

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

KATEDRA APLIKOVANÉ ELEKTRONIKY A TELEKOMUNIKACÍ

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

Konstrukce audio kompresoru

Abstakt

Předkládaná bakalářská práce je zaměřena na problematiku konstrukce audio kompresorů. V teoretické části je zpracován rozbor jednotlivých bloků z hlediska jejich funkce, typického součástkového zapojení, přičemž převážná část je věnována rozborům systémů s napětově řízenými zesilovači VCA. Praktická část řeší princip návrhu signálové části kompresoru a následné ověření dosažených parametrů jejího zkreslení.

Klíčová slova

Kompresor, VCA, sidechain, hlasitost, zvuková technika

Abstract

The theme of this bachelor thesis is focused on investigation of construction principles of audio compressors. Its theoretical part deals with analysis of different blocks of a typical compressor and their concepts of electronic schematics. Mainly its based on explanations of blocks which can be found in compressors that are based on voltage controlled amplifiers-VCA's. In the second part of thesis a signal part of a compressor is designed and then its distortion parameters are measured.

Key words

Compressor, VCA, sidechain, loudness

Prohlášení

Předkládám tímto k posouzení a obhajobě bakalářskou práci, zpracovanou na závěr studia na Fakultě elektrotechnické Západočeské univerzity v Plzni.

Prohlašuji, že jsem tuto bakalářskou práci vypracoval samostatně, s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, který je součástí této bakalářské práce.

Dále prohlašuji, že veškerý software, použitý při řešení této bakalářské práce, je legální.

V Plzni dne 8.6.2015

Daniel Hořejší

.....

Obsah

OBSAH	6
ÚVOD	7
SEZNAM ZKRATEK	8
1 TEORETICKÝ ROZBOR BLOKŮ KOMPRESORU	9
1.1 VSTUPNÍ A VÝSTUPNÍ OBVODY	10
1.2 KOMPRESNÍ ČLEN	11
1.3 SIDECHAIN	12
1.3.1 Diodový detektor obálky	12
1.3.2 RMS detektor	14
1.4 THRESHOLD	17
1.5 RATIO	19
1.6 ČASOVÉ KONSTANTY	20
1.7 MAKE-UP GAIN	21
2 NÁVRH ZAŘÍZENÍ	21
2.1 SIGNÁLOVÁ CESTA	22
2.2 TESTOVÁNÍ SIGNÁLOVÉ ČÁSTI	24
ZÁVĚR	27
POUŽITÁ LITERATURA	28

Úvod

Audio kompresor je zařízení sloužící k úpravě dynamiky zvuku, tedy hlasitostních rozdílů mezi jeho jednotlivými částmi. Tyto úpravy mohou mít různý důvod.

Prvotním účelem kompresoru byl malý dynamický rozsah záznamových médií - pásků, kdy omezení byla dána z jedné strany saturací pásku a z druhé strany šumem. Aby mohla být zaznamenávána hudba s větším dynamickým rozsahem, muselo dojít k jeho omezení kompresorem.

Dalším příkladem využití kompresoru, respektive spíše jeho speciální odnože - limiteru, který se vyznačuje vysokou rychlostí reakce a způsobem hodnocení signálu, je ochrana zařízení proti přebuzení. Všechna audio zařízení mají určitou maximální úroveň signálu, kterou jsou ještě schopna přijmout a zpracovávat, aniž by došlo k jejich poškození či nežádoucímu zkreslení signálu, přičemž limiter zajišťuje, aby tato hranice nebyla překročena.

Posledním uvedeným použitím je umělecké využití kompresoru. Cílem takových úprav dynamiky pak může být ovlivnění zvuku v rámci mezí transparentnosti, tedy jedná se o případy, kdy nechceme, aby kompresor předal zvuku určitý svůj charakter. To může být například omezení poměru hlasitosti kytarových úderů vůči hlasitosti jejich doznívání za účelem větší plynulosti zvukového vjemu. Nicméně, kompresorem se dá dosahovat i charakteristických zvukových efektů, kdy po jeho zásahu již nástroje nemusí znít tak, jako reálné. U bicích nástrojů je s ním možno zdůrazňovat či potlačovat výraznost úderu, nebo je možno dosahovat až zkreslení typických pro kompresory, jako jsou tzv. breathing, či pumping.

Ačkoli dynamika záznamových zařízení během let vzhledem k zaznamenávaným zvukům vzrostla na dostatečnou míru, úroveň komprese v nahrávkách se spíše zvětšila. Je to právě tím, že kompresor se již využívá více jako efekt, než jako prvek nutný k možnosti zaznamenání kompletní dynamiky zdrojového zvuku. Leckdy se pak setkáme s nahrávkami, jejichž dynamický rozsah je omezen na mnohem méně než 10 dB, kdy se již ze skladeb vytrácí "život".

V průběhu let bylo vyvinuto více způsobů konstrukce kompresorů, ať už se jedná o typy kompresních prvků, či způsoby zapojení jednotlivých bloků. V teoretické části práce by měly být nastíněny základní principy různých technologií a na schématech by mělo dojít k vysvětlení jejich funkce.

Praktická část se zabývá návrhem dílčích bloků kompresoru. Měly by být vysvětleny důvody postupů při návrhu a funkce realizovaného zapojení by měla být ověřena měřením.

Seznam zkratk

<i>OZ</i>	Operační zesilovač
<i>RMS</i>	Root-mean-square
<i>VCA</i>	Voltage controled amplifier, napětově řízený zesilovač
<i>NLC</i>	Nonlinear capacitor, nelineární kondenzátor

1 Teoretický rozbor bloků kompresoru

U většiny kompresorů se setkáme s těmito funkčními bloky:

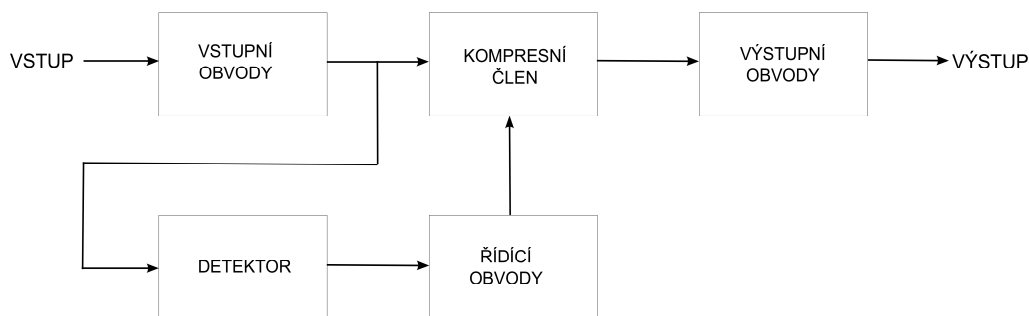
-vstupní a výstupní obvody

-kompresní člen

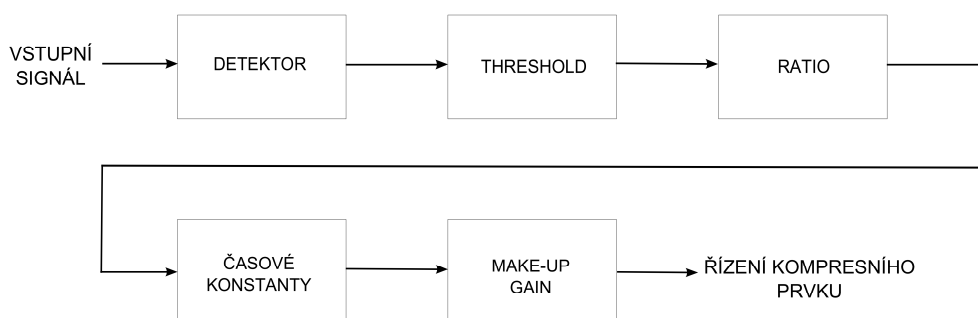
-blok pro detekci a rozhodování o signálu - tzv. sidechain - obsahující detektor, blok pro rozhodování o prahu komprese, řešení kompresního poměru a blok časových konstant

Zobrazení typického blokového zapojení sekcí řídicích zisk signálu je na *obr. 1.1*. Konkrétně je zobrazena tzv. feedforward topologie, kdy signál pro detektor je snímán před prvkem řešícím kompresi. Opakem je feedback (zpětnovazební) zapojení, kdy signál pro detektor je snímán z výstupu komprimujícího prvku.

Na *obr. 1.2* dále vidíme typické blokové uspořádání samotného sidechainu.

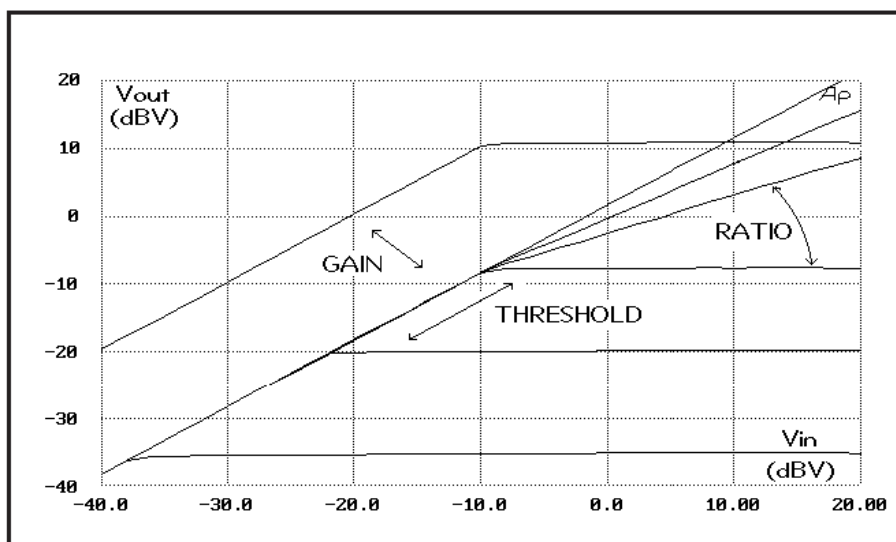


Obr. 1.1 Typické blokové zapojení sekcí pro řízení zesílení signálu



Obr. 1.2 Typické uspořádání bloků sidechainu

Před rozбором jednotlivých částí kompresoru je nutné vysvětlit jeho základní parametry na převodní charakteristice.



Obr. 1.3 Převodní charakteristiky kompresoru [1]

Obr. 1.3 ukazuje typický způsob zobrazování převodních charakteristik kompresoru. Osa V_{IN} symbolizuje hodnotu vstupního signálu kompresoru, osa V_{OUT} obdobně symbolizuje výstupní hodnotu signálu. Jednou z popisovaných vlastností je tzv. práh komprese, zvaný threshold. Ten rozhoduje o tom, při jaké úrovni vstupního signálu již bude docházet k jeho kompresi. Stav komprese je na obr. vidět jako odchylka od lineárního růstu křivky symbolizující poměr přírůstků $V_{out}:V_{in}$. Čím nižší je tedy hodnota nastavení prvku threshold, tím dříve dochází ke kompresi signálu.

Další vlastnost kompresoru je kompresní poměr (ratio). Ten určuje míru komprese pro signály se vstupní úrovní vyšší, než je úroveň prahu komprese. Na signály pod úrovní threshold tedy prvek ratio nemá vliv. Parametr je uváděn ve vyjádření $x:1$, kde x značí jak velký přírůstek dB vstupního signálu je potřeba, aby výstupní signál vzrostl o 1 dB.

Na obrázku jsou znázorněny převodní charakteristiky kompresoru tzv. typu hard knee. Daná vlastnost popisuje tvar přechodu mezi stavem nekomprimování a komprese. Hard knee značí ostrý přechod. Jiným typem je tzv. soft knee, který má tvar přechodu zaoblený.

1.1 Vstupní a výstupní obvody

Vstupní a výstupní obvody zajišťují u kompresorů především vhodné impedance pro ideální přenos napětí mezi zařízeními, jak z hlediska jeho amplitudy, tak frekvenčního složení. Typická impedance vstupů bývá 10 k Ω a vyšší, u výstupu se impedance pohybuje v řádu 100 Ω a níž.

Vstupy i výstupy mohou být uzpůsobeny pro symetrické či nesymetrické navázání signálu, případně pro oba typy. V samotném zařízení je signál šířen již v nesymetrické

podobě. Symetrizace a desymetrizace je řešena buď pomocí audiotransformátorů, anebo pomocí bloků operačních sítí.

1.2 Kompresní člen

Kompresní členy jsou všeobecně různé formy řízených zesilovačů. Konkrétně se můžeme setkat s řešením pomocí FET tranzistoru, optočlenu, elektronky, či takzvaných VCA - napětím řízených zesilovačů, zformovaných do komplexních obvodů, mnohdy zpracovaných v integrované podobě, viz např [2].

Kompresory s kompresním členem realizovaným pomocí FET tranzistoru jsou zpravidla schopné dosahovat rychlých časů reakce, i pod 100 μ s. V obvodu je FET tranzistor součástí napětěového děliče, kdy využíváme jeho zapojení pro lineární změnu odporu mezi elektrodami drain a source. Působením řídicího signálu na gate tranzistoru dochází k regulaci jeho D-S odporu, čímž je měněna úroveň komprese signálu (je regulován dělicí poměr děliče). Typickým zástupcem FET technologie je kompresor UREI 1176 [6].

Kompresory s optočlenu také vycházejí z koncepce napětěového děliče, kdy jeden z odporů tvoří fotoodpor. Zdroj záření pro regulaci rezistivity fotoodporu je dnes zpravidla LED dioda. Např. kompresor LA2A [3] však používá jako zdroj světla elektroluminiscenční panel. Optokompresory mohou být konstrukčně velmi jednoduché (záleží samozřejmě na kladených požadavcích). Samotné fotoodpory se vyznačují svou typickou setrvačností, kdy po delším stavu komprese déle trvá jejich návrat do základního stavu. Jejich časy reakce jsou proměnlivé na základě toho, jak velkou intenzitou (zpravidla úměrnou hlasitosti signálu) jsou ozařovány - větší intenzita způsobuje rychlejší reakce. To vytváří určitou formu automatické adaptace optokompresorů na signálové transienty - při pomalých změnách, resp. změnách o malou úroveň, zůstávají reakce pozvolné, kdy trvá jejich návrat do základního stavu déle - plynule vyvažují hlasitost, kdy i při velké míře komprese může zůstat kompresor "neslyšný" - bez poslechově rušivých artefaktů. Při transientách je naopak fotoodpor schopen rychlejšího náběhu i doběhu kompresního stavu.

Varianta s obvody VCA umožňuje konstrukci velmi transparentních kompresorů předvídatelného chování. Integrované obvody VCA dosahují hodnot THD+N leckdy okolo 0.001%. Významným zařízením typu VCA kompresorů jsou například dBx166 [4], či SSL4000. V práci zkoumané typy kompresorů využívají VCA obvody, které fungují jako násobičky průběhu signálu vstupujícího do kompresoru úrovní řídicího signálu. Jejich závislost výstupního zesílení na velikosti řídicího signálu je exponenciální - to umožňuje lineárním růstem řídicího signálu působit lineární redukci decibelové úrovně signálu. Tato

závislost je vyjádřena jako řídicí charakteristika VCA. Pro VCA obvod THAT 2180 má hodnotu 6 mV/dB - tedy každý přírůstek 6 mV na řídicím pinu VCA bude reprezentován změnou úrovně výstupního signálu o 1 dB. VCA obvody v kompresorech zpravidla působí společně s RMS (root mean square - způsob získání efektivní hodnoty signálu) detektorem, který slouží k vyhodnocení úrovně signálu přicházejícího na kompresor, podle níž se poté v sidechainu rozhoduje, jestli a jakým způsobem má být signál komprimován. Pokud je RMS detektor schopen poskytnout svou výstupní hodnotu ve zlogaritmované podobě, je poté přírůstek jeho výstupního napětí přímo úměrný dB (decibelové) změně signálu. Takový způsob výstupního vyjádření RMS detektoru umožňuje jeho vhodnou součinnost s exponenciálním řízením VCA obvodu. Mezi výstup RMS detektoru a řídicí pin VCA jsou zařazeny rozhodovací bloky sidechainu. Jelikož signál přenášený sidechainem má logaritmicke podobu, je pro nastavování parametrů jednotlivých rozhodovacích bloků využito tzv. log-math principu, blíže definovanému v [1], který umožňuje snadné zjištění vlivu různých bloků přímo na dB hodnotu výsledného signálu.

1.3 Sidechain

O tom, zda signál přicházející na kompresor bude komprimován, je rozhodováno v sidechainu na základě výstupní hodnoty detektoru zařazeného na vstup sidechainu. Detektor hodnotí signál podle určité jeho vlastnosti - například podle jeho maximální hodnoty, či podle jeho RMS hodnoty.

Hlavními typy používaných detektorů jsou diodový detektor obálky a RMS detektor, přičemž princip RMS detektoru je využíván zřejmě jen v obvodech s VCA.

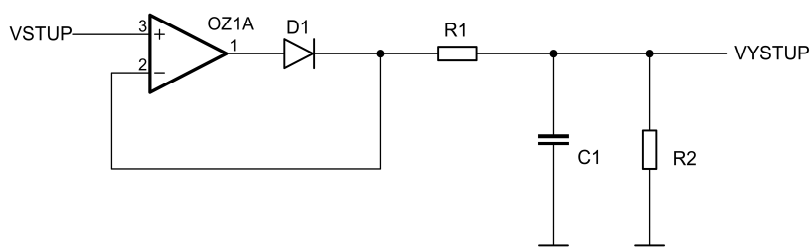
Zajímavou variantou detekce je řešení u již zmiňovaného LA2A - u něj je v sidechainu přiveden signál signálové části přímo na elektroluminiscenční panel, který může být, narozdíl od FET tranzistoru, či LED diody u typických optočlenů, buzen přímo střídavým signálem. Vlivem setrvačnosti automaticky vytváří střední hodnotu signálu, tedy samotný sidechain obsahuje velmi málo součástek.

1.3.1 Diodový detektor obálky

Typické zapojení je na *obr. 1.4*. S daným detektorem zachycujeme špičkovou hodnotu signálu. Nejdříve je nutné samotný signál usměrnit (oboucestně, pro výsledné respektování amplitudy kladných i záporných půlvln signálu). Následuje samotný blok detektoru, který se skládá z kondenzátoru nabíjeného přes diodu. Dioda může být zapojena v kombinaci

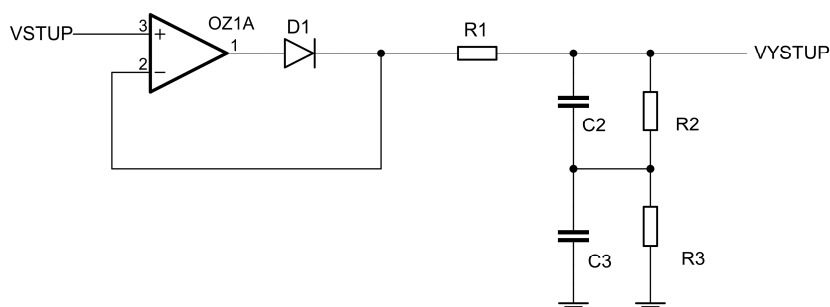
s operačním zesilovačem tak, aby působila v obvodu jako ideální dioda, co se napěťového úbytku, potřebného k jejímu přechodu do stavu vodivosti, týče.

Pokud je dioda zapojena jako ideální, pak při vstupním napětí větším než je na kondenzátoru dochází k jeho nabíjení. Rychlost nabíjení je dána časovou konstantou tvořenou kondenzátorem a odporem R_1 , jehož funkce je nazývána attack. Jakmile je napětí před diodou nižší, dochází k vybíjení kondenzátoru, jelikož dioda svou závěrnou polarizací zabrání ovlivnění jeho napětí ze strany vstupního signálu. Rychlost vybíjení je dána opět velikostí kondenzátoru a dále odporem R_2 , jehož funkce se nazývá release. Hodnoty R_1 a R_2 bývají nastavitelné, čímž můžeme měnit rychlost časů reakce kompresoru v závislosti na charakteru zvuku, kterého se snažíme dosáhnout. Je třeba ještě poznamenat, že maximální možná dosažitelná výstupní hodnota ve vztahu ke vstupní hodnotě je ovlivněna poměrem R_1 a R_2 - společně totiž formují napěťový dělič.



Obr. 1.4 Diodový detektor

Můžeme se setkat i s komplexnějšími návrhy konstant. Jedněmi z nich jsou dual-release konstanty použité v kompresoru GSSL viz obr. 1.5. Ty jsou navrženy tak, aby jejich rychlost reakce byla částečně ovlivněna dynamickým charakterem vstupního signálu, obdobně jako je tomu u výše uvedeného principu fotoodporu. Horní dvojice prvků R a C formuje kratší časovou konstantu, spodní delší. Při pomalých změnách vstupního signálu je rychlost release určena spodní konstantou, doba doběhu je tedy delší. Při transientních změnách dochází k tomu, že se stihne nabít převážně jen horní konstanta, a po odeznění transienty se také rychle vybije - spodní konstanta kvůli svému omezenému dobití bude mít při transientě pouze malý vliv.



Obr. 1.5 Dual-release konstanty

Před samotnou diodou je nutno rozhodnout ještě o hranici signálu, pro kterou bude probíhat komprese. To řeší blok thresholdu, neboli prahu komprese. Pomocí úpravy stejnosměrného offsetu signálu před diodou ovlivňujeme, jaká napěťová část signálu již bude detekována a jaká s jistotou ne. Offsetový posun může být řešen například pomocí operačního zesilovače v sumačním zapojení, kdy k signálové hodnotě budeme přičítat stejnosměrné napětí, volené potenciometrem.

Dalším parametrem, který je potřeba určit, je kompresní poměr. K jeho navolení se používá potenciometr.

V závěru je již sidechainem upravený signál převeden na kompresní člen - tedy např. na LED svítící na fotoodpor, či na gate FET tranzistoru.

1.3.2 RMS detektor

Použití RMS detektoru vychází z principu vnímání zvuku sluchem, kdy právě RMS hodnota signálu odpovídá tomuto vnímání nejvíce. Z obvodového hlediska je RMS detektor reprezentován integrovaným obvodem. K získání RMS hodnoty je potřeba signál umocnit, vyřešit jeho střední hodnotu a z té získat odmocninu. Obvodové řešení takovéto operace by však bylo příliš náročné, především kvůli fázi mocnění - amplituda signálu by rostla do extrémních hodnot. Proto se využívá matematického ekvivalentu, kdy se nejdříve provede logaritmus signálu, relativně snadno realizovatelný za pomoci tvaru převodních charakteristik diod či tranzistorů. Následně je tento výsledek vynásoben dvěma - tím získáme matematický ekvivalent druhé mocniny. Poté je ze signálu zjištěna střední hodnota - na to stačí použít filtr typu dolní propust. Ten je však proveden v zapojení respektujícím logaritmovaný průběh signálu, tzv. log-domain (viz kapitola 1.6). Výhodou RMS obvodů je, že je možno nalézt takové, které poskytují svůj výstup v logaritmické podobě. Takovým je např. [7].

U samotného RMS obvodu můžeme nastavit napěťovou referenční úroveň 0 dBr. Podstatná je u něj také řídicí konstanta, vyjadřující přírůstek výstupního napětí odpovídající

změně vstupního signálu o 1 dB. RMS obvod THAT 2252 má průběh řídicí konstanty lineární, tedy při jakékoli úrovni vstupního signálu a tedy i výstupního napětí RMS obvodu bude přírůstek o další dB vyjádřen stejnou velikostí napětí. Danou vlastnost je možno použít pro výpočet rozsahu dynamiky, který jsme schopni obvodem při dané referenční úrovni detekovat. Pro THAT 2252 s řídicí konstantou cca 6 mV/dB a maximálním užitečným rozsahem výstupních napětí detektoru ± 300 mV to znamená, že celkový rozsah je:

$$A_{\text{det}} = \frac{600 \text{ mV}}{6 \frac{\text{mV}}{\text{dB}}} = 100 \text{ dB} \quad (1.1)$$

tedy ± 50 dB vůči referenční úrovni.

Dále je třeba RMS obvodu nastavit časovou konstantu, sloužící k průměrování signálu. Právě výběr vhodné časové konstanty je klíčový. Při krátké časové konstantě, např. 1 ms či méně, bude obvod klást důraz na krátkodobé změny signálu. V následujících sekcích sidechainu tak budeme schopni pracovat na základě maximální hodnoty signálu, či vyhodnocovat prudké změny hlasitosti. Nicméně krátká časová konstanta způsobí, obzvláště při nízkých frekvencích (majících delší periodu), podstatné zvlnění výstupního signálu z RMS obvodu. Důvodem je, že kvůli rychlé konstantě bude obvod stíhat téměř až kopírovat průběh signálu a nebude tak docházet k efektivní filtraci. Jelikož signál je během získávání RMS hodnoty uvnitř obvodu usměrněn, má jeho výstupní zvlnění frekvenci dvojnásobnou než původní signál, tedy bude druhou harmonickou signálu signálové cesty. Kdyby byl takový signál poslán dále na VCA, dojde ke vzniku intermodulačního produktu - třetí harmonické - z důvodu jeho násobení s frekvencí první harmonické signálové cesty.

Pro účinnou filtraci, obzvláště nižších frekvencí, je nutno volit delší průměrovací konstantu, čímž ale samozřejmě obvod omezuje svou možnost detekce rychlých změn. Je více způsobů, jak k řešení tohoto problému přistoupit.

Jednou z variant je ponechání pouze dlouhé časové průměrovací konstanty. Takové řešení je realizováno u kompresoru Alesis DC22. Ten má své časové konstanty formované pouze RMS obvodem. Kvůli delším časům náběhu a řádově střední době doběhu je kompresor používán především pro řízení některých specifických signálů, například pro celkové vyvážení baskytarových partů.

Další možností je využití více detektorů s různými časovými konstantami, jejichž výstupy je potřeba vhodným způsobem zpracovat. U zařízení s takovým přístupem se pak můžeme setkat s možností nastavit parametr crest factor, který určuje, při jakém rozdílu mezi

hladinami na výstupech jednotlivých detektorů dojde k odlišnému způsobu řízení sidechainu. Příkladem realizace může být, že standartně je využit signál z pomalého detektoru a pouze když signál z rychlého detektoru je větší o hodnotu regulovanou právě nastavením crest factoru, tak následné bloky sidechainu pracují i s jeho průběhy signálu. Jedním z kompresorů využívajících více detektorů je GML8900 [9].

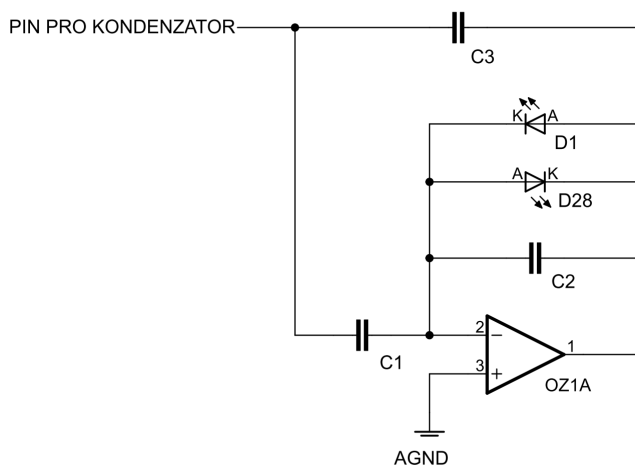
Třetí možností je použití obvodu pojmenovaného v [1] jako nelineární kondenzátor (NLC). U RMS obvodu THAT 2252 se hodnota časové konstanty běžně formuje pouhým kondenzátorem společně s napájecím proudem obvodu. Použití nelineárního kondenzátoru znamená nahrazení standardního kondenzátoru blokem s operačním zesilovačem, který využívá Millerova jevu k násobení velikosti kapacity, přičemž při přílišných dynamických změnách je toto násobení přerušeno, čímž je hodnota výsledného kondenzátoru zmenšena, což vede ve výsledku na rychlejší reakci obvodu. Princip součástkového zapojení je na *obr. 1.6*. Pokud nepůsobí antiparalelní diody ve zpětné vazbě OZ, dochází k tomu, že kondenzátory C_1 a C_2 formují zesílení kapacity C_3 , kdy celková velikost kondenzátoru je poté dána vztahem:

$$C_{slow\ eff} = C_1 + \left(1 + \frac{C_1}{C_2}\right)C_3 \quad (1.2)$$

jelikož kondenzátory C_1 a C_3 jsou vůči sobě paralelně vzhledem k virtuální zemi OZ.

Jakmile však dojde k tomu, že napětí na výstupu OZ je dostatečné na to, aby otevřelo zpětnovazební diody, pak je zpětnovazební kondenzátor C_2 zkratován, násobící člen je tedy zanedbatelný a celková kapacita je dána pouze součtem hodnot kondenzátorů C_1 a C_2 . Jelikož u obvodu THAT 2252 je větším kondenzátorem volena delší časová konstanta, pak případ, kdy probíhá násobení, odpovídá delší časové konstantě a když je C_2 zkratováno, pak se obvod chová jako kratší časová konstanta. K otevření diody dochází, pokud je hladina okamžitého vstupního signálu o nastavenou velikost větší, než hladina zprůměrovaná konstantou. Vzhledem k log-math principu je možné navíc určit, při jak velkém skoku v řádu dB má k aktivaci rychlé funkce NLC dojít.

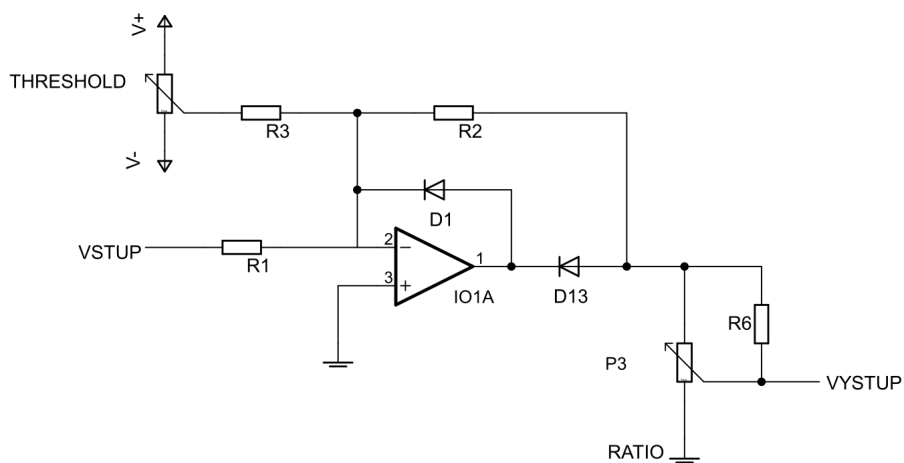
Obvod NLC tedy umožňuje přizpůsobivost reakce detektoru na charakter vstupního signálu bez nutnosti použití více detektorů (samozřejmě bez možnosti nastavování crest factoru při běžném užívání).



Obr. 1.6 Obecné schéma bloku NLC

1.4 Threshold

Blok threshold slouží k rozhodování o tom, které signály by již vzhledem k jejich úrovni měly být komprimovány a které ještě ne. K tomuto rozhodování dochází na základě výstupního napětí detektoru. Jelikož ke změně zisku VCA dochází, pokud na řízení kompresního členu působí složka detekovaného signálu různá od nuly (viz datasheet), pak ke stavu nekomprimování postačí zamezení průchodu signálu sidechainem. Na to se využívá bloku s pólcestrným usměrněním. Nicméně úroveň prahu komprese by měla být regulovatelná. To je řešeno pomocí stejnosměrného posunu sidechainového signálu. U obvodů s kombinací RMS - VCA se standartně threshold realizuje pomocí operačního zesilovače, viz *obr 1.7*.

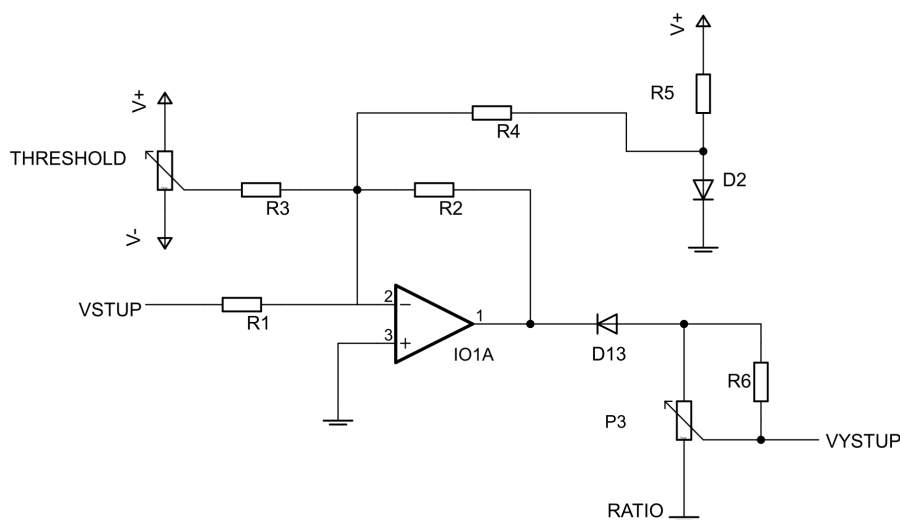


Obr. 1.7 Hard knee threshold zesilovač

Signál přichází odporem R_1 . Spolu se zpětnovazebním odporem R_2 je možno nastavit zesílení signálu sidechainu, čehož může být využito pro zvýšení jeho imunity vůči rušení při průchodu sidechainem. Jelikož obvody RMS-VCA jsou většinou vázány stejnou řídicí

konstantou, pak zesílení je samozřejmě před VCA nutno vykompenzovat adekvátním zeslabením signálu (viz dále Make-up gain).

Potenciometrem P1 je regulován práh komprese. Konkrétně na něm nastavujeme hodnotu napětí (zde v rozsahu $\pm U_{cc}$), která je následně přičtena k hodnotě signálu (OZ funguje v daném zapojení jako sumační zesilovač). Přičtená hodnota by byla v rámci řídicí konstanty příliš velká, například 6 V by při konstantě 6 mV/dB odpovídalo 1000 dB (výpočet dle (2.1)) (standartní rozsah regulace thresholdu je např. ± 30 dB). Proto je hodnota z potenciometru zeslabena kombinací sumačního a zpětnovazebního odporu. Jakmile signál, sesumovaný s napětím nastaveným pro threshold, přesáhne hodnotu 0 V (diody se vlivem OZ chovají v daném zapojení jako "ideální"), prochází signál k obvodům následujícím za threshold zesilovačem. Daný způsob zapojení je typu hard-knee.



Obr. 1.8 Soft knee threshold zesilovač

Způsob soft-knee zapojení je na obr. 1.8. Dioda omezující signál (konkrétně D_{13}) procházející sidechainem není umístěna ve zpětné vazbě OZ. Jelikož dioda není ideální (tedy nedochází ke skokové změně vodivosti), nýbrž začíná vést (u křemíkové diody) již zhruba od napětí mezi anodou a katodou 0.3 V a za stav plné vodivosti považujeme cca 0.6 V, kdy mezi těmito napětími dochází k přibližně exponenciálnímu nárůstu napětí, pak právě tento postupný přechod umožňuje pozvolný náběh vodivosti. Vzhledem k log-math je možno určit jak velký má přechod v rámci dB být, a tím regulovat velikost přechodového kolene. Princip je následující - velikost přechodové oblasti je 0.3 V, tedy 300 mV. To při konstantě 6 mV/dB odpovídá 50 dB (výpočet dle (2.1)). Pokud je však signál threshold zesilovačem zesílen, dochází tak prakticky ke zvětšení řídicí konstanty (po zesílení již musí být napěťový rozdíl pro velikost 1 dB větší) a kvůli tomu je menší oblast výsledného kolene přechodu kompresní

charakteristiky. Například při zesílení signálu 2 krát je již řídicí konstanta signálu 12 mV/dB a rozsah 300 mV bude tedy odpovídat pouze 25 dB. Dané zapojení je navíc doplněno sumací napětí z diody D_2 . To jednak částečně kompenzuje posun hranice pro průchod signálu (oproti hard knee se dioda otevírá již při nižším vstupním napětí) a tedy v případě kombinace možnosti hard knee/soft knee volby na kompresoru zachovává podobnou rozhodovací hranici. Především však slouží ke kompenzaci teplotní změny vodivosti diody D_{13} - sumační odpor diody, R_4 , mívá stejnou hodnotu jako zpětnovazební odpor OZ - teplotní změny působící na D_2 působí stejně i na D_{13} (za podmínky jejich vzájemně blízkého umístění na plošném spoji a jejich dostatečnému teplotnímu spárování), která však vzhledem k invertování OZ působí kompenzací změny vodivosti D_2 .

1.5 Ratio

Prvek ratio je v zařízeních reprezentován pouhým potenciometrem, zapojeným v sidechainu za sekci thresholdu (viz *obr. 1.7, 1.8*). Vzhledem k log-math je výsledný kompresní poměr při daném nastavení potencimetru snadno odvoditelný. Signál není komprimován, pokud není nad úroveň prahu komprese (při pomnutí situace soft knee, případně vlivu časových konstant umístěných za thresholdem - časové konstanty zajišťují určitou setrvačnost obvodu a může tak probíhat komprese i když samotný signál z detektoru je již pod prahem komprese) - to zajišťuje princip umístění ratio potenciometru až za blok thresholdu. Pokud signál převyšuje hranici thresholdu a ratio potenciometr je ve své plně otevřené poloze, pak u signálu pokračujícího na řízení VCA bude zachována řídicí konstanta. To znamená, že jakýkoli signál, který má úroveň vyšší než threshold, bude plně komprimován - vyjádřeno jako kompresní poměr $\infty:1$. Pokud bude potenciometr (při použití lineárního potenciometru) nastaven na polovinu dráhy, bude na jeho výstupu poloviční hodnota řídicí konstanty - tedy např. 3 mV/dB místo 6 mV/dB - kompresní poměr je poté 2:1, jelikož s každým nárůstem signálu nad threshold o 1 dB je výsledná komprese pouze 0.5 dB.

Vzhledem ke standartnímu využívání kompresních poměrů - 4:1, 8:1 a další, tedy v rozsahu mezi 2:1 a $\infty:1$, by byly při přímém použití lineárního potenciometru příliš hustě rozmístěné (jsou obsažené jen na jedné polovině potenciometru). Proto bývá jezdec ještě přemostěn rezistorem vhodné hodnoty tak, že rezistorem způsobené zatížení potenciometru způsobí deformaci linearitu jeho průběhu a na jeho středu poté bude například kompresní poměr 4:1.

Návaznost výstupní hodnoty signálu ratio potenciometru na další bloky sidechainu bývá kvůli impedančním hlediskům řešena přes operační zesilovač, ať již ve formě napěťového sledovače, či vyložene bloku se zesílením.

1.6 Časové konstanty

Blok časových konstant slouží k nastavování způsobu časové odezvy sidechainu na dynamické změny signálu. Jejich vlivem dochází k určité setrvačnosti obvodu - vliv attack konstanty ovlivňuje rychlost průběhu reakce na dynamický podnět, release naopak ovlivňuje způsob chování po odeznění daného dynamického podnětu. Časová odezva zařízení je vždy alespoň částečně určena odezvou detektoru - viz dříve. Pokud je však pomalá již odezva samotného detektoru, pak časové konstanty zařazené za něj již urychlení logicky nedosáhnou. U některých kompresorů se setkáme s absencí bloku pro řešení časových konstant, kdy mohou být odezvy reakce určeny pouze chováním samotného detektoru - příkladem tohoto typu je Alesis DC22.

Rozlišujeme reakci náběhu - označována jako attack - a reakci doběhu - označována jako release, případně decay. Nicméně jejich konkrétní definice není pevně stanovena a mnohdy se jejich interpretace u různých výrobců liší, přičemž není pravidlem, že by bylo nutné uvádět, jaká interpretace byla zvolena. K jejich určování se používá specifického typu signálu - pro attack se používá sinusoidy s náhlým nárůstem úrovně, kdy nejdříve je vstupní hodnota pod úrovní thresholdu, druhá úroveň je již nad úrovní thresholdu. Pro určení času release je situace analogická, pouze první úroveň je nad thresholdem a druhá pod. Všeobecně je tento typ signálu označován jako sine burst. Rozdíly nastávají v použitých úrovních signálu pod a nad thresholdem a také v interpretaci samotných výsledků. Někdy se jako hodnota časové konstanty používá čas, za který se signál dostane na 63 % své koncové hodnoty, jindy jak dlouho trvá přechod mezi 10% a 90% celkového přechodu. Časové konstanty mohou být určeny i pouze na základě hodnot RC filtrů, sloužících jako časové konstanty v sidechainu - které vzhledem k spolupůsobení detektoru na výslednou rychlost reakce mohou být za jistých situací oproti reálným časům příliš rychlé.

Jak již bylo řešeno v tématu týkajícího se diodového detektoru, konstanty mohou být řešeny pomocí kombinace RC filtrů. Průběh napětí na takových konstantách je typicky exponenciální.

V obvodech s vazbou RMS - VCA je možno nalézt speciální typ časových konstant, vycházejících z principu log-domain filtrace, resp. integrace. Důvodem je, že kvůli přenosu signálu sidechainem v logaritmované podobě a jeho opětovnému odlogaritmování na výstupu

sidechainu je celý blok tzv. translineárním systémem, který je charakteristický tím, že navenek působí jako běžný lineární systém, ale jeho vnitřní procesy využívají jiných charakteristik chování. Pokud je v logaritmovaném přenosu potřeba dosáhnout stejného charakteru ovlivnění výsledného signálu, jako při použití typických časových konstant v běžných systémech, pak musíme pro konstanty použít návrh takových obvodů, jejichž chování bude po výstupním odlogaritmování působit zvnějšku lineárně. Principy log-domain filtrace jsou podrobně rozebrány například v [10]. Zde je také uveden výchozí návrh bloku log-domain filtrace prvního řádu a zdůvodnění jeho principu matematickým odvozením. Téma log-domain filtrace je řešeno také v [1], [7].

1.7 Make-up gain

Secce make-up gainu všeobecně řeší zesílení výstupního signálu z kompresoru. Komprimovaný signál má totiž vzhledem ke své původní podobě zpravidla (záleží na typu signálu a nastavení časových konstant) nižší celkovou úroveň - signály nad thresholdem mají omezenou možnost růstu nad tuto hranici v závislosti na kompresním poměru. Tento pokles úrovně je možno právě make-up gainem kompenzovat. U RMS-VCA zapojení bývá regulační rozsah make-up gainu ± 20 dB. Realizace je v tomto případě snadná - prakticky se jedná o sumaci stejnosměrného napětí, odpovídajícího danému zesílení, k řídicímu signálu vycházejícímu z předchozích sekcí sidechainu. Pro 20 dB gainu při 6 mV/dB je nutno dodat 120 mV (výpočet dle (2.1)). Důvodem funkce je způsob řízení VCA. Při konstantním napětí zmíněných 120 mV bude aplikovat konstantní zesílení 20 dB pro celý signál, a samotný signál pro kompresi bude nasuperponován na této konstantní složce a bude způsobovat odchylky od konstantní složky, působící stejné množství změny hlasitosti (kvůli lineárnímu růstu řídicí charakteristiky) jako kdyby k němu stejnosměrná složka nebyla přidána.

Kromě volitelného kompenzačního zesílení musí blok vyřešit výstupní zeslabení signálu tak, aby jeho řídicí charakteristika svou strmostí odpovídala řídicí charakteristice VCA.

Samotná realizace bloku je řešena pomocí OZ v zapojení sumačního zesilovače - kromě usměrňovacích diod je tedy zapojení stejné, jako u hard knee threshold zesilovače.

2 Návrh zařízení

Pro praktickou realizaci byla zvolena metoda RMS-VCA způsobu zapojení kompresoru. Jako VCA obvod byl zvolen THAT 2180B, jako RMS obvod THAT 2252.

Z teoretického rozboru je evidentní, že chování kompresoru je velmi závislé na způsobu zapojení sidechainu. Jako výchozí byla zvolena varianta s jedním RMS detektorem, s blokem NLC řešícím průměrovací konstantu - kvůli možné dynamické adaptabilitě detektoru.

2.1 Signálová cesta

Základem signálové cesty je obvod VCA THAT 2180B. Ten by měl dosahovat velmi dobrých parametrů zkreslení (dle datasheetu <0.02 % THD+N při 1kHz, 0 dBV, pásmo 20Hz-20kHz). U něj bylo využito pouze poupraveného doporučeného zapojení. Doporučené zapojení je na *obr. 2.9*, upravené na *obr. 2.10*.

Vstup VCA (pin 1) je proudový - chová se jako virtuální nula. Proto zpracovávaná velikost napětí není obvodem limitována - jsme omezeni pouze proudem přiděleným vstupní sekci a podle jeho maximální vhodné hodnoty a maximální očekávané hodnoty napětí vstupního signálu určíme vstupní rezistor, který slouží jako U-I převodník. Maximální proud pro vstupní i výstupní sekci je určen podle proudu pinem 5, viz dále.

Výstup z VCA (pin 8) je také proudový, proto je na výstupní pin připojen I-U převodník, zformovaný okolo operačního zesilovače. Jeho hodnota zpětnovazebního odporu určuje poměr převodu. Výstup z VCA má invertovanou podobu oproti signálu na jeho vstupu, proto zařazení invertujícího I-U převodníku řeší celkové zachování fáze signálové cesty. Pro dosažení unity-gainu (stav, kdy vstupní i výstupní amplituda signálu má stejnou úroveň) při stavu neaktivity řídicího pinu je třeba, aby vstupní i zpětnovazební výstupní odpor měly stejnou hodnotu.

K pinu 5 je přes rezistor připojeno záporné napájecí napětí; pin je opět proudově buzený. Proud, vzniklý kombinací hodnot napětí a rezistoru, částečně určuje i maximum součtu vstupního a výstupního proudu. Při kombinaci z doporučeného zapojení teče proud:

$$I_5 = \frac{-U_{cc}}{R_5} = \frac{15}{5100} = 2,4 \text{ mA} \quad (2.1)$$

Z daného proudu je částečně kryto nastavení pracovních bodů obvodu (cca 0.6 mA) a zbytek proudu je součtem pro vstupní a výstupní maximální proud. Proud by neměl mít o mnoho větší hodnotu, než je uvedená v doporučené kombinaci, kvůli možné neefektivitě vnitřních procesů ve VCA.

Piny 2 a 3 jsou řídicí, konkrétně pin 2 je kladného typu, který s růstem napětí působí zesílení výstupu a pin 3 má funkci opačnou. Oba by měly mít ekvivalentní chování co se strmostí řídicích charakteristik i ostatních parametrů týče. Zpravidla je využíván jen jeden řídicí pin, přičemž druhý je poté přiveden na zemní potenciál - při nulovém napětí na řídicím portu nepůsobí daný port žádnou změnu zisku VCA - plnou kontrolu přejímá ovládaný pin.

Další návrh vychází ze střední očekávané RMS úrovně zpracovávaných signálů v profesionální audio technice +4 dBu, což odpovídá 1.228 V (1.75 V_{peak}). Při požadované

rezervě alespoň 15 dB pro maximální špičky signálů, by měl být obvod navržen tak, aby kvalitně přenášel až amplitudy cca 10 V, viz odvození dle (2.2).

$$A = 20 \log \frac{U_{\max}}{U_{\text{ref}}} \Rightarrow 15 = 20 \log \frac{U_{\max}}{1.75} \Rightarrow U_{\max} = 1.75 \times 10^{\frac{15}{20}} \doteq 10 \text{ V} \quad (2.2)$$

Kvůli změně odporu u 5. pinu VCA, sloužícího k dodání záporného napájecího proudu, na hodnotu 5.6 kΩ (kvůli dostupnosti této hodnoty v řadě E12), je při $U_{CC-} = -15 \text{ V}$ odpovídající proud:

$$I_5 = \frac{-U_{CC}}{R_5} = \frac{15}{5600} \doteq 2,2 \text{ mA} \quad (2.3)$$

Celkový proud pro vstupní i výstupní obvod by měl tedy dosahovat 1.6 mA. Pro unity gain bude mít zřejmě vstupní obvod k dispozici 0.8 mA - jak vstupní, tak výstupní port mají přenášet stejnou amplitudu, při vstupním napětí 10 V tedy vychází vstupní odpor:

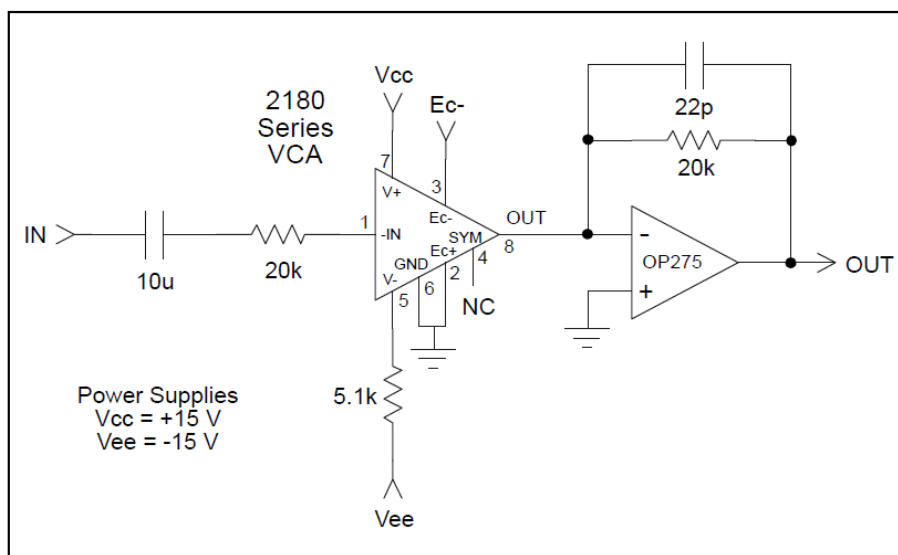
$$R_{in} = \frac{U_{\max}}{I_{in \max}} = \frac{10}{0.0008} \doteq 12.5 \text{ k}\Omega \quad (2.4)$$

Zvolená hodnota 18 kΩ poskytuje pro maximální vstupní napětí dostatečnou rezervu. Výstupní zpětnovazební odpor byl zvolen stejný.

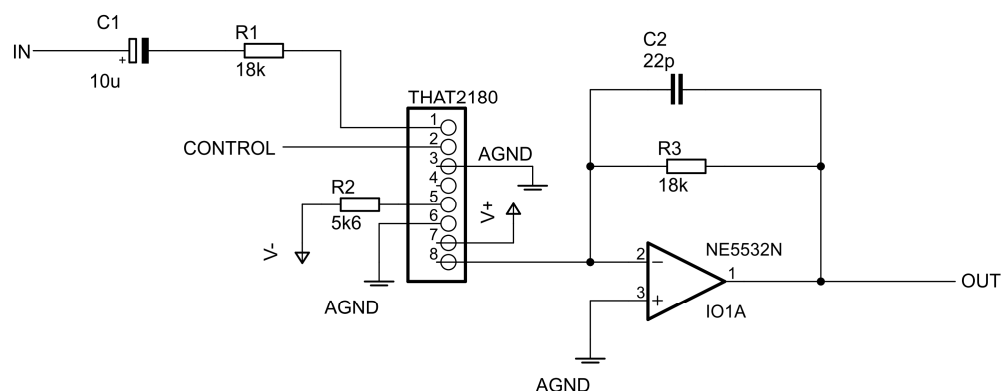
Vstup zařízení byl navázán přes vazební kondenzátor. Jeho velikost byla zvolena tak, aby jeho filtrační frekvence tvořená jím a vstupním odporem nezasahovala do audio pásma. Při zvolení 10μF :

$$f = \frac{1}{2 \times \pi \times R \times C} = \frac{1}{2 \times \pi \times 18000 \times 10^{-5}} \approx 1 \text{ Hz} \quad (2.5)$$

Zapojení vstupů i výstupů bylo pro účely měření zvoleno jako nesymetrické. Pro daný účel stačilo ponechat zapojení tak jak je dle doporučeného výchozího zapojení v datasheetu - vstupní odpor 18 kΩ zajišťuje dostatečně vysokou vstupní impedanci a naopak použití výstupního operačního zesilovače daného zapojení zaručí dostatečně nízkou výstupní impedanci.



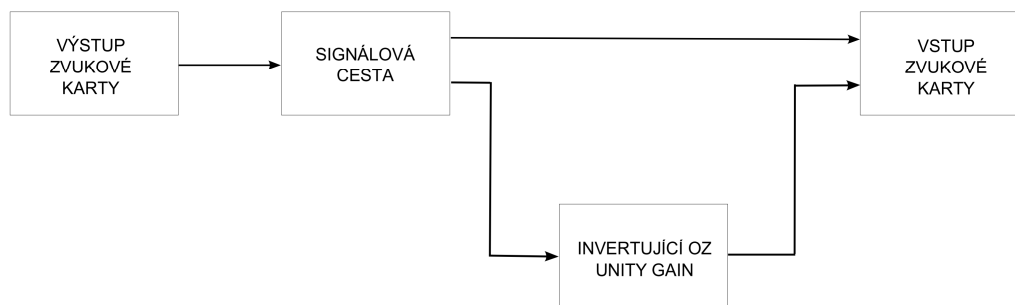
Obr. 2.9 Výchozí výrobcem doporučené zapojení



Obr. 2.10 Realizované zapojení

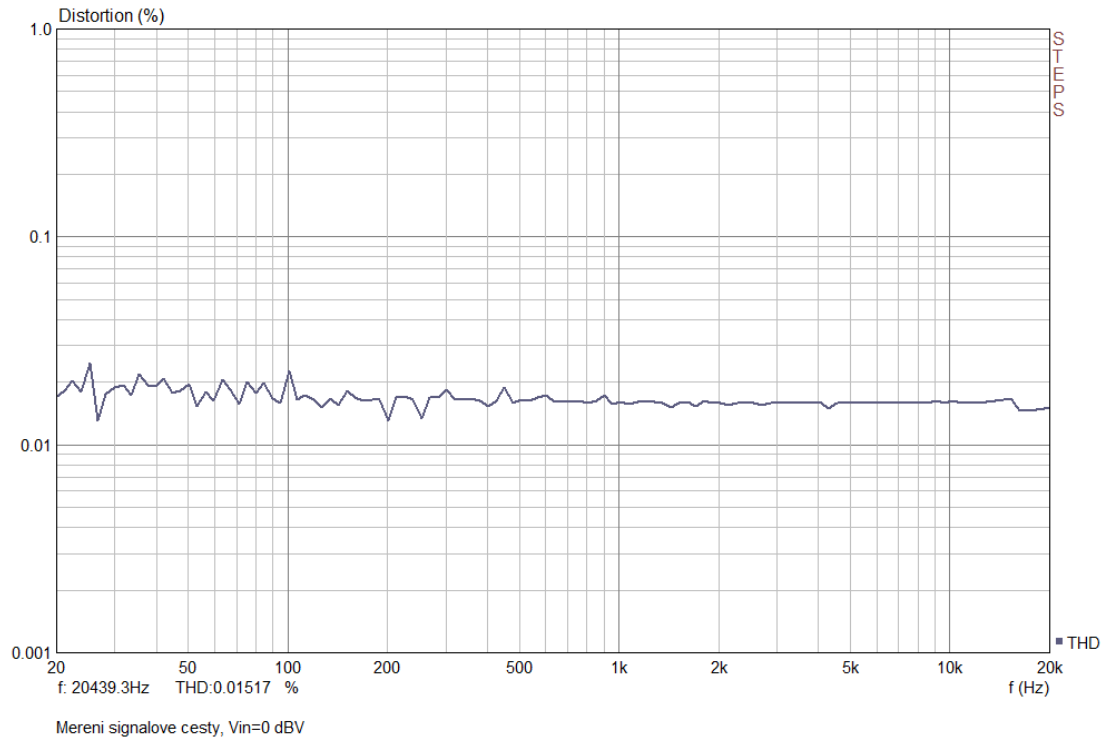
2.2 Testování signálové části

K ověření dosažených parametrů bylo využito měření pomocí zvukové karty Focusrite Scarlett 2i2. Jednotlivé specifikace karty je možno nalézt na [8]. Při měření byla použita výstupní symetrizace signálu - ve specifikacích se tak můžeme orientovat podle hodnot pro mikrofonní vstup. Podstatné údaje jsou THD+N -100 dB, tedy 0.001%, při použití pásmové propusti 20 Hz - 20 kHz. To by mělo být pro ověření splnění podmínky datasheetového údaje VCA - 0.02 % THD - dostatečné. Co však z uvedeného údaje nevyplývá, je, zda bylo měření provedeno postupně pro celý rozsah 20 Hz - 20 kHz, či jestli bylo provedeno pouze pro určitou frekvenci (pravděpodobně 1 kHz). Výstupní impedance karty má být v řádu pod 10 Ω , je tedy dostatečně nízká pro přímé připojení na signálovou cestu. Vstupní impedance není ve specifikacích definována, vzhledem k standardním impedancím mikrofonních vstupů řádu 1.5 k Ω a vyšších je však její přímé připojení na výstup signálové trasy umožněno.



Obr. 2.11 Blokové zapojení měření zkreslení signálové cesty

Na obr. 2.11 je zobrazeno blokové zapojení měřícího řetězce pro realizované měření THD. Měření probíhalo pomocí signálu úrovně 0 dBV. Bylo nutno zavést za výstupní OZ zařízení ještě zapojení řešící symetrizaci signálu. Toho bylo dosaženo zapojením OZ jako invertoru s unity gain nastavením (použité odpory $R=10\text{ k}\Omega$) a následného vedení přímého signálu na jeden signálový pin vstupu karty a invertovaného výstupu na druhý. Při nesymetrickém vedení signálu totiž ukazovala měřící karta zkreslení -70 dB (0.03%) již při měření samotné karty - udávané zkreslení karty má zřejmě platit pouze pro symetrický přenos signálu. Pro symetrické vedení signálu již zkreslení karty odpovídalo specifikacím. Při měření samotné signálové trasy byl na oba řídicí vstupy VCA přiveden zemní potenciál, aby neovlivňovaly měření - hodnota 0 V symbolizuje neakt. Výsledek měření (obr. 2.12) se v celém měřeném rozsahu pohybuje okolo hodnoty 0.015% THD+N, nepřesahuje hodnotu 0.02%. Datasheet obvodu uvádí při signálu 0 dBV typické zkreslení 0.01%, maximální 0.02 %, realizované zapojení tedy tuto podmínku splňuje.



Obr. 2.12 Výsledek měření THD signálové cesty

Závěr

V úvodu teoretické části je provedeno výchozí rozdělení kompresoru na soubor jeho typických bloků. Zároveň jsou na převodní charakteristice vysvětleny základní pojmy - práh komprese - threshold, kompresní poměr - ratio a tvar přechodu - hard knee a soft knee.

Teoretická část pokračuje rozborem jednotlivých bloků kompresorů. Jsou vysvětlena schematická zapojení, spolu s uvedenými způsoby výpočtů různých parametrů, jejichž principy mohou být užity pro určení parametrů především sidechainu, v praktické realizaci.

Praktická část začíná návrhem signálové části kompresoru. Ta je realizována na základě VCA obvodu THAT 2180B. Jednotlivé kroky při návrhu jsou doprovázeny výpočty.

Dále je v praktické části provedeno měření realizované signálové části. Měření je realizováno pomocí zvukové karty Focusrite Scarlett 2i2, u níž je nejdříve na základě specifikací posouzena její vhodnost k měřicímu účelu. Naměřené výsledky se shodují s datasheetovými hodnotami, byla tedy ověřena funkčnost zapojení dle výchozích požadavků.

Tím praktická část práce končí. Důvodem je, že vzhledem k rozsahu problematiky bylo potřeba zkoumat široké množství informací, při němž však byla příliš odkládána fáze sepsání dosud nabitých poznatků. Přibývajících znalostí o tématu navíc přinášely spíše komplikaci postupu, vedoucí k uvědomění si, že realizace kvalitního kompresoru zdaleka není tak jednoduchá, jak se může zdát z vysvětlování na log-math postupech, uvedených v teorii, zdát. Jako podstatný problém se postupně ukázalo, jak například měřením určit charakter chování kompresoru během dynamických změn signálu, jelikož při nich se zapojí do činnosti vlivy bloků časových konstant, znemožňujících svou činností použití standartních typů měření zkreslení.

Značná část času pro práci byla proto strávena například o nastudování literatury, která by umožnila nějakým způsobem kvantifikovat zkreslení výsledného zařízení během dynamických přechodů a nejlépe aby poskytla i efektivní určení typu zkreslení, umožňující diagnostiku jeho původu. Literatura k podobnému tématu nalezená se vždy opírala o principy integrálních transformací, zpravidla jejich dynamických podob, jako jsou například short-time-FFT, či Wignerova distribuce. Studium materiálů s podobnou tematikou však mělo být, přes svou zajímavost, vzhledem k potřebě dokončení bakalářské práce raději odloženo k pozdějšímu dostudování.

Studium způsobů analýzy vzniklého zkreslení na zařízení před jeho samotnou realizací může působit nevhodným uspořádáním práce. Nicméně, takové studium umožní lépe si uvědomit, co všechno může ovlivnit výslednou kvalitu přístroje a tím jeho efektivnější vývoj.

Použitá literatura

[1] *THAT Corporation Design Notes* [online]. [cit. 5.6.2015]. Dostupné z: http://thatcorp.com/Design_Notes.shtml

[2] *1176LN Peak Limiter Manual* [online]. [cit. 3.6.2015]. Dostupné z: <http://www.jblproservice.com/pdf/vintage%20jbl-urei%20electronics/urei-1176lnmanual.pdf>

[3] *Teletronix® LA-2A Classic Leveling Amplifier Manual* [online]. [cit. 4.6.2015]. Dostupné z: http://www.uaudio.com/media/assetlibrary/l/a/la-2a_manual.pdf

[4] *DBX 166A(D)(E) Professional Dynamics Processor Schematics* [online]. [cit. 4.6.2015]. Dostupné z: rdn.harmanpro.com/product_documents/documents/567_1324056948/166A%28D%29%28E%29%20Schematics_original.zip

[5] *The SSL Mixbus Compressor Clone Construction Page* [online]. [cit. 4.6.2015]. Dostupné z: http://www.gyraf.dk/gy_pd/ssl/ssl.htm

[6] *THAT 2180 Series Pre-trimmed Blackmer®Voltage-Controlled Amplifier ICs* [online]. [cit. 4.6.2015]. Dostupné z: http://thatcorp.com/datashts/THAT_2180-Series_Datasheet.pdf

[7] *THAT 2252 RMS-Level Detector ICs Datasheet* [online]. [cit. 4.6.2015]. Dostupné z: http://thatcorp.com/datashts/THAT_2252_Datasheet.pdf

[8] *The Scarlett 2i2 Specifications* [online]. [cit. 5.6.2015]. Dostupné z: <http://us.focusrite.com/usb-audio-interfaces/scarlett-2i2/specifications>

[9] *The GML 8900 Dynamic Range Controller Operation Summary* [online]. [cit. 4.6.2015]. Dostupné z: <http://www.massenburg.com/wp-content/uploads/2012/10/8900OperationSummary.pdf>

[10] ROBERTS, Gordon W. a LEUNG, Vincent W. *Design and Analysis of Integrator-Based Log-Domain Filter Circuits*. New York City: Springer Publishing, 2006. ISBN 978-0-306-47054-7.

