

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE



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

KOMPRESORY DYNAMIKY ZVUKOVÝCH SIGNÁLŮ

AUDIO SIGNAL DYNAMIC COMPRESSORS

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Vítězslav Král

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. Jaroslav Koton, Ph.D.

BRNO 2016

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor **Audio inženýrství**
Ústav telekomunikací

Student: Vítězslav Král

ID: 164599

Ročník: 3

Akademický rok: 2015/16

NÁZEV TÉMATU:

Kompresory dynamiky zvukových signálů

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte problematiku kompresorů zvukových signálů a ukažte místo jejich nasazení. Popište možné realizace těchto funkčních bloků a diskutujte jejich výhody a případná omezení. Na základě místa jejich nasazení popište požadavky na ně kladené resp. na jejich dílčí části. Zvolte některé ze známých řešení kompresoru dynamiky signálu založeného na využití současných polovodičových prvků a popište jeho jednotlivé části s ohledem na teoretické znalosti. Vybrané řešení prakticky realizujte a vyhodnoťte jeho hlavní parametry při zpracování audio signálu.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] PŘIBILOVÁ, A.: Zvuková technika, STU, 2012, ISBN: 978-8022737104.

[2] URBAN, O.: Instrumentář elektroakustického zvuku, Akademie múzických umění, 2008, ISBN: 978-8073311155

Termín zadání: 1.2.2016

Termín odevzdání: 1.6.2016

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

Konzultant bakalářské práce:

doc. Ing. Jiří Mišurec, CSc., předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

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

ABSTRAKT

Cílem této bakalářské práce je seznámit se s problematikou analogových kompresorů dynamiky zvukového signálu a prakticky ověřit jedno vybrané schéma zapojení. Zabývá se jednotlivými funkčními bloky kompresoru dynamiky a ukazuje příklady jejich realizace. Vysvětluje jednotlivé parametry analogových kompresorů a názorně zdůvodňuje jejich význam. V práci jsou také popsány jednotlivé topologie analogových kompresorů. Pojednává i o dynamických procesorech jako takových a shrnuje jejich rozdělení podle elementárního principu a funkcionality.

KLÍČOVÁ SLOVA

Dynamický procesor, expandér, kompresor dynamiky, limiter, šumová brána, vícepásmový kompresor

ABSTRACT

The aim of this bachelor thesis is to get acquainted with the problems of analog compressors dynamics of the audio signal and practically verify one selected diagram. It deals with individual functional blocks compressor dynamics and shows examples of their implementation. Explains the characteristics of analog compressors and clearly justifies their importance. The thesis also describes the different topologies of analog compressors. Also discusses dynamic processors as such and summarizes their distribution by elementary principle and functionality.

KEYWORDS

Dynamic processor, dynamic range compressor, expander, limiter, multiband compressor, noise gate

VÍTĚZSLAV, Král *Kompresory dynamiky zvukových signálů*: bakalářská práce. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav telekomunikací, 2016. 69 s. Vedoucí práce byl doc. Ing. Koton Jaroslav, Ph.D.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma „Kompresory dynamiky zvukových signálů“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

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

Brno

.....

podpis autora

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval vedoucímu bakalářské práce panu doc. Ing. Jaroslavu Kotonovi, Ph.D. za odborné vedení, konzultace, trpělivost a podnětné návrhy k práci.

Brno

.....

podpis autora



Faculty of Electrical Engineering
and Communication
Brno University of Technology
Purkynova 118, CZ-61200 Brno
Czech Republic
<http://www.six.feec.vutbr.cz>

PODĚKOVÁNÍ

Výzkum popsany v této bakalářské práci byl realizován v laboratořích podpořených z projektu SIX; registrační číslo CZ.1.05/2.1.00/03.0072, operační program Výzkum a vývoj pro inovace.

Brno

.....

podpis autora



EVROPSKÁ UNIE
EVROPSKÝ FOND PRO REGIONÁLNÍ ROZVOJ
INVESTICE DO VAŠÍ BUDOUCNOSTI



OBSAH

Úvod	13
1 Dynamické procesory	14
1.1 Základní princip moderních dynamických procesorů	14
1.2 Sledovač obálky	15
1.3 Dynamický procesor jako dvojbran	17
1.4 Typy dynamických procesorů	17
1.4.1 Kompresor	17
1.4.2 Frekvenčně citlivý kompresor	19
1.4.3 Vícepásmový kompresor	20
1.4.4 De-esser	21
1.4.5 Ducker	22
1.4.6 Limiter	24
1.4.7 Expandér	25
1.4.8 Šumová brána	27
2 Parametry kompresorů	30
2.1 Prahová úroveň a kompresní poměr	30
2.2 Zesílení	31
2.3 Rychlost náběhu/vypuštění	31
2.4 Koleny	32
3 Jednotlivé topologie kompresorů	33
3.1 Opto kompresor	33
3.2 Vari-Mu kompresor	33
3.3 FET kompresor	34
3.4 VCA kompresory	34
4 Analýza známého kompresoru dynamiky	35
4.1 Blokové schéma analyzovaného kompresoru dynamiky	35
4.2 Dílčí bloky kompresoru dynamiky	36
4.2.1 Diferenční vstup	36
4.2.2 Sledovač obálky	37
4.2.3 VCA	39
4.2.4 Rozsah kompresoru	40
4.2.5 Dynamický filtr	41
4.2.6 Indikace	42
4.2.7 Diferenční výstup	46

4.2.8	Zdroj	47
5	Praktická realizace kompresoru	49
5.1	DPS kompresoru dynamiky	49
5.2	DPS indikací	50
5.3	DPS napájecího zdroje	50
6	Měření základních charakteristik	51
6.1	Měření převodní charakteristiky	51
6.2	Měření kmitočtové charakteristiky	53
6.3	Měření fázové charakteristiky	54
6.4	Měření skupinového zpoždění	54
6.5	Měření harmonického zkreslení	55
7	Závěr	57
	Literatura	58
	Seznam symbolů, veličin a zkratek	60
A	Dokumentace	61
A.1	Schéma zapojení kompresoru dynamiky	61
A.2	DSP kompresoru dynamiky	62
A.2.1	Měď - vrstva top	62
A.2.2	Měď - vrstva bottom	62
A.2.3	Osazení součástek - top	63
A.2.4	Osazení součástek - bottom	63
A.3	Schéma zapojení indikací	64
A.4	DSP indikací	65
A.4.1	Měď - vrstva bottom	65
A.4.2	Osazení součástek - bottom	65
A.4.3	Osazení součástek - top	65
A.5	DSP napájecího zdroje	66
A.5.1	Měď - vrstva bottom	66
A.5.2	Osazení součástek - bottom a top	66
B	Seznam součástek	67
B.1	Kompresor dynamiky	67
B.2	Napájecí zdroj	68
B.3	Indikace	69

SEZNAM OBRÁZKŮ

1.1	Blokové schéma moderního dynamického procesoru	14
1.2	Blokové schéma moderního dynamického procesoru	15
1.3	Příklady odtržení obálky	16
1.4	Schéma jednoduchého sledovače obálky	16
1.5	Blokové schéma dvojbranu	17
1.6	Blokové schéma kompresoru	18
1.7	Tvar frekvenční závislosti pásmové propusti	19
1.8	Blokové schéma frekvenčně citlivého kompresoru	19
1.9	Blokové schéma dvou pásmového kompresoru	20
1.10	Blokové schéma jednoduchého dynamického ekvalizéru	21
1.11	Názorné vyobrazení konstantního potlačení nastavené frekvence	22
1.12	Blokové schéma de-esseru	22
1.13	Blokové schéma duckeru	23
1.14	Převodní charakteristika dyn. procesoru typu ducker	23
1.15	Blokové schéma Look-Ahead limiteru	24
1.16	Blokové schéma limiteru	25
1.17	Blokové schéma expandéru	26
1.18	Převodní charakteristika expandéru	26
1.19	Blokové schéma Look-Ahead šumové brány	27
1.20	Obálka gate	28
1.21	Převodní charakteristika šumové brány	28
1.22	Vyobrazení časových konstant šumové brány, červená křivka = vý- stupní signál, modrá = vstupní	29
2.1	Převodní charakteristika kompresoru	30
2.2	Vyobrazení časových konstant kompresoru	31
2.3	Převodní charakteristika kompresoru hard/soft knee	32
3.1	Opto kompresor LA-2A od firmy Teletronix, převzato z [3].	33
3.2	FET kompresor UREI 1176LN, převzato z [8].	34
3.3	VCA kompresor DBX 166xl, převzato z [9].	34
4.1	Blokové schéma analyzovaného kompresoru	35
4.2	Vnitřní struktura integrovaného obvodu THAT 1246, převzato z [11].	36
4.3	Schéma zapojení integrovaného obvodu THAT 1246	37
4.4	Schéma zapojení integrovaného obvodu THAT 4301 – blok RMS odhadu	38
4.5	Schéma zapojení integrovaného obvodu THAT 4301	39
4.6	Schéma zapojení integrovaného obvodu THAT 4301 – blok výpočtu zesílení	40
4.7	Schéma zapojení dynamického filtru	42

4.8	Schéma zapojení obvodu indikace vybuzení	44
4.9	Schéma obvodu pro indikaci redukce zisku	45
4.10	Vnitřní struktura integrovaného obvodu THAT 1646, převzato z [12].	46
4.11	Schéma zapojení integrovaného obvodu THAT 1646	46
4.12	Schéma zapojení zdroje	47
5.1	Fotografie osazené DPS kompresoru dynamiky	49
5.2	Fotografie osazené DPS indikací	50
5.3	Fotografie osazené DPS napájecího zdroje	50
6.1	Naměřená převodní charakteristika	52
6.2	Naměřená kmitočtová charakteristika	53
6.3	Naměřená fázová charakteristika	54
6.4	Naměřená charakteristika skupinového zpoždění	55
6.5	Naměřená harmonického zkreslení	56

SEZNAM TABULEK

1.1	Přehled dynamických rozsahů dřívějších nosných médií	18
1.2	Přehled dynamických rozsahů nynějších nosných médií	18

ÚVOD

Kompresor dynamiky je druh dynamického procesoru upravující zvukový signál. Je to bezesporu jeden z nejpoužívanějších a nejdůležitějších nástrojů pro úpravu zvukového signálu. Uplatnění můžeme najít v nahrávacích či vysílacích studiích, ale také i při živém ozvučování. Jeho funkce může být čistě technického rázu (ochrana vstupů koncových zesilovačů), ale může se využít i k estetickým úpravám zvukového signálu např. zhutnění zvuku bicí soupravy. Je to nenahraditelné zařízení, které svoji práci, při správném nastavení, odvádí velmi dobře a přesně.

V první kapitole této práce, s názvem *Dynamické procesory*, je popsána elementární struktura moderních dynamických procesorů. Jsou zde také vysvětleny funkce jednotlivých bloků. Následuje část s popisem různých typů dynamických procesorů, nejčastěji využívaných v praxi. U každého typu popsaného dynamického procesoru je uvedeno blokové schéma, popsána jeho funkce a využití v praxi.

Tato práce je zaměřena zejména na kompresor dynamiky zvukového signálu. Proto je druhá kapitola věnována popisu nastavitelných parametrů typických pro tento typ dynamického procesoru.

Vlastní realizace kompresoru dynamiky je možná několika způsoby a rozličným použitím elektrotechnických součástek. Tyto možnosti realizace jsou obecně nazýváme topologie. V třetí kapitole jsou popsány čtyři nejznámější topologie analogových kompresorů dynamiky.

Čtvrtá kapitola je věnována analýze známé realizace analogového kompresoru dynamiky topologie VCA, která je následně zkonstruována a změřena. Jsou zde popsány jednotlivé funkční bloky a uvedena jejich elektrotechnické schémata. Tato kapitola obsahuje také popis funkcí jednotlivých součástek a důvod jejich obsahu ve schématu.

Kapitola pátá je zaměřena na popis praktické realizace vybraného obvodového zapojení kompresoru dynamiky. Nachází se zde popis jednotlivých plošných spojů, ze kterých se celé zařízení skládá.

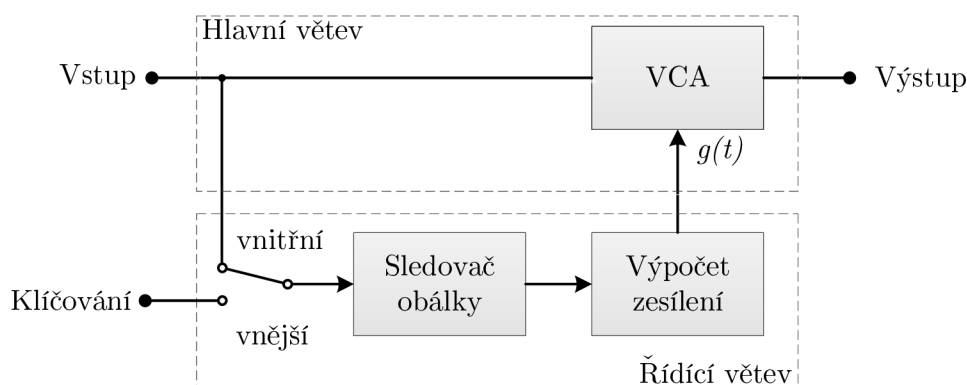
V kapitole šesté jsou uvedeny naměřené charakteristiky zkonstruovaného kompresoru dynamiky. Každá naměřená charakteristika je v této kapitole náležitě popsána a její výsledek je následně diskutován.

1 DYNAMICKÉ PROCESORY

Zařízení sloužící pro úpravu dynamiky zvukového signálu nazýváme *dynamické procesory*. Abychom správně pochopili jejich funkci, měli bychom vědět, co to vlastně dynamika zvukové signálu je. Definujeme ji jako poměr maximální a minimální hodnoty velikosti signálu. Díky velkému rozsahu změny velikosti hodnoty signálu od jednotek až stovek milivoltů je udávána v decibelech. Při zpracování zvukového signálu elektroakustickým řetězcem je spodní hranice dynamického rozsahu stanovena vlastním šumem nejméně kvalitního zařízení. Horní hranice je stanovena hodnotou vstupního harmonického signálu v případě, že THD (harmonické zkreslení – *Total Harmonic Distorsion*) nepřesáhne hodnotu 1% na výstupu řetězce [6].

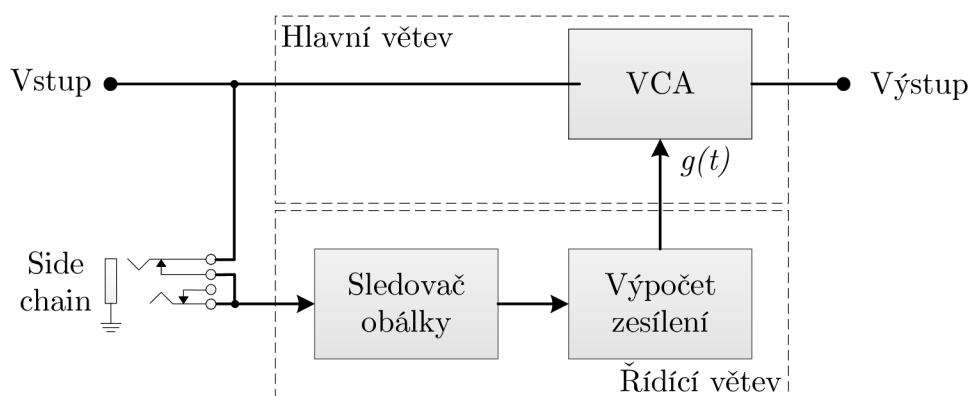
1.1 Základní princip moderních dynamických procesorů

Zpracování signálů moderními dynamickými procesory je založeno na systému detekce úrovně signálu pomocí bloku sledovače obálky, dále bloku, který ze signálu sledovače obálky odvozuje zesilovací činitel pro VCA (napětím řízený zesilovač – *Voltage Controlled Amplifier*), který váhuje vstupní zpracovávaný signál. Systém řízení dynamiky signálu se skládá z hlavní/přímé a řídicí větve (*side chain*), která provádí měření úrovně signálu a výpočet zesilovacího činitele $g(t)$. U moderních digitálních dynamických procesorů lze do přímé větve zařadit zpožďovací linku, která zpozdí vstupní signál o dobu reakce řídicí větve na změnu úrovně signálu. Tyto zvukové procesory měnící dynamiku signálu jsou označovány jako Look-Ahead (dynamické procesory s nulovou reakční dobou).



Obr. 1.1: Blokové schéma moderního dynamického procesoru

Řada dynamických procesorů má možnost přepínání tzv. *klíčování* – viz obrázek 1.1. V případě vnitřního klíčování řídicí větev odvozuje velikost zesilovacího činitele $g(t)$ přímo ze vstupního signálu. V profesionálních aplikacích je však běžně zařazen do cesty řídicí větve, ještě před blokem sledovače obálky, konektor jack (viz obr. 1.2) s rozpínatelnými kontakty, který umožňuje uživateli vložit do cesty libovolné zařízení. Ve většině případů je označován jako vstup *Side Chain*. Typickým příkladem je situace, kdy do řídicí větve kompresoru je zařazen, právě přes vstup *Side Chain*, grafický ekvalizér. Vznikne tím frekvenčně klíčovaný dynamický kompresor.



Obr. 1.2: Blokové schéma moderního dynamického procesoru

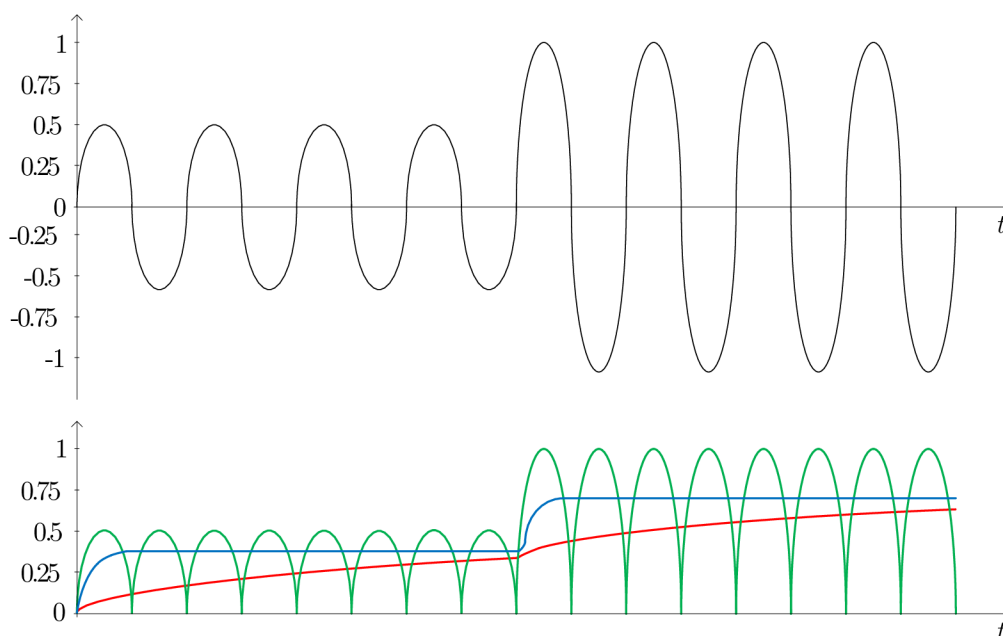
Někteří výrobci profesionálních zařízení implementují jednoduchý ekvalizér se zvonovou charakteristikou přímo do vnitřní struktury řídicí větve. Ve většině případů je zařazení tohoto ekvalizéru do řídicí větve dynamického procesoru volitelné uživatelem prostřednictvím tlačítka na hlavním ovládacím panelu.

Naproti tomu, dynamický procesor typu *ducker* je založen na principu klíčování externím zdrojem signálu – více v kapitole 1.4.5 [1],[4].

1.2 Sledovač obálky

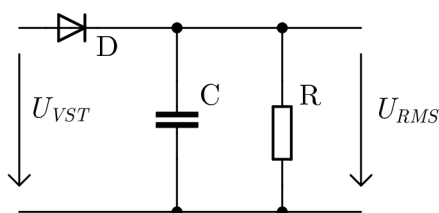
Elektronický obvod jehož výstupem je obálka rychle se měnícího se vstupního signálu nazýváme *sledovač obálky*. Nejednodušší realizace (viz obr. 1.4) se skládá z usměrňovací diody, kondenzátoru (integrační člen) a vybíjecího odporu. Můžeme ho také realizovat např. pomocí dvoucestného usměrňovače. V profesionálních aplikacích se ale spíše využívají integrované obvody nazývané jako *RMS/Peak* detektory. Naprosto klíčovou záležitostí je volba časové konstanty obvodu τ – viz rovnice 1.1. Zvolíme-li nesprávně její velikost může dojít k tzv. *odtržení od obálky* (viz obr. 1.3). Pokud časovou konstantu τ zvolíme příliš velkou, výsledná obálka nekopíruje změny signálu – viz obr. 1.3, červená křivka. Zvolíme-li ji naopak příliš krátkou,

obálka začne kopírovat i rychlé změny signálu a může docházet k zákmitům na obálce –viz obr. 1.3, zelená křivka. Její vhodnou velikostí můžeme realizovat RMS (efektivní hodnota signálu – *Root Mean Square*) – viz obr. 1.3, modrá křivka nebo Peak (špičková hodnota signálu) plovoucí odhad hodnoty zpracovávaného signálu.



Obr. 1.3: Příklady odtržení obálky

Při odhadu RMS hodnoty se používá pouze jedna časová konstanta integrátoru. Naopak potřebujeme - li odhadnou Peak hodnotu zpracovávaného signálu musíme nastavit rozdílnou konstantu nabíjení a vybíjení kondenzátoru.



Obr. 1.4: Schéma jednoduchého sledovače obálky

$$\tau = RC = \frac{1}{2\pi f_c}, \quad (1.1)$$

kde f_c je mezní kmitočet.

1.3 Dynamický procesor jako dvojbran

Na každé elektronické zařízení můžeme s odstupem pohlížet jako na tzv. *černou skříňku* (*black box*), která má dva páry svorek. Tyto páry označujeme jako brány. První brána tvoří vstup X do zařízení, druhá jeho výstup Y . Tento způsob pohledu umožňuje popsat jakékoliv zařízení pomocí charakteristik, které nám prozradí mnohé, aniž bychom tušili jak složitá nebo naopak jednoduchá struktura je ve zkoumaném zařízení. Jedna z těchto charakteristik je tzv. *stejnoseměrná převodní charakteristika*, která vyjadřuje závislost výstupního napětí na stejnosměrném vstupním. V dalších kapitolách budeme pohlížet na jakýkoliv dynamický procesor jako na dvojbran a bude popisován právě *stejnoseměrnou převodní charakteristikou* [5].



Obr. 1.5: Blokové schéma dvojbranu

1.4 Typy dynamických procesorů

1.4.1 Kompresor

Kompresor je zařízení, umožňující redukci dynamického rozsahu zvukového signálu. Principem je zeslabení zpracovávaného zvukového signálu jistým kompresním poměrem v případě, že jeho úroveň přesáhne stanovenou mez. Tuto činnost bychom si mohli představit jako činnost velmi rychlého a bystrého technika obsluhujícího mixážní pult, který hlídá napěťové úrovně jednotlivých kanálů, přesně dle námi určených parametrů. Kompresor dynamiky se hojně používá v nahrávacích studiích, na živých vystoupeních, v rozhlasových vysíláních apod.

Nutnost komprimace dynamického rozsahu se objevila při prvních pokusech zaznamenání nebo vysílání zvuku. Dynamický rozsah zaznamenávaného zvuku byl jednoduše mnohokrát větší než nosného média. Například, dynamický rozsah symfonického orchestru lehce přesáhne 100 dB. V dobách, kdy jedině nosné média byla gramofonová deska, magnetofonová kazeta nebo pásek, bylo nemožné toto těleso zaznamenat bez použití kompresoru, kvůli omezenému dynamickému rozsahu nosných médií – viz tab. 1.1. V dnešních době se bohužel bez komprimace dynamiky zvukového signálu taktéž neobejdeme, přestože máme k dispozici nosné média s mnohem větším dynamickým rozsahem než v dobách minulých – viz tab. 1.2.

Tab. 1.1: Přehled dynamických rozsahů dřívějších nosných médií

Nosné médium	Dynamický rozsah [dB]
gramofonová deska	65
magnetofonová kazeta	60
magnetofonový pásek	70
FM vysílání	60
AM vysílání	50

Tab. 1.2: Přehled dynamických rozsahů nynějších nosných médií

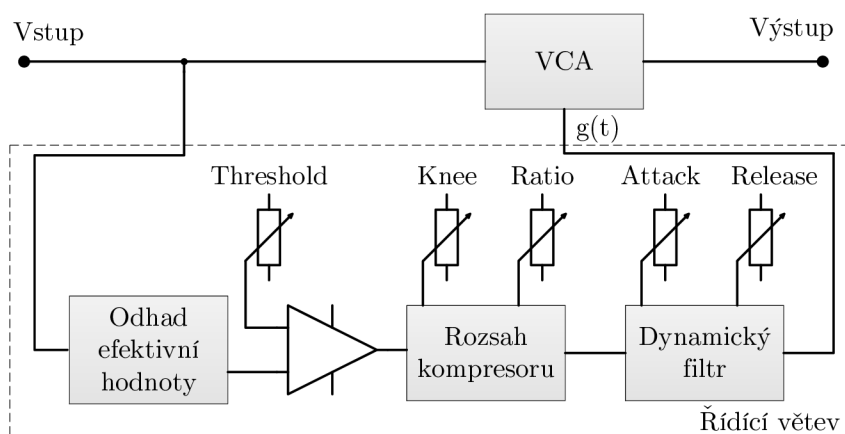
Nosné médium	Dynamický rozsah [dB]
CD	90
SACD	120

Značně komprimovaný je dynamický rozsah FM vysílání. Toto vyplývá hlavně z šířky pásma jednotlivého FM vysílání. Čím větší je totiž dynamika zvukového signálu, který chceme frekvenčně modulovat, tím větší musí být kmitočtový zdvih frekvenční modulační. Od velikosti kmitočtového zdvihu a nejvyšší přenášené frekvence se odvíjí šířka spektra jednotlivého FM vysílání – viz. rovnice 1.2.

$$B_{\text{FM}} = 2(\Delta f + f_{\text{max}}), \quad (1.2)$$

kde B_{FM} je šířka spektra modulovaného FM signálu, Δf je kmitočtový zdvih a f_{max} je horní mezní kmitočet modulovaného signálu.

Na obrázku 1.6 je uvedeno typické blokové schéma moderního kompresoru dynamiky zvukového signálu.

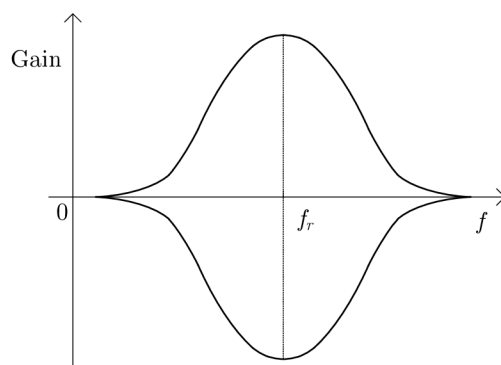


Obr. 1.6: Blokové schéma kompresoru

U tohoto typu dynamického procesoru sledovač obálky odhaduje RMS hodnotu vstupního signálu. Více podrobností je uvedeno v kapitole č. 2 – *Parametry kompresorů* [4], [2].

1.4.2 Frekvenčně citlivý kompresor

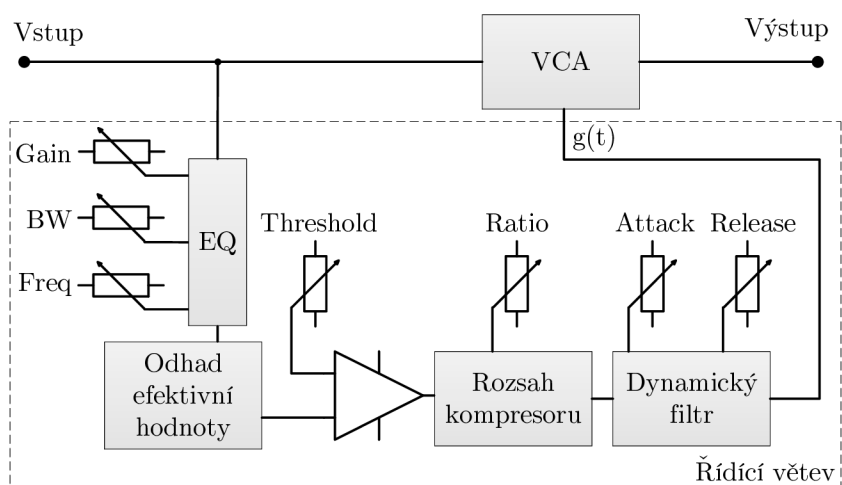
Jak již bylo naznačeno v kapitole 1.1 některé kompresory dynamiky mají, ještě před blokem sledovače obálky, zařazen v řídicí větvi parametrický ekvalizér se zvonovou charakteristikou – viz obr. 1.7.



Obr. 1.7: Tvar frekvenční závislosti pásmové propusti

Obyčejně můžeme ovlivňovat jeho parametry. V případě, který je uvedený níže (viz obr. 1.8) jsou to:

- Gain (zisk)
- BW (šířka pásma – Band Width)
- Freq (střední kmitočet – Frequency)

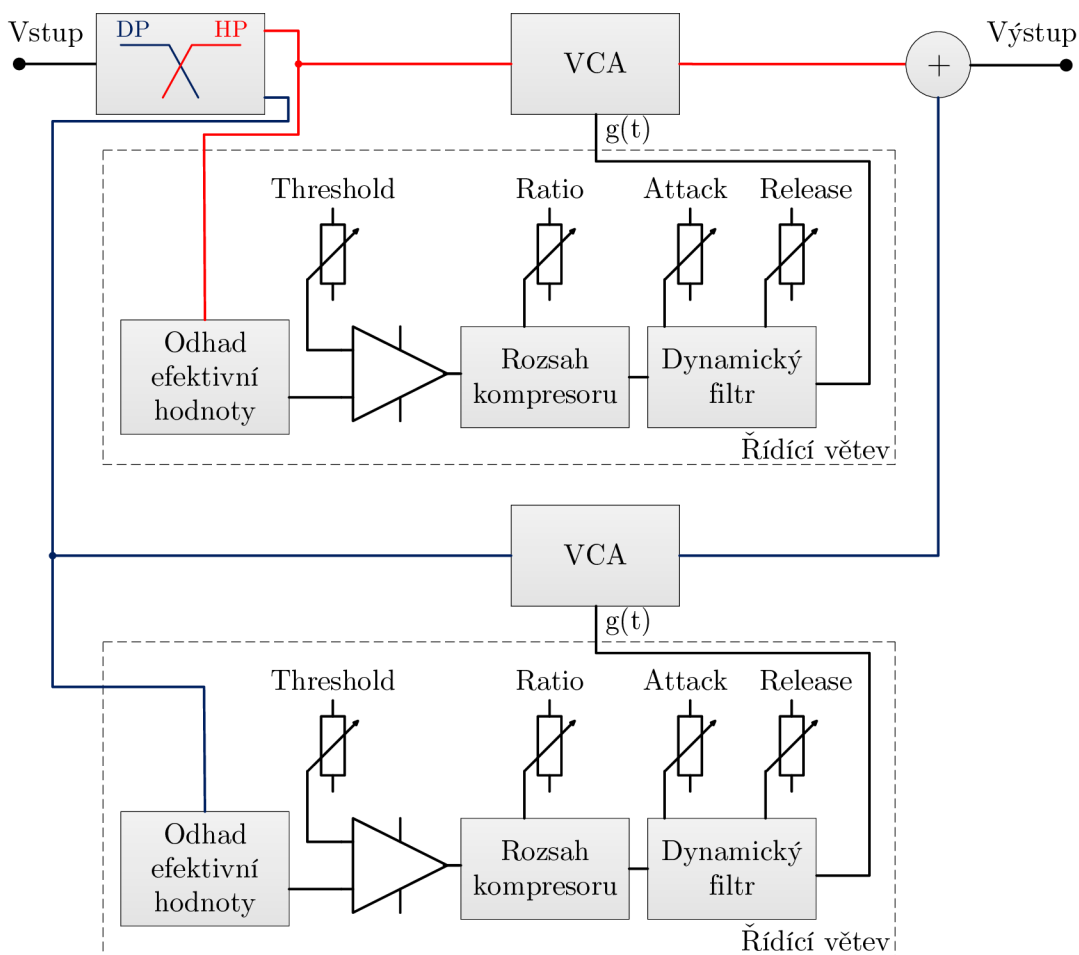


Obr. 1.8: Blokové schéma frekvenčně citlivého kompresoru

Toto uspořádání má za následek, v případě že Gain implementovaného ekvalizéru není roven 0 dB, vznik kompresoru, který je více či méně citlivý na nastavenou frekvenci. Takovýto typ kompresoru nazýváme *Frekvenčně citlivý/závislý kompresor* [4].

1.4.3 Vícepásmový kompresor

Obdoba frekvenčně citlivého kompresoru – 1.4.2 – je tzv. *Vícepásmový kompresor*. Zatím co u frekvenčně citlivého kompresoru byl v cestě signálu umístěn pouze jeden frekvenční filtr, u vícepásmového kompresoru jsou umístěny dva a více. Hlavní rozdíl mezi frekvenčně závislým kompresorem a vícepásmovým kompresorem je tedy v počtu a umístění frekvenčních filtrů a také v počtu dílčích kompresorů dynamiky.



Obr. 1.9: Blokové schéma dvou pásmového kompresoru

Jak je vidět na obrázku 1.9 vstupní signál je tedy rozdělen frekvenčními filtry do určitých pásem (v tomto případě do dvou). Každé pásmo se komprimuje svým vlastním dílčím kompresorem nezávisle na sobě. Znamená to tedy, že N-pásmový

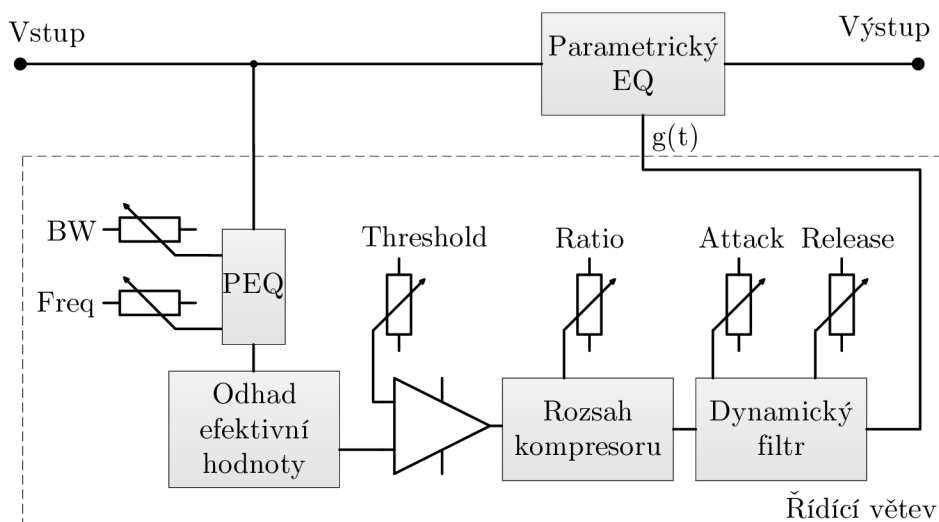
kompresor obsahuje N dílčích kompresorů a frekvenčních filtrů. Nutno podotknout, že každému dílčímu kompresoru můžeme nezávisle na sobě ovlivňovat parametry komprese.

Je evidentní, že pokud bychom mluvili o dvou pásmovém kompresoru dynamiky frekvenční filtry budou dva. První typu DP (dolní propust) a druhý HP (horní propust) s mezními kmitočty nastavenými tak, aby vstupní signál nijak neznehodnotili. Výstupní signál je sumou dílčích signálů [4].

1.4.4 De-esser

De-esser se řadí mezi tzv. *dynamické ekvalizéry*. Funkce dynamického ekvalizéru spočívá v dynamickém řízení zesílení/zeslabení parametrického ekvalizéru zařazeného v hlavní signálové cestě – viz obr. 1.10. Ovlivňuje tedy jen vybrané frekvenční pásmo vstupního signálu. Naproti tomu, ostatní uvedené dynamické procesory jsou založeny na řízení zisku celého frekvenčního pásma. Nejjednodušší dynamický ekvalizér využívá frekvenční filtr typu PEQ (parametrický ekvalizér – Parametric Equalizer) zařazený v řídicí větvi s volitelnými parametry Freq a BW. Řídicí větev je tedy citlivá jen na omezené pásmo kmitočtů.

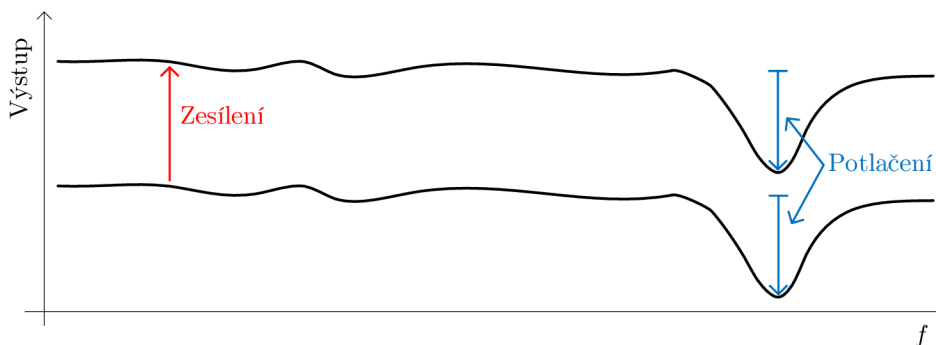
Parametrický ekvalizér zařazený v hlavní signálové cestě disponuje třemi nastavitelnými parametry – Gain, Freq a BW. Z toho parametry Freq a BW jsou přímo svázány s parametry PEQ. Gain parametrického ekvalizéru je dynamicky odvozován řídicí větvi.



Obr. 1.10: Blokové schéma jednoduchého dynamického ekvalizéru

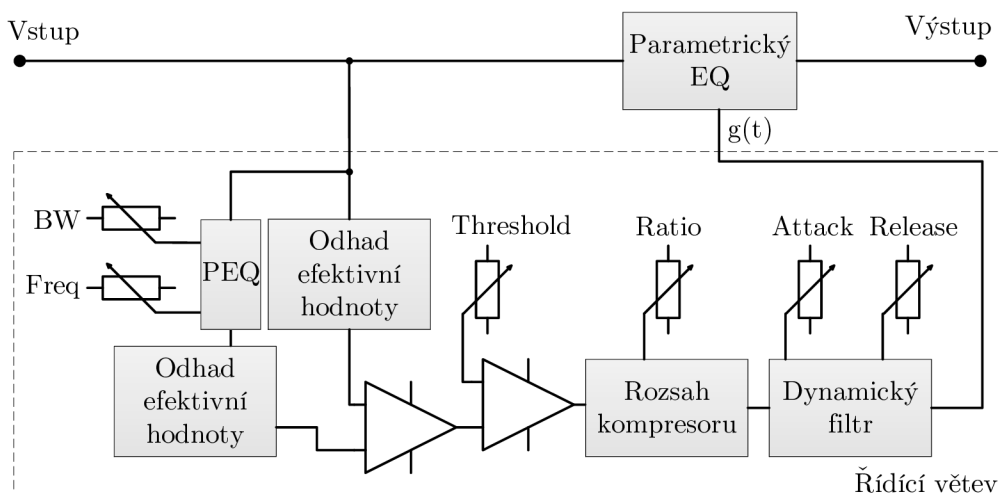
Speciální modifikací dynamického ekvalizéru je tzv. *de-esser*. Jak je vidět na obrázku 1.12, RMS hodnota vstupního signálu filtrovaného PEQ v řídicí větvi je

porovnávána s RMS hodnotou širokopásmového vstupního signálu.



Obr. 1.11: Názorné vyobrazení konstantního potlačení nastavené frekvence

Toto váhování signálu má za následek konstantní potlačení/zesílení nastavené frekvence nezávisle na amplitudě vstupního signálu – viz obr. 1.11.



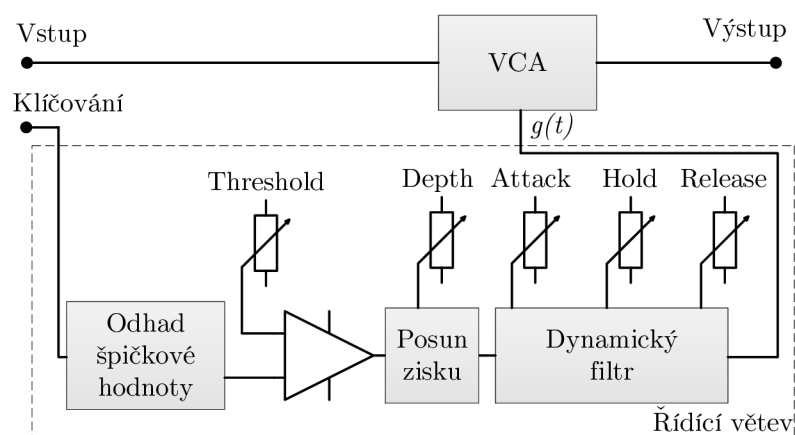
Obr. 1.12: Blokové schéma de-esseru

De-esser je v praxi využíván k potlačení nepříjemných frekvencí ve zpracovávaném zvukovém signálu. Typickým příkladem je potlačení zpěvákových sykavek [4].

1.4.5 Ducker

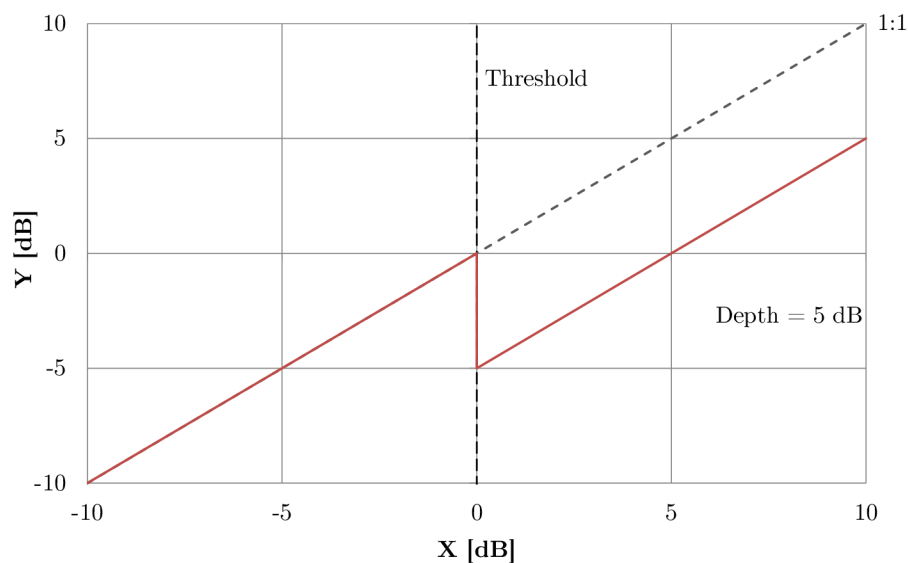
Dynamický procesor, který potlačuje procházející zvukový signál, přesáhne-li jeho velikost stanovenou prahovou úroveň (*threshold*) o určitou hodnotu (*depth*), se nazývá *ducker*. Nutno podotknout, že se *ducker* je založen na módu externího klíčování.

Klíčovací signál je přiveden na klíčovací vstup duckeru, označován *Key Input* nebo také *Side Chain*. Znamená to, že povel ke komprimaci zvukového signálu přivedeného na vstup duckeru dává externí signál. Vstupní signál je tedy komprimován až po té, co hodnota klíčovacího signálu dosáhne nastavené prahové úrovně sepnutí. Na obr. 1.13 můžeme vidět typickou strukturu duckeru.



Obr. 1.13: Blokové schéma duckeru

Na obrázku 1.14 můžeme vidět příklad stejnosměrné převodní charakteristiky dynamického procesoru typu *ducker*. Z toho obrázku je patrné, že v tomto případě je prahová úroveň sepnutí – *threshold* nastavena na hodnotu 0 dB a úroveň potlačení – *depth* je nastavena na hodnotu 5 dB.

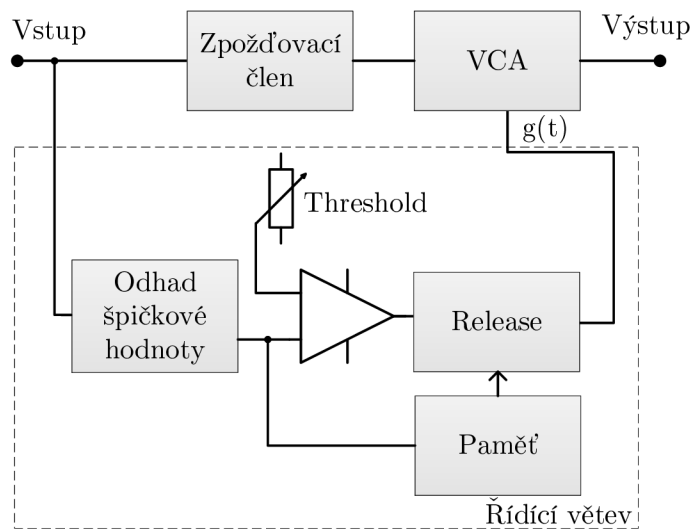


Obr. 1.14: Převodní charakteristika dyn. procesoru typu ducker

Typický příklad využití dynamického procesoru typu ducker je funkce *talkover* běžná na DJ mixážních pultech. Přehrávaný hudební signál se ztiší po té, co DJ začne mluvit do mikrofону. Rychlost s jakou se hudební signál ztlumí můžeme ovlivnit parametrem *attack*. Naopak, jak rychle se hudební signál obnoví do původní hlasitosti po odeznění klíčovacího signálu můžeme nastavit parametry *hold* a *release* [4], [1].

1.4.6 Limiter

Limiter je zvláštním případem kompresoru dynamiky. Rozdíl je v nastavení kompresního poměru. U limiteru je kompresní poměr nastaven na co největší hodnotu. V ideální případě takovou, aby zpracovávaný zvukový signál vůbec nepřesáhl stanovenou mez. Toto odpovídá kompresnímu poměru $\infty : 1$ (viz obr. 2.1). Rychlost sepnutí limiteru (*attack*) se volí co nejkratší, aby limiter potlačoval i rychlé změny zpracovávaného zvukového signálu. Toto může mít však za následek vznik nelineárního zkreslení, kdy limiter nedokáže zareagovat dostatečně rychle na změnu velikosti vstupního signálu. Je to způsobenou nenulovou reakční dobou řídicí větve limiteru. Tato nedokonalost se dá odstranit zpožděním hlavní signálové větve o dobu reakce větve řídicí, což je možné pouze digitálním zpracováním signálu. Byly proto vyvinuty limitery s vnitřní digitální strukturou. Takové to limitery nazýváme jako *Look-Ahead limitery* nebo-li *Limitery s nulovou reakční dobou*. Na obrázku 1.15 můžeme vidět typickou strukturu takového limiteru.

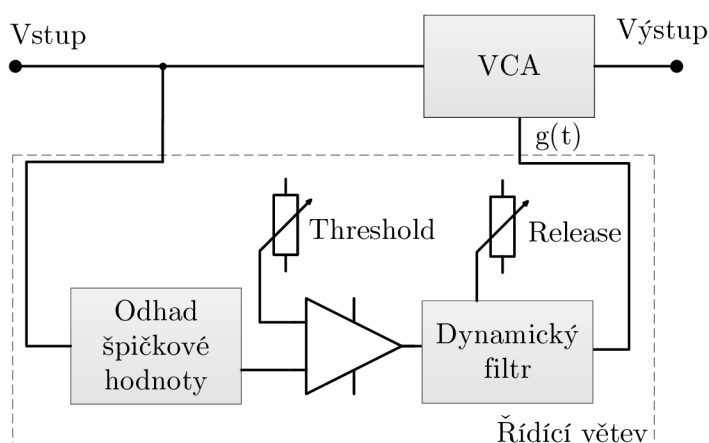


Obr. 1.15: Blokové schéma Look-Ahead limiteru

Look-Ahead limitery jsou také schopny, díky zabudovanému paměťovému bloku, do jisté míry předvídat změny vstupního signálu. Můžou tedy dynamicky měnit

rychlost vypuštění limiteru. To má za následek méně slyšitelnou limitaci vstupního signálu. V praxi je velmi důležité, kromě správného nastavení parametru *threshold* limiteru, vhodně nastavit i dobu jeho vypuštění – *release*. Může se totiž stát, že limiter nám bude ovlivňovat i signál, který už potlačovat nechceme. Tato situace může nastat při nastavení dlouhé doby vypuštění limiteru.

Na obrázku 1.16 můžeme vidět typickou strukturu analogového limiteru. Po všimněme si, že se využívá odhad špičkové hodnoty signálu, což je další odlišnost od kompresoru dynamiky.



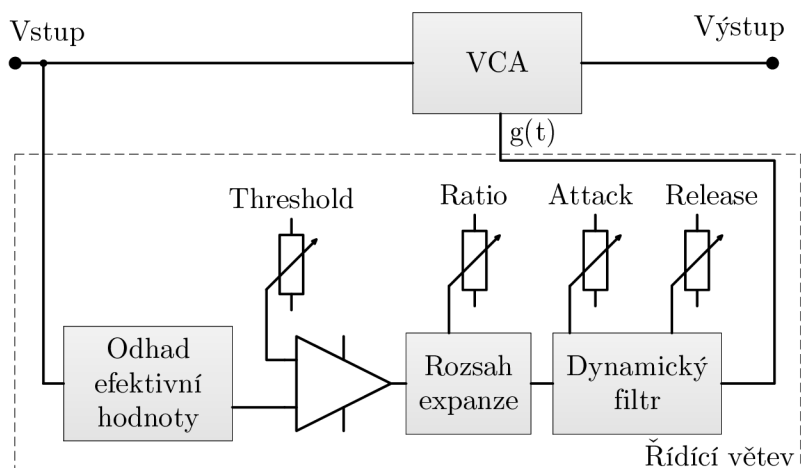
Obr. 1.16: Blokové schéma limiteru

Obvykle má limiter funkci ochrany proti přebuzení vstupů zařízení připojených dále v řetězci např. koncových zesilovačů, jako ochrana zvukového systému před *tranzienty* (rychlé změny v hudebním signálu), které by mohly vést ke zničení reproduktorů. Typická situace vzniku tranzientů je například upuštění mikrofону na zem což vygeneruje skokovou změnu signálu nebo také vyzkratování některého vstupu například vytažením konektoru ze vstupní zdířky [4].

1.4.7 Expandér

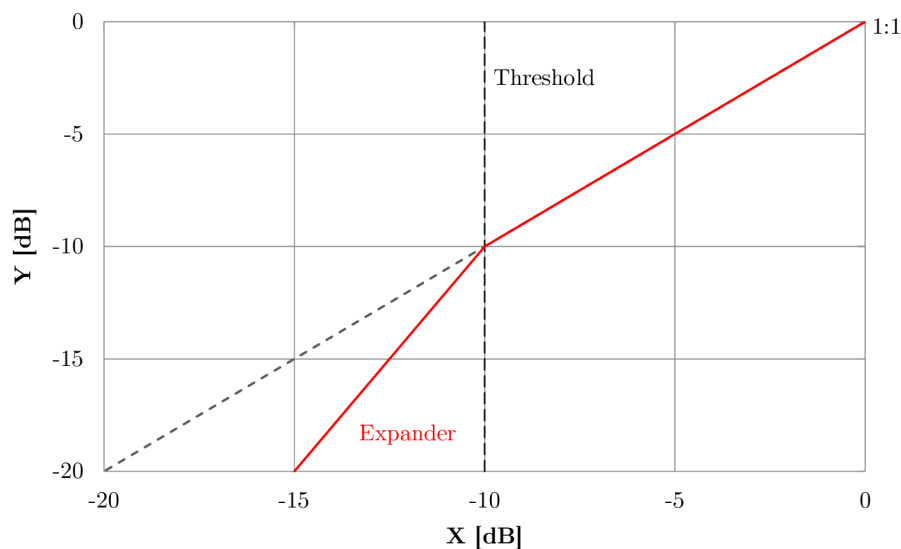
Přesným opakem (svou funkcí) kompresoru dynamiky je *expandér* dynamiky. Znamená to, že pomocí tohoto typu dynamického procesoru jsme schopni vstupnímu signálu zvýšit dynamický rozsah. Jak je vidět na obr. 1.17 expandér má prakticky stejnou vnitřní strukturu jako kompresor dynamiky. Rozdíl je však v tom, jaká část vstupního signálu se vyhodnocuje a následně odvozuje zesilovací činitel $g(t)$ pro VCA. Expandér, narozdíl od kompresoru dynamiky upravuje zesílení vstupního signálu **pod** nastavenou prahovou úrovní. Přesněji řečeno vstupní signál pod nastavenou prahovou úrovní zeslabuje čím se přirozeně dynamický rozsah zvětšuje.

Děje se tomu stejně jako u kompresoru jistou mírou, kterou nazýváme jakou poměr expanze. V profesionálních aplikacích je nazývána (stejně jako u kompresoru dynamiky) *Ratio*.



Obr. 1.17: Blokové schéma expandéru

Na obr. 1.18 můžeme vidět příklad ss převodní charakteristiky expandéru. Všimněme si, že zvětšení dynamického rozsahu vstupního signálu se opravdu děje jeho zeslabení pod stanovenou prahovou úrovní. Rozsah 5 dB vstupního signálu je roztažen na rozsah 10 dB na výstupu. V tomto případě je *threshold* nastaven na hodnotu -10 dB a *ratio* je 2:1.



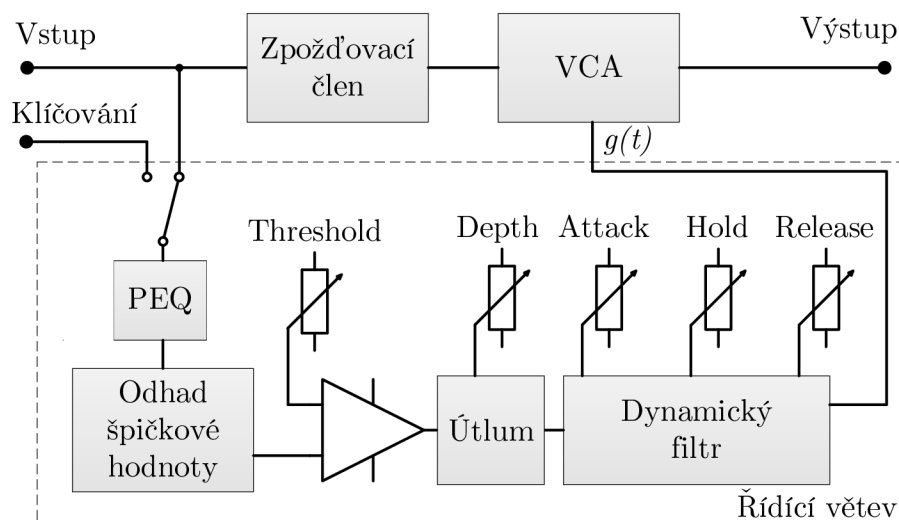
Obr. 1.18: Převodní charakteristika expandéru

Expander se v praxi využívá například pro ztišení šumu pozadí v tichých vokálových pásáží [4], [1].

1.4.8 Šumová brána

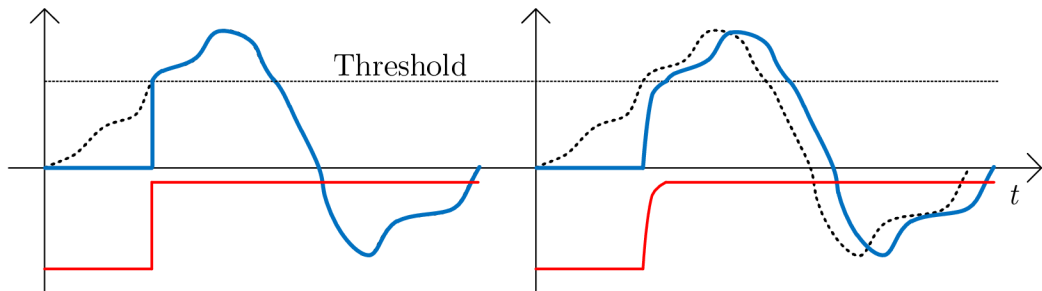
Šumová brána, v praxi označována spíše jako (*noise*) *gate*, je typ dynamického procesoru, který svým způsobem kombinuje vlastnosti expandéru, limiteru a duckeru. Podobně jako expandér, šumová brána zeslabuje signál pod stanovenou prahovou úrovní. Narozdíl od expandéru je *ratio* nastaveno na fixní hodnotu $\infty : 1$. Je žádoucí, aby šumová brána reagovala i na velmi rychlé změny ve velikosti vstupního signálu. Tuto vlastnost má totožnou s limiterem. S dynamickým procesorem typu ducker má společný parametr *depth*, kterým ovlivňujeme hodnotu útlumu signálu.

Téměř všechny profesionální šumové brány mají v řídicí sekci implementovaný PEQ, který nám umožňuje šumovou bránu frekvenčně klíčovat a také možnost externího klíčování.



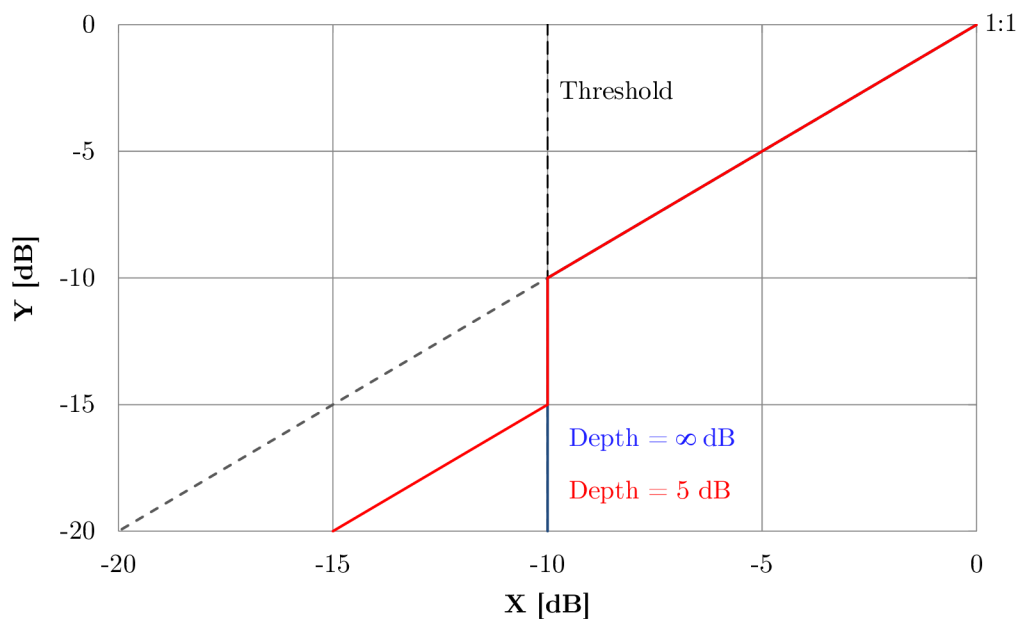
Obr. 1.19: Blokové schéma Look-Ahead šumové brány

Na obr. 1.19 můžeme vidět strukturu digitální šumové brány se zpožďovanou hlavní signálovou větví. Tato struktura byla vyvinuta kvůli omezení nelineárního zkreslení výstupního signálu. Hlavní signálová cesta je zpožďována o dobu reakce větve řídicí. Výsledkem je schopnost šumové brány reagovat na změny ve velikosti signálu s předstihem. To má za následek zaoblení hrany výstupního signálu při rychlém připojení signálu na výstup. Na obrázku 1.20 můžeme vidět naznačení toho co se děje v šumových branách typu Look-Ahead (pravá část obrázku). Modrá křivka znázorňuje signál na výstupu šumové brány. Přerušovaná křivka vyobrazuje signál vstupní a tedy i zároveň signál, který zpracovává řídicí větev. Červená křivka znázorňuje průběh zesilovací činitele g v čase, tedy funkci $g(t)$.



Obr. 1.20: Obálka gate

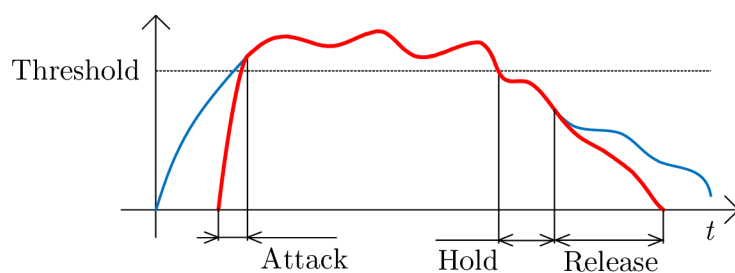
Na obrázku 1.21 můžeme vidět ss převodní charakteristiku šumové brány. V tomto případě je threshold roven hodnotě -10 dB. Všimněme si vyobrazených dvou křivek. Červená znázorňuje převodní charakteristiku šumové brány při nastavení parametru *depth* na hodnotu 5 dB. Znamená to, že všechny signály, jejichž hodnota nepřesáhne -10 dB budou utlumeny o 5 dB. Modrá křivka vyobrazuje stav, kdy $depth = \infty$. V tomto případě všechny signály, jejichž hodnota nepřesáhne -10 dB se na výstupu neobjeví vůbec.



Obr. 1.21: Převodní charakteristika šumové brány

Jak už bylo naznačeno šumová brána složí k potlačení signálů pod stanovenou prahovou úrovní. Tuto úroveň stanovíme parametrem *threshold*. Jak rychle se signál objeví na výstupu šumové brány při překročení prahové úrovně určujeme pomocí parametru *attack*. Rychlost utlumení signálu, v případě že jeho hodnota klesne pod stanovenou prahovou úroveň, nastavujeme pomocí parametrů *hold* a *release*. Parametrem *hold* určujeme jak dlouho šumová brána doslova přidržuje signál beze

změny. Následuje fáze *release*, kterou určujeme jak rychle je signál opět utlumen viz obr. 1.22.



Obr. 1.22: Vyobrazení časových konstant šumové brány, červená křivka = výstupní signál, modrá = vstupní

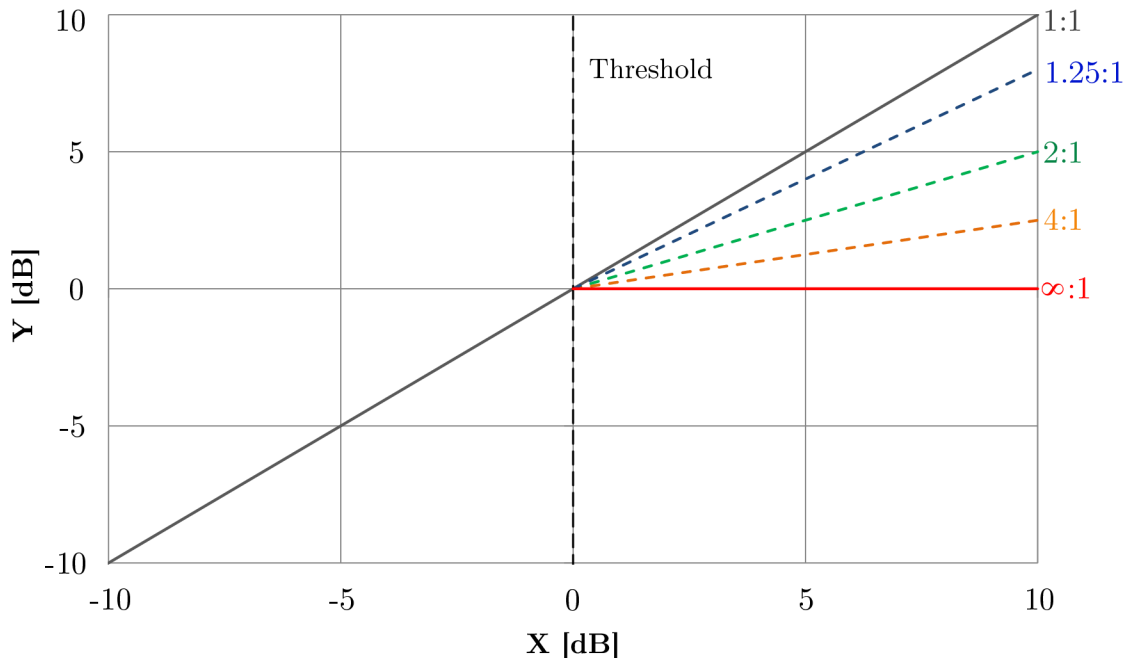
Šumové brány se při živém ozvučování využívají například k odstranění přeslechů mezi jednotlivými mikrofony, které jsou umístěny blízko sebe. Typický příklad je ozvučování bicí soupravy. Mohou se také využívat k odstranění šumu (brumu), ale také pro odstranění dozvuků [4], [1].

2 PARAMETRY KOMPRESORŮ

2.1 Prahová úroveň a kompresní poměr

Dva nejdůležitější parametry jsou *prahová úroveň* (*threshold*) sepnutí kompresoru a *kompresní poměr* (*ration*), s kterým kompresor zpracováváný signál komprimuje. Pokud bychom měli *threshold* kompresoru nastavený na 0 dB (viz obr. 2.1) znamená to, že signál, jehož RMS hodnota nepřesáhne 0 dB, zůstane kompresorem neovlivněn a nedojde k žádné kompresi dynamiky. V případě, že RMS hodnota procházejícího signálu přesáhne hodnotu 0 dB, kompresor začne redukovat dynamický rozsah signálu nastaveným kompresním poměrem. Pro názornost, pokud bychom komprimovali zvukový signál v kompresním poměru 2:1 (viz obr. 2.1) znamená to, že v případě sepnutí kompresoru, každý přírůstek signálu o velikosti 2 dB je zredukován na 1 dB. Pokud by byl *kompresní poměr* nastaven na hodnotu 1:1 dynamika procházejícího signálu nebude nijak ovlivněna. Tímto kontrolovaným zeslabováním se děje redukce dynamiky procházejícího signálu.

Obecně lze *prahovou úroveň* (*threshold*) sepnutí kompresoru nastavovat v rozsahu -40 dBu až +20 dBu, *kompresní poměr* (*ration*) od 1:1 až $\infty : 1$. [4],[1]



Obr. 2.1: Převodní charakteristika kompresoru

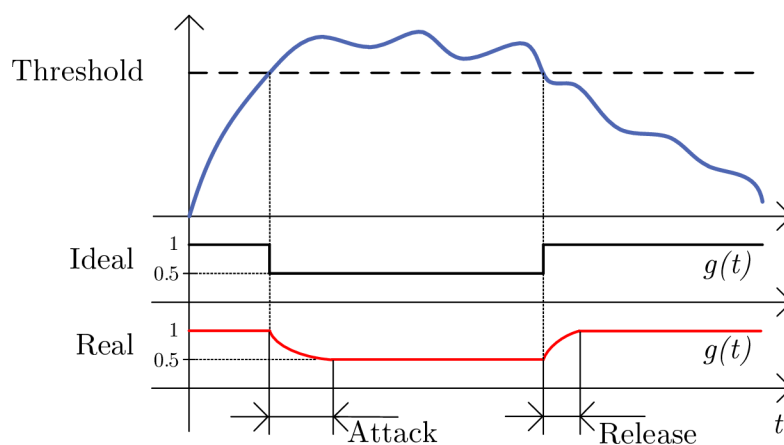
2.2 Zesílení

Jelikož se snížení dynamického rozsahu děje kontrolovaným zeslabováním vstupního signálu, přesáhne-li jeho velikost prahovou úroveň, je třeba výstupní signál opětovně zesílit. K tomu slouží parametr *make-up*, označovaný také někdy jako *output*. Velikost zesílení je na většině profesionálních zařízeních regulovatelná od ± 12 dB, s aretovanou polohou 0 dB.[4]

2.3 Rychlost náběhu/vypuštění

Rychlost odezvy s jakou kompresor začne ovlivňovat procházející zvukový signál, v případě že jeho velikost přesáhne nastavenou prahovou úroveň se nazývá *rychlost náběhu* (*attack time*) (viz obr. 2.2). Tento parametr je ve většině případů ovlivnitelný uživatelem. Jeho rozsah nastavení se pohybuje obvykle v rozmezí 25 – 500 ms.

Pokud hodnota již komprimovaného signálu klesne pod stanovenou spouštěcí úroveň, kompresoru trvá jistou dobu než signál přestane komprimovat. Tato doba se nazývá *rychlost vypuštění* (*release time*) (viz obr. 2.2). Typicky je definována integračním RC článkem. Má tedy logaritmický průběh. Její hodnota bývá nastavitelná v rozsahu 25 ms – 2 s.[4]

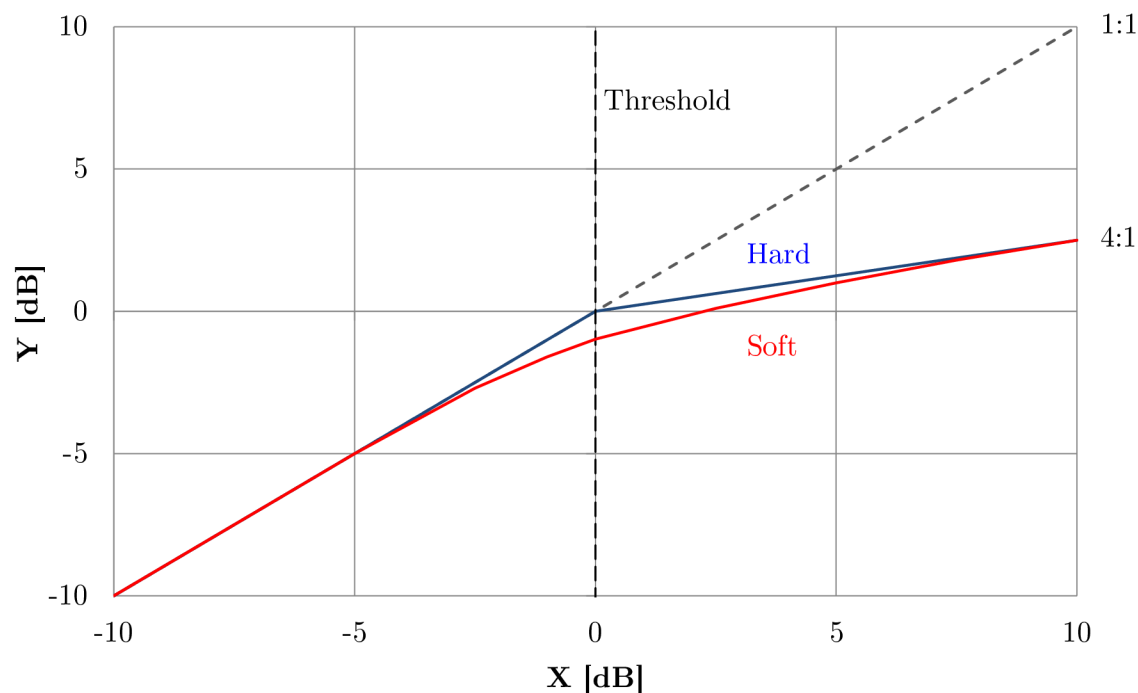


Obr. 2.2: Vyobrazení časových konstant kompresoru

Jak můžeme vidět na obrázku č. 2.2, pokud bychom nastavili rychlost náběhu a vypuštění na nekonečně malou hodnotu, vypadal by průběh zesílení, odvozený řídicí větví kompresoru, podobně jako černá křivka – *ideal*. Nekonečně krátká odezva kompresoru není jednak technologicky možná, ale také by to nebylo přínosné. Naopak červená křivka – *real* zobrazuje zjednodušený průběh zesílení odvozený řídicí větví kompresoru.

2.4 Kleno

Přepínání funkce *Knee* (doslovný překlad: kleno) má za následek různé chování kompresoru v oblasti nastavené prahové úrovně. U většiny profesionálních kompresorů lze přepínat tuto funkci do dvou stavů – *hard/soft*. Jak můžeme vidět na obrázku č. 2.3, při přepnutí kompresoru do módu *soft knee* se bod prahové úrovně o několik dB sníží. To má za následek pozvolnou kompresi, která je mnohem méně slyšitelná než kdybychom komprimovali v módu *hard knee* [4].



Obr. 2.3: Převodní charakteristika kompresoru hard/soft knee

3 JEDNOTLIVÉ TOPOLOGIE KOMPRESORŮ

3.1 Opto kompresor

Opto kompresor je ve většině případů realizován pomocí elektronek, avšak jádrem komprese je osvětlování jednoho nebo více fotorezistorů světelným zdrojem, který emituje světlo v závislosti na velikosti řídicího napětí. Fotorezistor s rostoucí světelnou expozicí zmenšuje svůj odpor. Je zapojen jako odporový dělič (prakticky na začátku zapojení), který zodpovídá za zesílení nebo spíše za zeslabení zpracovávaného signálu. Původně se k osvětlení používaly žárovky, nyní se používají elektroluminiscenční články nebo LED diody. Takovýto druh kompresoru má velmi zvláštní a ojedinělou časovou závislost (je způsobená nelineární závislostí vodivosti fotorezistoru na jeho osvětlení). Například u typického zástupce opto kompresorů LA – 2A od firmy Teletronix se udává rychlost náběhu cca. 10 ms. Doba vypuštění je složena ze dvou fází. První fáze trvá cca. 60 ms, druhá od 50 ms do 5 sekund [3], [7].



Obr. 3.1: Opto kompresor LA-2A od firmy Teletronix, převzato z [3].

3.2 Vari-Mu kompresor

Vari-Mu je asi nejstarší topologií analogových kompresorů dynamiky. Základní prvky této topologie jsou jen určité elektronky, kterým lze změnou mřížkového předpětí měnit jejich zesílení. V zásadě toto lze realizovat s jakoukoliv elektronkou, avšak ve většině případů je jejich lineární oblast závislosti změny mřížkového předpětí na zesílení tak malá, že praktické využití je vyloučeno. Nejčastěji se v těchto konstrukcích používala elektronka 6386. Typickým představitelem těchto kompresorů je slavný Fairchild 660/670 [7].

3.3 FET kompresor

Hlavní součástí této topologie, jak už název sám o sobě napovídá, je polem řízený FET tranzistor. Díky svým vlastnostem může být v jisté části své charakteristiky využit jako napětím řízený rezistor. Bohužel toto funguje jen v malém rozsahu napětí. FET kompresory umožňují nastavení velmi krátkého času náběhu. Nejznámějším představitelem této topologie je jistě kompresor dynamiky UREI 1176LN [7].



Obr. 3.2: FET kompresor UREI 1176LN, převzato z [8].

3.4 VCA kompresory

Topologie VCA je nyní nejmodernější a nejpoužívanější topologie analogových kompresorů. Jejím srdcem je VCA – (napětím řízený zesilovač – *Voltage Controlled Amplifier*). Tato topologie byla blíže popsána v kapitole 1.1. Typickým představitelem této topologie je dynamický kompresor DBX 166xl [7].



Obr. 3.3: VCA kompresor DBX 166xl, převzato z [9].

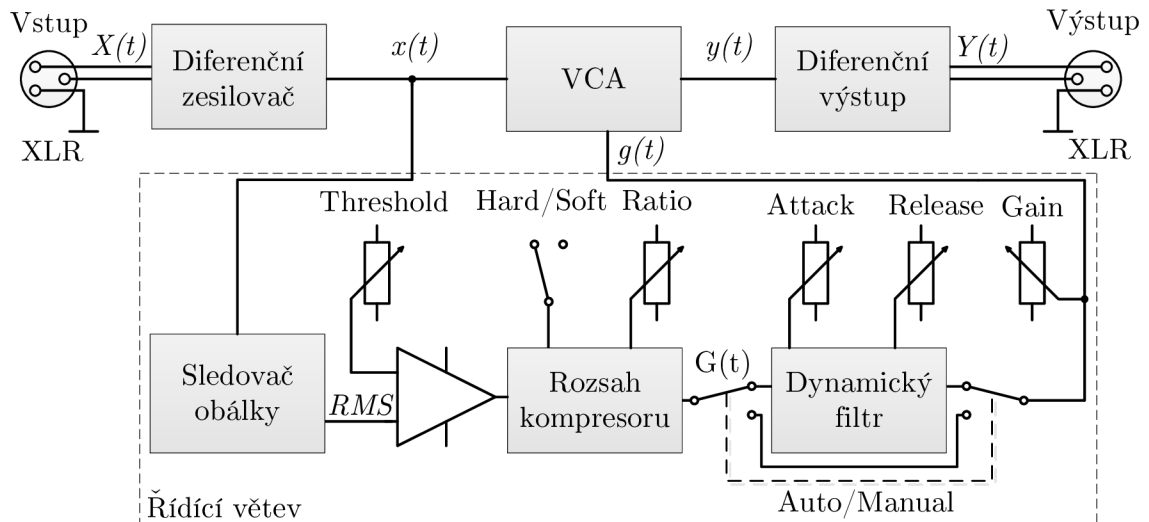
4 ANALÝZA ZNÁMÉHO KOMPRESORU DYNAMIKY

V této kapitole bude analyzováno schéma zapojení kompresoru dynamiky. Zapojení bude rozděleno na dílčí funkční bloky, které byly popsány v teoretické části práce viz kapitola 1.1 a 1.4.1. Schéma kompresoru dynamiky bylo inspirováno aplikačními listy firmy THAT Corporation [10], která se specializuje na výrobu integrovaných obvodu pro zpracování zvukového signálu. Kompletní schéma analyzovaného zapojení je uvedeno v příloze A.1.

4.1 Blokové schéma analyzovaného kompresoru dynamiky

Na obrázku 4.1 je vyobrazeno blokové schéma kompresoru dynamiky, který bude v podkapitolách níže analyzován blok po bloku, kde:

- $X(t)/Y(t)$ je vstupní/výstupní symetrický signál,
- $x(t)/y(t)$ je vstupní/výstupní nesymetrický signál,
- RMS je odhad efektivní hodnoty $x(t)$,
- $G(t)$ je funkce zesilovacího činitele před úpravou dynamickým filtrem,
- $g(t)$ je funkce zesilovacího činitele po úpravě dynamickým filtrem.



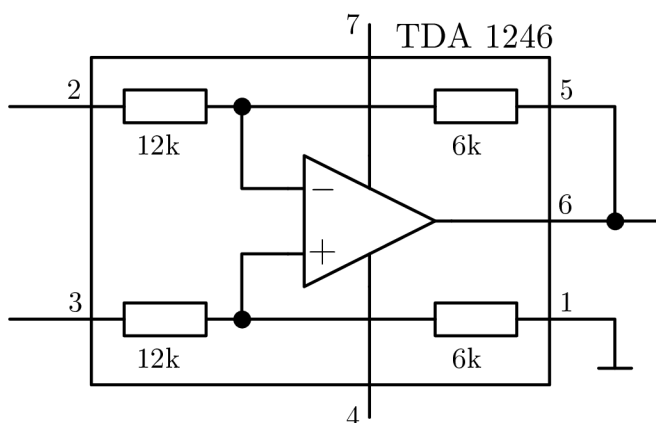
Obr. 4.1: Blokové schéma analyzovaného kompresoru

Jak je evidentní z blokového schématu analyzovaný kompresor je plně nastavitelný. Disponuje dokonce i přepínačem funkce *hard/soft knee* a přepínačem manuálního/automatického nastavení časových konstant kompresoru.

4.2 Dílčí bloky kompresoru dynamiky

4.2.1 Diferenční vstup

V praxi je velice výhodné využít k vedení užitečného signálu tzv. symetrické vedení. Znamená to, že signál je veden kabelem s dvěma vodiči a spleteným stíněním. Po páru vodičů je veden signál užitečný, v každém vodiči totožný, ale fázově posunutý o 180° . Stínění je připojeno na zem. Abychom zpracovali takovýto signál musíme využít tzv. diferenčního zesilovače, který zesiluje rozdíl mezi vstupy. Výstupem je poté signál nesymetrický zesílený o 6 dB než signál vstupní. Velká výhoda symetrického vedení signálu spočívá v odolnosti proti rušení. Je evidentní, že v případě naindukování malé změny napětí na signálové vodiče např. vysokofrekvenční rušení, objeví se na obou vodičích stejnou mírou a po zpracování takového signálu diferenčním zesilovačem dojde k odečtení rušení od užitečného signálu.



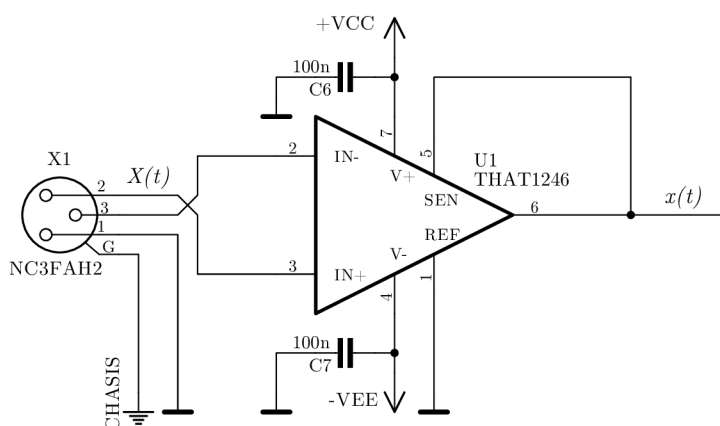
Obr. 4.2: Vnitřní struktura integrovaného obvodu THAT 1246, převzato z [11].

Jeden z komerčně dostupných diferenčních zesilovačů je integrovaný obvod 1246 od firmy THAT. Na obr. 4.2 můžeme vidět jeho vnitřní strukturu. Je patrné, že tento obvod zeslabuje výstupní signál o 6 dB.

Zde je přehled některých důležitých parametrů IO THAT 1246, kterých je parné, že jde o velmi kvalitní integrovaný obvod [11]:

- Vstupní impedance $24 \text{ k}\Omega$
- Tranzitní kmitočet $> 8.6 \text{ MHz}$
- Rychlost přeběhu $12 \text{ V}/\mu\text{s}$
- THD 0.0006%
- Odstup signálu od šumu -104 dB
- Příkon 2 mA
- Maximální napájecí napětí $\pm 20 \text{ V}$

Reálné zapojení obvodu THAT 1246 je velice jednoduché viz obr. 4.3. Součástka X1 představuje XLR konektor, sloužící pro připojení signálu. Kondenzátory C6, C7 slouží pouze pro blokaci případných vysokofrekvenčních složek na napájecím napětí a umísťují se co nejbližší obvodu.



Obr. 4.3: Schéma zapojení integrovaného obvodu THAT 1246

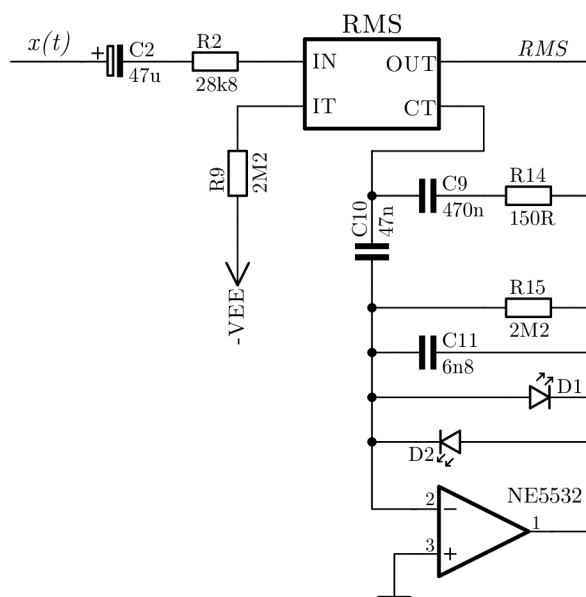
4.2.2 Sledovač obálky

Blok sledovače obálky je realizován pomocí části obvodu THAT 4301. Výstupem tohoto obvodu je odhad efektivní hodnoty vstupního signálu $x(t)$, který je nutný k odvození zesilovacího činitele pro VCA.

Na obr. 4.4 je uvedeno schéma zapojení RMS detektoru. Vstup detektoru je označen jako IN. Vstupní signál $x(t)$ je k tomuto pinu připojen přes kondenzátor C2, který slouží jako blokace stejnosměrného napětí a rezistor R2 jenž má funkci převodníku napětí na proud. Rezistor R9 připojený mezi pin IT a záporné napájecí napětí (-VEE) definuje proud, který se poté zrcadlí se zesílením cca. 1.1 na pin CT. Pin CT slouží pro připojení kapacity definující časovou závislost RMS detektoru. K odečítání plovoucího odhadu RMS hodnoty vstupního napětí složí pin označený jako OUT.

Jak již bylo zmíněno rezistor R9 definuje proud, který se se zesílením cca. 1.1 zrcadlí na pin CT. Napětí na pinu IT je prakticky 0 V. Pomocí Ohmova zákona můžeme vypočítat proud tekoucí rezistorem R9.

$$U = R \cdot I \Rightarrow I_{R9} = \frac{V_{EE}}{R_9} = \frac{-15}{2200000} = -6.8 \mu\text{A} \quad (4.1)$$



Obr. 4.4: Schéma zapojení integrovaného obvodu THAT 4301 – blok RMS odhadu

Proud, který je zrcadlen na pin CT má tedy velikost:

$$I_{CT} = 1.1 \cdot I_{R9} = 1.1 \cdot (-6.8) \cdot 10^{-6} = -7.48 \mu\text{A} \quad (4.2)$$

U jednopásmového kompresoru dynamiky jako je tento uvažovaný, je nutné vytvořit kompromis mezi rychlou reakční dobou kompresoru a nízkým zkreslení nízkofrekvenčních signálů. Toho lze dosáhnout pomocí tzv. NLC (nelineární kapacita – *Non-Linear Capacitor*) obvodu. V našem případě kombinace součástek připojená na pin CT právě takovýto NLC obvod vytváří. Pro signály o nízkých amplitudách nebo signály bez rychlých změn velikosti amplitudy se NLC obvod navenek tváří jako kondenzátor o velké velikosti. Naproti tomu pro signály s rychlými změnami ve velikosti amplitudy se jeví jako kapacita o hodnotě malé.

Kondenzátor C10, který můžeme vidět na obr. 4.4, je připojen k virtuální zemi integrovaného obvodu NE5532. Zesílení toho IO je nastaveno pomocí kondenzátorů C10 a C11. V případě, že napětí na výstupu IO nepřesáhne prahové napětí diod, což by mělo za následek jejich sepnutí, dochází k tzv. Millerovu jevu. Tento jev má za následek vytvoření imaginární kapacity o větší hodnotě než je ve skutečnosti kapacita připojená ve zpětné vazbě obvodu.

V zapojení jsem použil zelené LED diody, které mají prahové napětí $V_F = 1.8 \text{ V}$. Máme tedy na mysli signály jejichž velikost nepřesáhne zmíněných 1.8 V. Obvod NLC se jeví jako kondenzátor o velikosti daný vztahem:

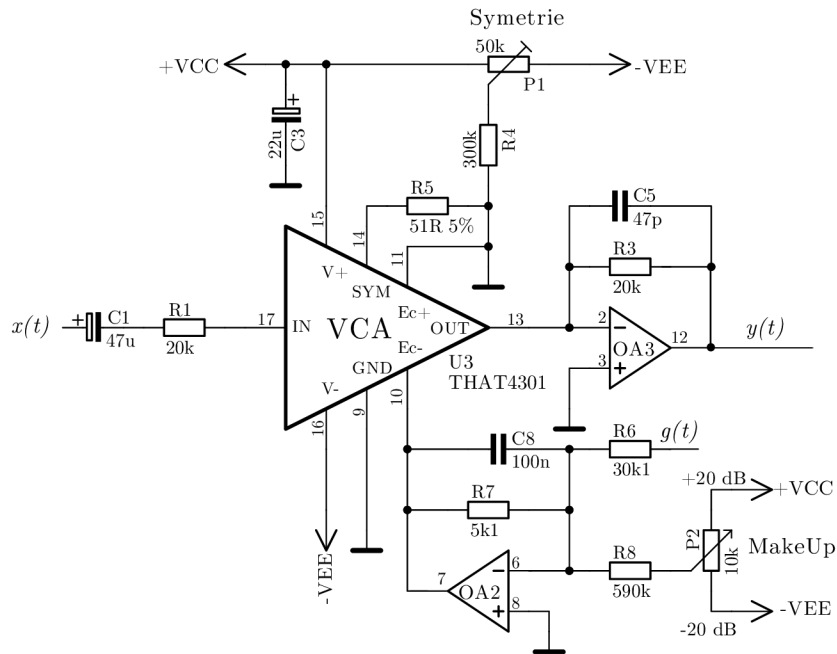
$$C = C_{10} + C_9 \cdot \left(1 + \frac{C_{10}}{C_{11}}\right) = 47 \text{ n} + 470 \text{ n} \cdot \left(1 + \frac{47 \text{ n}}{6.8 \text{ n}}\right) = 4 \mu\text{F} \quad (4.3)$$

V případě, že napětí na výstupu IO přesáhne prahové napětí diod, je invertující vstup s výstup IO přes LED diody zkratován. Nedojde tedy k Millerově jevu. Obvod se poté jeví jako kondenzátor o velikosti daný vztahem:

$$C = C_{10} + C_9 = 47 \text{ n} + 470 \text{ n} = 517 \text{ nF} \quad (4.4)$$

4.2.3 VCA

Napětím řízený zesilovač je srdcem analyzovaného kompresoru dynamiky. Pomocí toho bloku se upravuje dynamika vstupního signálu. Tento blok je realizován pomocí části integrovaného obvodu THAT 4301. Schéma zapojení tohoto bloku můžeme vidět na obr. 4.5.



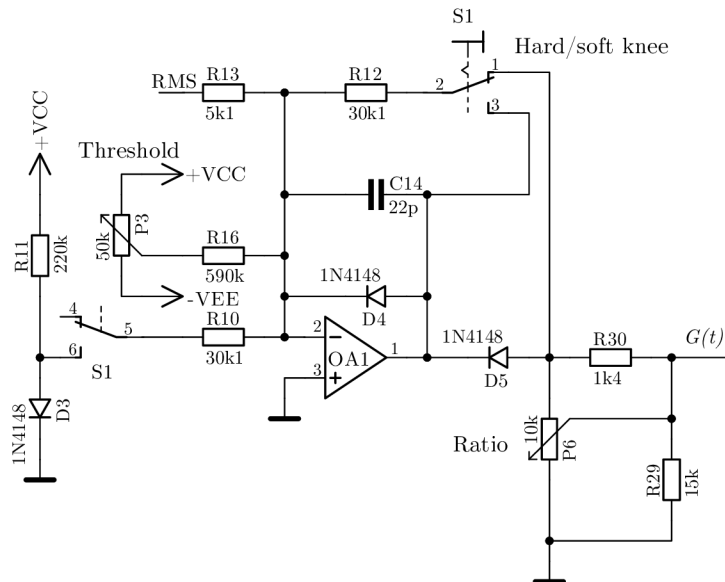
Obr. 4.5: Schéma zapojení integrovaného obvodu THAT 4301

Vstupní signál $x(t)$ je ke vstupu VCA připojen pomocí součástek $C1$ a $R1$. Kondenzátor $C1$ slouží pouze jako blokáce stejnosměrného napětí. Jelikož vstup VCA je vstupem proudovým rezistor $R1$ převádí vstupní signál $x(t)$ na proud. Výstup VCA je rovněž proudový. Pro zpětný převod na napětí je zde zařazen operační zesilovač OA3. Řídící napětí VCA je přiváděno na pin EC- a je před zpracováváno operačním zesilovačem OA2. Tento integrovaný obvod je zapojen jako invertující zesilovač. Jeho zesílení je nastavováno pomocí rezistorů $R7$ a $R6$. Na jeden vývod $R6$ je přiváděno funkce zesilovacího činitele $g(t)$. Potenciometrem P2 je nastavován parametr kompresoru Make-Up v rozsahu hodnot ± 20 dB, který by blíže popsán v kapitole 2.2. V podstatě je funkce zesilovacího činitele $g(t)$ superponována na stejnosměrné

napětí. Trimr P1 složí pro nastavení pracovního bodu VCA. Kondenzátor C3 má funkci lokálního zdroje energie, který kompenzuje lehké výkyvy v odběru proudu VCA. Je vhodné umístit ho co nejbližší VCA.

4.2.4 Rozsah kompresoru

Tento blok je v blokovém schématu označen jako blok rozsah kompresoru. Navazuje přímo na blok sledovače obálky. Realizuje dva z nejdůležitějších parametrů kompresoru dynamiky. Parametr threshold (nastavení prahové úrovně sepnutí kompresoru) a ratio (kompresní poměr). V tomto bloku je také realizováno přepínání funkce hard/soft knee, která je blíže popsána v kapitole 2.4. Na obrázku 4.6 můžeme vidět samotnou realizaci tohoto bloku.



Obr. 4.6: Schéma zapojení integrovaného obvodu THAT 4301 – blok výpočtu zesílení

Tento blok kompresoru dynamiky je postaven na jednoduchém zapojení operačního zesilovače, který je zapojen jako invertující zesilovač. Jeho zesílení je nastaveno rezistory R12 a R13. Jeden vývod rezistoru R13 složí jako vstup tohoto zesilovače a navazuje přímo na výstup RMS detektoru. Potenciometrem P3 a rezistorem R16 je realizován parametr threshold. Jde prakticky jen o stejnosměrné posunutí vstupního signálu. Funkce hard knee je aktivní v propojení kontaktů 2,1 a 4,5 přepínače S1. Charakteristika je realizována pomocí diod D4 a D5, které jsou zařazeny ve zpětnovazební větvi zesilovače OA1. Operační zesilovač OA1 díky svým vlastnostem potlačí nedokonalost tvaru volt–ampérové charakteristiky diod. Vytvoří tak dokonale ostré rozhraní. Tohoto zapojení se využívá i v zapojeních typu okrajovač signálu nebo velmi přesných usměrňovačů.

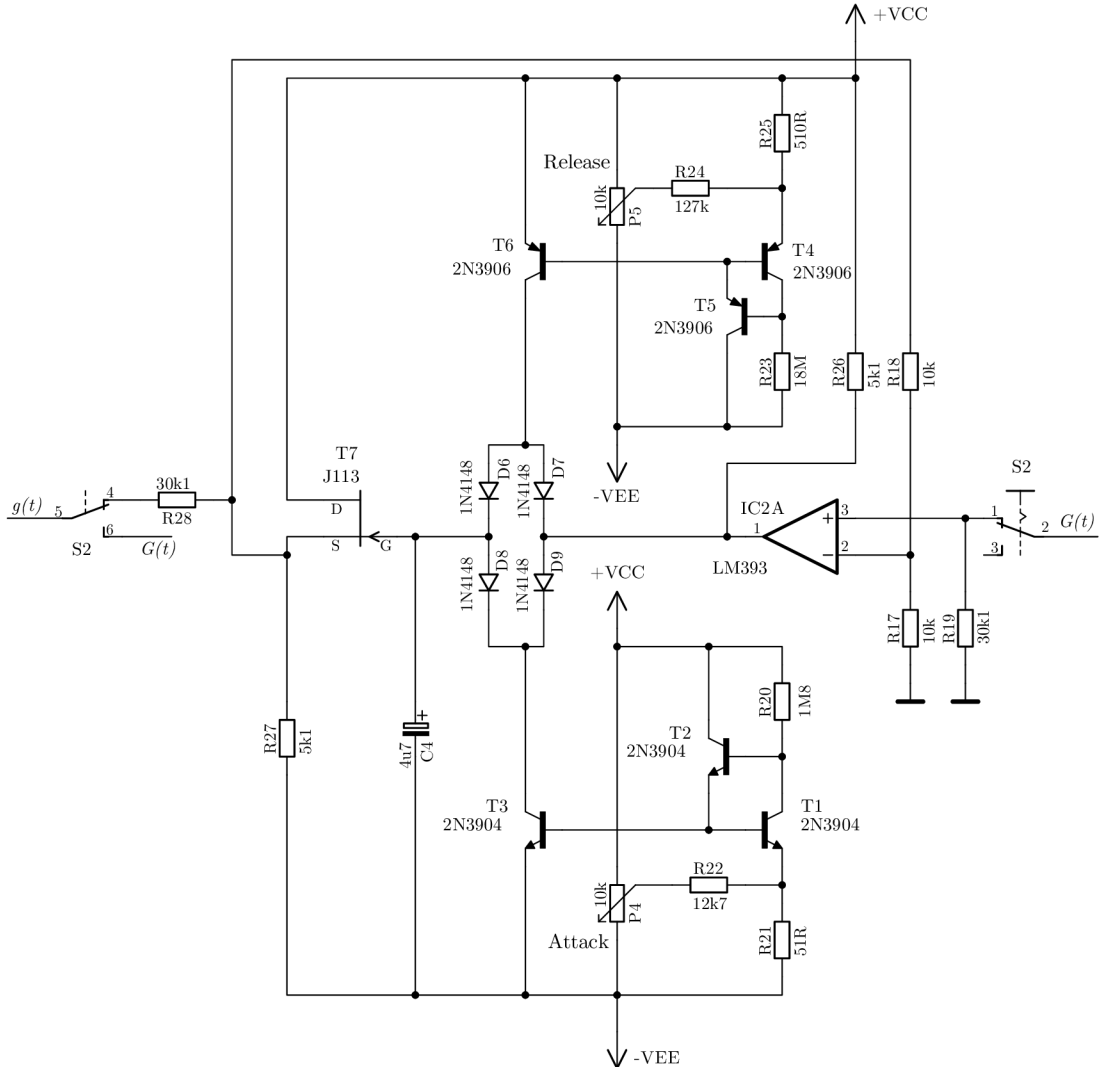
V druhé poloze přepínače S1 je aktivována funkce soft knee. Dioda D5 je vyřazena ze zpětnovazební větve operačního zesilovače OA1. Na vstup zesilovač je vnuceno předpětí o hodnotě cca. 0.6 V, zdrojem referenčního napětí tvořený kombinací součástek R11 a D3. Toto napětí kompenzuje prahové napětí diody D5. Stále ovšem charakteristika na výstupu operačního zesilovače OA1 má ostré rozhraní, jelikož je stále ve zpětnovazební větvi zařazena dioda D4. Tuto charakteristiku kompenzuje dioda D5, která díky své jedinečné charakteristice zavede do tvaru charakteristiky jakousi postupnou náběžnou hranu.

Parametr ratio je tvořen kombinací potenciometru P6 a rezistorů R30 a R29. Je evidentní, že toto uspořádání součástek tvoří pouze modifikovaný odporový dělič s logaritmickým průběhem.

4.2.5 Dynamický filtr

Analyzované schéma zapojení kompresoru dynamiky má možnost volby přepínání automatického nebo manuálního nastavení časových konstant. Konkrétně nastavení rychlosti náběhu (attack time) a rychlost vypuštění (release time). Tato funkce je volena přepínačem S2, kdy v poloze automatického nastavení časových konstant není blok dynamického filtru zapojen v řetězci. Na obrázku 4.7 můžeme vidět schéma zapojení bloku dynamického filtru. Integrovaný obvod IC2A je zapojen jako neinvertující zesilovač, který porovnává signál přivedený z předchozího bloku rozsahu kompresoru a zpětnovazební signál odečítaný z rezistoru R27, přes odporový dělič R17, R18. Rezistorem R27 je nastaven pracovní bod JFETu T7, který je zapojen jako emitorový sledovač. Tvoří tedy jakýsi buffer napětí vznikajícího na kondenzátoru C4. Tento kondenzátor je nabíjen/vybíjen přes zdroje konstantního proudu. Skupina součástek T1, T2, T3, R20, R22, R21, P4 tvoří zdroj nastavitelného konstantního proudu pro fázi attack. Skupina součástek T4, T5, T6, R23, R24, R25, P5 tvoří zdroj nastavitelného konstantního proudu pro fázi release. Velikost proudu je nastavována potenciometrem P4 a P5 a tím pádem rychlost náběhu a vypuštění kompresoru. Diody D6, D7, D8, D9 tvoří jakýsi můstek, kterým oddělujeme jednotlivé fáze nabíjení a vybíjení kondenzátoru C4. Toto překlápění fází řídí dříve zmíněný IO IC2A, který mezi diody D7 a D9 vnucuje jisté napětí. Pokud má toto napětí kladný potenciál vzhledem k zemi je aktivována fáze nabíjení kondenzátoru C4 přes tranzistor T6. V opačném případě se kondenzátor vybíjí přes tranzistor T3. Prohlédneme-li si schéma zapojení dynamického filtru podrobněji, všimneme si, že skupina součástek pro fázi attack ve skutečnosti slouží pro vybíjení kondenzátoru C4, což se zdá trochu nelogické. Attack v doslovném překladu znamená náběh. Tohle by v nás mohlo evokovat, že se jednoduše jedná o fázi nabíjení kondenzátoru C4. Musíme si však uvědomit, že řídicí pin EC- VCA pracuje se zápornými hodnotami

napětí. Znamená to tedy, že čím více zápornější napětí mu přiložíme na tento pin, tím více bude zesilovat signál na jeho vstupu. Z tohoto důvodu fázi attack nemůžeme chápat jako nabíjení kondenzátoru. Ve skutečnosti je tomu naopak.



Obr. 4.7: Schéma zapojení dynamického filtru

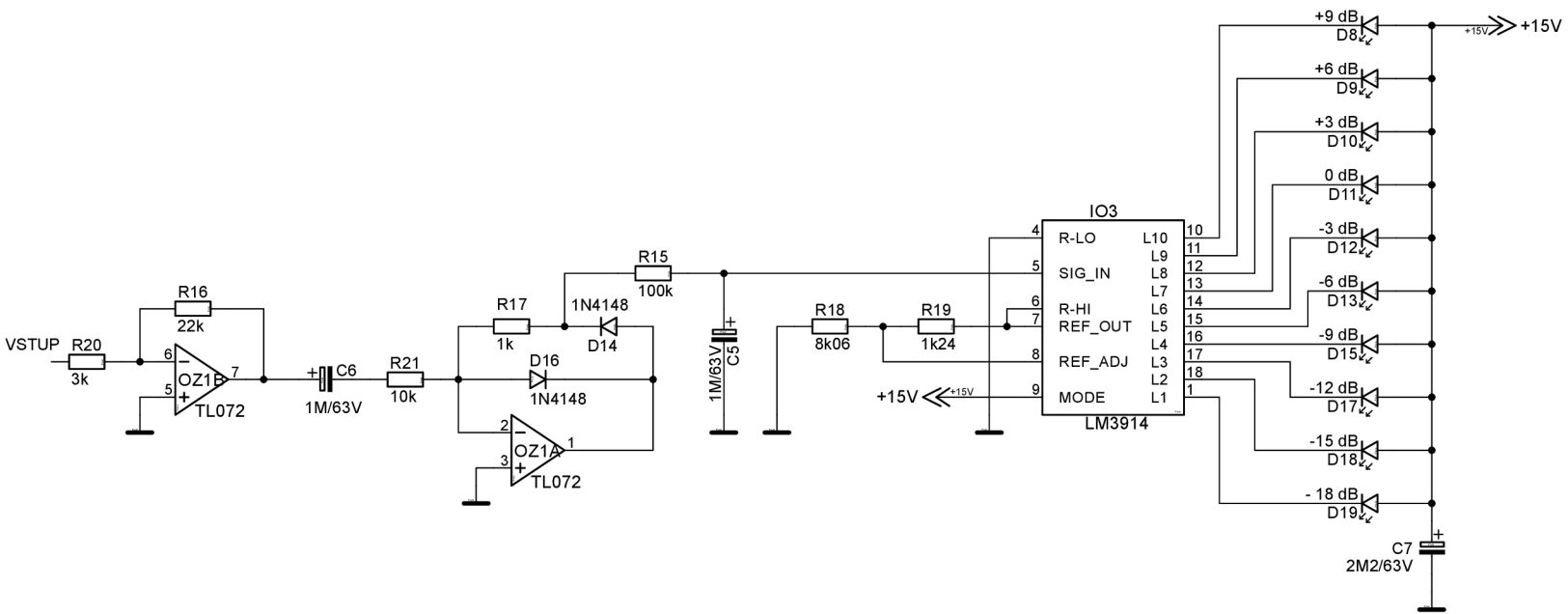
4.2.6 Indikace

Při praktickém využití kompresoru dynamiky je vhodné mít představu jako moc kompresor redukuje dynamický rozsah zpracovávaného signálu. K tomu slouží indikátor redukce zisku (gain reduction). Může být realizován buď to formou ručičkového VU metru nebo sérií LED diod. Jeho rozsah je vždy uveden v decibelech. V tomto případě jsem se rozhodl, že realizuji verzi se sérií LED diod. Princip je stejný jako u každého jiného VU metru. Jde o porovnávání úrovně signálu s jistou

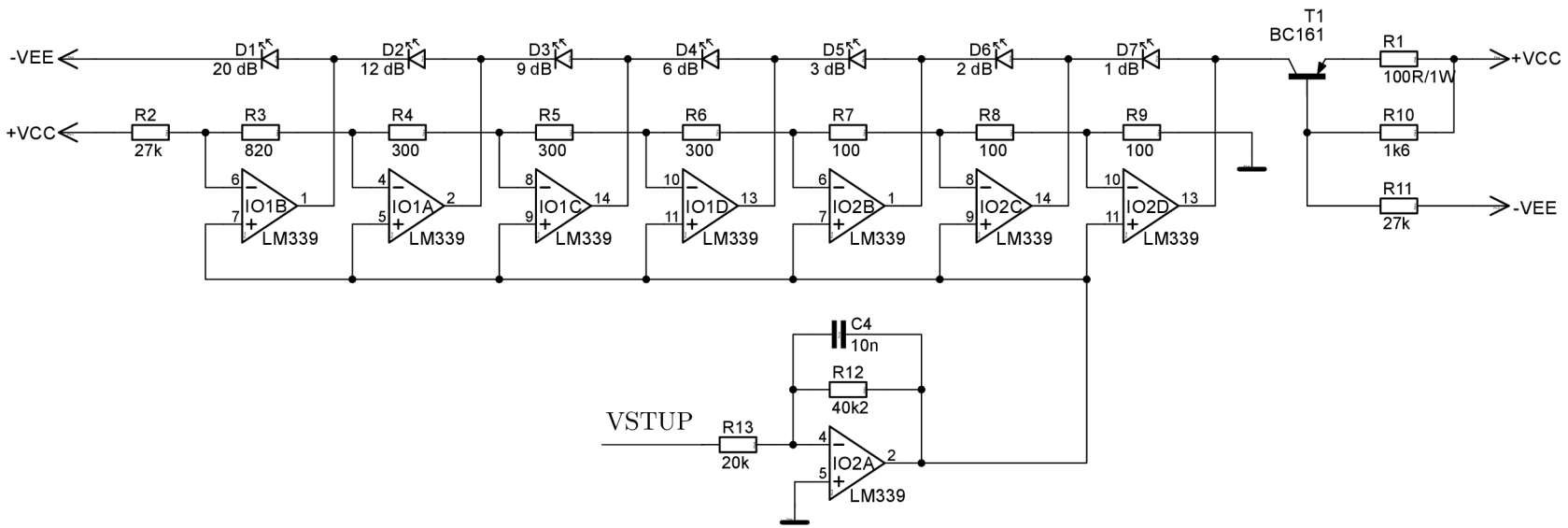
referencí. V případě, že úroveň signálu ji přesáhne dojde k sepnutí LED diody a tím pádem k jejímu rozsvícení.

Na obrázku 4.9 můžeme vidět schéma zapojení obvodu pro indikaci redukce zisku. Na vstup je přivedeno řídicí napětí VCA, které je odvozováno v řídicí větvi kompresoru. To je poté zesíleno invertujícím zesilovačem IO2A. Jeho zesílení je dáno dvojicí odporů R12 a R13. Kondenzátor C4 slouží k omezení pásma zesilovače tak, aby nedocházelo k zákmitům. Po té je signál přiveden na neinvertující vstup komparátorů, které jsou tvořeny dvojicí IO LM339. Jedná se o čtveřici komparátorů v jednom pouzdře s otevřeným kolektorem na výstupu IO. Na jejich invertujících vstupech je vytvořeno referenční napětí pomocí série rezistorů R2 – R9. Tyto referenční napětí odpovídají napětím, které vyvolá řídicí obvod VCA při redukci zisku o 1 dB, 2 dB, 3 dB, 6 dB, 9 dB, 12 dB a 20 dB. V případě, že vstupní napětí nepřesáhne referenční napětí je na výstupech komparátorů záporné saturační napětí a na LED diodách není potřebné napětí k tomu, aby došlo k jejich rozsvícení. Pokud vstupní napětí přesáhne referenční napětí, dojde k překlopení výstupů komparátorů, což má za následek vnučení kladného saturačního napětí na výstup komparátorů. Dojde tak k rozsvícení LED diod. Tranzistor T1 slouží pouze jako zdroj konstantního proudu dodávaný LED diodám.

Je také vhodné, při praktické práci s kompresorem dynamiky, mít představu o tom jakou úroveň výstupní signál má. K tomu slouží indikátor vybuzení. Opět je v tomto případě řešen pomocí LED diod v kombinaci s integrovaným obvodem LM3915. Jedná se o LED diodový budič určený právě k tomuto účelu. Jeho vnitřní struktura je obdobná jako na obr. 4.9. Na obrázku 4.8 můžeme vidět schéma zapojení obvodu pro indikaci vybuzení. Signál je přiveden přes odpor R20 na vstup invertujícího zesilovače. Jeho zesílení je dáno poměrem rezistorů R16 a R20. Po té signál dále přiveden na vstup dvoucestného usměrňovače, který je tvořen integrovaným obvodem OZ1A. Kondenzátor C5 spolu s rezistorem R15 tvoří dolní propust a zaručují tak časovou odezvu na změny ve velikosti signálu. Po té už je signál přiveden na vstup IO LM3915 ve kterém dochází porovnání vstupního signálu s referenčním napětím.



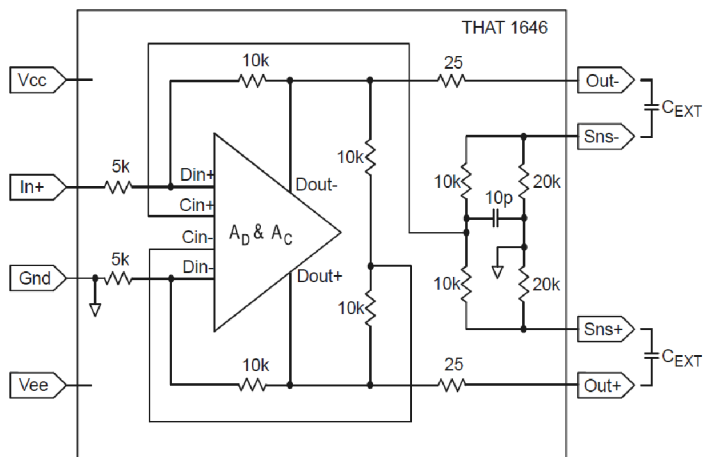
Obr. 4.8: Schéma zapojení obvodu indikace vyřuzení



Obr. 4.9: Schéma obvodu pro indikaci redukce zisku

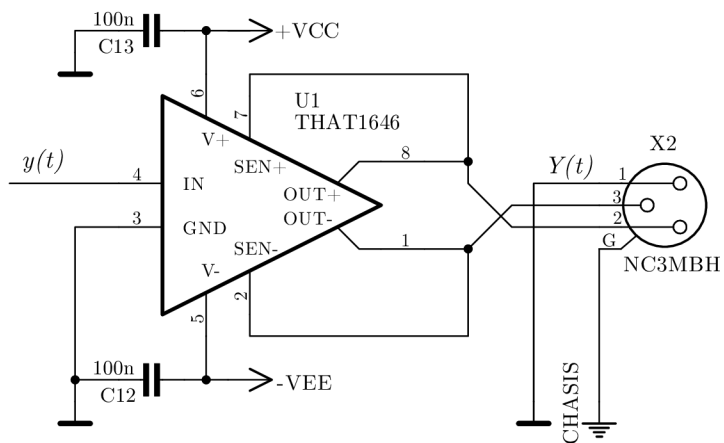
4.2.7 Diferenční výstup

Konečnou symetrizaci výstupního signálu $y(t)$ zajišťuje obvod THAT 1246. Jeho vnitřní strukturu můžeme vidět na obr. 4.10.



Obr. 4.10: Vnitřní struktura integrovaného obvodu THAT 1646, převzato z [12].

Z obrázku je evidentní, že výstupní symetrický signál $Y(t)$ je zesílen o 6 dB. Na obr. 4.11 můžeme vidět reálné zapojení tohoto obvodu. Výstupní symetrický signál je poté přiváděn na XLR konektor X2.



Obr. 4.11: Schéma zapojení integrovaného obvodu THAT 1646

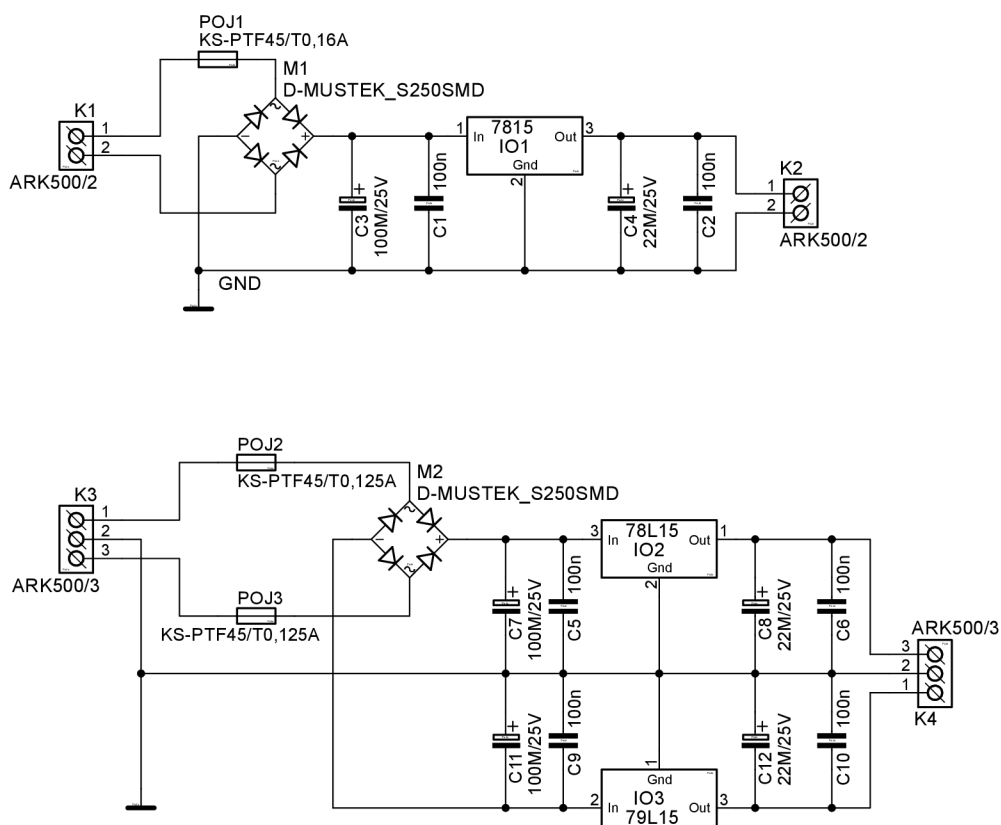
Zde je přehled některých důležitých parametrů obvodu THAT 1246, kterých je parné, že jde o velmi kvalitní integrovaný obvod [12]:

- Vstupní impedance 5 k Ω
- Tranzitní kmitočet 10 MHz

- Rychlost přeběhu 15 V/ μ s
- THD 0.0007 %
- Odstup signálu od šumu v pásmu 22 Hz - 20 kHz -101 dB
- Příkon (nezatížený výstup) 5.75 mA
- Maximální napájecí napětí ± 20 V

4.2.8 Zdroj

Zdroj napájecího napětí je vytvořen pomocí toroidního transformátoru o výkonu 10 W. Má dvě sekundární vinutí. První sekundární vinutí má vyvedený střed vinutí s napětím 17.2 V (měřeno vzhledem ke středu vinutí). Druhé sekundární vinutí vyvedený střed nemá a jeho napětí je taktéž 17.2 V.



Obr. 4.12: Schéma zapojení zdroje

Napájecí zdroj má dvě hlavní větve, které jsou jištěny pomocí rychlých tavných pojistek. První je zdroj nesymetrického napětí pro indikátor vybuzení. Velikost napětí na jeho výstupu je 15 V. Napětí z transformátoru je usměrněno pomocí diodového můstku v SMD provedení. Dále je napětí vyhlazeno kondenzátorem C3

a C1. Stabilizace napětí je realizována pomocí stabilizátoru napětí 7815. Na jeho výstupu jsou taktéž dva vyhlazovací kondenzátory C4, C2. Přebes svorkovnici K2 je stabilizované nesymetrické napájení rozvedeno dále do zařízení.

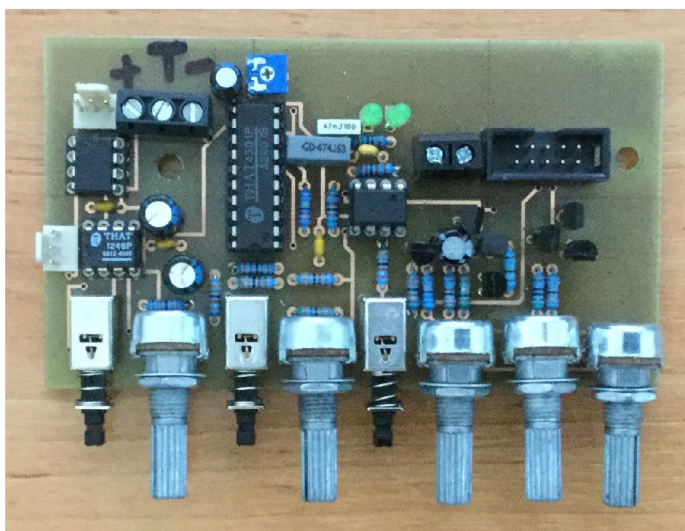
Druhá hlavní větev napájecího napětí je zdroj symetrického napětí o hodnotě ± 15 V. Napětí ze sekundárního vinutí transformátoru je opět usměrněno pomocí diodového můstku v provedení SMD. Střed tohoto sekundárního napětí slouží jako zemní vodič. Usměrněné napětí je opět vyhlazeno pomocí dvojice kondenzátorů C7, C5 pro kladnou větev a C11, C9 pro zápornou větev napájecího napětí. Dále je stabilizováno pomocí stabilizátorů napětí 78L15 a 79L15. Na jejich výstupu je taktéž dvojice vyhlazovacích kondenzátorů C8, C6 a C12, C10. Přebes svorkovnici K4 je stabilizované symetrické napájení rozvedeno dále do zařízení.

5 PRAKTICKÁ REALIZACE KOMPRESORU

Celé zařízení je umístěno v devatenácti palcové rackové polici o velikosti 1 U. Zde jsou umístěny tři desky plošných spojů: deska zdroje, deska indikací a deska samotného kompresoru dynamiky. Tyto desky jsou uchyceny pomocí samo-upínacích distančních sloupků. V rackové polici je také umístěn toroidní transformátor. Jeho připojení k síťovému napětí je řešeno pomocí EURO konektoru. Návrh DPS (deska plošných spojů) byl proveden v návrhovém programu Eagle od firmy CadSoft. Dále budou uvedeny jednotlivé desky plošných spojů spolu s odkazy na jejich dokumentaci.

5.1 DPS kompresoru dynamiky

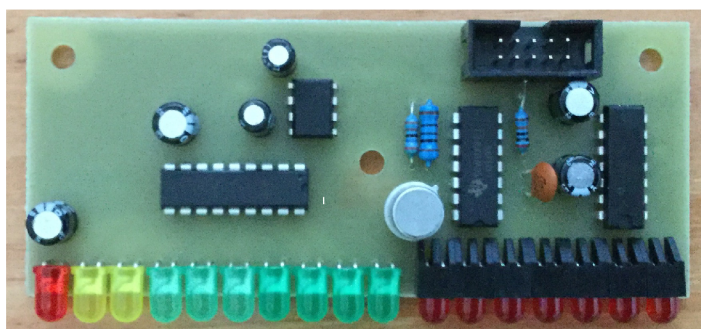
Deska plošných spojů kompresoru dynamiky odpovídá čtvrté konstrukční třídě a je realizována dvouvrstvou deskou plošných spojů. Propojení desek kompresoru dynamiky a desky indikací je realizováno pomocí plochého kabelu a deseti pinového konektoru. V příloze A.1 je uvedeno kompletní schéma zapojení. Dokumentace plošných spojů kompresoru dynamiky je uvedena v příloze A.2 v měřítku M 1:1. Deska plošných spojů kompresoru dynamiky má rozměry 107 x 60 mm. Seznam součástek je uveden v příloze B.1.



Obr. 5.1: Fotografie osazené DPS kompresoru dynamiky

5.2 DPS indikací

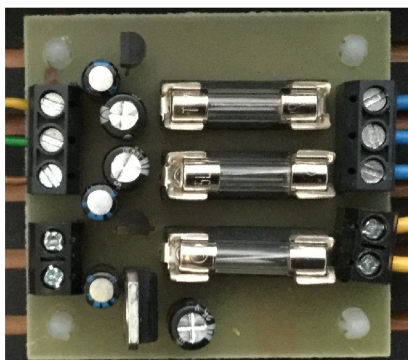
Na desce plošného spoje indikací je umístěn obvod indikace redukce zisku a indikátor vybuzení. Tyto obvody byly podrobněji rozebrány v podkapitole 4.2.6. Tato deska plošných spojů je odpovídá opět čtvrté konstrukční třídě a je realizována na jednostranném plošném spoji. V příloze A.3 je uvedeno kompletní schéma zapojení. Dokumentace plošných spojů indikací je uvedena v příloze A.4 v měřítku M 1:1. Deska plošných spojů indikací má rozměry 105 x 43 mm. Seznam součástek je uveden v příloze B.3.



Obr. 5.2: Fotografie osazené DPS indikací

5.3 DPS napájecího zdroje

Deska plošných spojů napájecího zdroje odpovídá třetí konstrukční třídě. Blíže byl obvodové zapojení napájecího zdroje rozebráno v podkapitole 4.2.8. Kompletní schéma zapojení je můžeme vidět na obrázku 4.12. Dokumentace plošných spojů indikací je uvedena v příloze A.5 v měřítku M 1:1. Deska plošných spojů napájecího zdroje má rozměry 51 x 53 mm. Seznam součástek je uveden v příloze B.2.



Obr. 5.3: Fotografie osazené DPS napájecího zdroje

6 MĚŘENÍ ZÁKLADNÍCH CHARAKTERISTIK

Měření charakteristik bylo provedeno audio analyzátozem APx525 od firmy Audio Precision. Byly provedeny tři série měření pro odlišné nastavení hlavních parametrů kompresoru dynamiky. Každé měření bude porovnáno s naměřenými charakteristikami elektronkového kompresoru LA-2A (křivka s názvem LA-2A), který byl realizován v rámci bakalářské práce p. Ondřeje Valacha s názvem Návrh elektronkového kompresoru pro zpracování zvukových signálů [13]. Naměřené křivky budou uvedeny ve společném grafu pro jednotlivá nastavení. Křivky budou od sebe rozlišeny barevně a pomocí legendy, která bude uvedena pod grafem. Nastavení kompresoru dynamiky pro měření bylo následující. Pro všechny měření byl parametr *threshold* nastaven na nejnižší možnou hodnotu tj. $tresh = -27$ dBu, *attack* na hodnotu cca. 10 ms, *release* na hodnotu cca. 100 ms. Pro křivku s názvem limit byl parametr *ratio* nastaven na hodnotu co nejvyšší tj. $\infty : 1$ a zapnuta funkce *hard knee*. Pro křivku s názvem hard byl parametr *ratio* nastaven na hodnotu v polovině rozsahu tj. 4 : 1 a zapnuta funkce *hard knee*. Pro křivku s názvem soft byl parametr *ratio* nastaven na hodnotu v polovině rozsahu tj. 4 : 1 a zapnuta funkce *soft knee*. Byly změřeny tyto charakteristiky:

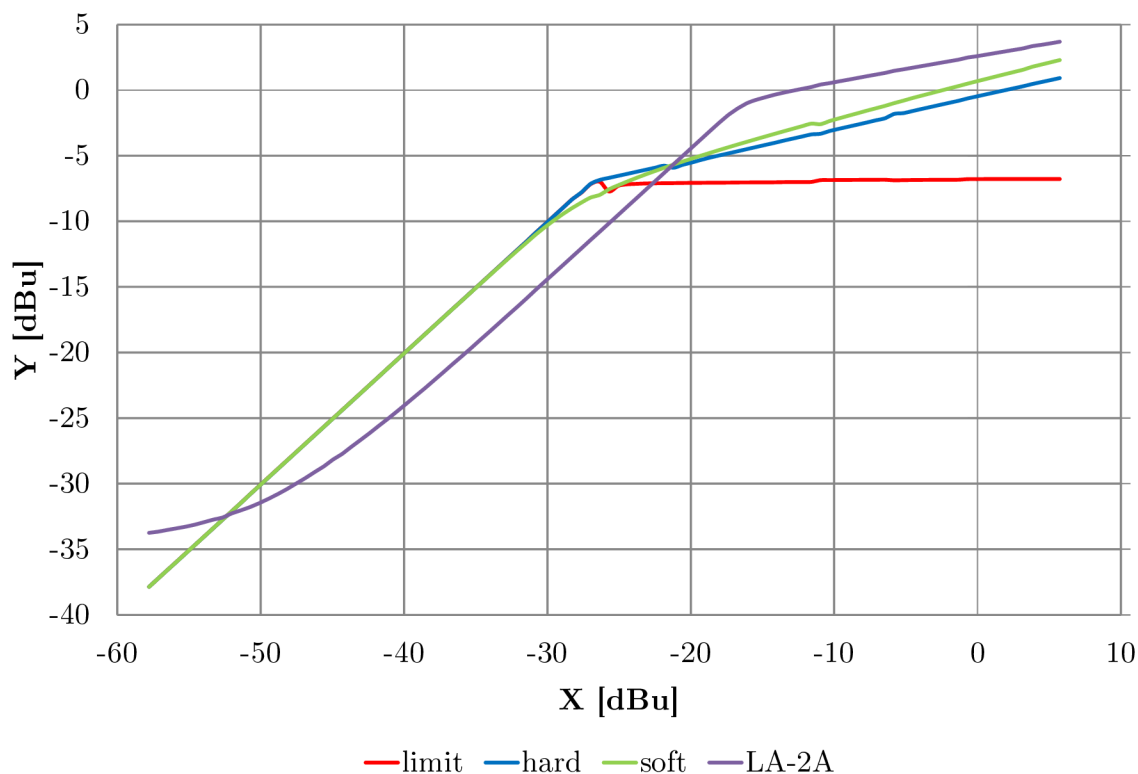
- Stejnoseměrná převodní charakteristika (dále jen převodní charakteristika)
- Kmitočtová charakteristika
- Fázová charakteristika
- Skupinové zpoždění
- Harmonické zkreslení

6.1 Měření převodní charakteristiky

Převodní charakteristika je charakteristika, která nám vykresluje vztah mezi vstupem a výstupem zařízení na určitý testovací signál. V tomto případě bylo měření převodní charakteristiky provedeno za pomoci sinusového signálu o frekvenci $f = 1$ kHz, jehož amplituda se měnila v rozsahu $1.0 \text{ mV}_{\text{RMS}} - 1.5 \text{ V}_{\text{RMS}}$. Bylo provedeno 100 bodů měření.

Na obrázku 6.1 můžeme vidět převodní charakteristiky měřeného kompresoru a elektronkového kompresoru LA-2A. Všimněme si jak se křivky limit, hard, soft z počátku překrývají a trend této křivky je lineárně rostoucí. Toto je způsobeno tím, že testovací signál má menší hodnotu než je nastavená mez sepnutí kompresoru (*threshold*) což má za následek, že se kompresor chová jako lineární napěťový zesilovač. Jakmile hodnota testovacího signálu dojde do bodu sepnutí kompresoru, jeho

zesílení je upraveno tak, aby odpovídalo nastaveným parametrům. Například křivka limit má po bodu sepnutí kompresoru vodorovný trend s osou X. To znamená, že hodnota výstupního signálu nepřekročí danou mez, což odpovídá nastavenému kompresnímu poměru $\infty : 1$. Všimněme si, že krátce po bodu sepnutí kompresoru, dojde na křivce limit ke zvlnění. To je způsobeno nenulovou reakční dobou kompresoru.



Obr. 6.1: Naměřená převodní charakteristika

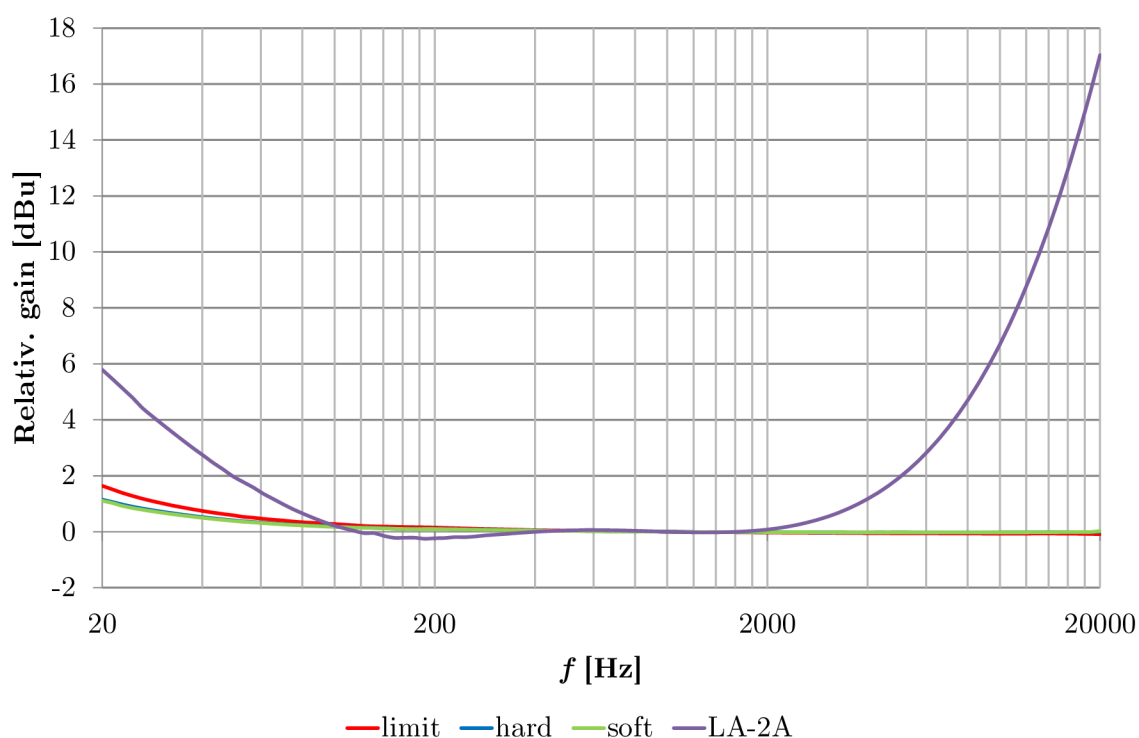
Přesto že byl kompresní poměr při měření křivek hard a soft nastaven na stejnou hodnotu, křivky nekopírují stejný trend po bodu sepnutí kompresoru. To je způsobeno tím, že pro křivku soft byla zapnuta funkce kompresoru *soft knee* (více v kapitole 2.4). Rozhraní v bodu sepnutí kompresoru není tak ostré jako v případě křivky hard a také má méně strmý trend než křivka hard. To má za následek v uvozovkách měkčí kompresi.

Převodní charakteristika kompresoru LA-2A má prakticky shodný trend jako křivka soft kompresoru dynamiky realizovaný pomocí polovodičů. Její mírné posunutí je způsobeno rozdílným nastavením výstupního zesílení a také bodu sepnutí kompresoru. Povšimněme si ale zvláštního zakřivení ve spodní části křivky. Toto zakřivení, dle mého názoru, je způsobeno signálovými transformátory zařazené v cestě zpracovávaného signálu, které slouží pro impedanční přizpůsobení a galvanické oddělení signálu.

6.2 Měření kmitočtové charakteristiky

Kmitočtová charakteristika nám udává představu o tom, jak moc se změní spektrum zpracovávaného signálu. Pokud tuto definici přeneseme do audio roviny, znamená to jak moc nám zařízení změní barvu zpracovávaného audio signálu. Pokud bychom požadovali co nejmenší změnu barvy zvuku musí být kmitočtová charakteristika zařízení co nejrovnější.

Toto měření bylo provedeno za pomoci přeladovaného sinusového signálu tzn. sweep. Rozsah přeladění byl $f = 20 - 20000$ Hz a jeho úroveň byla +4 dBu což odpovídá signálu o amplitudě $U = 1.2$ V. Tato charakteristika bude vztažena k úrovni, která byla naměřena sinusovým signál o frekvenci $f = 1$ kHz a úrovni +4 dBu.

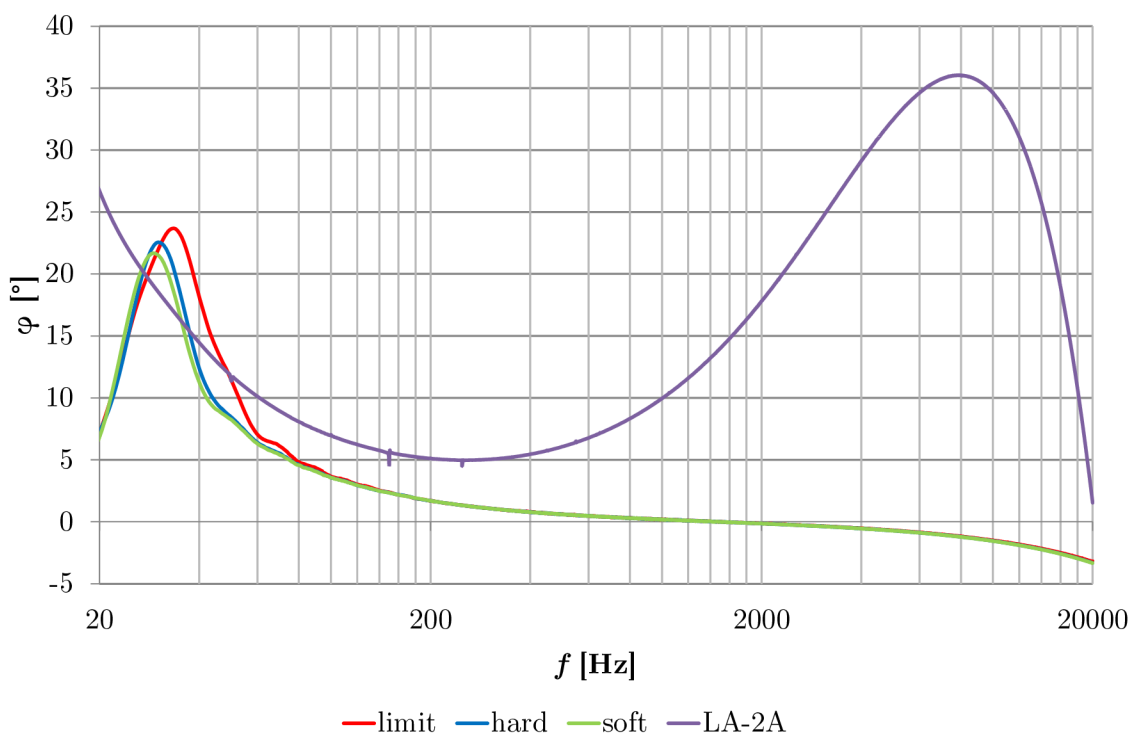


Obr. 6.2: Naměřená kmitočtová charakteristika

Na obrázku 6.2 můžeme vidět kmitočtové charakteristiky měřeného kompresoru a kompresoru LA-2A. Křivka hard je těžce viditelná, protože ji překrývá křivka soft, což znamená, že jsou prakticky shodné. Zvlnění kmitočtových charakteristik měřeného kompresoru nepřesahuje 3 dB což považuji za dobrý výsledek. Naproti tomu kmitočtová charakteristika elektronkového kompresoru LA-2A je silně pokrivená, hlavně v krajních polohách. Toto zakřivení dávám za vinu opět signálovým transformátorům, které jsou v LA-2A přítomny.

6.3 Měření fázové charakteristiky

Fázová charakteristika nám udává rozdíl fáze mezi vstupním a výstupním signálem tzn. jak moc zařízení mění fázi zpracovávaného signálu. Toto měření bylo provedeno za pomoci přeladovaného sinusového signálu tzn. *sweep*. Rozsah změny frekvence byl $f = 20 - 20000$ Hz a jeho úroveň byla +4 dBu což odpovídá signálu o amplitudě $U = 1.2$ V.



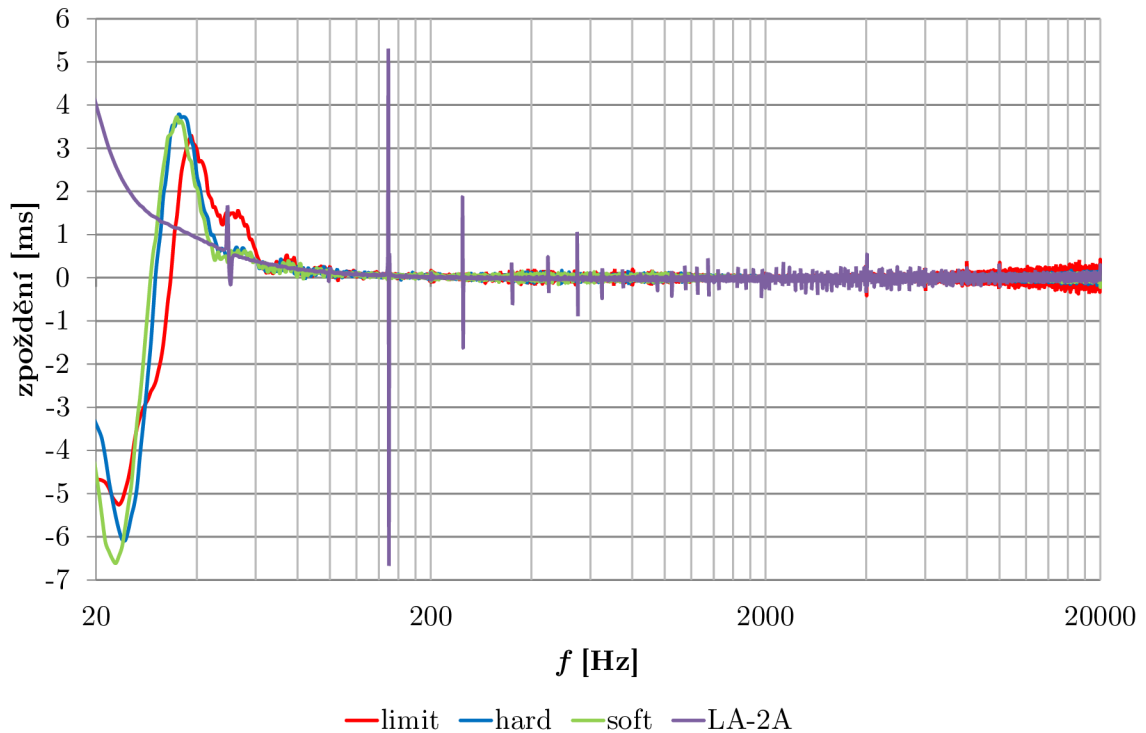
Obr. 6.3: Naměřená fázová charakteristika

Na obrázku 6.3 můžeme vidět fázové charakteristiky měřeného kompresoru dynamiky a kompresoru LA - 2A. Všimněme si, že křivky limit, hard a soft jsou prakticky shodné (překrývají se) až na nízkých kmitočtech dochází k jejich posunu. Fázová charakteristika kompresoru LA - 2A je kategoricky odlišná od charakteristik měřeného kompresoru, vinou signálových transformátorů.

6.4 Měření skupinového zpoždění

Charakteristika skupinového zpoždění je úzce spjata s fázovou charakteristikou. Udává zpoždění výstupního signálu vůči vstupnímu. Pokud není křivka skupinového zpoždění konstantní, je evidentní, že zařízení způsobuje lineární zkreslení. Toto měření bylo provedeno za pomoci přeladovaného sinusového signálu tzn. *sweep*. Rozsah změny frekvence byl $f = 20 - 20000$ Hz a jeho úroveň byla +4 dBu což odpovídá

signálu o amplitudě $U = 1.2 \text{ V}$. Na obrázku 6.3 můžeme vidět křivky skupinového



Obr. 6.4: Naměřená charakteristika skupinového zpoždění

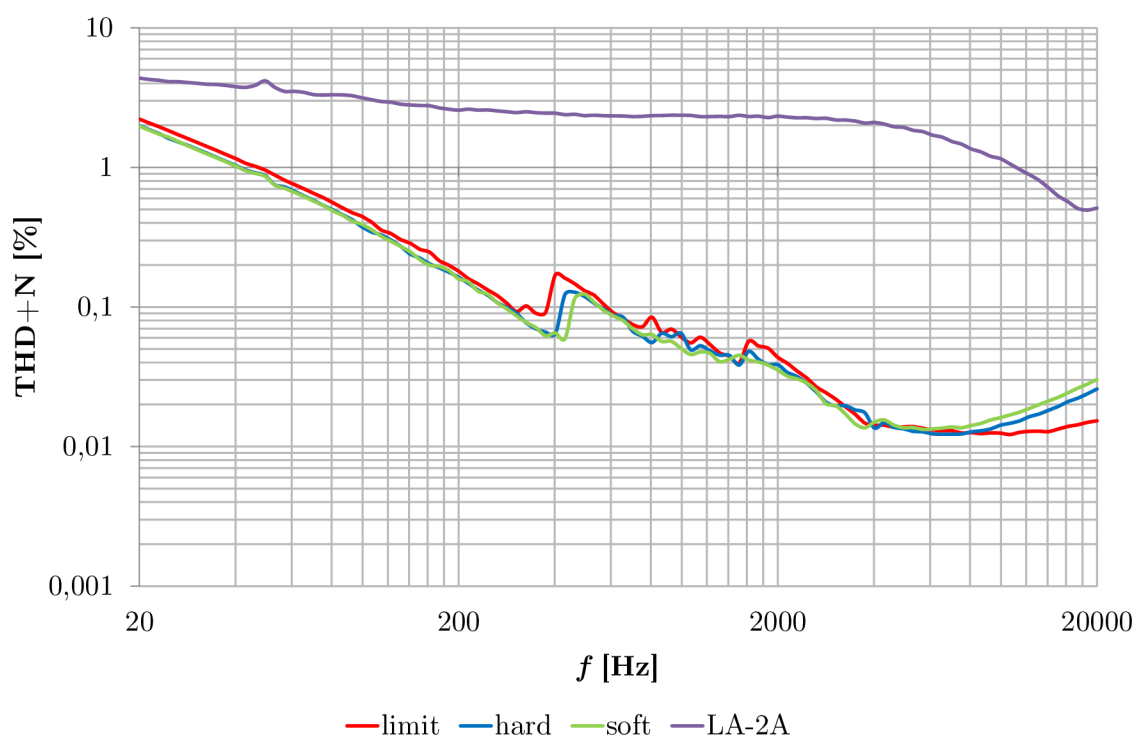
zpoždění měřeného kompresoru dynamiky a kompresoru LA - 2A. Opět se křivky limit, hard a soft překrývají až na nízkých kmitočtech dochází k jejich posunu. To je naprosto logické, protože, jak již bylo zmíněno na začátku, fázová charakteristika a skupinové zpoždění jsou úzce spjaty.

6.5 Měření harmonického zkreslení

Harmonické zkreslení nebo-li THD (harmonické zkreslení – *Total Harmonic Distortion*) je poměr mezi hodnot všech harmonických složek k hodnotě základní harmonické složky. Ve většině případů se udává v procentech. Čím nižší hodnota THD je, tím méně zařízení zkresluje vstupní signál. Hodnota THD + N udává taktéž poměr hodnot všech harmonických složek k hodnotě základní harmonické složky, je zde ještě připočtený změřený šum zařízení. Toto měření bylo provedeno za stejných podmínek jako měření kmitočtové charakteristiky viz 6.2.

Na obrázku 6.5 můžeme vidět naměřené křivky harmonického zkreslení. Nejvyšší hodnota zkreslení dosahuje cca. 2% a to na frekvenci $f = 20 \text{ Hz}$, což je hodnota poměrně vysoká. Tento kompresor dynamiky bychom za Hi - Fi zařízení určitě považovat určitě neměli. Na druhou stranu všimneme-li si křivky harmonického zkreslení

elektronkového kompresoru LA - 2A dosahuje daleko vyšších hodnot a ve větším rozsahu frekvencí než měřený kompresor.



Obr. 6.5: Naměřená harmonického zkreslení

7 ZÁVĚR

Cílem této bakalářské práce bylo prostudovat problematiku kompresorů dynamiky zvukových signálů a popsat možné realizace jejich jednotlivých bloků. Následně analyzovat některé ze známých řešení analogového kompresoru dynamiky a toto zapojení realizovat a ověřit jeho funkčnost měřením. Dále identifikovat a popsat jednotlivé části analyzovaného zapojení s ohledem na teoretické znalosti.

Práce je rozdělena do šesti hlavních kapitol. V kapitole první byly uvedeny základní principy a vysvětleny funkční bloky dynamických procesorů obecně. Byla zde také prostudována omezení a kritéria kladené na dílčí bloky dynamických procesorů. Dále byly dynamické procesory rozděleny na typy dle jejich funkce a provedení. U každého typu dynamického procesoru bylo uvedeno blokové schéma, graf stejnosměrné převodní charakteristiky, popsána jeho funkce a parametry. Na konci byly uvedeny příklady praktického využití.

V kapitole druhé byly podrobněji popsány nastavitelné parametry kompresorů dynamiky a názorně zdůvodněna jejich funkce. Byly zde také uvedeny typické rozsahy nastavení parametrů kompresoru dynamiky a důležitost jejich funkce.

Třetí kapitola byla věnována jednotlivým topologiím analogových kompresorů. Obsahuje vysvětlení jejich elementárního principu. Byli zde také uvedeni nejznámější představitelé jednotlivých topologií.

Kapitola čtvrtá obsahuje analýzu známého řešení analogového kompresoru dynamiky. Jsou zde rozlišeny jednotlivé bloky kompresoru dynamiky, s ohledem na teoretické předpoklady uvedené v první kapitole této práce. Srdcem analyzovaného zapojení je integrovaný obvod THAT 4301, který obsahuje VCA, RMS detektor a tři operační zesilovače v jednom pouzdře.

Kapitola pátá přibližuje praktickou realizaci kompresoru dynamiky, který byl popsán v kapitole čtvrté. Obsahuje také fotografie desek plošných spojů a poskytuje tak vizuální představu o konstruovaném zařízení.

V poslední (šesté kapitole) jsou popsány jednotlivé měření zkonstruovaného zařízení. Obsahem je také diskuze k naměřeným výsledkům a jejich porovnání s výsledky měření elektronkové kompresoru dynamiky. Zapojení se ukázalo jako funkční avšak k dokonalosti má daleko. Lehké zákmity na křivce převodní charakteristiky zařízení naznačují, že by jakost řídicí větve mohla být provedena precizněji. Také harmonické zkreslení zařízení nedosahuje nikterak nízkých hodnot a jen stěží se dá považovat za Hi-Fi přístroj. Nicméně, v porovnání s elektronkovým kompresorem LA-2A zkonstruovaný polovodičový kompresor dynamiky dosahuje lepších hodnot THD a má také vyrovnanější kmitočtový průběh.

LITERATURA

- [1] SCHIMMEL, Jiří. *Studiová a hudební elektronika: skriptum*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav telekomunikací, 2012, 58-60 s.
- [2] SELF, Douglas. *Small signal audio design*. 1st pub. Oxford: Focal Press, 2010, xvi, 556 s. : il. ISBN 9780240521770.
- [3] *Teletronix® LA-2A Classic Leveling Amplifier* [online]. c2015, [cit. 2. 12. 2015]. Dostupné z URL: <<http://www.uaudio.com/hardware/compressors/la-2a.html>>.
- [4] *Dynamics Processors – Technology and Applications* [online]. c2005, [cit. 10. 12. 2015]. Dostupné z URL: <<http://www.rane.com/note155.html>>.
- [5] *Two-port network – Wikipedia, the free encyclopedia* [online]. c2015, [cit. 4. 12. 2015]. Dostupné z URL: <https://en.wikipedia.org/wiki/Two-port_network>.
- [6] *Dynamic range – Wikipedia, the free encyclopedia* [online]. c2015, [cit. 29. 11. 2015]. Dostupné z URL: <https://en.wikipedia.org/wiki/Dynamic_range>.
- [7] *Základní principy a topologie analogových kompresorů | Časopis Music Store* [online]. c2013, [cit. 1. 11. 2015]. Dostupné z URL: <<http://www.music-store.cz/clanky/zakladni-principy-a-topologie-analogovych-kompresoru>>.
- [8] *UREI 1176 rev.G clone for recording studio* [online]. c2015, [cit. 8. 12. 2015]. Dostupné z URL: <http://prorelicas.com/urei_1176_revG.html>.
- [9] *166XL | dbx Professional Audio* [online]. c2015, [cit. 8. 12. 2015]. Dostupné z URL: <<http://dbxpro.com/en-US/products/166xl>>.
- [10] *www.thatcorp.com/datashts/dn115.pdf* [online]. c2015, [cit. 20. 11. 2015]. Dostupné z URL: <<http://www.thatcorp.com/datashts/dn115.pdf>>.
- [11] *www.thatcorp.com/datashts/THAT_1240-Series_Datasheet.pdf* [online]. c2015, [cit. 20. 11. 2015]. Dostupné z URL: <http://www.thatcorp.com/datashts/THAT_1240-Series_Datasheet.pdf>.
- [12] *http://www.thatcorp.com/datashts/THAT_1606-1646_Datasheet.pdf* [online]. c2015, [cit. 20. 11. 2015]. Dostupné z URL: <http://www.thatcorp.com/datashts/THAT_1606-1646_Datasheet.pdf>.

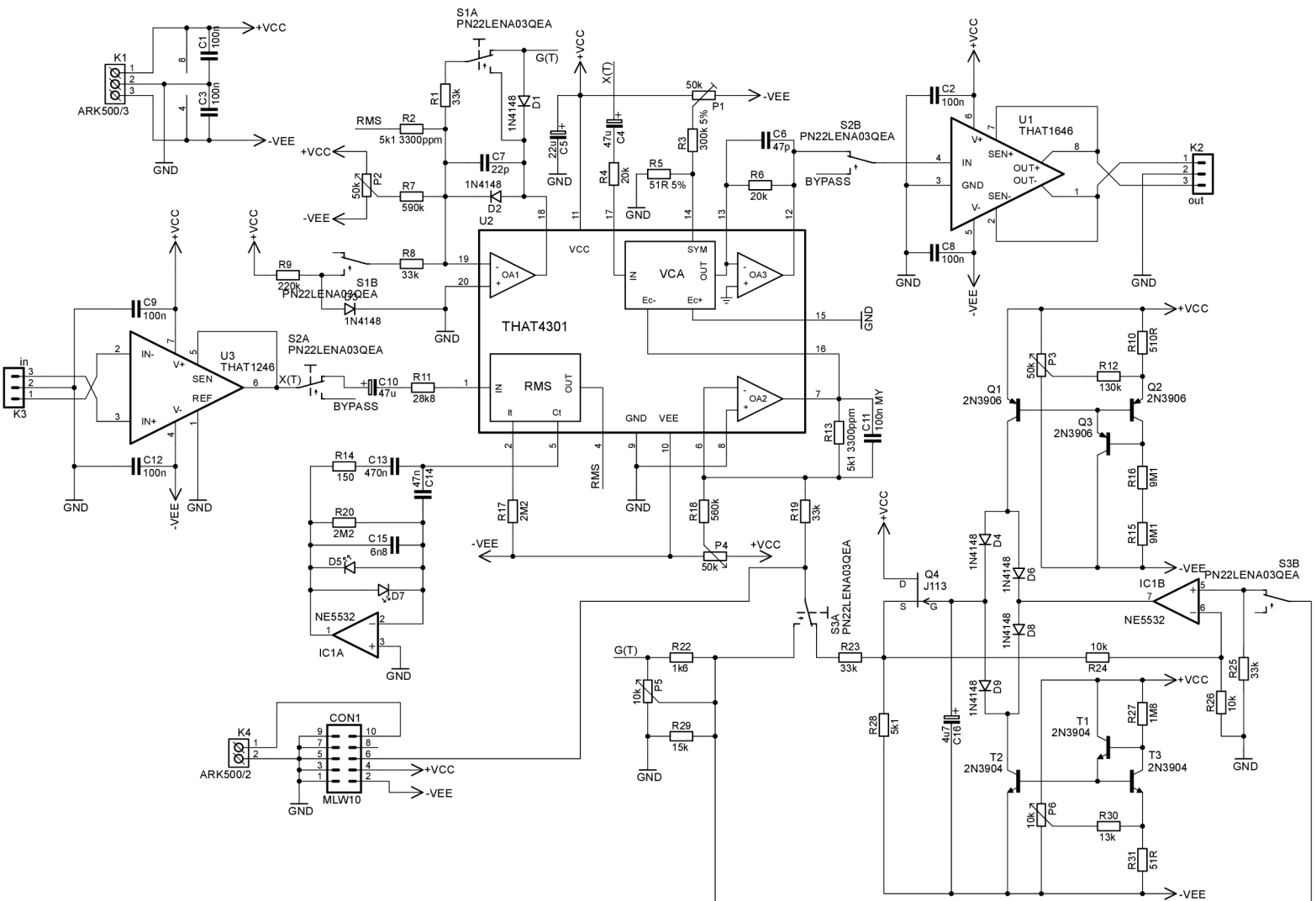
- [13] VALACH, Ondřej. *Návrh elektronkového kompresoru pro zpracování zvukových signálů*: balářská práce, 2016 [cit. 2016-05-20]. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav telekomunikací, 2016. Vedoucí práce byl doc. Ing. Koton Jaroslav, Ph.D.

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

AM	amplitudová modulace – Amplitude Modulation
BW	šířka pásma – Band Width
CD	kompaktní disk – Compact Disk
DP	dolní propust
DR	dynamický rozsah – Dynamic Range
DPS	deska plošných spojů
Freq	střední kmitočet – Frequency
FM	frekvenční modulace – Frequency Modulation
Gain	zisk
HP	horní propust
NLC	nelineární kapacita – <i>Non-Linear Capacitor</i>
Look-Ahead	dynamické procesory s nulovou reakční dobou
Peak	špičková hodnota signálu
PEQ	parametrický ekvalizér – Parametric Equalizer
RMS	efektivní hodnota signálu – <i>Root Mean Square</i>
SACD	Super Audio Compact Disk
THD	harmonické zkreslení – <i>Total Harmonic Distorsion</i>
VCA	napětím řízený zesilovač – <i>Voltage Controlled Amplifier</i>

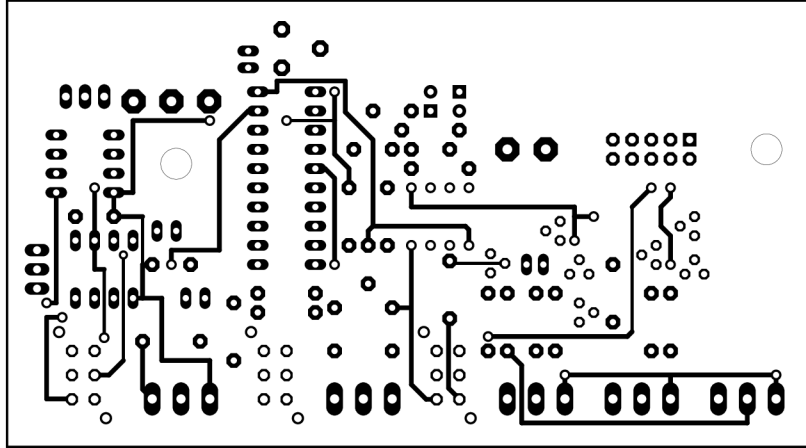
A DOKUMENTACE

A.1 Schéma zapojení kompresoru dynamiky

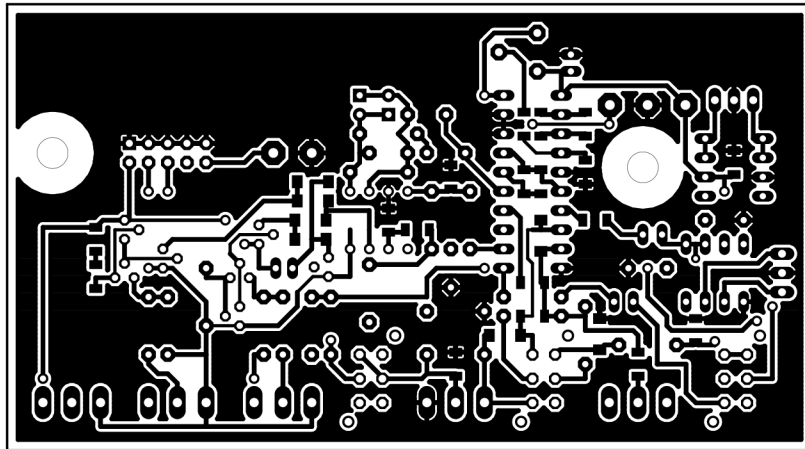


A.2 DSP kompresoru dynamiky

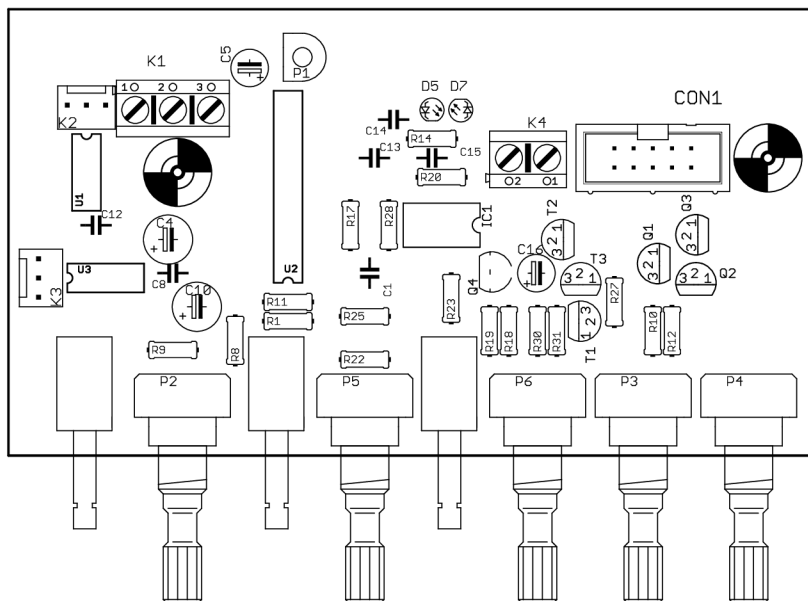
A.2.1 Měď - vrstva top



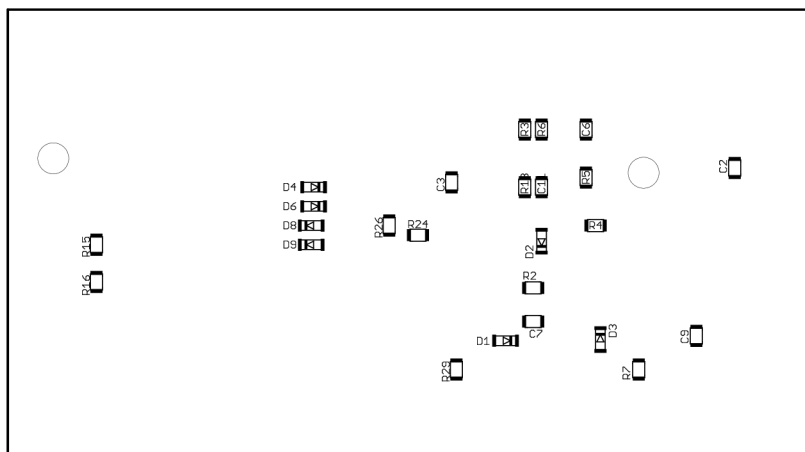
A.2.2 Měď - vrstva bottom



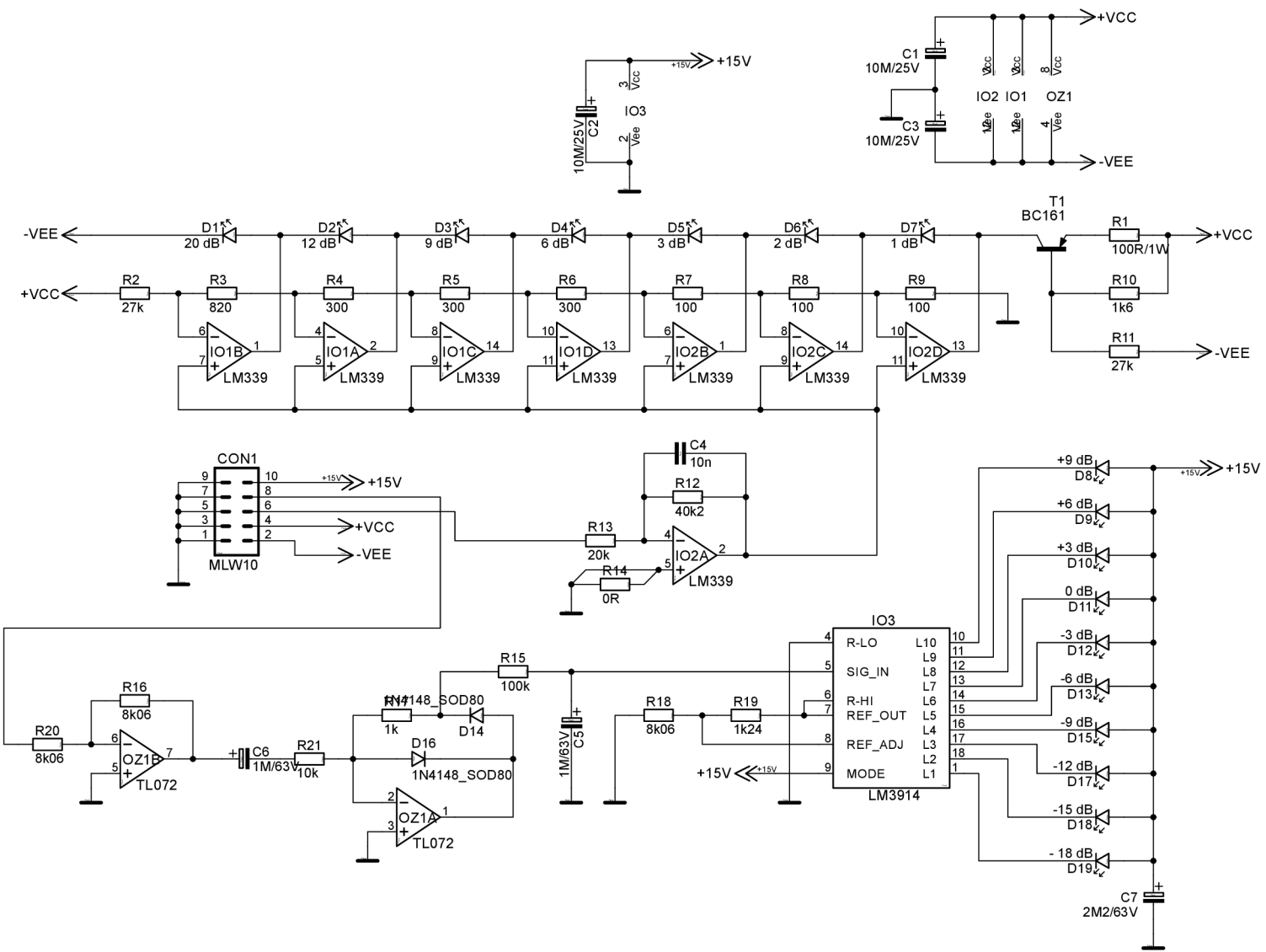
A.2.3 Osazení součástek - top



A.2.4 Osazení součástek - bottom

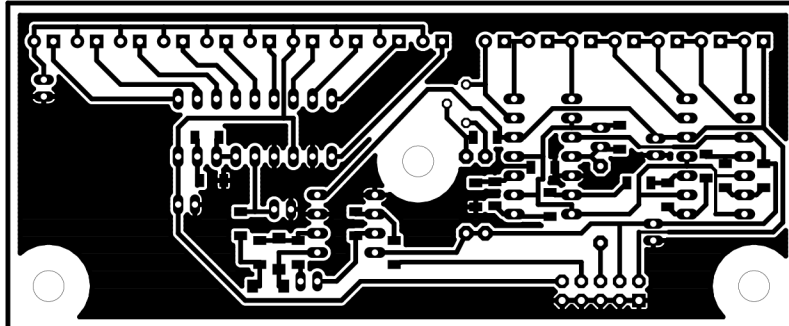


A.3 Šchéma zapojení indikací

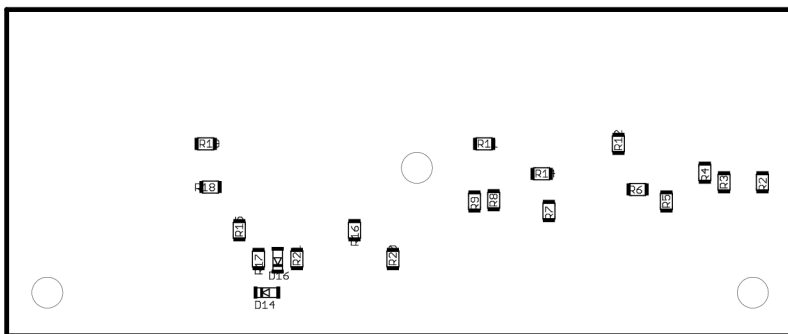


A.4 DSP indikací

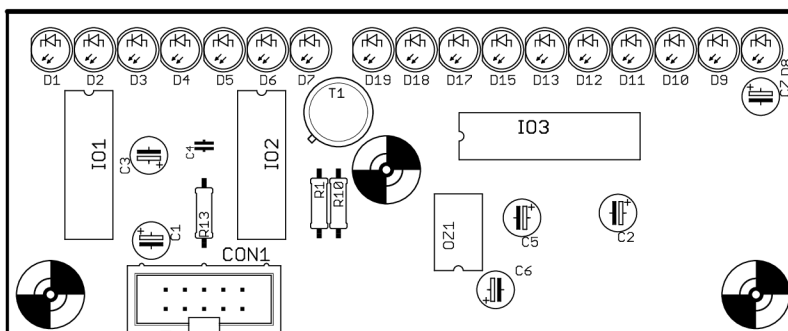
A.4.1 Měď - vrstva bottom



A.4.2 Osazení součástek - bottom

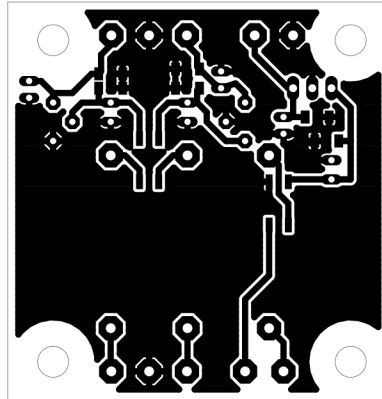


A.4.3 Osazení součástek - top

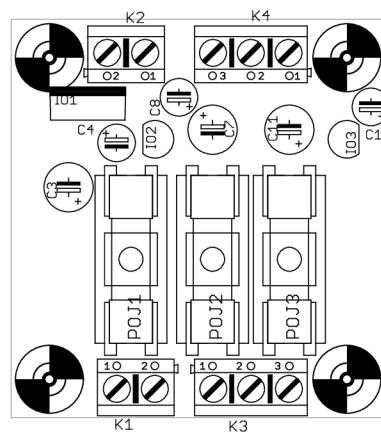
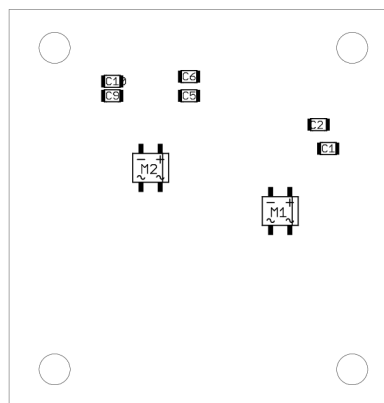


A.5 DSP napájecího zdroje

A.5.1 Měď - vrstva bottom



A.5.2 Osazení součástek - bottom a top



B SEZNAM SOUČÁSTEK

B.1 Kompresor dynamiky

Ks	Hodnota	Pouzdro	Označení	Popis
2	10k	1206	R24, R26	Rezistor
1	130k	R-7,5	R12	Rezistor
1	13k	R-7,5	R30	Rezistor
1	150	R-7,5	R14	Rezistor
1	15k	1206	R29	Rezistor
1	1M8	R-7,5	R27	Rezistor
1	1k6	R-7,5	R22	Rezistor
2	20k	1206	R4, R6	Rezistor
1	220k	R-7,5	R9	Rezistor
1	28k8	R-7,5	R11	Rezistor
2	2M2	R-7,5	R17, R20	Rezistor
1	300k 5%	1206	R3	Rezistor
5	33k	R-7,5	R1, R8, R19, R23, R25	Rezistor
1	510R	R-7,5	R10	Rezistor
1	51R	R-7,5	R31	Rezistor
1	51R 5%	1206	R5	Rezistor
1	560k	R-7,5	R18	Rezistor
1	590k	1206	R7	Rezistor
1	5k1	R-7,5	R28	Rezistor
2	5k1 3300ppm	1206	R2, R13	Rezistor
2	9M1	1206	R15, R16	Rezistor
2	10k	PC1221	P5, P6	Potenciometr - kovovy - mono - 1k az 1M
3	50k	PC1221	P2, P3, P4	Potenciometr - kovovy - mono - 1k az 1M
1	50k	PT6V	P1	Trimr
2	47u	C_EL_2,5	C4, C10	Kondenzátor - elektrolytický
1	4u7	C_EL_2	C16	Kondenzátor - elektrolytický
1	22u	C_EL_2	C5	Kondenzátor - elektrolytický
3	100n	C-5	C1, C8, C12	Kondenzátor - keramický
3	100n	1206	C2, C3, C9	Kondenzátor - keramický
1	100n MY	1206	C11	Kondenzátor - keramický
1	22p	1206	C7	Kondenzátor - keramický
1	470n	C-5	C13	Kondenzátor - keramický
1	47n	C-5	C14	Kondenzátor - keramický
1	47p	1206	C6	Kondenzátor - keramický
1	6n8	C-5	C15	Kondenzátor - keramický

7	1N4148	SOD-80	D1, D2, D3, D4, D6, D8, D9	Univerzální dioda - 0,15A, 75V
2	zelena	LED_3	D5, D7	LED - jednobarevná
3	2N3904	TO92	T1, T2, T3	NPN TRANSISTOR
3	2N3906	TO92	Q1, Q2, Q3	PNP Transistor
1	J113	TO-92	Q4	N-Channel JFET RF Amplifier
1	NE5532	DIL08	IC1	AUDIO AMPLIFIER
1	THAT1246	DIL08	U3	Balanced Line Receiver
1	THAT1646	DIL08	U1	Outsmarts Balanced Line Driver
1	THAT4301	DIL20	U2	THAT Analog Engine®
3	PN22LENA03QEA	PN22LENA 03QE	S1, S2, S3	přepínač
1	MLW10	MLW10G	CON1	Konektory MLW - vidlice - 10x
1	in	PSH02- 03P	K3	Konektory se zamkem - vidlice - 3pin
1	out	PSH02- 03P	K2	Konektory se zamkem - vidlice - 3pin

B.2 Napájecí zdroj

Ks	Hodnota	Pouzdro	Označení	Popis
3	100M/25V	C_EL_2,5	C3, C7, C11	Kondenzátor - elektrolytický
6	100n	1206	C1, C2, C5, C6, C9, C10	Kondenzátor - keramický
3	22M/25V	C_EL_2	C4, C8, C12	Kondenzátor - elektrolytický
1	7815	TO-220S	IO1	Stabilizátor - 1A a 1,5A
1	78L15	TO-92	IO2	Stabilizátor - 100mA
1	79L15	TO-92	IO3	Stabilizátor - zaporný - 100mA
2	ARK500/2	ARK500/2	K1, K2	Svorkovnice - RM 5mm - dvojita
2	ARK500/3	ARK500/3	K3, K4	Svorkovnice - RM 5mm - trojita
2	D-MUSTEK_S250	MINIDIL	M1, M2	Diodový mustek - Graetz
2	KS-PTF45/T0,125A	POJ_KS20	POJ2, POJ3	Pojistkové pouzdro
1	KS-PTF45/T0,16A	POJ_KS20	POJ1	Pojistkové pouzdro

B.3 Indikace

Ks	Hodnota	Pouzdro	Označení	Popis
1	0R	1206	R14	Rezistor
3	100	1206	R7, R8, R9	Rezistor
1	100R/1W	R-10	R1	Rezistor
1	100k	1206	R15	Rezistor
1	10k	1206	R21	Rezistor
1	1k	1206	R17	Rezistor
1	1k24	1206	R19	Rezistor
1	1k6	R-10	R10	Rezistor
1	20k	R-10	R13	Rezistor
1	22k	1206	R16	Rezistor
2	27k	1206	R2, R11	Rezistor
3	300	1206	R4, R5, R6	Rezistor
1	3k	1206	R20	Rezistor
1	40k2	1206	R12	Rezistor
1	820	1206	R3	Rezistor
1	8k06	1206	R18	Rezistor
3	10M/25V	C_EL_2	C1, C2, C3	Kondenzátor - elektrolytický
2	1M/63V	C_EL_2	C5, C6	Kondenzátor - elektrolytický
1	2M2/63V	C_EL_2	C7	Kondenzátor - elektrolytický
1	10n	C-2,5	C4	Kondenzátor - keramický
1	BC161	TO39	T1	PNP Transistor
2	LM339	DIL14	IO1, IO2	Komparator - 4x
1	LM3914	DIL18A	IO3	Budic sloupce LED
1	TL072	DIL8	OZ1	OZ - JFET - 2x
8	cervena	LED_5	D1, D2, D3, D4, D5, D6, D7, D8	LED - jednobarevna
7	zelena	LED_5	D11, D12, D13, D15, D17, D18,	LED - jednobarevna
2	zluta	LED_5	D9, D10	LED - jednobarevna
2	1N4148_SOD80	SOD-80	D14, D16	Univerzalni dioda - 0,15A, 75V
1	MLW10	MLW10G	CON1	Konektory MLW - vidlice - 10x