroku bylo přistoupeno kvůli linearizaci funkcí v grafech a jejich lepší čitelnosti.

5.1 Ověření vlastností obvodu s RMS detektorem

Závislost výstupního napětí obvodu s RMS detektorem na hladině vstupního napětí byla měřena pomocí funkčního generátoru a osciloskopu. Na funkčním generátoru byl zvolen harmonický signál o frekvenci $f = 1000$ Hz, postupně mu byla zvyšována amplituda od $U_{in} = 2,1$ mV_{PP} až do $U_{in} = 12,2$ V_{PP}. Otočení potenciometrů a nastavený tvar přechodu do kompresní oblasti na chování RMS detektoru nemají žádný vliv.



Obrázek 27: Změřená závislost výstupního napětí obvodu s RMS detektorem na hladině vstupního napětí

Z grafu na obrázku 27 lze pozorovat, že po přepočtení vstupního napětí na její hladinu vztáženou k úrovni $U = 0,7748$ V došlo k linearizaci funkce a graf je podstatně čitelnější. Při porovnání s grafem v obrázku 12 je patrné, že až na krajní hodnoty se simulace obvodu blíží reálné předloze. Obvod s RMS detektorem funguje správně od minimální nastavené hladiny vstupního napětí $L_{inRMS} = -60,37$ dBu až do $L_{inRMS} = 8,79$ dBu. Při vyšších hodnotách vstupního napětí již může docházet ke zkreslení na operačním zesilovači na vstupu kompresoru. Rozsah hodnot hladiny vstupního napětí, kdy RMS detektor funguje správně, je tedy roven $\Delta L_{in} = -69,16$ dB. Ze získaných hodnot lze také vyčíst, že v těchto mezích vstupního napětí výstupní napětí obvodu s RMS detektorem narůstá o 6,186 mV při navýšení vstupního napětí o 1 dB, což zhruba odpovídá dokumentaci integrovaného obvodu THAT4315 a simulacím v kapitole 3.1. [12]

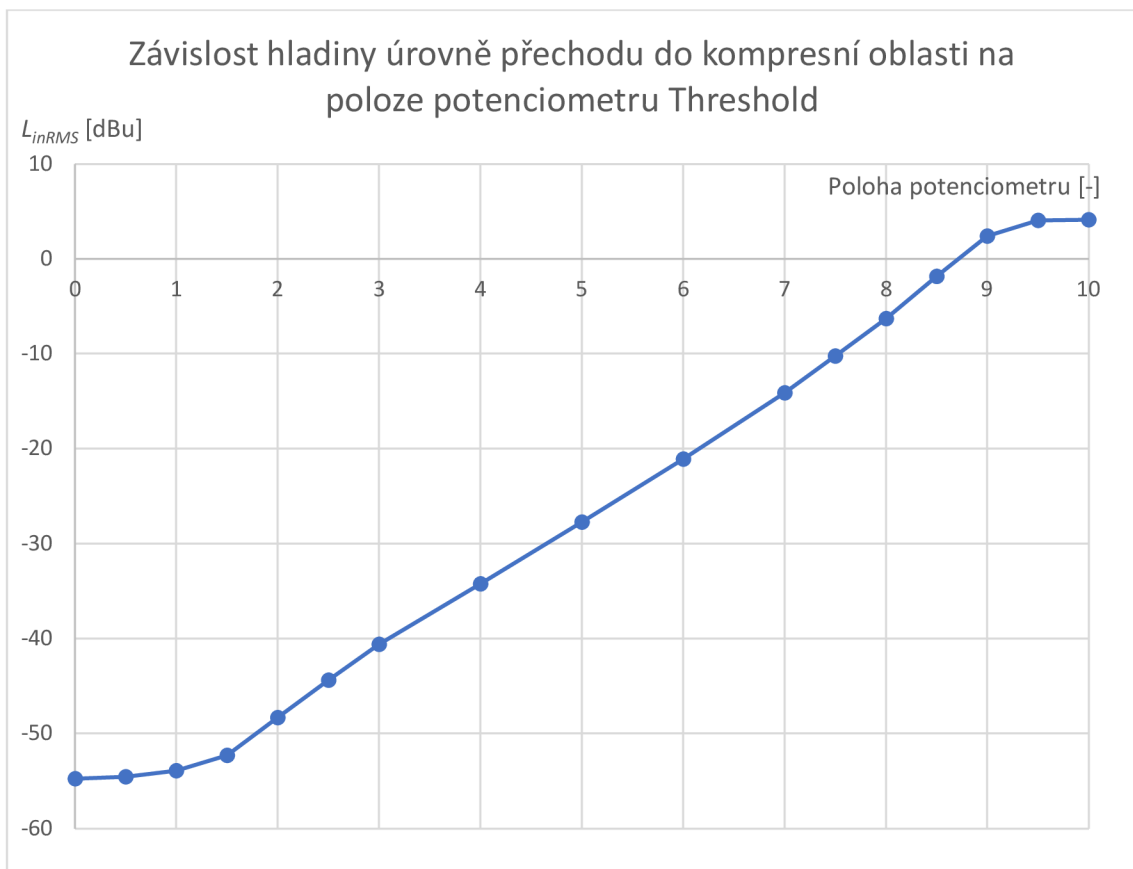
5.2 Ověření vlastností obvodu nastavujícího práh komprese

Závislost hodnoty prahu komprese na otočení potenciometru Threshold byla měřena pomocí funkčního generátoru nastaveného na harmonický signál o frekvenci $f = 1000$ Hz, multimetru a osciloskopu. Stejně jako u měření závislosti hodnoty výstupního napětí RMS detektoru na hladině napětí na vstupu byla hodnota rozkmitu vstupního napětí, která byla odečtena z osciloskopu, přepočítána na hladinu střední kvadratické hodnoty v dBu podle rovnice 5.1. Výstup na banánkovém konektoru označeném u_{trs} byl připojen na multimetr, druhá sonda multimetru byla zapojena do svorky GND. Nastavení potenciometrů Ratio, Attack a Release nemá na toto měření

žádný vliv. Přepínač tvaru přechodu do kompresní oblasti byl nastaven na polohu Hard knee.

Měření probíhalo následovně:

- 1) Nastavení potenciometru Threshold na 0
- 2) Postupné zvyšování amplitudy vstupního signálu do doby, než napětí na výstupu u_{trs} kleslo pod 0 V
- 3) Odečtení rozkmitu napětí na vstupu kompresoru z osciloskopu a jejich zapsání a přepočet na hladinu RMS v dBu
- 4) Nastavení potenciometru o další krok nebo půl kroku a návrat k bodu 2)



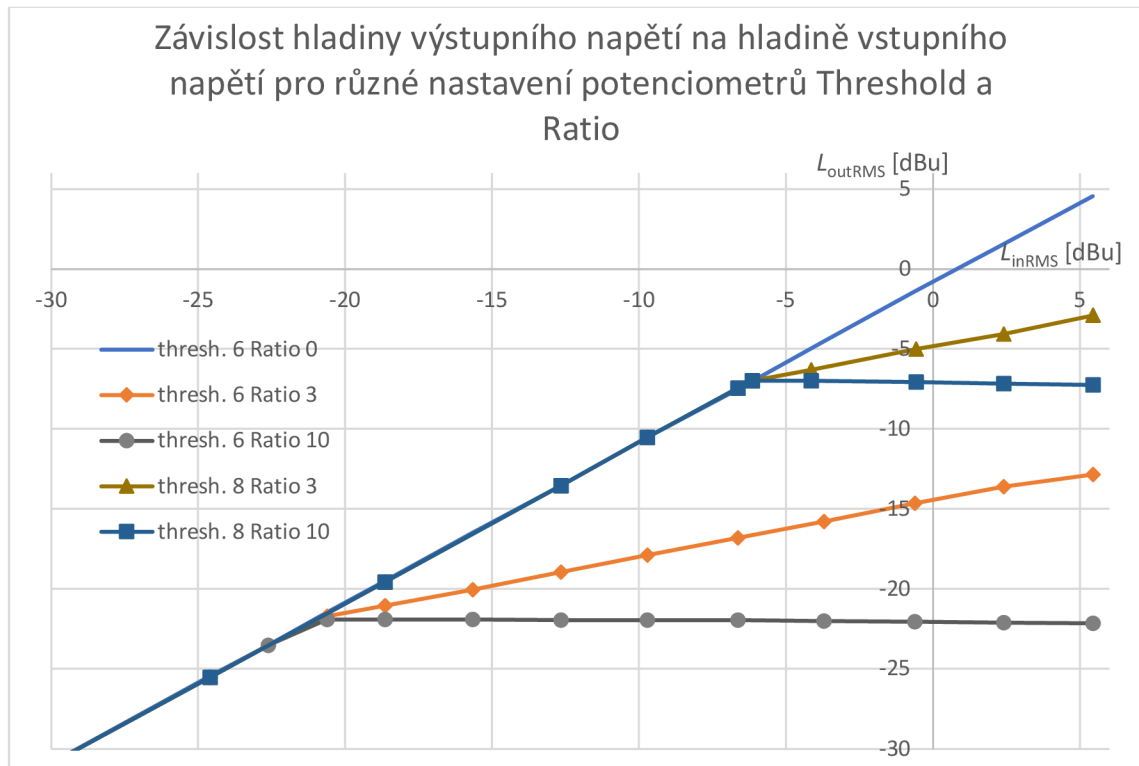
Obrázek 28: Závislost hladiny úrovně přechodu do kompresní oblasti na poloze potenciometru Threshold

Z grafu na obrázku 28 lze vyčíst, že možnost nastavit práh komprese je z většiny víceméně lineární ve vztahu k hladině vstupního napětí, ale v první pětině dráhy potenciometru, tedy mezi 0 a 2, se práh zvyšuje o relativně malé hodnoty napětí. Tento nárůst se ale postupně zrychluje, až dojde k linearizaci. Obdobně je tomu i v poslední desetině dráhy, tedy mezi hodnotami 9 a 10, ale zde se úroveň zvýšení prahu s každou další polovinou dílku snižuje. Tento jev je nejspíše způsoben nedokonalým průběhem potenciometru. Pro porovnání, v grafu na obrázku 16, kde je tedy průběh s prohozeným prvním a třetím kontaktem potenciometru, lze pozorovat, že nelinearity

způsobené reálnými vlastnostmi potenciometru jsou značné. Celkový rozsah nastavení je ale podobný.

5.3 Ověření vlastností obvodu nastavujícího kompresní poměr a tvar přechodu do kompresní oblasti

Pro ověření funkce obvodu nastavujícího kompresní poměr byl použit osciloskop a funkční generátor. Osciloskop byl zapojen jak do výstupu funkčního generátoru, tak do výstupu kompresoru. Hodnoty rozkmitu vstupního i výstupního napětí byly přepočítány podle vztahu 5.2 na hladinu napětí v dBu. Kompresor měl potenciometr Threshold nastaven pro hrubší měření na 6 a 8, pro jemné měření byl potenciometr Threshold nastaven na 5, potenciometry Attack a Release na 0, potenciometr Ratio byl pro každou sérii měření posunut o 1 dílek. Hodnoty vstupního napětí kolem napětí odpovídajícímu nastavenému prahu komprese byly krokovány jemněji.



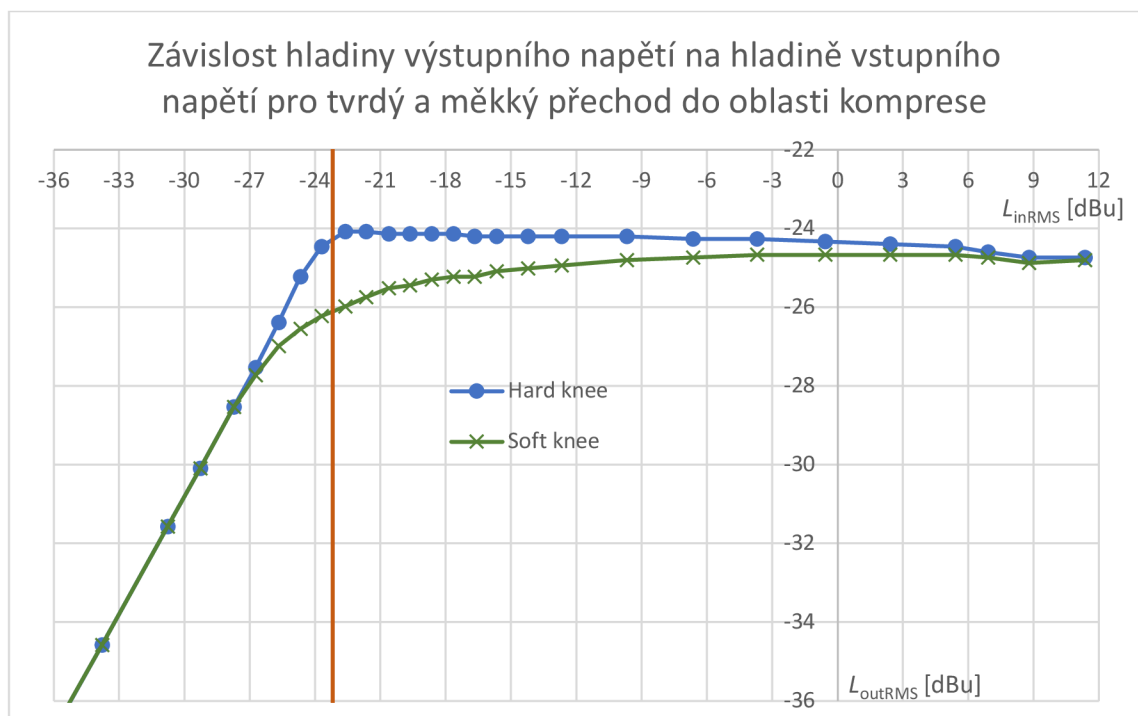
Obrázek 29: Změřená závislost hladiny výstupního napětí na hladině vstupního napětí pro různé nastavení potenciometrů Threshold a Ratio

Z grafu na obrázku 29 lze pozorovat, jaký je vztah mezi hladinou vstupního a výstupního napětí kompresoru. V tomto grafu je znázorněna pouze malá část změřených hodnot.

Dalším krokem bylo třeba ověřit správnou funkčnost přepínání mezi měkkým a tvrdým přechodem do oblasti komprese. Nejdříve ale musel být obvod správně nastaven pomocí trimru přímo na desce plošného spoje. Kompresní poměr byl nastaven na

maximum, potenciometr Threshold na hodnotu 5, potenciometry Attack a Release na 0. Následně byl na vstup kompresoru přiveden signál o hladině $L_{inRMS} = 6,9$ dBu. Poté bylo za přepínání mezi měkkým a tvrdým přechodem do kompresní oblasti otáčeno trimrem, dokud se amplituda výstupního napětí pro obě polohy přepínače zhruba nerovnála. Nebylo možné nastavit zcela přesně, trimr je i přes úpravy obvodu a změnu jeho hodnoty odporu velmi citlivý a drobné pootočení způsobí zvýšení amplitudy výstupního signálu o desítky milivoltů, protože dojde k posunutí prahového napětí.

Po seřízení bylo zachováno nastavení kompresního poměru i prahu komprese a na funkčním generátoru se měnila pouze hodnota vstupního napětí. Ta byla spolu s hodnotou výstupního napětí opět přepočítána na dBu podle vztahu 5.1. Hodnoty vstupního napětí byly pro toto měření krokovaně podstatně jemněji, než tomu bylo u grafu v obrázku 29.



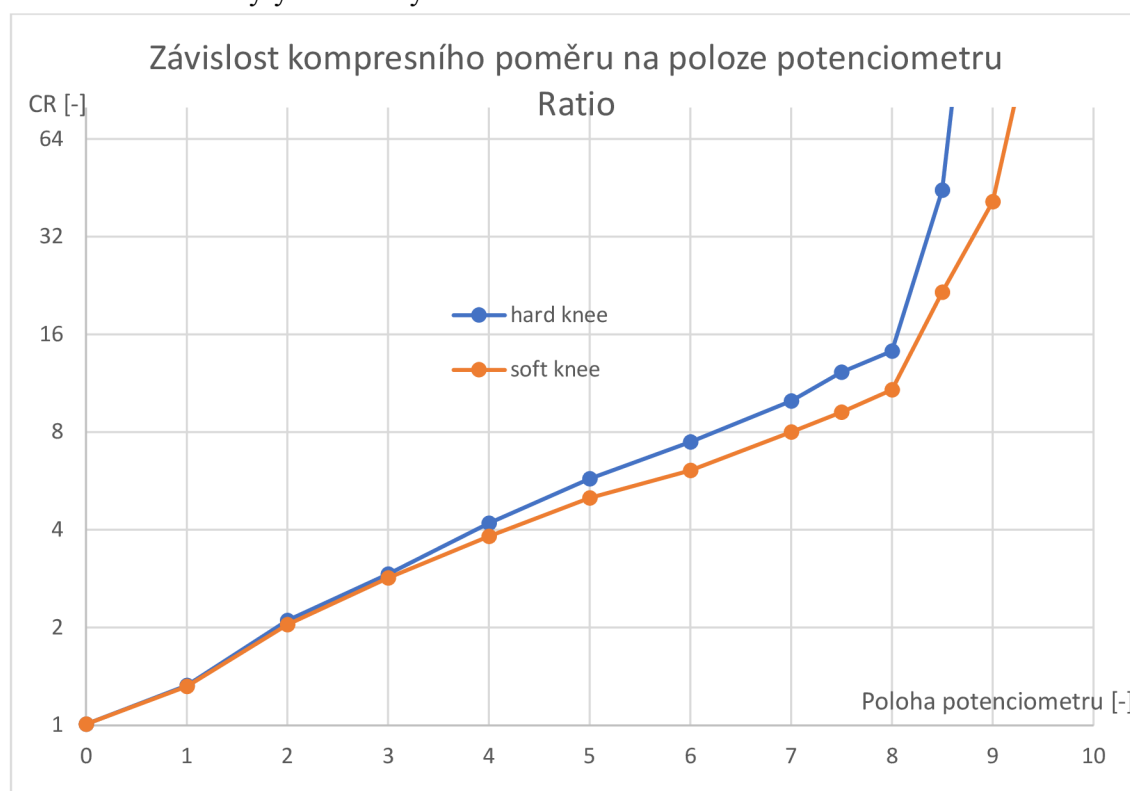
Obrázek 30: Závislost hladiny výstupního napětí na hladině vstupního napětí pro tvrdý a měkký přechod do oblasti komprese

Z grafu na obrázku 30 lze pozorovat rozdíl mezi měkkým a tvrdým přechodem do oblasti komprese. Průběhy se začínají od sebe lišit již pod nastavenou hodnotou prahu, a to konkrétně pro hladinu vstupního napětí přibližně $L_{inRMS} = -26,7$ dBu. Průběh pro měkký přechod do oblasti postupně snižuje svou strmost, přičemž pro hladinu vstupního napětí $L_{inRMS} = -0,57$ dBu se již přibližuje průběhu s tvrdým přechodem do kompresní oblasti.

Na průběhu s tvrdým přechodem do kompresní oblasti si lze taktéž povšimnout, že v oblasti komprese se se zvyšující se hladinou vstupního signálu dále snižuje hladina vstupního signálu, což při výpočtech kompresního poměru může způsobit problémy. Tento jev pravděpodobně způsobuje samotný napětím řízený zesilovač

integrovaného obvodu THAT4315, protože při kontrolním měření nebyly zjištěny žádné změny napětí v boční větvi kompresoru, které by tento jev vysvětlovaly. Vzhledem k tomu, že tento jev ale snižuje hladinu výstupního napětí méně než o 1 dB, lze prohlásit tento jev za zanedbatelný pro účely měření v laboratoři, tak i pro potenciální použití s audio signály.

Pro získání závislosti kompresního poměru na poloze potenciometru byla změřena hodnota výstupního napětí pro dvě hladiny vstupního napětí v oblasti komprese ($L_{inRMS} = -6,64$ dBu a $L_{inRMS} = 5,44$ dBu). Měření bylo poté zopakováno pro každé nastavení potenciometru Ratio. Potenciometr Threshold zůstal v poloze 5, potenciometry Attack a Release byly nastaveny na 0.



Obrázek 31: Závislost kompresního poměru na poloze potenciometru Ratio

Hodnoty kompresního poměru v grafu na obrázku 31 byly vypočteny podle vztahu:

$$CR = \frac{L_{inRMS2} - L_{inRMS1}}{L_{outRMS2} - L_{outRMS1}} = \frac{\Delta L_{inRMS}}{\Delta L_{outRMS}} [-], \quad (5.2)$$

kde L_{inRMS2} a L_{inRMS1} jsou hladiny efektivní hodnoty napětí vstupního signálu, který bude komprimován, a $L_{outRMS2}$ a $L_{outRMS1}$ jsou hladiny efektivní hodnoty napětí signálu na výstupu. Vzhledem k jevu, který byl popsán pod obrázkem 29, vycházel kompresní poměr pro poslední pětinu dráhy potenciometru Ratio záporný pro tvrdý přechod do oblasti komprese. Ten samý jev se projevil i u měkkého přechodu do kompresní oblasti, ovšem až u poslední desetiny dráhy. To bylo vyřešeno při výpočtech jednoduchou

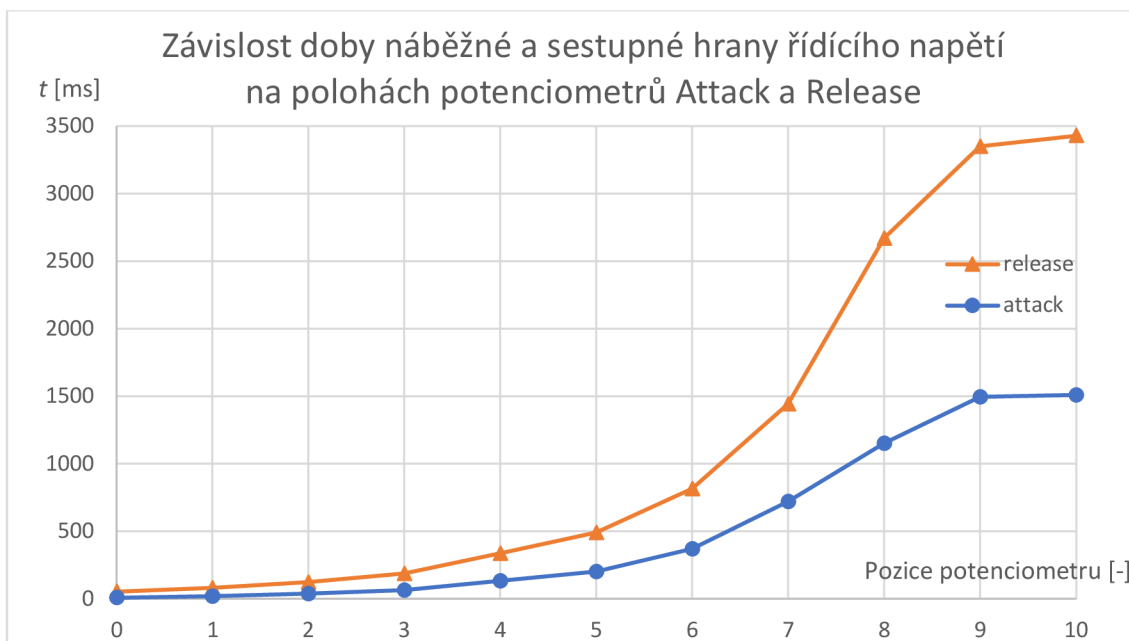
podmínkou, která v momentě, kdy kompresní poměr vyjde záporný, vypíše do tabulky hodnotu kompresního poměru $CR = 1000$, aby bylo v grafu naznačení zvyšování kompresního poměru do nekonečna.

Kompresor zvládá kompresní poměry od 1:1 až do $\infty:1$, proti simulacím tedy lze dosáhnout vyššího kompresního poměru v porovnání s grafem v obrázku 17, kde kompresor dosahuje maximálního kompresního poměru 47:1. Jak již bylo zmíněno, kompresní poměry nad 20:1 se stejně považují za limitaci, protože nárůst hladiny výstupního signálu je i při velkém nárůstu hladiny vstupního signálu prakticky zanedbatelný a ve většině případech neslyšitelný. Kompresor má také ve středu dráhy potenciometru, tedy v poloze 5, kompresní poměr 5,73:1 pro tvrdý přechod do kompresní oblasti a 5,01:1 pro měkký přechod do kompresní oblasti. Zde došlo oproti simulacím k mírnému zvýšení pro tuto polohu potenciometru. To je pravděpodobně způsobeno nelinearitami reálného potenciometru. Měkký přechod do kompresní oblasti taktéž způsobí mírné snížení kompresního poměru napříč celou dráhou potenciometru, ale tento jev je více znatelný zhruba od třetiny dráhy potenciometru Ratio.

5.4 Ověření vlastností obvodu nastavujícího délku náběžné a sestupné hrany řídicího napětí

Pro ověření funkce obvodu nastavujícího délku náběžné a sestupné hrany řídicího signálu byl použit osciloskop a funkční generátor. Osciloskop byl zapojen na banánkové konektory označené u_{contr} a GND, funkční generátor byl zapojen na vstup kompresoru. Pro měření závislosti délky náběžné a sestupné hrany řídicího signálu na poloze potenciometrů Attack a Release byl na funkčním generátoru nastaven harmonický signál o frekvenci $f = 1000$ Hz, hladina napětí na výstupu generátoru ověřená osciloskopem byla $L_{\text{inRMS}} = 1,22$ dBu. Potenciometr Threshold byl nastaven na hodnotu 5, potenciometr Ratio na 10. Měření probíhalo postupně pro každou polohu potenciometru Attack a posléze pro každou polohu potenciometru release. Funkční generátor byl také zapínán a vypínán, aby na osciloskopu bylo možné odečíst dobu trvání náběžné/sestupné hrany.

Nejprve ale bylo třeba změřit úroveň řídicího signálu při přivedeném signálu na vstup kompresoru. Změřená hodnota napětí řídicího signálu po ustálení byla $U_{\text{contr}} = 179,125$ mV. Při nepřivedeném signálu bylo napětí řídicího signálu rovno 0 V. 95 % rozdílu těchto dvou hodnot tedy je $\Delta_{95}U_{\text{contr}} = 170,169$ mV. Na osciloskopu byl tedy nastaven horizontální kurzor pro tuto hodnotu napětí. Následně byl osciloskop nastaven na zobrazování dlouhých časových průběhů ovladačem „Horizontal“. Poté bylo spuštěno měření tlačítkem „Run/Stop“, ihned poté byl zapnut výstup funkčního generátoru. Následovalo už jen případné přiblížení/oddálení a vertikálními kurzory byla změřena délka náběžné/sestupné hrany.

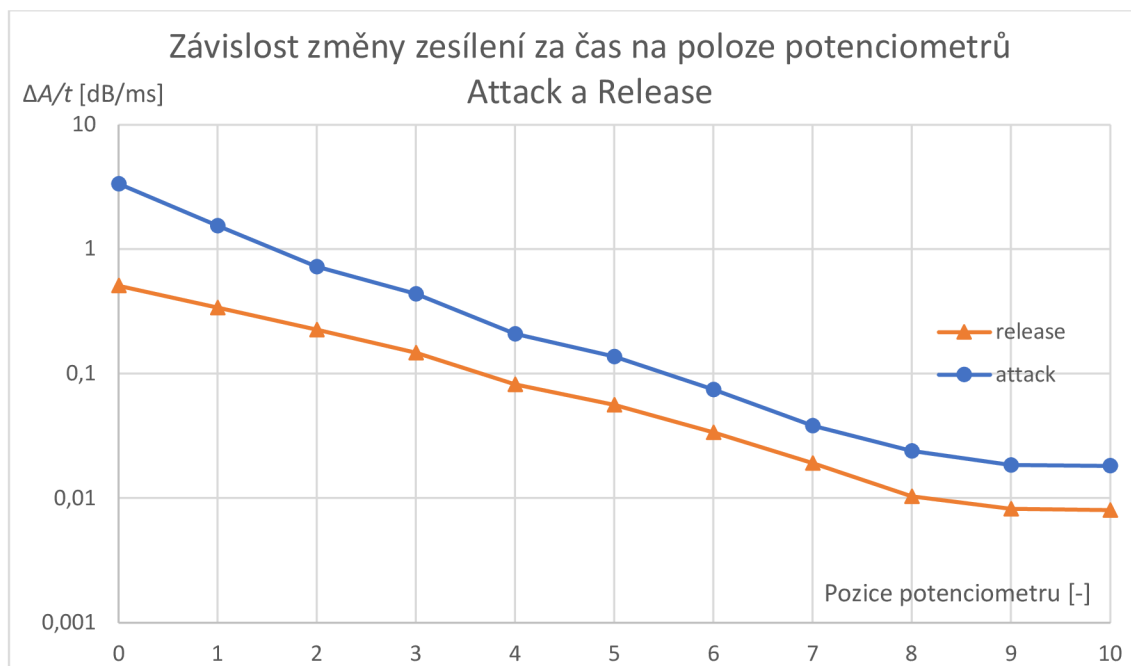


Obrázek 32: Závislost doby náběžné a sestupné hrany řídicího napětí na polohách potenciometrů Attack a Release

Z grafu na obrázku 32 lze pozorovat, že stejně jako v simulacích je doba sestupné hrany při stejné poloze potenciometru vyšší než doba náběžné hrany. Tyto časy ovšem nejsou pro všechny amplitudy vstupního signálu stejné. Vzhledem k linearitě náběžné a sestupné hrany tedy platí, že čím menší je požadovaná změna zesílení napětím řízeného zesilovače, tím kratší dobu trvá, než se na řídicí větvi objeví odpovídající ustálená hodnota napětí. Potenciometry se tedy nastavuje změna zesílení za čas. Přepočtení z doby trvání náběžné sestupné hrany t [ms] na změnu zesílení v dB za čas $\Delta A/t$ [dB/ms] lze tedy provést dle vztahu

$$\Delta A/t = \frac{\Delta_{95} U_{contr}}{k_{contr} \cdot t} \text{ [dB/s]}, \quad (5.3)$$

kde $k_{contr} = 6,2 \cdot 10^{-3}$ V/dB je řídicí konstanta napětím řízeného zesilovače, $\Delta_{95} U_{contr}$ je 95 % rozdílu mezi ustálenými úrovní napětí řídicí větve a t je doba trvání překlenutí 95 % náběžné/sestupné hrany. Poté byly výsledné hodnoty pouze přepočteny na dB/ms, v kontextu tohoto kompresoru dává takový popis větší smysl. Také se díky nově získaným hodnotám dá snadněji odhadnout, jak dlouho bude případná změna zesílení trvat, pokud jsou alespoň přibližně známy vlastnosti reálného audio signálu, např. nahrávky malého bubínku u bicích, který by potenciálně mohl být takovýmto kompresorem efektován.



Obrázek 33: Závislost změny zesílení za čas na poloze potenciometrů Attack a Release

Z grafu na obrázku 33 lze pozorovat, že změna zesílení za jednotku času pro náběžnou i sestupnou hranu řídicího signálu klesá s otočením potenciometru. Potenciometrem Attack lze nastavit strmost náběžné hrany řídicího signálu v mezích od 3,354 dB/ms do 0,018 dB/ms, přičemž střed dráhy potenciometru (pozice 5) odpovídá strmosti 0,137 dB/ms, potenciometr Release umožňuje nastavit strmost sestupné hrany v rozmezí od 0,509 dB/ms do 0,008 dB/ms a nastavení do středu dráhy potenciometru (pozice 5) odpovídá strmosti 0,056 dB/ms.

5.5 Harmonické zkreslení kompresoru v závislosti na frekvenci vstupního signálu

Kompresory mohou zkreslit signálu na výstupu, pokud ve vstupním signálu převažují složky s nízkými frekvencemi, a zároveň pokud jsou parametry Attack a Release nastaveny na nízké hodnoty, práh komprese nízký a kompresní poměr vysoký. Ve studiové praxi lze tento jev vyřešit předřazením ekvalizéru, který sníží poměr nízkých frekvencí v signálu, případně je ořeže filtrem typu horní propust, pokud jsou tyto frekvence v signálu nežádoucí a poté se upraví nastavení kompresoru.

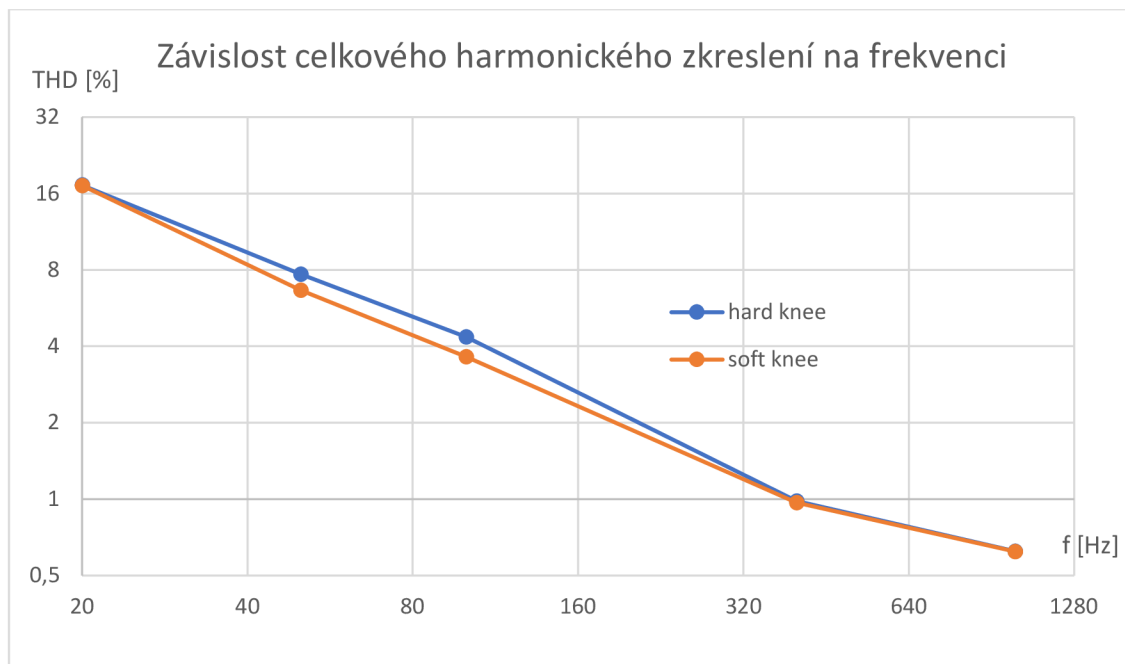
Zkreslení na nízkých frekvencích bylo měřeno i u tohoto kompresoru. K měření byl využit funkční generátor s amplitudou výstupního signálu $U = 2,5 V_{PP}$ a osciloskop se zapnutou funkcí „FFT Measurement“. Kompresor měl nastaven potenciometr Threshold na 5, Ratio bylo nastaveno na 10, potenciometry Attack a Release na minimum. Odečet amplitud jednotlivých spektrálních složek z osciloskopu by proveden pomocí kurzorů. Vzhledem k časové náročnosti bylo toto měření realizováno pro frekvence vstupního

signálu $f = 20 \text{ Hz}$, 50 Hz , 100 Hz , 400 Hz a 1000 Hz .

Pro určení míry zkreslení byla použita veličina THD, tedy celkové harmonické zkreslení, které lze vypočítat dle vztahu 5.4.

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^n U_i^2}}{U_1} \cdot 100 [\%], \quad (5.4)$$

kde U_i je amplituda i -tého násobku první harmonické složky U_1 . [18] Vypočtené hodnoty celkového harmonického zkreslení jsou v grafu na obrázku 34.



Obrázek 34: Závislost celkového harmonického zkreslení na frekvenci

Z grafu na obrázku 34 lze pozorovat, že harmonické zkreslení klesá s frekvencí prakticky lineárně. Pro signál na 20 Hz dosahuje celkové harmonické zkreslení THD hodnoty 17% . Takové zkreslení je velmi dobře slyšitelné. Také lze pozorovat, že přepnutí na měkký přechod do kompresní oblasti hodnotu celkového harmonického zkreslení ovlivní jen relativně málo.

Kompresory, které umí rychle reagovat na změny amplitudy vstupního signálu (mezi něž patří i tento laboratorní přípravek), při zkreslení na nízkých frekvencích produkují zejména liché harmonické složky. To je způsobeno tím, že boční větev kompresoru, která se stará o nastavování zesílení napětím řízeného zesilovače, je při nesprávných nastaveních dostatečně rychlá na to, aby nesledovala efektivní hodnotu signálu, ale jeho okamžitou absolutní hodnotu. Díky tomu dochází ke zmenšení zesílení části kladné i záporné půlvlny vstupního signálu. Pokud je tedy časová konstanta boční větve srovnatelná s polovinou periody signálu přivedeného na vstup, bude docházet

ke zkreslení. Nejsnadnějším způsobem, jak toto zkreslení omezit, je zvýšit dobu náběžné a sestupné hrany řídicího napětí kompresoru, případně snížit množství komprese snížením kompresního poměru nebo zvýšením úrovně prahu.

6. NÁVRH LABORATORNÍ ÚLOHY

Účelem této práce bylo na základě teoretických poznatků navrhnout právě laboratorní úlohu využitelnou např. pro předmět Návrh a konstrukce zvukové techniky. Aby studenti co nejnadhěji pochopili, jak kompresor pracuje, byly úkoly laboratorní úlohy navrženy tak, aby co nejlépe kopírovaly ověřování parametrů v kapitole 5. Zároveň ale je potřeba zohlednit i časové nároky, tedy aby studenti stihli během laboratorních cvičení úlohu zpracovat, protože kromě zapisování hodnot zahrnuje velké množství přepočtů mezi napětím a hladinou napětí v dBu. Pro tento účel je vhodné poskytnout studentům vhodně připravený soubor pro MS Excel (příloha F – elektronická příloha), který přepočty obstará za ně spolu i s vykreslením grafů. Tento soubor by mohl fungovat i jako protokol, který studenti elektronicky odevzdají vyučujícímu. Kompletní znění laboratorní úlohy je v příloze D, vypracovaný vzorový tabulkový soubor spolu s prázdným souborem se nachází v příloze E. Do laboratorní úlohy vzhledem k velké časové náročnosti nebylo přidáno měření pro výpočty celkového harmonického zkreslení.

6.1 Měření výstupního napětí RMS detektoru

Studenti v této části úlohy mají za úkol změřit závislost výstupního napětí RMS detektoru na hladině signálu na vstupu. Charakteristiku mají změřit v rozsahu zhruba od -60 dBu do 6 dBu s krokem 12 dB. Z dat získaných změřením této charakteristiky mají vypočítat konstantu tohoto obvodu v mV/dB.

6.2 Měření závislosti hladiny prahu na poloze potenciometru Threshold

V této části by studenti měli měřit závislost hladiny prahu komprese na poloze potenciometru. Změřeny by měly být hodnoty alespoň každých 2,5 dílku dráhy potenciometru. Ačkoliv kvůli omezení počtu naměřených hodnot dojde ke ztrátě detailů nelinearity, na výsledném grafu je i tak vidět lom na začátku a konci dráhy potenciometru.

6.3 Měření závislosti kompresního poměru na poloze potenciometru Ratio

Zde by studenti měli nastavit kompresor dle zadání a sami si zvolit dvě hodnoty vstupního napětí, které se nachází v oblasti komprese. Pro zvolení těchto napětí mohou vycházet z předchozího bodu laboratorní úlohy.

Závislost kompresního poměru na poloze potenciometru by studenti měli změřit alespoň pro polohy 0, 2, 5, 8, 9 a 10. Měření by měli zopakovat i pro kompresor nastavený na měkký přechod do kompresní oblasti.

6.4 Měření tvaru přechodu do kompresní oblasti

V tomto bodě laboratorní úlohy mají studenti za úkol změřit tvar přechodu do kompresní oblasti jak pro přepínač v poloze Hard knee, tak Soft knee. Měření by měli studenti provádět po nastavení kompresoru dle zadání bodu pro hodnoty vstupního napětí od -30 dBu do 0 dBu, přičemž od hodnot od -30 dBu do zhruba -22 dBu postupovat po 2 dB, poté už je možné zvýšit velikost kroku na 3 dB a od přibližně -13 dBu už po 6 dB. Nejsnadněji se budou tato měření provádět nastavením úrovně vstupního napětí, zaznamenáním hodnoty výstupního napětí pro přepínač v poloze Hard knee, přepnutím přepínače na Soft knee a opětovným zaznamenáním hodnoty výstupního napětí, a zvýšením napětí na vstupu o požadovaný krok.

6.5 Měření strmosti náběžné a sestupné hrany zesílení v závislosti na polohách potenciometru Attack a Release

Vzhledem k časové náročnosti tohoto měření, kdy studenti musí zapínat a vypínat funkční generátor a zároveň s ním pracovat s osciloskopem, by bylo nejlepší, kdyby byla změřena doba náběžné a sestupné hrany a přepočtena na strmost v dB/ms jen pro polohy 0, 5 a 10 pro oba potenciometry. Studenti by také měli pro výpočty využít tabulkový editor a soubor zmiňovaný v úvodu této kapitoly. Tato část úlohy je i přes svou náročnost důležitá, protože spousta studentů má chybnou představu o tom, jak ve skutečnosti fungují u kompresorů parametry Attack a Release. Když studenti vidí na kompresoru potenciometry Attack a Release ocejchované hodnotami v milisekundách, většina z nich si myslí, že bez ohledu na změnu zesílení kompresoru trvá ustálení právě takovou dobu, jakou mají nastavenou na tomto potenciometru. Jenže tomu tak většinou není. U spousty kompresorů je tento časový údaj spíše orientační. Dost často tento údaj bývá platný jen při určitých nastaveních, která nebývají blíže specifikována. Při vyšších hodnotách změny zesílení jsou skutečné doby změny zesílení delší, než kolik je nastaveno na stupnici potenciometru, a naopak u nižších hodnot změny zesílení bývají kratší.

7. ZÁVĚR

Tato diplomová práce popisuje v kapitole 1 a 2 teorii procesorů dynamiky, jejich topologii a základní stavební bloky, a různé typy procesorů dynamiky.

V kapitole 3 je popsán návrh a simulace obvodu audio kompresoru využívajícího integrovaný obvod THAT4305 od firmy THAT Corporation Audio Technology. Funkčnost navrženého obvodu kompresoru byla ověřena pomocí simulací po jednotlivých částech. Velká část obvodů byla převzata a mírně modifikována z technické dokumentace integrovaného obvodu THAT4305, ovšem obvod umožňující nastavit měkký přechod do kompresní oblasti a obvod nastavování délky náběžné a sestupné hrany řídicího signálu byly navrženy na základě autorových znalostí a zkušeností. Bohužel, několik měsíců po návrhu těchto obvodů při psaní této práce bylo zjištěno, že podobné obvody už byly navrženy, i když třeba pro jiný účel a s odlišnými hodnotami součástek.

V podkapitole 3.5 byl pro ověření simulován celý obvod kompresoru. Simulace kompresoru je schopna kompresního poměru 1:1 až 47:1, prakticky tedy tvrdé limitace, nastavení prahu komprese je možné od -55,8 dBu do 4,1 dBu, attack od 9 ms do 1093 ms a release od 66 ms do 2222 ms nastavení kompresoru tak, že dojde ke snížení zesílení na výstupu o 45 dB. Kompresor má navíc možnost přepínání tvrdosti přechodu do kompresní oblasti a po zkalibrování pomocí trimru sám vykompenzuje posunutí prahu způsobené přepnutím na měkký přechod.

Pro ověření funkčnosti a zjišťování závislostí veličin byl využit program Micro-Cap, zejména byly využívány nástroje DC analysis a Transient analysis. Ke generování grafů a případnému dalšímu zpracování byl použit MS Excel, pokročilejší matematické programy, jako je např. Matlab, nebyly potřeba.

Dále se bylo potřeba v kapitole 4 zaměřit na návrh a realizaci laboratorního přípravku, který je na navrženém obvodu kompresoru založen. Bohužel z důvodu nedostupnosti integrovaného obvodu THAT4305 musel být návrh mírně přepracován. Místo něj byl použit integrovaný obvod THAT4315, který je obdobou THAT4305. Odlišuje se zejména tím, že jeho napájení je nesymetrické a má vlastní zdroj referenčního napětí. Díky nesymetrickému napětí byly změněny i některé další komponenty v boční větvi kompresoru a napájení celého přípravku zajišťuje regulátor napětí.

V kapitole 5 byly ověřeny vlastnosti tohoto přípravku a byly zběžně porovnány se simulacemi z kapitoly 3. Laboratorní přípravek je schopen kompresního poměru 1:1 až ∞ :1, nastavení prahu komprese je možné v mezích od -54,8 dBu až 4,1 dBu. Hodnota parametrů attack a release je oproti první části práce udávána jako změna zesílení v dB za čas v ms. Parametr attack tedy lze měnit v rozmezí od 3,39 dB/ms až do 0,02 dB/ms, parametr release je možné nastavit v rozmezí 0,51 dB/ms až 0,008 dB/ms.

Nakonec byly v kapitole 6 sepsány parametry zadání laboratorní úlohy. Následně byl vypracován návod, vzorový a prázdný tabulkový soubor, který poslouží jako protokol pro

studenty. Tento tabulkový soubor za studenty obstará některé výpočty a vykreslování závislostí do grafů. Vzhledem k počtu přepočítávaných hodnot a časové náročnosti některých měření bylo nutné k tomuto kroku přistoupit, aby bylo možné pro studenty tuto úlohu stihnout během laboratorních cvičení. Sekundárním cílem této laboratorní úlohy je vyvrátit nesprávné představy, které někteří studenti mají o vlivu nastavení parametrů Attack a Release na výstupní signál kompresoru. Pokud studenti rozumí chování těchto parametrů, pomůže jim to v jejich potenciální zvukařské praxi. Budou totiž rozumět, jak nastavit tyto parametry v závislosti na vlastnostech vstupního signálu a nastavených ostatních parametrech kompresoru, aniž by museli pro docílení žádaného výsledku používat metodu pokus-omyl.

LITERATURA

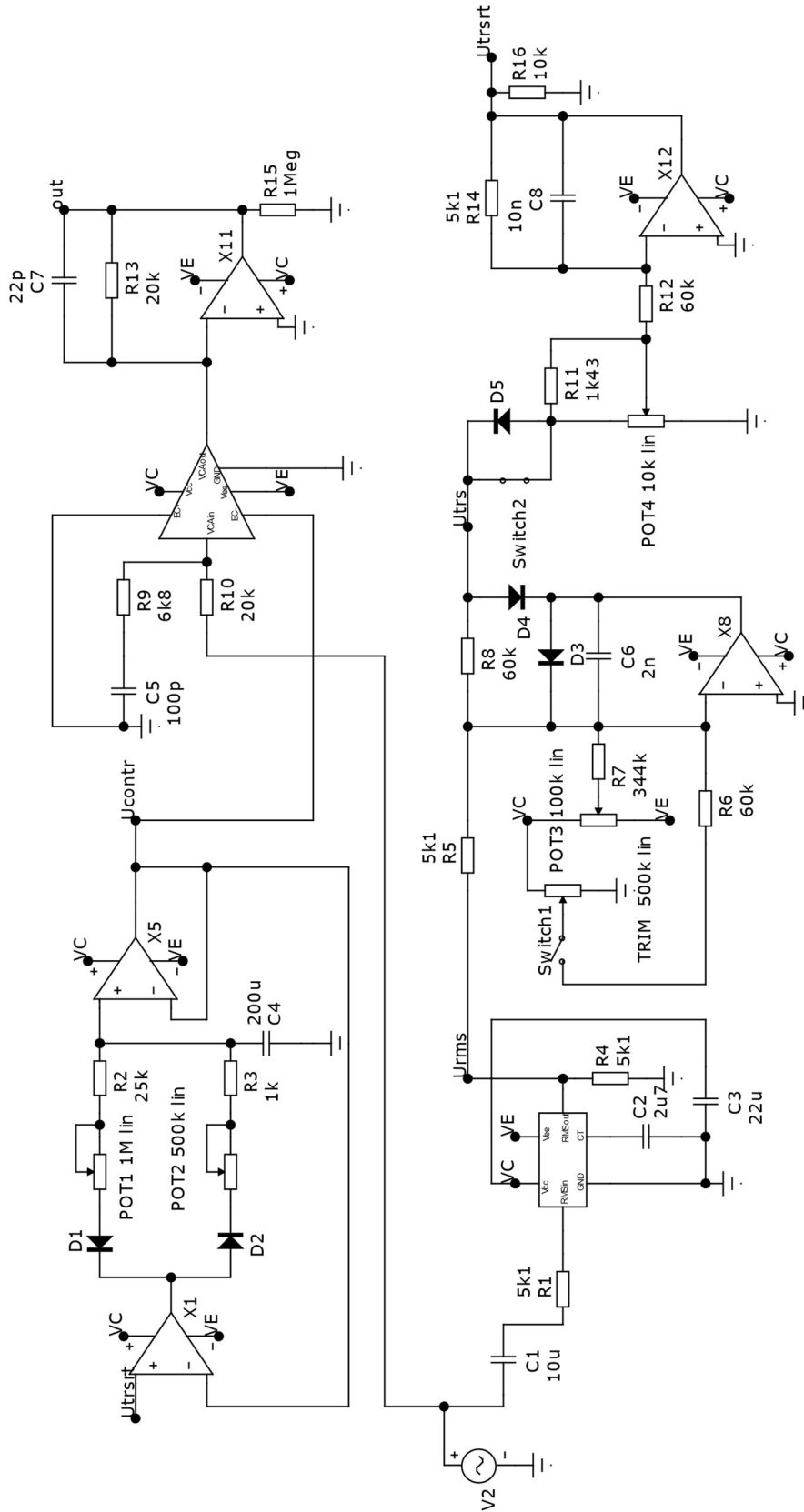
- [1] JEFFS, Rick, HOLDEN, Scott, BOHN Denis. *Dynamics Processors — Technology & Application Tips*. Rane Corporation RaneNote 155, 2005.
- [2] SELF, Douglas. *Small signal audio design*. Burlington, MA: Focal Press, 2010. ISBN 0240521773.
- [3] TL07xx Low-Noise FET-Input Operational Amplifiers. *Analog | Embedded processing | Semiconductor company | TI.com* [online]. TI.com, SEPTEMBER 1978 - REVISED JULY 2021 [cit. 2022-10-04]. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl071.pdf>
- [4] Build fast VCAs and VCFs with Analog Multipliers. *Mixed signal and analog signal processing ICs | Analog devices* [online]. P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A., 1984 [cit. 2021-11-04]. Dostupné z: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/application-notes/497043714758084169133440384AN309.pdf>
- [5] VCA Techniques Investigated. *Elliot sound products - The audio Pages* [online]. Thornleigh NSW 2120, Australia: Elliot, 2019 [cit. 2021-11-04]. Dostupné z: <https://sound-au.com/articles/vca-techniques.html>
- [6] *Pre-trimmed Analog Engine Dynamics Processor IC*. THAT Corporation Audio Technology [online]. 45 Sumner Street; Milford, MA 01757-1656; USA: THAT Corporation, 2015 [cit. 2021-11-04]. Dostupné z: http://www.thatcorp.com/datashts/THAT_4305_Datasheet.pdf
- [7] *VCA810 High Gain Adjust Range, Wideband and Variable Gain Amplifier*. Analog | Embedded processing | Semiconductor company | TI.com [online]. Post Office Box 655303, Dallas, Texas 7526: Texas Instruments Incorporated, 2015 [cit. 2021-11-04]. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/vca810.pdf>
- [8] *AD600/AD602 Dual, Low Noise, Wideband Variable Gain Amplifiers*. Mixed signal and analog signal processing ICs | Analog devices [online]. P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.: Analog Devices, 2008 [cit. 2021-11-06]. Dostupné z: https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD600_602.pdf
- [9] ROBERTS, Gordon W. a Vincent W. LEUNG. *Design and analysis of integrator-based log-domain filter circuits*. Dordrecht, Nizozemí: Kluwer Academic Publishers, 2002. ISBN 9780306470547
- [10] *Peak, RMS And Averaging Circuits* [online]. Thornleigh NSW 2120, Australia: Rod Elliott, 2016 [cit. 2021-11-17]. Dostupné z: <https://sound-au.com/appnotes/an012.htm>
- [11] Device Models for THAT ICs. *THAT Corporation Audio Technology* [online]. 45 Sumner Street; Milford, MA 01757-1656; USA: THAT Corporation, 2020 [cit. 2021-12-11]. Dostupné z: http://www.thatcorp.com/Device_Models.shtml
- [12] *Pre-trimmed Analog Engine Dynamics Processor IC*. THAT Corporation Audio Technology [online]. 45 Sumner Street; Milford, MA 01757-1656; USA: THAT

- Corporation, 2015 [cit. 2021-11-04]. Dostupné z:
http://www.thatcorp.com/datashts/THAT_4315_Datasheet.pdf
- [13] *LM78L 100-mA Fixed Output Linear Regulator*. Analog | Embedded processing | Semiconductor company | TI.com [online]. s, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 752: Texas Instruments Incorporated, 2022 [cit. 2022-05-14]. Dostupné z:
https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm78l.pdf?HQS=dis-mous-null-mouser-mode-dsf-pf-null-ww&ts=1652523796683&ref_url=https%253A%252F%252Fcz.mouser.com%252F
- [14] *Z25 | Krabičky speciální ostatní | KRADEX. Plastová krabička, Elektronické krabičky, vodotěsné | KRADEX* [online]. ul. Minerska 4, 04-506 Warszawa: KRADEX, 2014 [cit. 2022-05-16]. Dostupné z:
https://www.kradex.co.cz/product/krabiky_specialni_ostatni/z25
- [15] *1N4148X* [online]. 130 W Cochran St, Unit B, Simi Valley, CA. 93065: MCCSEMI.COM, 2020, 12.1.2020 [cit. 2022-05-16]. Dostupné z:
[https://www.mccsemi.com/pdf/Products/1N4148X\(SOD-523\).PDF](https://www.mccsemi.com/pdf/Products/1N4148X(SOD-523).PDF)
- [16] Sfcs: dual slew limiter. *Synthfox Custom Stuff* [online]. Synthfox Custom Stuff [cit. 2022-05-20]. Dostupné z: <https://sfcs.neocities.org/module/SFP19/>
- [17] THAT Corporation Design Note 115 - dn115.pdf. *THAT Corporation Audio Technology* [online]. 45 Sumner Street; Milford, MA 01757-1656; USA: THAT Corporation: TI.com, 2018 [cit. 2022-10-04]. Dostupné z:
<http://www.thatcorp.com/datashts/dn115.pdf>
- [18] SCHIMMEL, Jiří a Ladislav KÁŇA. *Nové typy digitálních hudebních efektů*. Elektrovue – Internetový časopis [online]. Technická 12, FEKT VUT v Brně: Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií VUT v Brně, 2000, 2000 [cit. 2022-05-20]. Dostupné z:
<http://www.elektrovue.cz/clanky/00010/index.html>

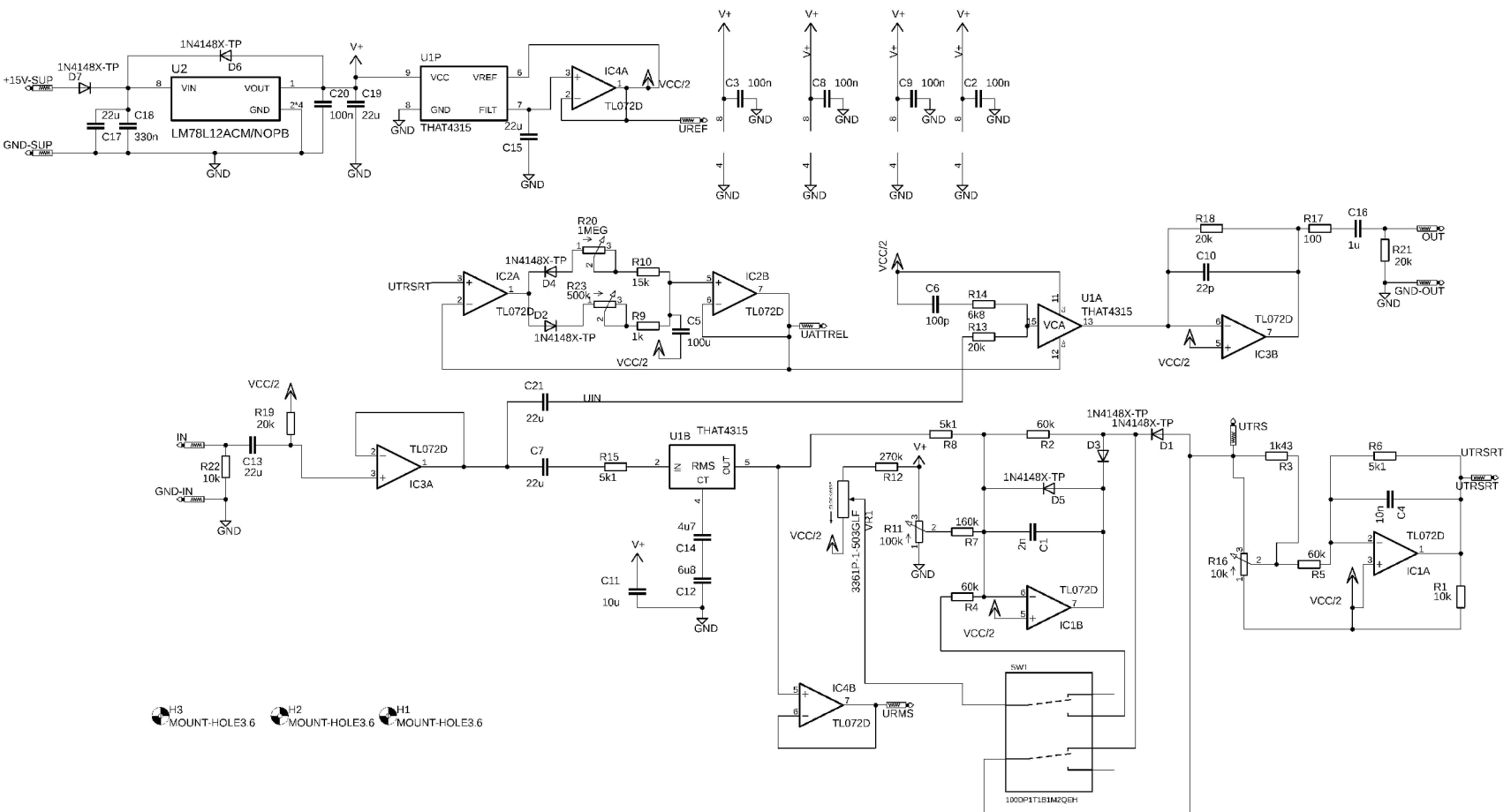
SEZNAM PŘÍLOH

PŘÍLOHA A - SCHÉMA KOMPRESORU S THAT4305.....	63
PŘÍLOHA B - SCHÉMA KOMPRESORU S THAT4315.....	64
PŘÍLOHA C - VÝKRESOVÁ DOKUMENTACE DPS	65
PŘÍLOHA D - NÁVOD LABORATORNÍ ÚLOHY	67
PŘÍLOHA E - VZOROVÝ PROTOKOL	70

Příloha A - Schéma kompresoru s THAT4305

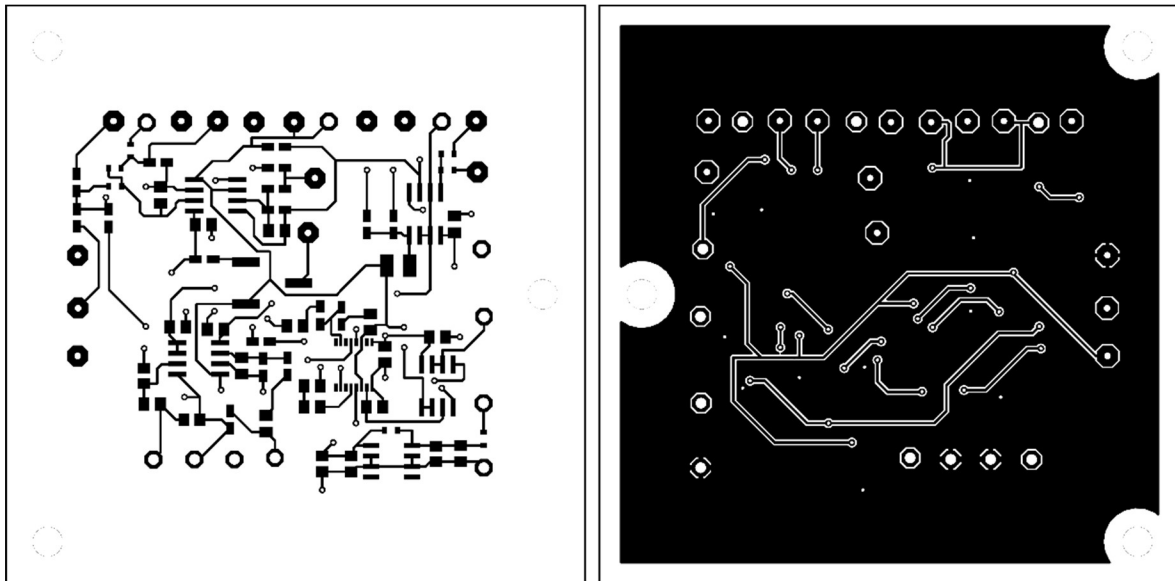


Příloha B - Schéma kompresoru s THAT4315

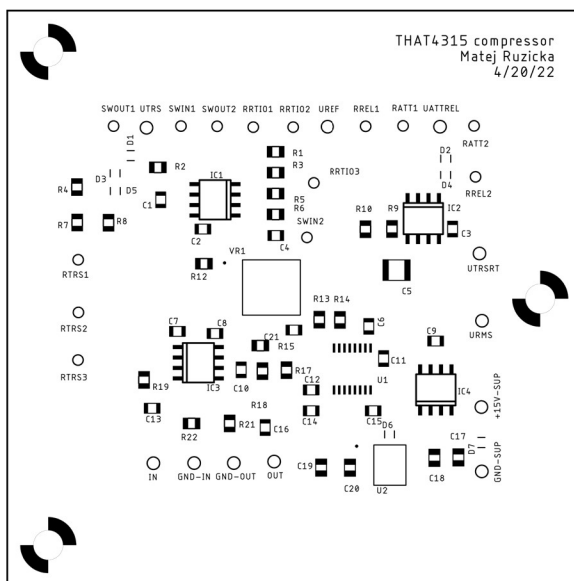


H3 MOUNT-HOLE3.6 H2 MOUNT-HOLE3.6 H1 MOUNT-HOLE3.6

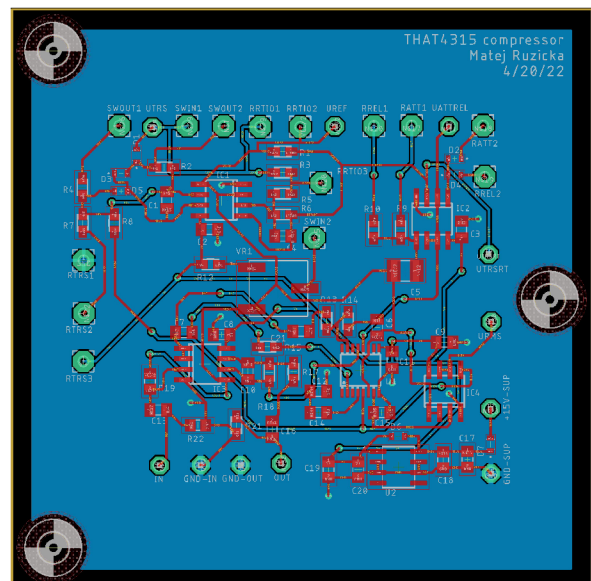
Příloha C - Výkresová dokumentace DPS



Obrázek 35: Vrchní (vlevo) a spodní (vpravo) strana mědi DPS



Obrázek 37: Osazovací plán vrchní strany DPS



Obrázek 36: Kompletní DPS kompresoru

Seznam součástek pro desku plošného spoje kompresoru

Qty	Device	Value	Package	Parts	Description
1	C0805	100n	C0805	C20	CAP. SMD 0805
5	C0805	100n	C0805	C2, C3, C8, C9, C22	CAP. SMD 0805
1	C0805	100p	C0805	C6	CAP. SMD 0805
1	C0805	10n	C0805	C4	CAP. SMD 0805
1	C0805	10u	C0805	C11	CAP. SMD 0805
1	C0805	1u	C0805	C16	CAP. SMD 0805
1	C0805	22p	C0805	C10	CAP. SMD 0805
2	C0805	22u	C0805	C17, C19	CAP. SMD 0805
4	C0805	22u	C0805	C7, C13, C15, C21	CAP. SMD 0805
1	C0805	2n	C0805	C1	CAP. SMD 0805
1	C0805	330n	C0805	C18	CAP. SMD 0805
1	C0805	4u7	C0805	C14	CAP. SMD 0805
1	C0805	6u8	C0805	C12	CAP. SMD 0805
1	C1210	100u	C1210	C5	CAP. SMD 1210
1	R R0805	20k	R0805	R19	RESISTOR SMD 0805
1	R0805	100	R0805	R17	RESISTOR SMD 0805
1	R0805	10k	R0805	R22	RESISTOR SMD 0805
1	R0805	10k	R0805	R1	RESISTOR SMD 0805
1	R0805	15k	R0805	R10	RESISTOR SMD 0805
1	R0805	160k	R0805	R7	RESISTOR SMD 0805
1	R0805	1k	R0805	R9	RESISTOR SMD 0805
1	R0805	1k43	R0805	R3	RESISTOR SMD 0805
3	R0805	20k	R0805	R13, R18, R21	RESISTOR SMD 0805
1	R0805	270k	R0805	R12	RESISTOR SMD 0805
3	R0805	5k1	R0805	R6, R8, R15	RESISTOR SMD 0805
3	R0805	60k	R0805	R2, R4, R5	RESISTOR SMD 0805
1	R0805	6k8	R0805	R14	RESISTOR SMD 0805
1	THAT4315	THAT4315	QSOP16	U1	Pre-trimmed Analog Engine IC
4	TL072D	TL072D	SOIC-8	IC1, IC2, IC3, IC4	OP AMP
1	LM78L12ACM/NOPB	12V	SOIC-8	U2	100-mA, 30-V linear voltage regulator SOIC-8
7	1N4148X-TP	1N4148X-TP	SOD-523	D1, D2, D3, D4, D5, D6, D7	Diode 1N4148X SOD-523
1	3361P-1-503GLF	3361P-1-503GLF	TRIM_3361P-1-503GLF	VR1	50 kOhms 0.5W, SMT trimmer
1	POT 100k Linear	100k lin	P160KNP-0Q20B100K	R11	Potentiometer 100k Linear
1	POT 10k Linear	10k lin	P160KNP-0Q20B10K	R16	Potentiometer 10k Linear
1	POT 1Meg Log	1Meg Log	P160KNP-0Q20A1MEG	R20	Potentiometer 1Meg Log
1	POT 500k Log	500k Log	P160KNP-0Q20A500K	R23	Potentiometer 500k Log

Příloha D - Návod laboratorní úlohy

Měření vlastností audio kompresoru

Teoretický úvod:

Kompresor je typ efektu snižující dynamický rozsah signálu. Vedle ekvalizéru je to jeden z nejpoužívanějších studiových efektů a prakticky je možné jej slyšet na každé studiové nahrávce napříč žánry. Používá se např. pro zdůraznění tranzientů bicích nástrojů, srovnání hlasitosti baskytary, aby správně „tlačila“, nebo při masteringu. Kromě studiového použití se specializované kompresory a k nim komplementární expandery používají pro zlepšení odstupu signálu od šumu při rádiovém přenosu např. v bezdrátových mikrofonech a bezdrátových odposleších. Kompresor funguje následovně:

- Vstupní audio signál je přiveden na signálový vstup napětím řízeného zesilovače a na vstup boční větve.
- Na vstupu boční větve je RMS detektor, který na svém výstupu má napětí odpovídající hladině vstupního signálu.
- Tento signál je porovnán s uživatelem nastavenou úrovní prahu komprese. Pokud je signál nižší, než je úroveň prahu, signál není propuštěn dál. Pokud je signál vyšší, je přiveden na další bloky boční větve.
- Signálu je následně snížena úroveň potenciometrem Ratio. Pokud je potenciometr Ratio otočen na maximum, signál projde prakticky beze změny.
- Bloky Attack a Release „zpomalují“ rychlost změny signálu boční větve. Nejvyšší rychlost, jakou je signál schopen měnit svou úroveň, je určena zejména RMS detektorem. Nejnižší rychlost je dána topologií a návrhem tohoto bloku.
- Signál je posléze přiveden na řídicí vstup napětím řízeného zesilovače. Čím je úroveň tohoto signálu vyšší, tím více napětím řízený zesilovač zeslabuje signál na svém výstupu

Úkoly měření:

- 0) Před měřením zapněte laboratorní zdroj a nastavte výstupní napětí 15 V. Poté zapojte toto napájecí napětí na konektory kompresoru v bloku označeném „15 V“. Laboratorní zdroj by měl indikovat odběr kolem 20 mA. Nyní zapojte funkční generátor na vstup kompresoru a na první kanál osciloskopu. Výstup kompresoru připojte na druhý kanál osciloskopu. K zápisu a přepočtu hodnot využijte soubor pro MS Excel, který většinu výpočtů a vykreslení závislostí do grafů obstará za Vás. Zapisujte jen do polí označených zeleně. V horní části tabulky jsou nápovědy, které Vám pomohou s realizováním této úlohy.
Vstupní napětí kompresoru **VŽDY** odečítejte z osciloskopu.
- 1) Pomocí multimetru změřte závislost výstupního napětí obvodu s RMS detektorem na hladině vstupního napětí. Svorky multimetru zapojte na banánkové konektory označené „ **u_{RMS}** “ a „**GND**“. Závislost změřte v rozsahu vstupních hodnot zhruba

od -60 dBu do 6 dBu s krokem 12 dB. Z dat získaných změřením této charakteristiky vypočtete **konstantu** tohoto obvodu v **mV/dB**.

- 2) Změřte závislost hladiny prahu komprese na poloze potenciometru Threshold. Měření proveďte pro **každého 2,5 dílku** dráhy potenciometru. Multimetr zde zapojte na konektory označené „**u_{TRS}**“ a „**GND**“. Ujistěte se, že přepínač je v poloze „**Hard knee**“. Po nastavení pozice potenciometru postupně zvyšujte napětí na funkčním generátoru, dokud se na svorkách multimetru neobjeví **záporné** napětí.
- 3) Změřte závislost kompresního poměru na poloze potenciometru Ratio. Kompresor nastavte následovně: **Threshold na 5, Attack a Release na 0**. Na základě předchozího měření si zvolte dvě hodnoty vstupního napětí, které se nachází v oblasti komprese. Závislost kompresního poměru na poloze potenciometru změřte pro polohy **0, 2, 5, 8, 9 a 10**. Hodnoty vstupního a výstupního napětí odečítejte z osciloskopu. Měření proveďte pro tvrdý i měkký přechod do oblasti komprese. Nižší z Vámi zvolených napětí by mělo být alespoň 6 dB od hladiny prahu komprese. Pro ověření, že obě napětí jsou skutečně v oblasti komprese, se ujistěte, že mezi konektory označenými „**u_{TRS}**“ a „**GND**“ je **kladné** napětí.
- 4) Změřte tvar přechodu do kompresní oblasti pro obě polohy přepínače Hard knee/Soft knee. Kompresor nastavte následovně:
Threshold na 5, Attack a Release na 0. Pro měření odečítejte vstupní a výstupní hodnoty napětí, vše pomocí souboru pro MS Excel přepočítejte na dBu. Měření proveďte pro hladiny vstupního signálu zhruba od -30 dBu do 5 dBu následovně:
-30 dBu až -22 dBu krok **2 dB**
-22 dBu až -13 dBu krok **3 dB**
-13 dBu až 5 dBu krok **6 dB**
- 5) Změřte závislost doby náběžné a sestupné hrany řídicího napětí mezi konektory „**u_{contr}**“ a „**GND**“ na polohách potenciometrů Attack a Release. Kompresor nastavte následovně: **Threshold na 5, Ratio na 10, přepínač na Hard knee**.
Měření provádějte pouze pro polohy **0, 5 a 10** potenciometrů Attack a Release.
 - a) Před samotným měřením nastavte na generátoru hladinu napětí, která je již v oblasti komprese.
 - b) Pomocí osciloskopu zjistěte, jaká hodnota napětí je mezi konektory „**u_{contr}**“ a „**GND**“ při zapnutém a vypnutém výstupu funkčního generátoru (na funkčním generátoru tlačítko Channel -> On/Off). Vypočtete rozdíl 95 % těchto dvou napětí. Na úroveň nižšího napětí nastavte jeden horizontální kurzor na osciloskopu, na úroveň odpovídající 95 % rozdílu vyššího a nižšího napětí nastavte druhý horizontální kurzor. Pro měření s potenciometrem Attack tuto vypočtenou hodnotu přičtete k nižšímu napětí, pro měření s potenciometrem

Release tuto hodnotu odečtete od vyššího napětí.

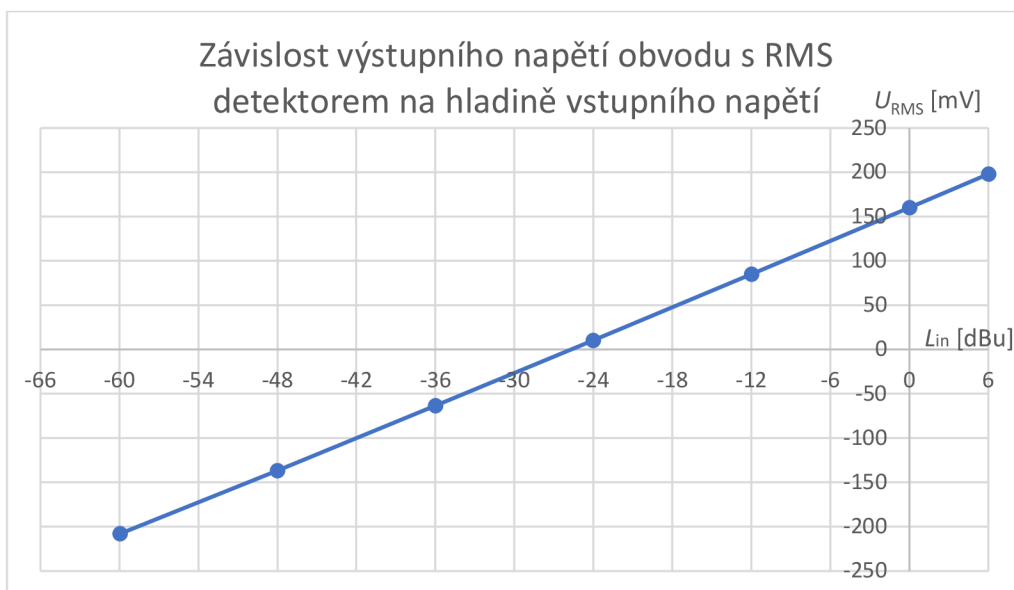
- c) Na základě konstanty zjištěné v prvním bodu úlohy vypočtete, jaká změna zesílení v dB odpovídá Vámi vypočtenému napětí a запиšte ji do příslušné buňky v tabulkovém souboru
 - d) Nastavte si na osciloskopu delší časový úsek na dílek, např. 500 ms na dílek (ovladač „Horizontal“ v horní části ovládacího panelu osciloskopu). Nyní byste měli vidět na displeji osciloskopu, jak se aktuální úroveň napětí na kanálu osciloskopu zobrazují postupně zleva doprava.
 - e) Pro měření s potenciometrem Attack nejdříve vypněte výstup generátoru a počkejte, než napětí na „ u_{contr} “ spadne na Vámi zjištěnou úroveň napětí. Pro měření s potenciometrem Release naopak generátor zapněte a počkejte, než se napětí ustálí na vyšší hodnotě. Poté ve vhodný okamžik zapněte/vypněte generování signálu. Pečlivě sledujte displej osciloskopu. V momentě, kdy nárůst napětí protne horizontální kurzor symbolizující 95 % rozdílu těchto dvou napětí, tlačítkem RUN/STOP osciloskop zastavte.
 - f) Pomocí vertikálních kurzorů odečtete, jak dlouho trvá, než řídicí napětí překlene Vámi vypočtených 95 % rozdílu napětí. Hodnoty запиšte do připraveného souboru pro MS Excel.
- 6)** Zamyslete se, čím mohou být způsobeny nelinearity charakteristik zobrazených v grafech.
- Také se zamyslete, zda by Vám vyšly doby trvání ustálení řídicího napětí stejné, pokud byste zvolili nižší amplitudu vstupního napětí vyžadující menší změnu zesílení, případně pokud by byl snížen kompresní poměr. Také se zamyslete, jak by se změnila strmosti vypočítané pomocí MS Excel.

Příloha E - Vzorový protokol

1)

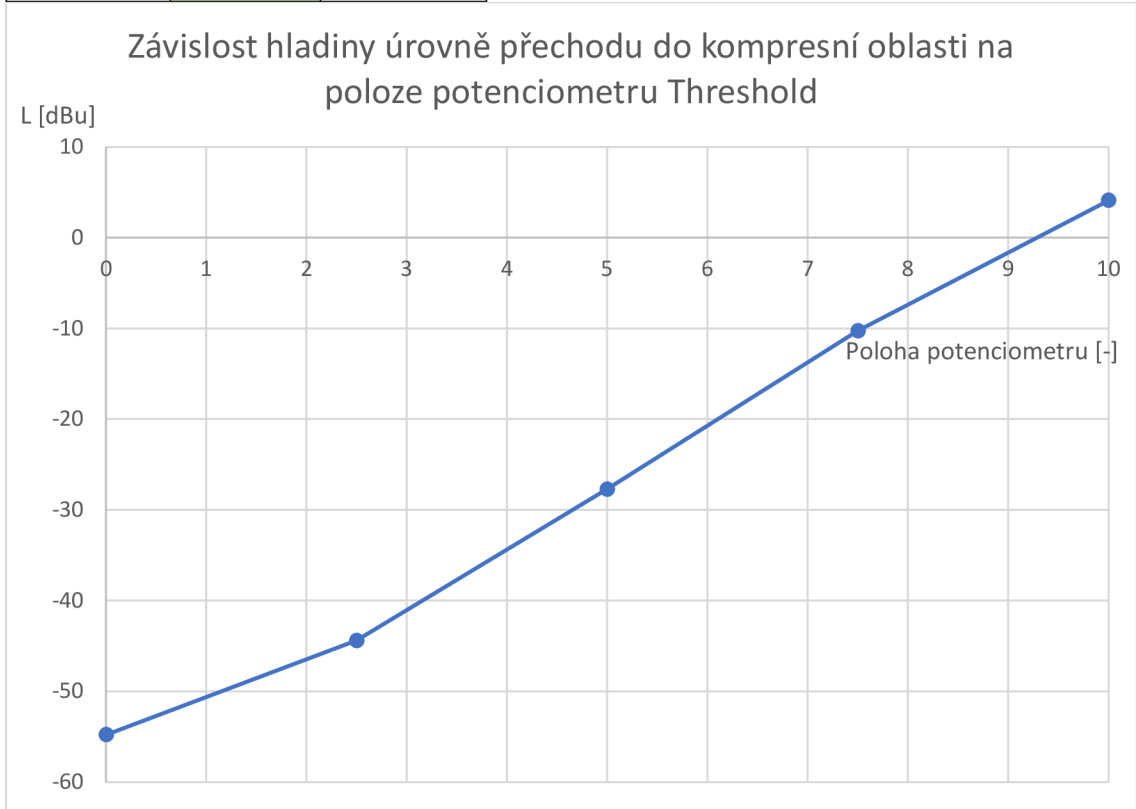
U_{inPP} [mV]	U_{RMS} [mV]	L_{inRMS} [dBu]
2,2	-208	-59,97
8,7	-137	-48,02
34,7	-63,7	-36,01
138	10	-24,02
550	84,7	-12,01
2190	160	-0,01
4370	198	5,99

Konstanta RMS detektoru je rovna 6,155 mV/dB.



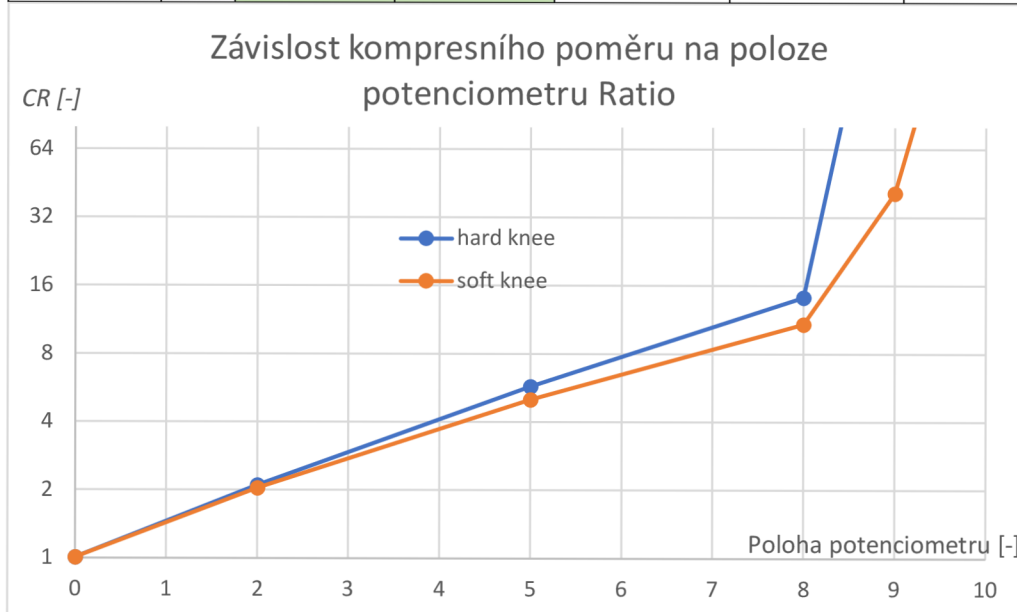
2)

Pozice pot.	U_{inPP} [mV]	L_{inRMS} [dBu]
0	4	-54,77
2,5	13,2	-44,40
5	90	-27,73
7,5	672	-10,27
10	3520	4,12



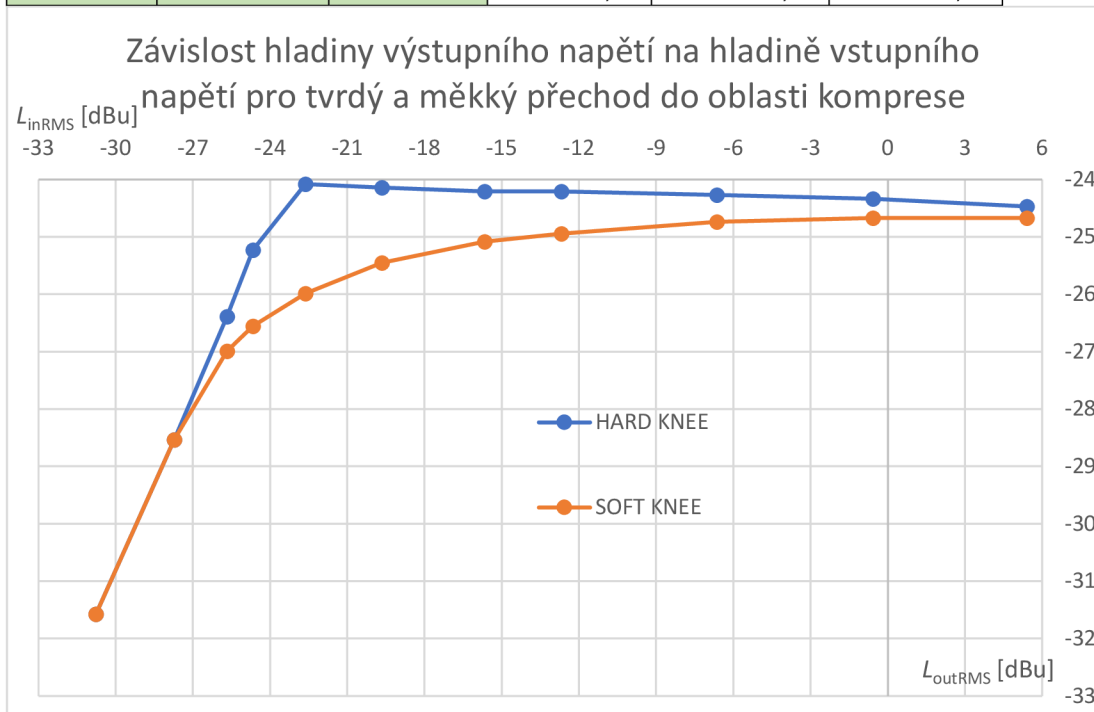
3)

	Pot	U_{in1PP} [mV]	U_{in2PP} [mV]	L_{in1RMS} [dBu]	L_{in2RMS} [dBu]	CR
		1020	4100	-6,64	5,44	
hard knee	0	930	3700	-7,45	4,55	1,01
soft knee		930	3700	-7,45	4,55	1,01
hard knee	2	356	690	-15,79	-10,04	2,10
soft knee		364	720	-15,59	-9,67	2,04
hard knee	5	175	223	-21,95	-19,85	5,74
soft knee		172	227	-22,10	-19,69	5,01
hard knee	8	136	150	-24,14	-23,29	14,20
soft knee		131	149	-24,47	-23,35	10,81
hard knee	9	122	121	-25,09	-25,16	1000,00
soft knee		116	120	-25,53	-25,23	41,04
hard knee	10	116	114	-25,53	-25,68	1000,00
soft knee		111	109	-25,91	-26,07	1000,00



4)

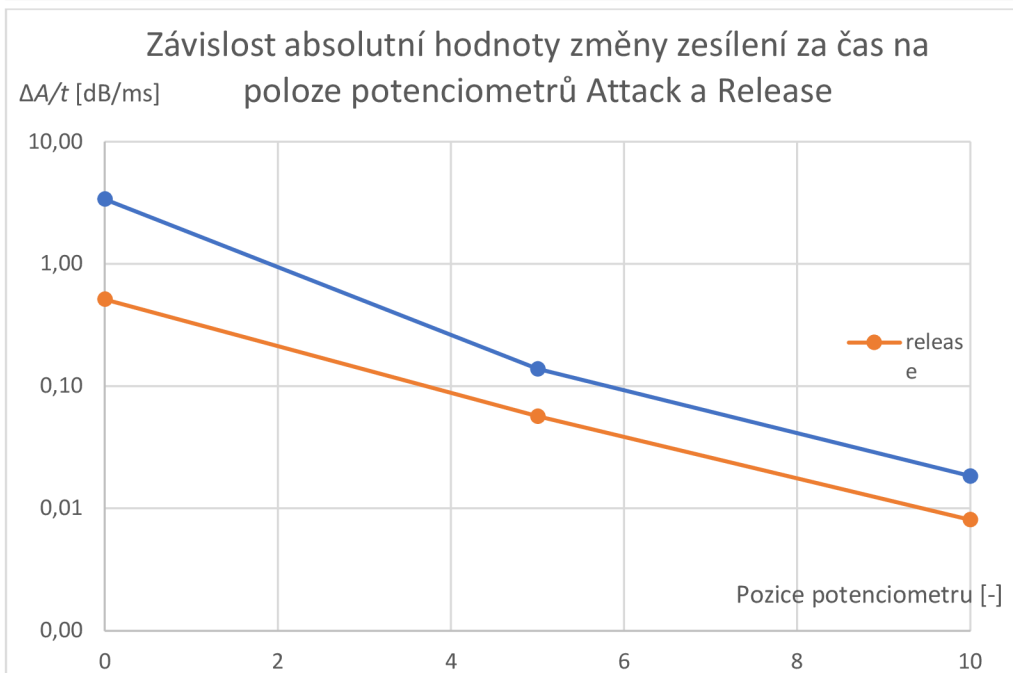
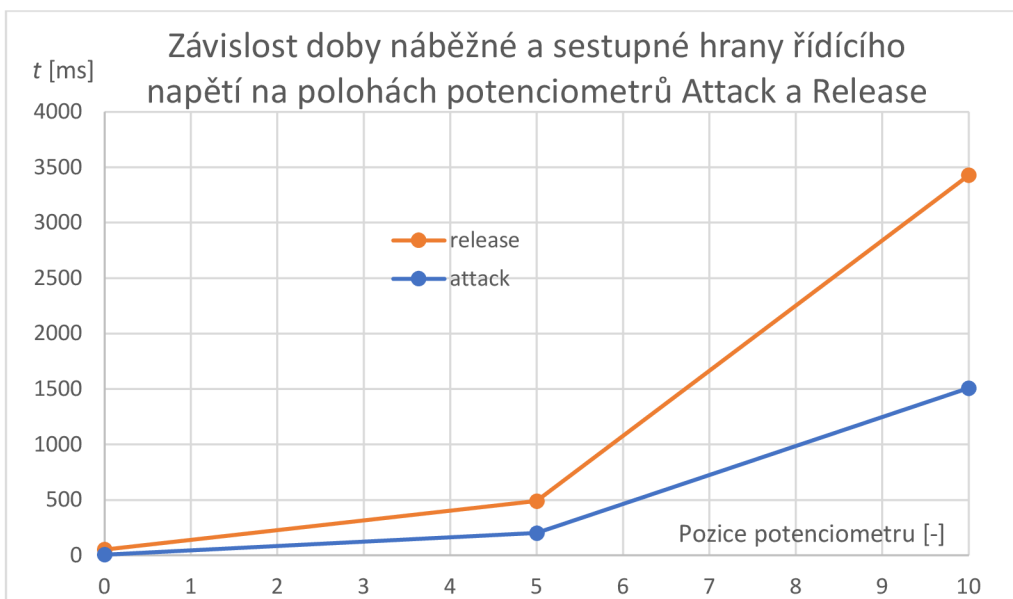
	HARD KNEE		SOFT KNEE			HARD KNEE		SOFT KNEE	
U_{inPP} [mV]	U_{outPP} [mV]	U_{outPP} [mV]	U_{outPP} [mV]	L_{inRMS} [dBu]	L_{outRMS} [dBu]	L_{outRMS} [dBu]	L_{outRMS} [dBu]	L_{outRMS} [dBu]	L_{outRMS} [dBu]
63,4	57,8	57,8	57,8	-30,77	-31,58	-31,58	-31,58	-31,58	-31,58
90	82	82	82	-27,73	-28,54	-28,54	-28,54	-28,54	-28,54
114	105	98	98	-25,68	-26,39	-26,39	-26,39	-26,39	-26,39
128	120	103	103	-24,67	-25,23	-25,23	-25,23	-25,23	-25,23
162	137	110	110	-22,62	-24,08	-24,08	-24,08	-24,08	-24,08
228	136	117	117	-19,66	-24,14	-24,14	-24,14	-24,14	-24,14
361	135	122	122	-15,66	-24,21	-24,21	-24,21	-24,21	-24,21
509	135	124	124	-12,68	-24,21	-24,21	-24,21	-24,21	-24,21
1020	134	127	127	-6,64	-24,27	-24,27	-24,27	-24,27	-24,27
2050	133	128	128	-0,58	-24,34	-24,34	-24,34	-24,34	-24,34
4080	131	128	128	5,40	-24,47	-24,47	-24,47	-24,47	-24,47



5) 95 % rozdílu napětí na u_{contr} je roven 171 mV, což odpovídá změně zesílení o -27,78 dB.

Attack	t [ms]	strmost mV/ms	strmost dB/ms
0	8,2	20,85	3,39
5	201	0,85	0,14
10	1510	0,11	0,02

Release	t [ms]	strmost mV/ms	strmost dB/ms
0	54	3,17	0,51
5	491	0,35	0,06
10	3430	0,05	0,01



6)

Zamyslete se, čím mohou být způsobeny nelinearity charakteristik zobrazených v grafech.

Nelinearity jsou pravděpodobně způsobeny nelinearitami potenciometrů.

Také se zamyslete, zda by Vám vyšly doby trvání ustálení řídicího napětí stejné, pokud byste zvolili nižší amplitudu vstupního napětí vyžadující menší změnu zesílení, případně pokud by byl snížen kompresní poměr. Také se zamyslete, jak by se změnily strmosti hran výstupního signálu při identickém nastavení parametrů.

Doby ustálení řídicího napětí by byly kratší. Strmosti hrany řídicího napětí by zůstaly při identickém nastavení parametrů Attack a Release stejné.

Příloha F - Elektronická příloha

Elektronická příloha obsahuje soubory pro program Autodesk Eagle, soubory pro program Microcap a také soubory pro MS Excel zamýšlené pro použití v laboratorní úloze.