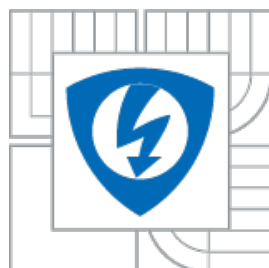




VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

KONSTRUKCE NÍZKOFREKVENČNÍCH VÝKONOVÝCH ZESILOVAČŮ

DESIGN OF AUDIO POWER AMPLIFIERS

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

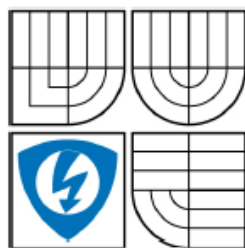
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

JIŘÍ GASNÁREK

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

ING. JIŘÍ ŠEBESTA PH.D

BRNO 2010



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Jiří Gasnárek
Ročník: 3

ID: 78510
Akademický rok: 2009/2010

NÁZEV TÉMATU:

Konstrukce nízkofrekvenčních výkonových zesilovačů

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se podrobně s různými typy a třídami nízkofrekvenčních výkonových zesilovačů a prostudujte princip návrhu. Na základě těchto poznatků navrhnete dva různé výkonové stupně s použitím různých vybraných technologií.

Navrhnete desky plošných spojů a mechanické řešení zesilovačů s ohledem na potřebné chlazení. Zesilovače realizujte a proveďte jejich oživení. Změřte základní parametry jednotlivých zesilovačů včetně subjektivního hodnocení kvality zvuku a proveďte diskusi s ohledem na aplikované principy a technologie nf. zesilovačů.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] KOTISA, Z., VORÁČEK, V. Nf. zesilovače I. - IV. BEN - technická literatura. Praha, 2002 - 2006.
- [2] SIEGFRIED, W. Abeceda nf. techniky. BEN - technická literatura. Praha, 2002.

Termín zadání: 8.2.2010

Termín odevzdání: 28.5.2010

Vedoucí práce: Ing. Jiří Šebesta, Ph.D.

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida
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.

Anotace

Cílem bakalářského projektu je popis konstrukčních tříd a způsobů zapojení nízkofrekvenčních (nf) výkonových zesilovačů. Tato problematika je velmi rozsáhlá, proto jsem se omezil na základní seznámení s možnostmi umístění pracovního bodu, zapojením koncových tranzistorů a požadovanými vlastnostmi nf (audio) zesilovače. Je žádoucí dosáhnout vyrovnaného zesílení v přenášeném kmitočtovém pásmu (20 Hz – 20 kHz), linearizací přechodů eliminovat přechodové zkreslení, zápornou zpětnou vazbou stabilizovat zesilovač a vhodným způsobem návrhu napájecího zdroje omezit zkreslení signálu v limitaci.

V další části je na základě požadovaného výkonu a impedance proveden návrh vlastností koncových tranzistorů, jejich volba (2SC5200, 2SA1943) a výpočet předpokládaných tepelných ztrát zesilovače. Ze známých přechodových teplot je určen požadavek na chladič koncových tranzistorů.

V závěrečné části se věnuji nastínění způsobu proměření zesilovačů, předpokládané hodnoty a objektivní srovnání modulů. V závěru diskutuji možnost subjektivního srovnání poslechem stejného úseku zvukového záznamu přes oba moduly.

Klíčová slova: Nízkofrekvenční výkonový zesilovač, tranzistor, zpětná vazba.

Annotation

The aim of the bachelor's thesis is the description of design and construction audio power amplifiers. This topic is very voluminous and therefore I limited it to basic familiarization with options of bias point placement, connection of power transistors and requested properties of audio power amplifier. It is requested to reach a balanced amplification in transferred frequency band (20 Hz – 20 kHz), to eliminate passage distortion by linearization of passages, to stabilize the amplifier by negative feedback and minimize the signal distortion in limitation by suitable concept of the DC source.

Following part contains a suggestion of end transistor properties based on requested output and impedance, their choice (2SC5200, 2SA1943) and calculation of expected heat lost of the amplifier. From known transfer temperatures is set a request on an end transistor cooler.

The final part deals with a sketch of scaling way of amplifiers, assumed value and objective comparison of modules. I discuss there possibility of subjective comparison by listening to the same part of sound recording via both modules.

Keywords: Audio Power Amplifier, Transistor, Feedback

Bibliografická citace mé práce:

GASNÁREK, J. *Konstrukce nízkofrekvenčních výkonových zesilovačů*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2010. 28s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Jiří Šebesta, Ph.D.

Prohlášení

Prohlašuji, že svoji bakalářskou práci na téma Konstrukce nízkofrekvenčních výkonových zesilovačů 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 tohoto projektu jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 26. května 2010

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu bakalářského projektu Ing. Jiřímu Šebestovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V BRNĚ DNE 26. KVĚTNA 2010

.....
PODPIS AUTORA

Obsah

1. Úvod.....	6
2. Postup návrhu nf zesilovače.....	8
2.1 Třída AB.....	8
2.2 Koncové tranzistory.....	10
2.3 Budič.....	11
2.4 Předpětí, schéma.....	11
2.5 Popis zapojení.....	13
2.6 Návrh DPS.....	13
2.7 Výpočet chlazení.....	14
3. Návrh zesilovače s IO TDA7293.....	15
3.1 Schéma.....	15
3.2 Chlazení.....	18
3.3 Napájecí zdroj, konstrukce.....	18
4. Měření parametrů nf zesilovačů.....	19
4.1 Úvod do metodiky měření.....	19
4.2 Modulová kmitočtová charakteristika.....	21
4.3 Maximální sinusový výkon.....	22
4.4 Účinnost.....	22
4.5 Odstup signál šum.....	23
4.6 Limitace.....	24
4.7 Horní a dolní mezní kmitočet.....	24
4.8 Subjektivní srovnání.....	24
5. Závěr.....	26
5.1 Složitost zapojení.....	26
5.2 Složitost konstrukce.....	26
5.3 Cena versus výkon.....	27
Literatura.....	28

1. Úvod

V semestrálním projektu jsem se věnoval obecnému návrhu nízkofrekvenčních (dále jen nf) zesilovačů, popisem jejich tříd, zapojení a diskuzí výhod, či nevýhod jednotlivých technologií. V bakalářské práci se zabývám návrhem konkrétních modulů zesilovačů, jeden s integrovaným obvodem TDA 7293, druhý s bipolárními tranzistory 2SC5200/2SA1943.

Každý nf zesilovač je charakterizován svými parametry, jako je výkon (příkon), poměr signál-šum, zkreslení, účinnost, dolní a horní mezní kmitočty apod.

Každý z parametrů je ovlivněn konstrukcí zesilovače a tolerancí použitých součástek, na což je potřeba při návrhu pamatovat. Některé parametry mají protichůdné požadavky, takže se volí určitý kompromis mezi oběma hodnotami (např. chceme co nejmenší přechodové zkreslení, které se eliminuje zvýšením klidového proudu, ale pro lepší účinnost potřebujeme klidový proud zase snížit apod.); samotný návrh zesilovače se odvíjí od požadovaného výkonu, jak jsem nastínil v semestrálním projektu; sestavit schéma zesilovače není nejsložitější, rozmístění součástek a tvorba DPS také ne; co zabere nejvíce času, je oživení a vyladění zesilovače do použitelného stavu.

Nf zesilovač se v programech jako PSpice nasimulovat dá, ale pouze pro velmi malé vstupní signály, takže je vždy otázkou, jak se bude chovat při vyšším vstupním signálu, jaký bude skutečný klidový proud, zda bude stabilní, nebude oscilovat, popřípadě zkreslovat signál na některých kmitočtech. Pro návrh plošného spoje jsem použil návrhový program Eagle 4.16.

Většina výrobců má tendenci papírově vylepšovat parametry zesilovačů – výrazné je to v případě výstupního výkonu, popřípadě zkreslení, kdy se udávají hodnoty maximální, krátkodobé, nebo teoreticky dosažitelné v laboratorních podmínkách; pro objektivní srovnání se používá hodnota RMS, tedy dlouhodobě dodávaný sinusový výkon do nominální zátěže (2, 4, 8, 16 Ω aj.).

U zkreslení THD výrobce/dodavatel většinou udává maximální hodnotu v úzkém pásmu kmitočtů, konkrétně na kmitočtu 1 kHz. Výkon a zkreslení jsem uvedl záměrně, protože spolu úzce souvisí.

Každý zesilovač od určité hranice výstupního výkonu začne zkreslovat signál, který může být tímto tak deformován, že si toho posluchač všimne. Setkáme se tak s hodnotami výkonu např. 400 W/4 Ω při THD 0,01% na 1 kHz, ale ten samý zesilovač má udávaný výkon 600 W/4 Ω při THD 0,1% na 1 kHz. Tady vidíme, že se hodnoty parametrů zesilovačů mohou přizpůsobit marketingu a každý prodejce může přizpůsobit čísla podle potřeby.

V mém případě jsem se zabýval objektivním srovnáním různých technologií zesilovačů, tedy jsou oba moduly proměřeny stejným signálem (sinusovým, obdélníkovým) s maximální amplitudou cca 1 V a zatíženy impedancí 8,2 Ω (odporová zátěž); měřil jsem modulovou a kmitočtovou charakteristiku, max. výstupní výkon pro limitaci, účinnost, odstup signál/šum, přechodové zkreslení, dolní a horní mezní kmitočty a limitaci. Na základě získaných výsledků v závěru diskutuji použité technologie. Posledním srovnáním je reprodukce hudby a subjektivní zhodnocení kvality přenosu.

K výše uvedeným technologiím mě přivedl fakt, že výkonové zesilovače s integrovaným obvodem stále častěji nahrazují v aplikacích diskrétní zesilovače s bipolárními tranzistory nebo MOS-FETy. Dle mého názoru je to způsobeno především snahou ušetřit finance, ale v neposlední řadě i prostor, který modul zabírá. Přece jen je levnější a méně náročné osadit jeden IO s několika doplňujícími součástkami, než zesilovač s bipolárními tranzistory, kdy má jeden výkonový tranzistor stejnou cenu, jako výkonový IO, ale je jich v zesilovači větší počet. Navíc je nutné dalšími součástkami

nastavit pracovní bod, sledovat teplotu koncových tranzistorů a podle toho regulovat budící proud a v neposlední řadě osadit budící tranzistory, které se cenou blíží koncovým – tyto součástky je nutné někde umístit, takže je rozměrově diskrétní zesilovač cca dvakrát větší, než plošný spoj s IO.

Na druhé straně, jestliže dojde k poruše, poškodí se v první řadě integrovaný obvod, který je nutné vyměnit celý, kdežto u diskrétního zesilovače stačí vyměnit konkrétní součástku (odpor, kondenzátor, popřípadě koncový tranzistor). Stručně řečeno, počáteční investice do zesilovače s IO je nižší, ale následná údržba je náročnější na finance, než u diskrétního konce, který je na počátku dražší. Dalším problémem jsou nekvalitní integrované obvody s velkým rozptylem parametrů – příkladem za všechny je budící IO TDA7250, kdy budil dva kanály s tranzistory BDW; při sestavení a oživení dodával do jednoho kanálu klidový proud cca 20 mA, ale do druhého 120 mA a nebyla možná žádná regulace. Po výměně za „povedenější“ kus se klidový proud v obou kanálech ustálil na hodnotě 20 mA a vše bylo v pořádku. Problém byl, že jsem vystřídal pět IO, než jsem našel správný kus. Tedy je důležité zvolit pro IO kvalitního výrobce (Toshiba, Motorola aj.) a mít trochu štěstí. Setkal jsem se s výkonovými zesilovači, které měly v útrobach dva IO (stejně velké, jako jeden koncový tranzistor 2SC5200) a psaný výkon $2 \times 200 \text{ W}/4 \Omega$...

Dle mého názoru je využití IO ve výkonových zesilovačích možné a žádoucí do výkonu cca 100 W, protože velikost pouzdra neumožní efektivní odvod tepla ke chladiči pro vyšší hodnoty. Samozřejmě je nutné použití kvalitních součástek a odpovídajícího napájecího zdroje. Na výše uvedené aspekty jsem bral zřetel při svém návrhu a snažil jsem se vyvarovat většiny chyb, na které je ve spojitosti s výkonovými zesilovači s IO nejvíce poukazováno.

2. Postup návrhu diskrétního nf zesilovače

(Určení základních vlastností zesilovače)

2.1. Třída AB

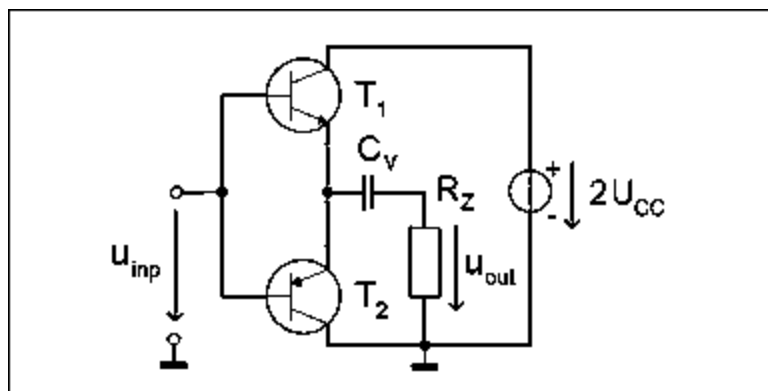
Při návrhu nf zesilovače máme několik možností – existuje několik tzv. tříd zesilovačů, které se liší zapojením koncových tranzistorů, účinností a principem zesilování signálu. Uvažujeme zapojení tranzistoru se společným kolektorem (SC), pro jednodušší příklad čistě rezistivní zátěž. Pro třídu A platí, že pracovní bod je umístěn uprostřed lineární části dynamické převodní charakteristiky a amplituda vstupního signálu je dostatečně velká, aby nedocházelo k zániku kolektorového proudu. Tranzistor pracuje v lineárním režimu, je stále otevřen, tím pádem je minimální zkreslení, ale z důvodu průchozího klidového proudu je účinnost teoreticky pouze 25% [1]. Jako výkonový konec není třída A vhodná, z důvodu stále otevřeného tranzistoru a neustále protékajícího proudu jsou vysoké tepelné ztráty a je nutné dobré chlazení.

Na začátku historie tranzistorové techniky v NF aplikacích byla používána se zesilovačem třídy A tzv. transformátorová vazba; bylo tomu tak převážně z důvodu optimálního impedančního přizpůsobení (většinou nízkoohmového elektroakustického měniče). Pracovní bod (stejnoseměrný) je uprostřed mezi charakteristikou zbytkového proudu a mezní přímkou. Rozkmity proudů tak mohou být na obě strany od klidového bodu stené. Teoretická účinnost se zdvojnásobila na cca 50%, ale je nutný převodní transformátor a pro příkony cca 100 VA by ztráty dosáhly hodnoty zhruba 50 W, což by mohlo způsobit potíže s chlazením a bylo by nutné k tomu přihlížet při výběru koncových tranzistorů (bylo by nezbytné použití pouzdra TO3, které je celokovové a je schopné vyžárit až 100 W ztrátového tepla).[4] Navíc je výroba takového transformátoru složitější.

Další třída, označovaná písmenem B, používá dva tranzistory, kdy každý zesiluje pouze jednu periodu signálu. Klidový pracovní bod je umístěn do místa zániku kolektorového proudu – v klidovém režimu protékají jen minimální zbytkové proudy, tím pádem je vyšší teoretická účinnost (78%) a nižší ztráty. První tranzistor je buzen vstupním signálem, druhý fázově posunutým o 180°, aby měl výsledný signál stejný časový průběh [1]. Toho se docílí různými způsoby – pro velké výkony se používá zapojení s vazebními transformátory, které signál otáčí o 180°, ale pro nižší výkony je tato realizace náročná, hlavně co do konstrukce transformátorů [1].

Konstrukčně jednodušším je symetrické zapojení, kdy je zátěž zapojená mezi střed napájecích zdrojů a společný bod podobvodů. Na vstupu je fázový invertor, který otáčí fázi signálu o 180°.

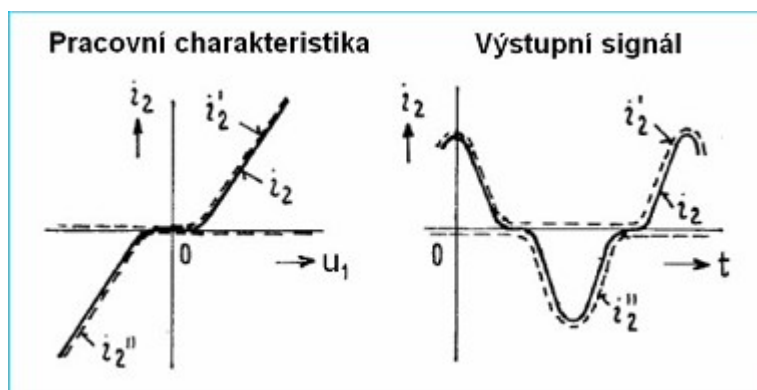
Pro další eliminaci nákladů a součástek se dva zdroje nahrazují jedním o dvojnásobném napětí a zátěž je připojena přes vazební kondenzátor do společného bodu podobvodu. Nevýhodou jsou vysoké nároky na vazební kondenzátor, co do velikosti kapacity a kvality provedení, takže tento způsob také nebude lehce realizovatelný s dostupnými součástkami, nicméně takový kondenzátor by se dal vybrat. Jediným problémem tak zůstává fázový invertor, který ale můžeme vyřešit velmi elegantně. Použijeme komplementární zapojení tranzistorů, tím pádem bude každý tranzistor automaticky zesilovat tu část signálu, která je fázově posunutá o 180° vůči té předchozí [1] (viz obr. 2.1).



Obr. 2.1 Zapojení komplementárních tranzistorů, [1]

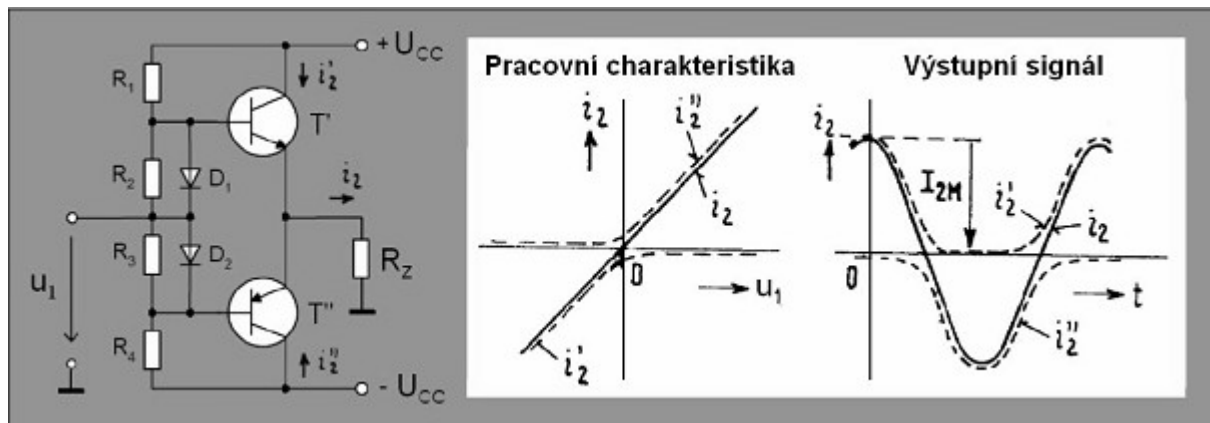
Samotná třída B není nejvhodnější pro audio použití. Dochází totiž k velkému harmonickému zkreslení, protože charakteristiky tranzistorů jsou v okolí počátku nelineární [1].

Dochází k tomu kvůli času, který je potřebný pro přechod tranzistoru do otevřeného stavu; doba sepnutí není zanedbatelná, projeví se deformací vstupního signálu.



Obr. 2.2 Přechodové zkreslení, [1]

Výše zmíněné nedostatky čistých tříd A a B do jisté míry eliminuje třída AB, kdy do vstupní části obvodu tranzistorů zavedeme předpětí, které udržuje výkonové tranzistory pootevřené, takže je eliminováno harmonické zkreslení při otevření naplno. Klidový proud není vysoký, takže tepelné ztráty nejsou příliš velké. Účinnost se pohybuje kolem 70%, je zaručeno minimální harmonické zkreslení a relativní jednoduchost při návrhu díky použití diskretních součástek. Pro naše účely nejvhodnější třída, do které směřuji návrh zesilovače.



Obr. 2.3 Zapojení tranzistorů s předpětím a výstupní charakteristika, [1]

2.2. Koncové tranzistory

Základním požadavkem při návrhu byl výstupní výkon (sinusový) 100 W do 4 Ω , aby bylo možné objektivně srovnat diskrétní koncový zesilovač s integrovaným obvodem, protože s vyššími výkony se IO nedělají. Z hlediska účinnosti, zkreslení a složitosti zapojení bude nejvhodnější koncový stupeň ve třídě AB. Vzhledem ke komplementárním tranzistorům se požadované napětí vypočítá následovně [2]:

$$P_{ZM} = \frac{\left(\frac{U_N}{2}\right)^2}{2 \times R_Z} \Rightarrow U_N = \sqrt{8 \times P_{ZM} \times R_Z} = \sqrt{8 \times 100 \text{ W} \times 4 \Omega} = 56,568 \text{ V}$$

$$I_{ZM} = \frac{P_{ZM}}{U_{ZM}} = \frac{100 \text{ W}}{56,568 \text{ V}} = 1,767 \text{ A}$$

$$I_{CM} = \frac{(U_N - 2 \times U_{CES})}{2 \times R_Z} = 7,2 \text{ A (max. proud tranzistorem)}$$

$$P_{CM} = 0,204 \times P_{ZM} = 20,4 \text{ W} - \text{maximální kolektorová ztráta}$$

$$P_N = P_{CM} + P_{ZM} = 120,4 \text{ W (potřebný teoretický příkon)}$$

Napájecí napětí je potřeba volit o něco větší, volí se rezerva cca 10% [2], proto jsem počítal s $U_N =$ cca 70 V (naprázdno). Z výše uvedených výpočtů plyne několik důsledků – je nutné použít výkonnější transformátor ve zdroji, 100 VA pro jeden modul nebude dostatečných. Pro optimální běh bude potřeba transformátor s cca 240 VA, ale pro jistotu zvolím toroidní transformátor s výkonem 300 VA. Napájecí napětí vychází kolem 60 V a maximální proud tranistorem cca 7 A, podle toho budeme vybírat koncový tranzistor.

2.3 Budič

Jako budicí obvod se většinou používá tranzistor zapojený před výkonový prvek. Prochází jím klidový proud (řádově desítky mA), který se tak stará o mírné zhoršení šumových vlastností zesilovače. Signál je dodáván jedním tranzistorem ve třídě A s celovlnným provozem. V zapojení s komplementárními tranzistory musí budicí tranzistor dodat velký rozkmit signálu s malým zkreslením, proto bude nutné použít tzv. "bootstrap", což je zapojení kondenzátoru tak, aby výsledná časová konstanta byla podstatně větší, než je perioda nejnižšího kmitočtu signálu. Tím dosáhneme stabilizace napětí na hodnotě $U_N/2$ (polovina napájecího napětí) a v jedné periodě tak může být špičkově až $1,5U_N$ [1],[4].

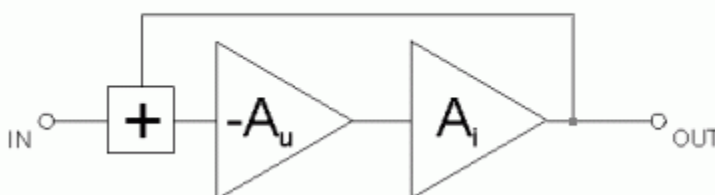
2.4 Předpětí, schema

Pro potlačení zkreslení koncových tranzistorů je nutné upravit předpětí v bázích těchto prvků. To se provádí řízeným zdrojem napětí, který by měl sledovat teplotní změny tranzistorů a podle toho upravovat předpětí. Dříve se používal termistor, nyní je běžnější použití bipolárního tranzistoru navázaného na chladič koncových tranzistorů [2].

Vzhledem k výše uvedeným parametrům jsem za budicí tranzistory zvolil 2SC4793 a 2SA1837 (230 V, 1 A, 20 W). Použiji tedy komplementární zapojení koncových tranzistorů s budiči a řídit předpětí bude bipolární tranzistor BD139.

V běžných aplikacích se používají tranzistory TIP, BDW a pod., pro můj návrh jsem zvolil tranzistory 2SC5200 a 2SA1943 (230 V, 15 A, 159 W, 30 MHz), které se honosí přídomek HiFi a budiče 2SC4793 a 2SA1837. Cenově vychází každý na cca 70Kč, připočítáme 20Kč za budicí tranzistory a jsme na 180Kč jen za tranzistory (bude použito pro pozdější srovnání).

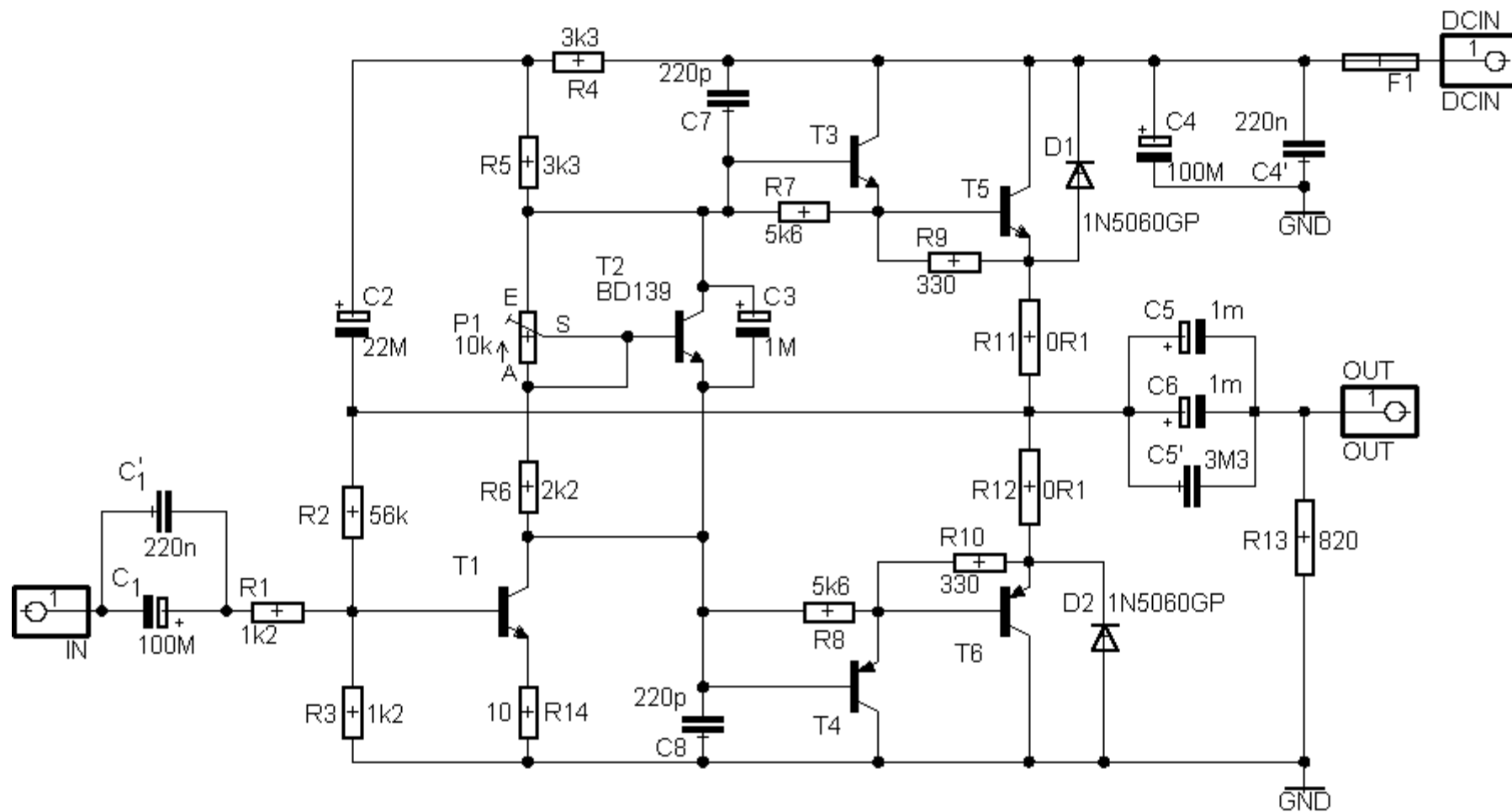
Při návrhu zesilovače vycházím z úvahy, že je potřeba nejdříve zesílit vstupní signál, tedy prvním prvkem bude napěťový zesilovač. Tento bude řídit proudový výkonový zesilovač. Protože má napěťový zesilovač záporné zesílení, zavedeme zpětnou vazbu sečtením výstupního a vstupního signálu.



Obr. č 2.4 Blokové zapojení zesilovače

Napěťový zesilovač je tvořen tranzistorem v zapojení se společným kolektorem, který má nastaveno předpětí v bázi. Vzhledem k nutnosti celovlnnému provozu tranzistoru je vhodné zavést tzv. bootstrap na kolektor tranzistoru – jedná se o zapojený kondenzátor s dostatečnou kapacitou, který slouží ke krátkodobému a nárazovému zvýšení napájecího napětí pro tranzistor.

Jako proudový zesilovač použiji tranzistor, který bude spolu s výkonovými tranzistory připevněn na chladiči. Slouží k proudové stabilizaci; na bázi zapojím proměnný dělič (potenciometr), kterým se nastaví potřebný proud bázi tranzistoru. Je nutné zaručit, aby proud kolektorem tranzistoru byl mnohem větší, než proud bázi. Při vzrůstající teplotě na chladiči poroste i teplota řídicího tranzistoru a dojde ke snížení napětí mezi bázi a emitorem a tím pádem ke snížení předpětí výkonových tranzistorů. Další částí proudového zesilovače je budič koncového tranzistoru a na jeho emitor zapojený koncový tranzistor.



Obr. č. 2.5 Schéma zesilovače s bipolárními tranzistory

2.4 Popis zapojení

Signál je přiveden na zápornou elektrodu vstupního kondenzátoru, který odfiltruje stejnosměrnou složku. Přes rezistor R_1 je připojen k bázi tranzistoru T_1 (napěťový zesilovač). Pro správnou funkci tranzistoru je nutné přivést do báze předpětí, které jej bude udržovat otevřený. To je realizováno zápornou zpětnou vazbou přes dělič R_2 a R_3 . Dělí se stejnosměrné napětí cca 34 V z výstupu. Úbytek se rozdělí na 0,7 V na U_{BE} a na úbytek napětí na R_{14} , který zavádí slabou zpětnou vazbu, linearizuje činnost T_1 a napomáhá k teplotní stabilizaci pracovního bodu.

Kolektor T_1 je napájen zdrojem proudu tvořeném rezistory R_4 a R_5 a kondenzátorem C_2 (bootstrap). Stabilizace klidového proudu je realizována tranzistorem T_2 , který je spolu s výkonovými tranzistory připevněn na chladiči a pomocí teplotních změn výkonových tranzistorů řídí předpětí tranzistorů T_3 a T_4 . Kondenzátor zapojený mezi kolektor a emitor zlepšuje šumové vlastnosti tranzistoru a linearizuje jeho činnost.

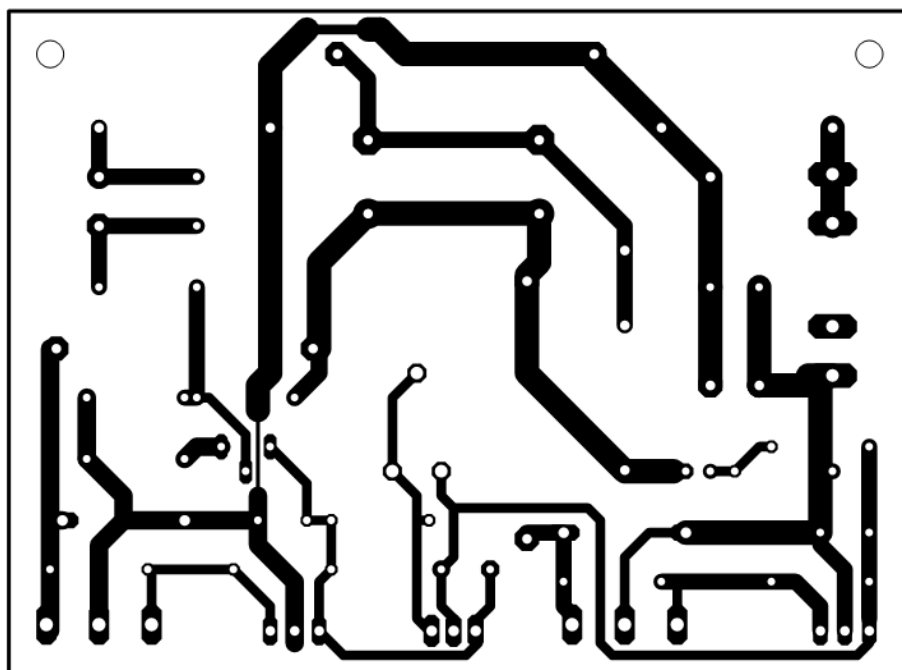
Kondenzátory C_7 a C_8 zvyšují kapacitu C_{cb} tranzistorů a tím zabraňují parzitním oscilacím koncových tranzistorů. Rezistory R_7 až R_{10} pomáhají vybíjet kapacity C_{be} .

Jako ochrana proti indukční zátěži slouží diody D_1 a D_2 . Rezistory R_{11} a R_{12} zavádí lokální zpětnou vazbu a linearizují činnost T_5 a T_6 . Na výstupu je připojen kondenzátor C_6 a R_{13} , což je útlumový RC článek s potlačením přenosu kmitočtů pod 20 Hz (konkrétně na 20 Hz útlum 3 dB). Je tam z důvodu menšího namáhání reproduktoru neslyšitelnými kmitočty.

2.5 Návrh DPS

Při návrhu DPS jsem se snažil rozmístit prvky tak, aby byly spojnice co nejkratší, koncové tranzistory umístěny na kraji DPS spolu s budiči a řídicím tranzistorem.

Výsledná DPS pro zesilovač s bipolárními tranzistory (pohled ze strany součástek), návrh ve spolupráci s ing. J. Šebestou, Ph.D a realizace ve školní laboratoři:



obr. 2.6 DPS diskrétního zesilovače

Při výběru součástek jsem kladl velký důraz na výrobce – např. všechny elektrolytické kondenzátory jsou od společnosti Jamicon, tranzistory pochází z dílen Toshiba a rezistory jsou dimenzované na 0,6 W; výkonové rezistory na 4 a 5 W, kvůli lepšímu odvodu tepla. Výsledný modul zesilovače, ještě bez koncových tranzistorů (před oživením):



obr. 2.7 Osazená DPS před oživením

2.6 Výpočet chlazení

Důležitým aspektem je správně dimenzované chlazení. Uvažoval jsem teplotu okolí cca 25°C, maximální teplota polovodiče je 125°C, požadovaný ztrátový výkon je 20 W (viz výpočet příkonu). Tepelný odpor chladiče vypočítáme následovně:

$$R_{\theta} = \frac{\Delta \vartheta}{P} = \frac{100K}{20W} = 5K/W$$

S tímto výsledkem se nemůžeme spokojit, protože převod tepla mezi polovodičem a pouzdem není ideální; je potřeba započítat tep. odpor přechodu polovodič – pouzdro, hodnota cca 2 K/W, plus tep. odpor slídkové podložky, hodnota cca 0,8 K/W. Vychází tedy potřebný **tep. odpor chladiče 2,2 K/W**. Potřebujeme uchladiť dva výkonové tranzistory, dva budící a předpět'ový, proto jsem zvolil chladič s dostatečnou rezervou tep. odporu – 1,4 K/W (hliník), tranzistory přišroubovány přes slídkové izolační podložky. Pokud bude nastavení prac. bodu správné, měl by tento chladič bez problémů odvést ztrátové teplo vyzářené bip. tranzistory.

3. Návrh zesilovače s IO TDA7293

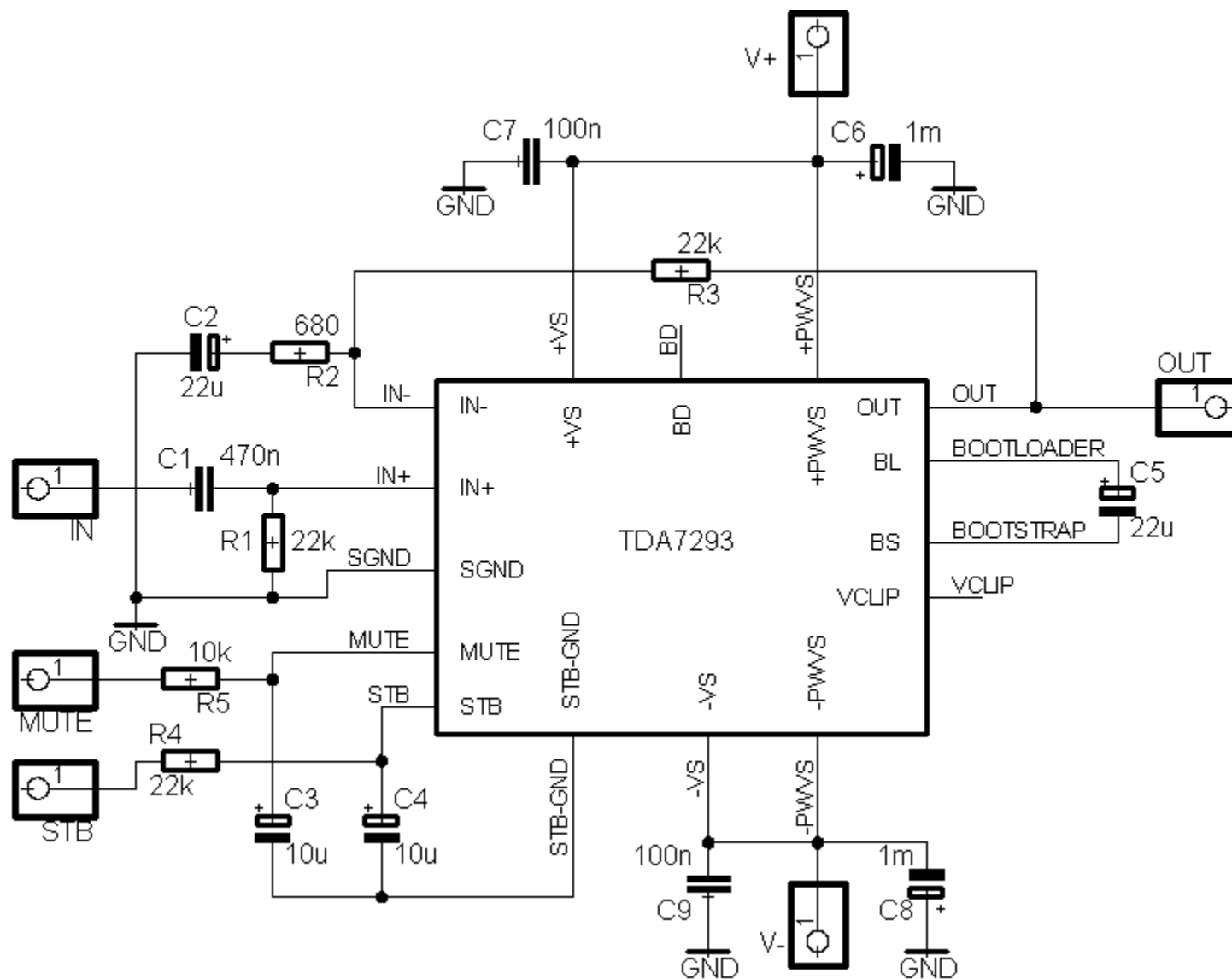
3.1 Schéma

Při návrhu zapojení jsem vycházel z doporučeného schema výrobcem, nechal jsem nezapojené výstupy pro funkce MUTE, STAND BY a CLIP, pro účely měření a srovnání nebudou potřeba.

Součástku TDA7293 jsem si nadefinoval v programu Eagle 4.16 sám, podle předlohy výrobce.

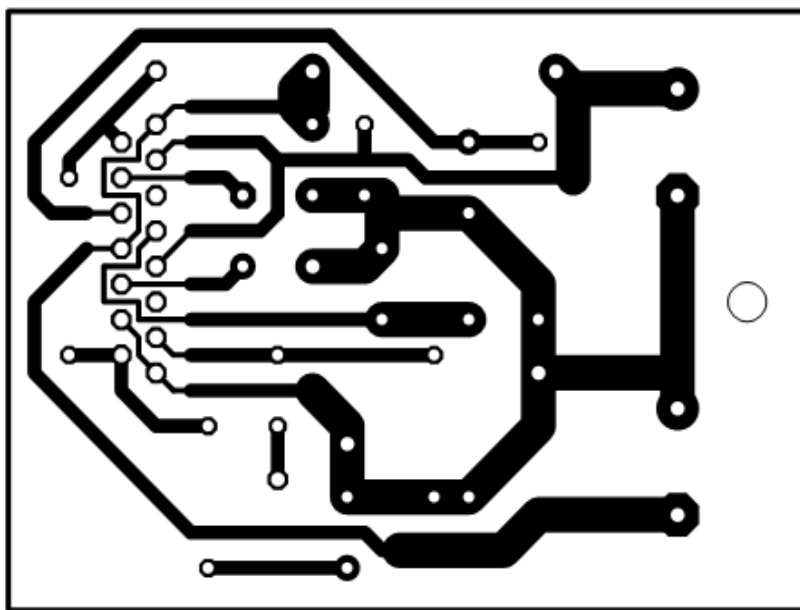
Na vstupu je zapojen kondenzátor, aby zabránil vstupu stejnosměrné složky signálu. Spolu s odporem tvoří útlumový RC člen a filtr vstupních kmitočtů – horní propust, který tlumí kmitočty pod hranicí slyšitelnosti. Konkrétně na 20 Hz má útlum 2 dB.

Vývody Bootloader a Bootstrap slouží k připojení kondenzátrou, kterým se nastavuje maximální výše napětí na výstupu – pokud je kondenzátor připojen mezi vývody Bootstrap a Out, je maximální napětí 100 V. Jestliže připojíme kondenzátor mezi vývody Bootstrap a Bootloader, vzroste toto napětí na 120 V, což je maximum, které daná technologie zvládne [6] – toto zapojení jsem také použil. Na obou napájecích větvích je zapojen filtrační kondenzátor pro vyrovnaní výkyvů napájecího napětí.

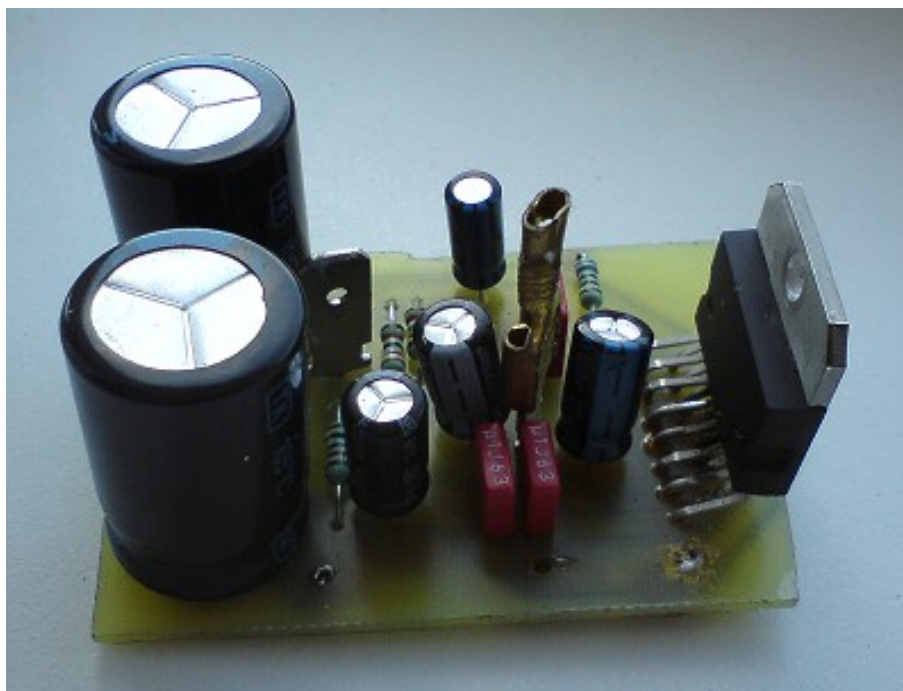


Obr. č. 3.1 Schéma zesilovače TDA7293

Při návrhu DPS jsem byl omezen rozměry pouzdra IO (multiwatt 15), které má pevnou vzdálenost mezi jednotlivými vývody. Bohužel až po vyleptání desek jsem zjistil, že otvory pro IO mohly být o něco dále od sebe. Konstrukci a upevnění na vodič to nevadilo, ale jednotlivé cesty mohly být širší a nemusely být tak tepelně namáhány. Až s odstupem času mě napadlo, že jsem mohl použít drátové propojky, aby nemusel být R3 umístěn za integrovaným obvodem a tím pádem komplikovat upevnění IO na chladič. Ve výsledku jsem IO napájel do DPS šikmo, aby styčná plocha byla rovná a nevadil kraj DPS. Dalším úskalím bylo napájení pinů, které jsou velmi blízko sebe; několikrát se mi stalo, že jsem zkratoval cesty a piny mezi sebou a jejich oprava zabrala více času, než napájení zbytku součástek.



obr. 3.2 Výsledná DPS zesilovače s TDA7293



obr. 3.3 Osazená DPS zesilovače s TDA7293

3.2 Chlazení

Výrobce doporučuje pro obvod TDA7293 chladič s tep. odporem 0,7 K/W; v praxi můžeme použít úvahu, že zesilovač nebude provozován nepřetržitě v limitaci a tím pádem není nutné odvádět maximální odpadní teplo. Navíc je styčná plocha mezi chladičem a IO poměrně malá, proto by naddimenzovaný chladič neměl smysl. Vhodný chladič jsem zvolil stejný, jako v případě diskretního zesilovače, tedy hliníkový s tep. odporem 1,4 K/W.

3.3 Napájecí zdroj, konstrukce

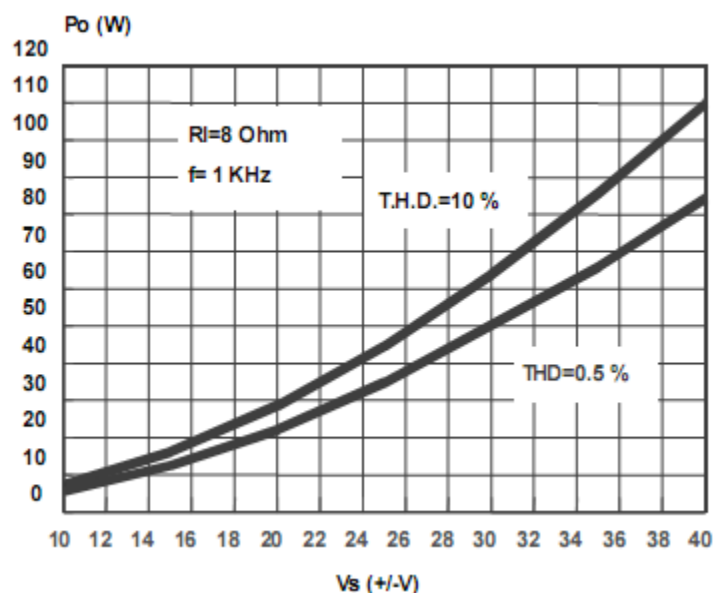
Při návrhu napájecího zdroje jsem vycházel z úvahy, že každý zesilovač má pouze omezenou účinnost, konkrétně u zesilovačů ve třídě AB se pohybuje kolem 70%. Pokud má být výstupní výkon cca 100 W, odpadní teplo dalších cca 20 W (pro každý modul), tak výsledný příkon vychází přes 240 W. Z toho důvodu jsem si nechal na zakázku namotat toroidní transformátor s primárním vinutím 230 V a dvěma sekundárními $S_1 = 2 \times 25 \text{ V}/3 \text{ A}$, $S_2 = 50 \text{ V}/3 \text{ A}$, tedy dohromady příkon 300 VA, což by měla být dostatečná rezerva pro moji aplikaci. Do každé větve jsem zapojil dva kondenzátory s kapacitou 4700 $\mu\text{F}/100 \text{ V}$, což by mělo být dostatečné pro uvedený výkon. Oba moduly a napájecí zdroj jsem umístil do kovové krabičky, na vstupu signálu jsem umístil přepínač a potenciometr hlasitosti.

4. Měření parametrů nf zesilovačů

4.1. Úvod do metodiky měření

Většinu parametrů nf zesilovačů je možné určit pomocí signálového generátoru, voltmetru a osciloskopu. Při měření jsem zapojil signálový generátor na společný vstup a vždy přepínačem zvolil, který zesilovač budu měřit. Na vstupu a výstupu byl zapojen osciloskop a pozoroval jsem průběhy signálu vstupního a zesíleného výstupního. Většina měření byla provedena bez zátěže, při měření výkonu byl výstup zatížen rezistivní zátěží o velikosti $8,2 \Omega$. Napětí jsem odečítal na osciloskopu, na generátoru jsem volil typ signálu (sinus, obdélníky), amplitudu (1-3 V) a frekvenci (0 – 100 kHz). Srovnání poslechu hudby jsem provedl připojením mp3 přehrávače na vstup, na výstup 4Ω dvoupásmový reprobox a pouštěl jsem úvodní minutu vybrané písně (Links 2,3,4 – Rammstein).

Pro úvodní představu o tom, co můžu čekat od modulu s TDA7293 jsem sáhl opět po dokumentaci výrobce [6]. Rozsah doporučených použití a chování v jednotlivých situacích je dokládáno různými grafy. Neměl jsem k dispozici výkonový zdroj s regulovatelným výstupním napětím, takže jsem nemohl ověřit, zda jsou prezentované hodnoty skutečně reálné, nicméně mám možnost srovnat mnou naměřené hodnoty na napájecím napětí 34,8 V, které jsou v grafu uvedeny.



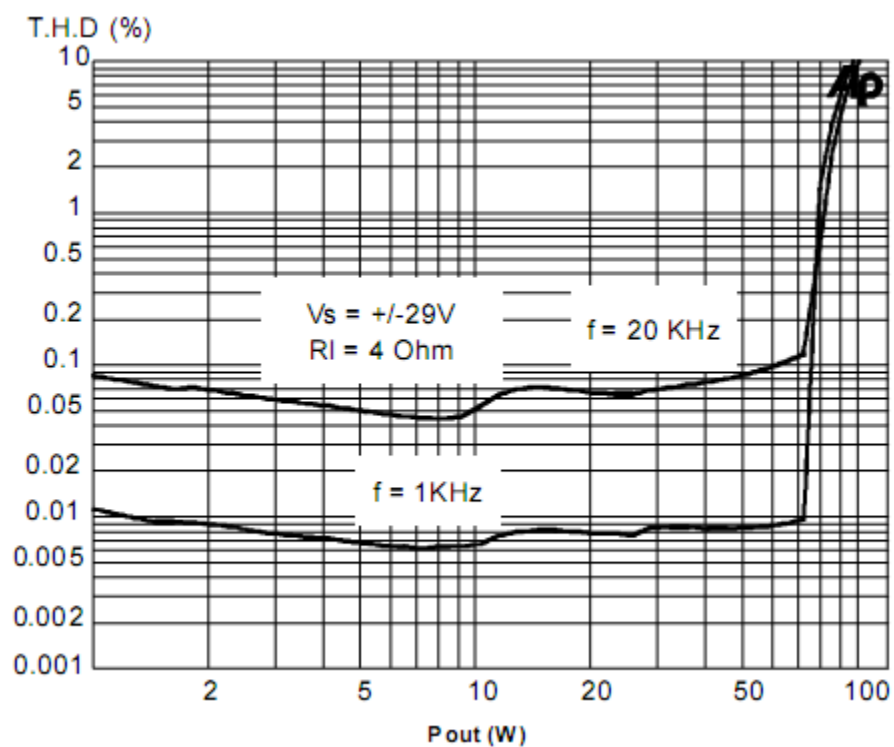
Graf č. 4.1 Závislost výkonu na napájecím napětí [6]

Předpokládaný výkon by měl být kolem 60 W s THD 0,5% na frekvenci 1 kHz.

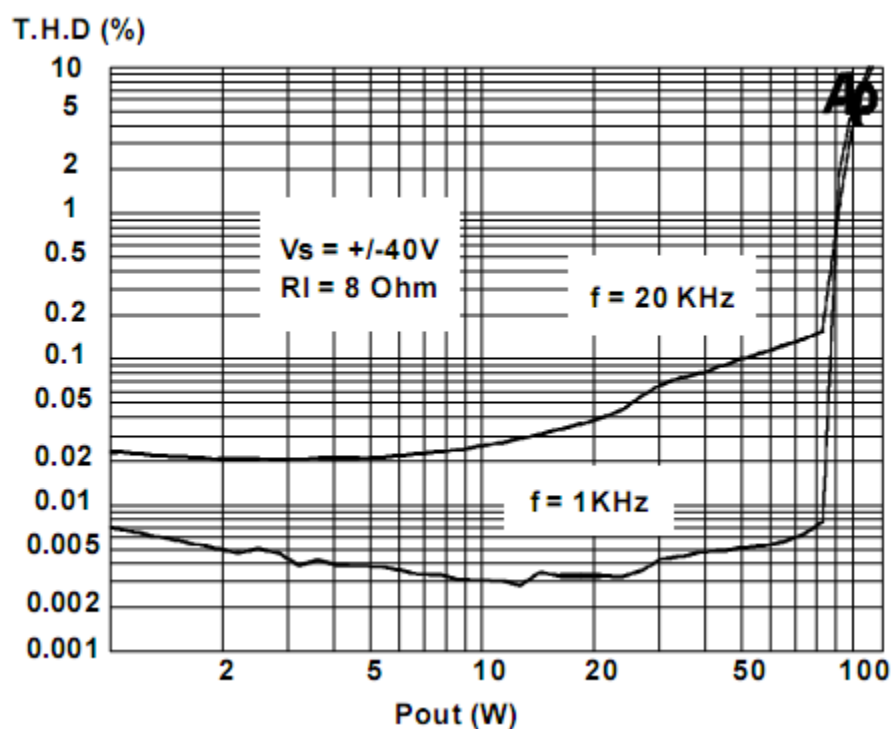
Neměřil jsem přímo harmonické zkreslení, nicméně jeho přibližný průběh je na grafech níže.

Při výkonech nad 70 W (zátěž 8Ω) začne THD strmě růst na hodnoty až jendotek procent, tedy je vstupní signál zkreslen a znehodnocen. Při vyšším napájecím napětí mírně vzroste celkové THD, hlavně na vyšších frekvencích.

Pro mnou použité napájecí napětí 34,8 V a výkon cca 60 W předpokládám THD kolem 0,01% na 1 kHz.



Graf č. 4.2 Výrobce udávaná závislost zkreslení na výstupním výkonu, $U_s = \pm 29 \text{ V}$ [6]



Graf č. 4.3 Výrobce udávaná závislost zkreslení na výstupním výkonu, $U_s = \pm 40 \text{ V}$ [6]

4.2 Modulová kmitočtová charakteristika

První měření, které jsem provedl, bylo určení závislosti napětového zesílení na frekvenci signálu. Použil jsem signálový generátor Metex MS-9170, na kterém jsem nastavil amplitudu signálu $U_1 = 1,72 \text{ V}$, sinusový průběh a počáteční frekvenci 15 Hz. Na výstupu zesilovače byl umístěn osciloskop Agilent 54624A, kterým jsem měřil napětí nezatíženého zesilovače. Snažil jsem se postihnout důležité body frekvenčního pásma, proto jsem volil hodnoty 15 Hz, 20 Hz, 100 Hz, 500 Hz, 1 kHz, 5 kHz, 10 kHz, 15 kHz, 20 kHz, 50 kHz, 100 kHz. U zesilovače s TDA7293 výrobce udává frekvenční rozsah 10 Hz – 50 kHz, ověřoval jsem proto, jak se chová za touto hodnotou.

Naměřené hodnoty:

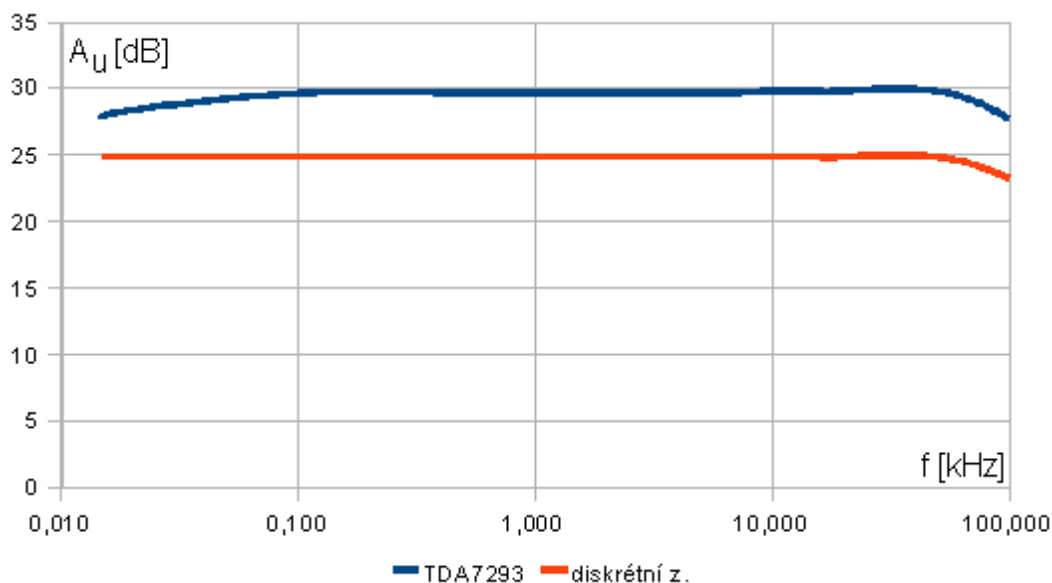
vstupní napětí $U_1 = 1,72 \text{ V}$				
frekvence [kHz]	výstupní napětí [V]		napětové zesílení A_u [dB]	
	TDA7293	diskrétní zes.	TDA7293	bipolární zes.
0,015	42	30	27,75	24,83
0,020	45	30	28,35	24,83
0,100	52	30	29,61	24,83
0,500	52	30	29,61	24,83
1	52	30	29,61	24,83
5	52	30	29,61	24,83
10	53	30	29,77	24,83
15	53	30	29,77	24,83
20	53	30	29,77	24,83
50	53	30	29,77	24,83
100	42	25	27,75	23,25

tab. 4.1 Naměřené hodnoty výstupního napětí

Příklad výpočtu:

vstupní napětí $U_1 = 1,72 \text{ V}$

$$A_u(\text{dB}) = 20 \times \log \frac{U_2}{U_1} = 20 \times \log \frac{42 \text{ V}}{1,72 \text{ V}} = 27,75 \text{ dB}$$



Graf č. 4.4 Modulová kmitočtová charakteristika zesilovačů

Jak vyplývá z grafu, zesilovač s obvodem TDA7293 má větší napěťové zesílení, ale na nižších kmitočtech dochází k poklesu o cca 2 dB. Diskrétní zesilovač má nižší A_U , ale vyrovnanější charakteristiku na nižších kmitočtech. Z průběhu charakteristik předpokládám, že zesilovač s IO bude mít výraznější výšky při přenosu hudby, ale diskrétní zesilovač bude mít tzv. pevnější basy, tedy lepší přenos nižších kmitočtů.

4.3 Maximální sinusový výkon

Pro měření maximálního výkonu jsem nastavil generátor na frekvenci 1 kHz, amplitudu signálu na 2 V u TDA7293, respektive 3,8 V u diskrétního zesilovače (těsně pod hranicí limitace), výstup jsem zatížil odporem 8,2 Ω . Po zapnutí zesilovače jsem voltmetrem UNI-T UT30D proměřil napětí na zátěži a vypočítal ze známé zátěže aktuální sinusový výkon. Výrobce udává u TDA7293 výkon do 8 Ω cca 75 W při napětí ± 40 V; v mém případě bylo napájecí napětí stále $\pm 34,8$ V, takže očekávám adekvátně nižší výkon.

Pro TDA7293 jsem naměřil tyto hodnoty:

$$U_2 = 22 \text{ V}, R_Z = 8,2 \Omega$$

$$P_{max} = \frac{U_2^2}{R_Z} = \frac{(22\text{V})^2}{8,2\Omega} = 60\text{W}$$

Pro diskrétní zesilovač:

$$U_2 = 21,3 \text{ V}, R_Z = 8,2 \Omega$$

$$P_{maxb} = \frac{(21,3 \text{ V})^2}{8,2 \Omega} = 55\text{W}$$

Předpoklad nižšího výkonu se potvrdil, TDA7293 bylo schopno dodávat do zátěže 8,2 Ω výkon 60 W, což odpovídá sníženému napětí. Diskrétní zesilovač dodával výkon 55 W. Výkonově jsou tedy oba moduly srovnatelné, zajímavé bude, jak jsou na tom s účinností.

4.4 Účinnost

Do kladné napájecí větve jsem připojil ampermetr (multimetr UNI-T UT30D), nastavil rozsah na 10 A a zapnul napájení. Dále jsem změřil napětí na vstupních napájecích svorkách zesilovače a vypočítal příkon dodávaný do modulu.

Pro TDA7293 jsem naměřil tyto hodnoty:

$$U_N = \pm 34,8 \text{ V}, I_N = 1,3 \text{ A}$$

$$\text{Příkon: } P_N = U_N \times I_N = 2 \times 34,8 \text{ V} \times 1,3 \text{ A} = 90,5 \text{ VA}$$

$$\text{Účinnost: } \eta = \frac{P_{max}}{P_N} = \frac{60\text{W}}{90,5 \text{ VA}} = 0,663$$

Pro diskretní zesilovač byly naměřeny následující hodnoty:

$$U_N = 69,6 \text{ V}, I_N = 2,6 \text{ A}$$

$$\text{Příkon: } P_N = U_N \times I_N = 69,6 \text{ V} \times 2,6 \text{ A} = 181 \text{ VA}$$

$$\text{Účinnost: } \eta = \frac{P_{max}}{P_N} = \frac{55 \text{ W}}{181 \text{ VA}} = 0,303$$

Z naměřených hodnot jsem vypočítal účinnost 66,3% pro zesilovač s TDA7293 a 30,3% pro diskretní zesilovač. Velmi nízká účinnost druhého modulu je pravděpodobně způsobena chybně nastaveným pracovním bodem, tedy je místo třídy AB v čisté třídě A. Korektním nastavením do AB by se měla účinnost zlepšit zhruba na dvojnásobek. Příčiny daného stavu zkoumám a budu pracovat na správném nastavení diskretního zesilovače. Ve srovnání účinnosti nám tedy vyhrává integrovaný obvod před diskretním zesilovačem.

4.5 Odstup signál/šum (SNR)

Dalším důležitým parametrem výkonových zesilovačů je odstup signálu od šumu, tedy schopnost zesilovače přenášet velmi nízké úrovně signálu. Nastavil jsem tedy na generátoru frekvenci 1 kHz, sinusový průběh signálu a amplitudu na hranici limitace zesilovačů (TDA7293 vstupní napětí 2 V, u diskretního zesilovače vstupní napětí 3,8 V) a odečetl jsem výstupní napětí. Pak jsem odpojil zdroj signálu a opět změřil napětí na výstupních svorkách.

Pro TDA7293 jsem naměřil následující hodnoty:

$$U_{2lim} = 65 \text{ V}$$

$$U_{2sum} = 0,0325 \text{ V}$$

$$\text{Poměr S/N: } S/N_{TDA} = 20 \times \log \frac{U_{2sum}}{U_{2lim}} = 20 \times \log \frac{0,0325 \text{ V}}{65 \text{ V}} = 66 \text{ dB}$$

Pro diskretní zesilovač byly naměřeny tyto hodnoty:

$$U_{2lim} = 62 \text{ V}$$

$$U_{2sum} = 0,0562 \text{ V}$$

$$\text{Poměr S/N: } S/N_{BIP} = 20 \times \log \frac{U_{2sum}}{U_{2lim}} = 20 \times \log \frac{0,0562 \text{ V}}{62 \text{ V}} = 60,4 \text{ dB}$$

Z hlediska poměru S/N je opět lepší obvod s TDA7293, i když hodnoty kolem 66 dB není nejlepší. Zlepšení těchto parametrů bych dosáhl odstíněním modulu kovovým krytem, lepším výběrem součástek a použitím lépe stíněných signálových kabelů.

4.6 Limitace zesilovače

V předešlých měřeních jsem se opíral o nastavení zesilovačů do těsně polimitního stavu, nyní popíši, jak jsem se k daným hodnotám dostal. Na vstup zesilovače jsem připojil signálový generátor s frekvencí 1 kHz a sinusovým průběhem signálu. Amplituda nastavena na minimum. Na výstup zesilovače je připojen osciloskop, který sleduje tvar výstupního zesíleného signálu. Zvyšoval jsem amplitudu vstupního signálu a pozoroval, jak se bude měnit signál výstupní. Ve chvíli, kdy došlo k ořezání špičkové hodnoty výstupní sinusovky, změřil jsem amplitudu vstupního signálu.

Pro modul s TDA 7293 jsem naměřil hodnotu $U_{\text{TDA}} = 2 \text{ V}$, u diskretního zesilovače $U_{\text{IBIP}} = 3,8 \text{ V}$.

Plyne z toho fakt, že diskretní zesilovač bude odolnější proti přebuzení vstupu, tedy je vhodnější pro aplikace, kdy se počítá s vyššími hodnotami vstupního signálu, kdežto modul s IO se dříve dostane do limitace - tedy nezpracuje tak velký rozkmit signálu a dojde ke zkreslení.

Pokud bychom chtěli použít korekční předzesilovač (pro poslech hudby), bylo by nutné v případě TDA7293 pohlídat maximální výstupní signál předzesilovače, aby nedocházelo ke slyšitelnému zkreslení výstupního signálu.

4.7 Horní a dolní mezní kmitočet

Nízkofrekvenční zesilovače jsou určeny k přenosu především slyšitelného pásma kmitočtů, tedy rozsah cca 20 Hz – 20 kHz. Většina modulů a obvodů je ale schopna zesílení i na vyšších kmitočtech, popřípadě na nižších. Zatímco nižší kmitočty jsou spíše nežádoucí, protože zatěžují reproduktor na frekvencích, které není schopen vyzářit a tím pádem je potřebný vyšší výkon na neslyšitelných kmitočtech, vyšší kmitočty příliš nevadí, protože nejsou tak energeticky náročné.

Částečný obrázek o kmitočtovém rozsahu jsem si udělal při měření modulové kmitočtové charakteristiky, kdy došlo k poklesu napěťového přenosu na 15 Hz a na 100 kHz.

Dolní a horní mezní kmitočet určíme následujícím způsobem:

na vstup jsem připojil signálový generátor, obdélníkový signál s amplitudou 1, 8 V a měnil frekvence. Na výstup byl připojen osciloskop a pozoroval jsem průběh zesíleného výstupního signálu. Nejdříve jsem krokoval pod 20 Hz a pozoroval, kdy jedna strana obdélníku poklesne až na nulovou hodnotu a z obdélníku se stane pilový signál. Pro TDA7293 ležela dolní mezní frekvence na hodnotě $f_{\text{mez}} = 9 \text{ Hz}$, pro diskretní zesilovač $f_{\text{mez}} = 3 \text{ Hz}$. Následně jsem zvyšoval frekvenci nad 20 kHz a pozoroval, kdy nastane stejný jev. Pro TDA7293 ležela horní mezní frekvence na hodnotě $f_{\text{mez}} = 83 \text{ kHz}$ a pro diskretní zesilovač na hodnotě $f_{\text{mez}} = 80 \text{ kHz}$.

4.8 Subjektivní srovnání

Posledním aspektem pro srovnání dvou navržených modulů je použití v praxi způsobem, na který jsou určeny – tím je poslech hudby v domácích podmínkách. Setkal jsem se mnohokrát s názory, že integrovaný obvod se nemůže vyrovnat diskretnímu zesilovači, údržba je drahá a zvukové podání pokulhává. Sám jsem několikrát srovnával jak zesilovače plně diskretní, tak kombinace IO jako budiče a bipolárních výkonových tranzistorů, i plně integrovaný zesilovač (konkrétně TDA7294 nebo TA8210AH aj.). Zatímco obvody TDA (výkony 100 – 200 W) většinou degradovaly zesilovač na šumový generátor, obvod TA od firmy Toshiba (výkon 2x25 W) plnil svoji funkci na jedničku. Samozřejmě byl rozdíl ve výkonu, proto jsem zastával názor, že integrovaný obvod je vhodný pouze pro aplikace s nižším požadovaným výkonem, jinak je lepší použít diskretní konec.

Výsledky mého srovnání v bakalářské práci mne ale přesvědčili o tom, že i TDA může mít kvalitní přenos a odpovídající výkon. Závěrečný boj mezi technologiemi jsem uskutečnil s mp3 přehrávačem zapojeným přímo na vstup zesilovače (bez korekcí, bez předzesilovače), na výstup byl připojen dvoupásmový reproduktor s impedancí 4 Ω a výkonu 150 W s pasivní výhybkou.

Jako referenční skladbu jsem použil první minutu písně Links 2,3,4 od německé kapely Rammstein. V této skladbě se totiž velmi často a náhle mění úroveň signálu, takže prověří schopnosti modulů dostatečně.

Pevná metodika tohoto srovnání není možná, každý má uši jiné a citlivé na jiné frekvence, výsledkem bude jen slovní hodnocení a popis, jak na mne přednes skladby působil.

V případě TDA7293 jsem očekával méně výrazné basy, ploché středy a spíše výraznější výšky, což se zhruba potvrdilo. Nicméně celkový dojem z přenosu bych označil jako uspokojivý, při vyšších hlasitostech nedocházelo ke slyšitelnému zkreslení; ve chvíli, kdy jsem ale mp3 přehrávač nastavil na maximální hlasitost, bylo slyšet, jak jde zesilovač do limitace.

V případě diskretního zesilovače jsem očekával pevnější basy, výraznější středy a vyrovnané výšky, ovšem horší šumové vlastnosti v tichých pasážích. Hned na začátku skladby je znatelný vysoký klidový proud, který způsobuje „bzučení“ reproduktoru. V hlasitějších pasážích je tento skryt a uši jej nevnímají, nicméně v domácích podmínkách by byl tento brum velmi obtěžující. Vzhledem k výše provedenému měření zesilovač nešel do limitace, ani když jsem zesílil zdroj signálu na maximální hodnotu. Celkově na mě přednes hudby působil vyrovnanějším dojmem, než TDA.

Výše uvedené srovnání mne přesvědčilo, že integrované obvody se neustále vyvíjejí a firmy se snaží na tomto poli vyrovnat diskretním zesilovačům. Největší výhodou IO spatřuji v jednoduchosti aplikace a ceně takového řešení – celkové náklady jsou tvořeny z 90% právě IO (v případě TDA7293 je to cena 100 Kč za jeden IO) – navíc zabírá méně místa a není potřeba nic nastavovat. Nevýhodou je nutnost výměny celého IO při poruše, protože ať se stane cokoliv, poškodí se integrovaný obvod.

Naproti tomu diskretní zesilovače mají stále výhodu věrnějšího podání hudby, pokud jsou dobře nastaveny tak i lepšími parametry a dají se menším zásahem do zapojení přizpůsobit různým aplikacím, tedy variabilita použití (u IO by bylo nutné vyrobit nový obvod). Navíc jsou stále jedinou variantou zesilovačů pro výkony nad 1 kW. Do této oblasti se sice dostávají nové technologie (Tripath – spínané zesilovače ve třídě D, T), ale z hlediska ceny zatím nemohou konkurovat nejrozšířenějším diskretním zesilovačům.

Zatím tedy zůstává použitelnost integrovaných výkonových zesilovačů v domácích a méně náročných aplikacích, kde se hledí především na cenu a parametry jsou až na druhém místě.

5. Závěr

Základní myšlenkou mého bakalářského projektu byla snaha srovnat různé technologie výroby a návrhu nízkofrekvenčních zesilovačů nejenom co do parametrů, ale také náročnosti na cenu a složitosti konstrukce. Vycházel jsem ze svých zkušeností z dřívějších let, kdy jsem se setkal s různými podobami nf zesilovačů, od jednoduchých integrovaných obvodů s několika součástkami, přes kombinace IO+ bipolární koncové tranzistory, až po cca 500 W diskrétní konec do PA systému. Nikdy jsem však neměl možnost provést přímé srovnání a ověřit si obecně prosazovanou pravdu, že je diskrétní konec mnohem lepší, než integrovaný obvod. Rozebral bych tento problém z několika pohledů.

5.1 Složitost zapojení

Protože je integrovaný obvod takřka samostatným systémem, je výsledné zapojení poměrně jednoduché, na plošném spoji je několik součástek a celkový čas strávený návrhem a pájením je velmi krátký. Důležité ovšem je vybrat spolehlivého výrobce – pokud by byla chyba z výroby, nedá se ničím napravit a je nutná výměna celého IO. Stejně tak při nepozornosti nebo chybě při návrhu a pájení dojde k poškození celého IO a je nutná jeho výměna. Při oživování modulu s TDA7293 se mi podařilo zkratovat dva piny a došlo ke zničení celého obvodu, který jsem musel vyměnit za nový v ceně 100Kč...

Diskrétní konec je ve srovnání se zapojením obvodu s IO složitější, je potřeba více součástek, které nastavují napájecí napětí tranzistorů, blokující kondenzátory, ochranné diody proti přepólování, pojistky, trimry pro nastavení klidového proudu, kompenzační kondenzátory aj., výsledkem je dvakrát větší deska s mnohem složitějším návrhem – je potřeba respektovat rozmístění tranzistorů, logicky uspořádat součástky, aby nedocházelo k rušení apod. Výhodou je ovšem variabilita tohoto zapojení, kdy změnou jedné hodnoty dojde k posunutí prac. bodu, řízení zesílení, nastavení předpětí aj.; navíc při poruše dojde k poškození jen dané součástky, pokud dojde k náhodnému zkratu, vymění se pár odporů, nebo kondenzátor v ceně pár korun, nedojde ke zničení celého obvodu. Celé zapojení se také lépe chladí, protože součástky jsou dál od sebe, nejsou integrovány v jednom obalu a tím pádem závislé na přenosu tepla přes malou styčnou plochu pouzdra.

5.2 Složitost konstrukce

Pro integrované obvody hovoří jednoduchost montáže – většinou stačí jeden upevňovací šroub, teplovodivá izolační podložka a celý obvod drží na přípojných pinech pouzdra, protože je relativně malý a nedochází k namáhání. Je však náročnější na přesnost pájení, protože piny jsou umístěny velmi blízko sebe a snadno se stane, že se cín dostane tam, kam nemá. Při oživení není nutné nic nastavovat, připojíme napájecí napětí, zapneme a obvod hned funguje s přednastavenými parametry.

Diskrétní zesilovač je na větší desce, kterou je nutné chránit proti kontaktu s kovovou krabicí přístroje distančními sloupky, jednotlivé tranzistory přišroubovat na chladič přes izolační průchodky a silikonové podložky. Těchto tranzistorů může být větší množství, takže v případě výkonnějšího konce zábava na dlouhé zimní večery. Nejsložitější mechanické úkony jsem prováděl na zesilovači se dvěma páry koncových tranzistorů MJ15003/MJ15004 od firmy Motorola, kdy byla pouzdra TO3 přišroubována na hliníkový U profil a následně byly jejich kolektory skrz chladič spojeny šrouby s DPS. Navíc bylo ke chladiči připojeno dalších pět budících tranzistorů. Zesilovač nepatřil k nejsložitějším, ale byl nesrovnatelně náročnější, než obvod pro TDA7293.

5.3 Cena versus výkon

Posledním důležitým kritériem je bezpochyby cena daného řešení. Pokud nepočítám napájecí zdroj, který je nutný pro jakoukoliv technologii nf zesilovače, pak majoritní náklady tvořil IO TDA7293 a výkonové tranzistory. Jak jsem již uvedl výše, zesilovač s IO je o dost levnější, než diskrétní zesilovač. Pro nenáročný přenos hudby pro běžného posluchače mi přijde zbytečné investovat horentní sumy do diskrétního konce, který nebude ani z poloviny využit; výhodnější je integrovaný obvod o podobném výkonu, ale mnohem levnější. Nemyslím si, že by integrované obvody nahradily v nejbližších letech diskrétní zesilovače, ale budou se objevovat všude tam, kde není předpoklad velkého zatížení – domácnosti, malé podniky, hračky, auto-ozvučení apod.

V profesionální sféře zvuku nadále budou vládnout diskrétní konce s bipolárními nebo unipolárními tranzistory. Časem snad přijdou spínané zesilovače, až se podaří uspokojivě vyřešit filtraci spínací frekvence a zkreslení těchto zesilovačů dosáhne na hodnoty dnešních koncových zesilovačů pro PA.

Výsledné doporučení je tedy jasné – jestliže nečekáme náročné podmínky provozu, můžeme použít zesilovač s integrovaným obvodem, pokud požadujeme spolehlivost v extrémních podmínkách, sáhneme po diskrétním konci.

6. Literatura

- [1] BRANČÍK, L., DOSTÁL, T. *Analogové elektronické obvody přednášky* [online], Brno: Vysoké učení technické v Brně, fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2007, 194str.
Dostupný z [www:](https://www.feec.vutbr.cz/et/skripta/urel/Analogove_elektronicke_obvody_S.pdf)
[https://www.feec.vutbr.cz/et/skripta/urel/Analogove_elektronicke_obvody_S.pdf]
- [2] NOVOTNÝ, V. *Nízkofrekvenční elektronika přednášky* [online], Brno: Vysoké učení technické v Brně, fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií 2002, 116str., ISBN 80-214-2234-3
Dostupný z [www:](https://www.feec.vutbr.cz/et/skripta/urel/Nizkofrekvencni_elektronika_S.pdf)
[https://www.feec.vutbr.cz/et/skripta/urel/Nizkofrekvencni_elektronika_S.pdf]
- [3] NOVOTNÝ, V., KRATOCHVÍL, T. *Nízkofrekvenční elektronika laboratoře* [online], Brno: Vysoké učení technické v Brně, fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2003, 45str.
Dostupný z [www:](https://www.feec.vutbr.cz/et/skripta/urel/Nizkofrekvencni_elektronika_L.pdf)
[https://www.feec.vutbr.cz/et/skripta/urel/Nizkofrekvencni_elektronika_L.pdf]
- [4] KOTISA, Z., VORÁČEK, V. *Nf. zesilovače I. - IV. BEN - technická literatura*. Praha, 2002 – 2006.
- [5] server HW.cz, články *Měření a parametry zesilovačů 1 a 2* [online], dostupný z [www:](http://hw.cz/Teorie-a-praxe/Dokumentace/ART598-Mereni-a-parametry-zesilovacu-1.cast.html)
[<http://hw.cz/Teorie-a-praxe/Dokumentace/ART598-Mereni-a-parametry-zesilovacu-1.cast.html>]
[<http://hw.cz/Teorie-a-praxe/Dokumentace/ART594-Mereni-a-parametry-zesilovacu-2.cast.html>]
- [6] dokumentace výrobce k IO TDA7293 dostupný na webu:
[<http://www.datasheetcatalog.com>]