

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

KATEDRA ELEKTRONIKY A TELEKOMUNIKACÍ

DIPLOMOVÁ PRÁCE

**Realizace a ověření unikátní topologie analogového
výkonového zesilovače**

**vedoucí práce: Ing. Michal Kubík, Ph.D.
autor: Bc. Martin Kopačka**

2013

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
Fakulta elektrotechnická
Akademický rok: 2012/2013

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Martin KOPAČKA**
Osobní číslo: **E11N0159P**
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Dopravní elektroinženýrství a autoelektronika**
Název tématu: **Realizace a ověření unikátní topologie analogového výkonového zesilovače**
Zadávající katedra: **Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací**

Z á s a d y p r o v y p r a c o v á n í :

1. Seznamte se s topologiemi moderních analogových výkonových zesilovačů.
 2. Podle pokynů konzultanta práce sestavte schéma zapojení zesilovače s navrženou topologií.
 3. Navrhněte desku plošného spoje a realizujte funkční vzorek.
 4. Proveďte měření základních charakteristických parametrů a porovnejte je s parametry referenčního zesilovače.
 5. Zhodnoťte možnosti a přínos realizované topologie zesilovače.
-

Rozsah grafických prací: **podle doporučení vedoucího**

Rozsah pracovní zprávy: **30 - 40 stran**

Forma zpracování diplomové práce: **tištěná/elektronická**

Seznam odborné literatury:

Student si vhodnou literaturu vyhledá v dostupných pramenech podle doporučení vedoucího práce.

Vedoucí diplomové práce: **Ing. Michal Kubík, Ph.D.**

Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací

Konzultant diplomové práce: **Ing. Petr Preuss, CSc.**

Katedra teoretické elektrotechniky

Datum zadání diplomové práce: **15. října 2012**

Termín odevzdání diplomové práce: **9. května 2013**


Doc. Ing. Jirí Hammerbauer, Ph.D.
děkan



L.S.


Doc. Dr. Ing. Vjačeslav Georgiev
vedoucí katedry

V Plzni dne 15. října 2012

Anotace

Tato diplomová práce se zabývá návrhem a ověřením unikátní topologie analogového výkonového zesilovače ve třídě AB.

V první teoretické části je popsáno základní dělení zesilovačů, tříd výkonových zesilovačů a různé druhy zapojení jednotlivých stupňů zesilovačů.

Druhá část je praktická a zabývá se návrhem a popisem unikátní topologie, návrhem desky plošných spojů a měřením základních charakteristických parametrů unikátní topologie výkonového zesilovače.

Klíčová slova

Analogový výkonový zesilovač, zesilovač ve třídě AB, zkruslení, bipolární tranzistor, diferenční zesilovač.

Abstract

This thesis deals with the design and verification of unique topology analog power amplifier in class AB.

The first part describes the basic distribution of the amplifiers, classes power amplifiers and different kind degrees involvement of individual parts power amplifiers.

The second part is practical and deals with the design and description of unique topology, design PCB and measure parameters of unique power amplifier topology.

Key words

Analog power amplifier, amplifier in class AB, distortion, bipolar transistor, differential amplifier.

Prohlášení

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

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

V Českém Krumlově dne: 8. 5. 2013

Bc. Martin Kopačka

.....

podpis

Poděkování

Tímto bych chtěl poděkovat všem pedagogům, kteří mi předávali nové znalosti a pomáhali hledat souvislosti mezi nimi.

Martin Kopačka

Obsah

| | |
|--|----|
| Seznam symbolů a zkratk | 6 |
| 0. Úvod | 7 |
| 1. Tranzistorový zesilovač..... | 8 |
| 1.1 Rozdělení zesilovačů..... | 11 |
| 1.2 Základní zapojení tranzistoru | 12 |
| 1.2.1 Zapojení tranzistoru se společným emitorem..... | 12 |
| 1.2.2 Zapojení tranzistoru se společnou bází | 13 |
| 1.2.3 Zapojení tranzistoru se společným kolektorem | 13 |
| 1.3 Třídy výkonových zesilovačů | 13 |
| 1.3.1 Zesilovače ve třídě A..... | 14 |
| 1.3.2 Zesilovače ve třídě B..... | 16 |
| 1.3.3 Zesilovače ve třídě AB..... | 18 |
| 1.3.4 Zesilovače ve třídě C..... | 18 |
| 2. Analogový výkonový zesilovač..... | 19 |
| 2.1 Vstupní zesilovač | 21 |
| 2.2 Napěťový zesilovač: (Budící stupeň)..... | 30 |
| 2.3 Proudový zesilovač - koncový stupeň..... | 32 |
| 3. Unikátní topologie zesilovače..... | 38 |
| 3.1. První stupeň..... | 41 |
| 3.2. Druhý stupeň | 41 |
| 3.3. Třetí stupeň | 41 |
| 4. Simulace unikátní topologie zapojení výkonového zesilovače..... | 42 |
| 4. 1. DC analýza | 42 |
| 4. 2. AC analýza..... | 43 |
| 4. 3. Transientní analýza..... | 45 |
| 5. Konstrukce zesilovače..... | 46 |
| 6. Oživení a měření na výkonovém zesilovači | 49 |
| 7. Závěr | 51 |
| 8. Seznam použité literatury | 53 |
| 9. Přílohy..... | 55 |

Seznam symbolů a zkratk

SYMBOLY

| | |
|---------------------|---|
| A [-] | zesílení |
| B [Hz] | šířka přenosového pásma |
| f _l [Hz] | dolní mezní frekvence |
| f _h [Hz] | horní mezní frekvence |
| F | šumový činitel |
| η [%] | účinnost |
| CMRR | činitel potlačení souhlasného signálu |
| K _I [-] | proudový přenos |
| P _z [W] | výkon signálu přiváděného do zátěže |
| P _{ss} [W] | ss výkon dodávaný do koncového stupně |
| I _{cp} [A] | klidový proud |
| U _d [V] | diferenční napětí |
| U _s [V] | souhlasné napětí |

ZKRATKY

| | |
|-----|--|
| DPS | deska plošných spojů |
| VAS | Voltage Amplification stage |
| IPS | differential input stage |
| OPS | output stage |
| SE | zapojení tranzistoru se společným emitorem |
| SB | zapojení tranzistoru se společnou bází |
| SC | zapojení tranzistoru se společným kolektorem |

0. Úvod

Analogové výkonové zesilovače jsou dnes ve velkém počtu používány v hudebním průmyslu. Jsou na ně kladeny vysoké nároky. Každý zesilovač je charakterizován jeho parametry, mezi některými lze uvést: výkon, zkreslení, účinnost, poměr signál šum atd.. Všechny parametry jsou závislé na použitém zapojení, výběru jednotlivých součástí. Nesmí se ovšem zapomenout ani na výslednou cenu celého zesilovače.

Cílem této diplomové práce je realizace návrhu a ověření funkčnosti unikátní topologie analogového výkonového zesilovače ve třídě AB. Dále provést návrh a realizaci desky plošných spojů. Při správné funkci unikátní topologie provést měření základních charakteristických parametrů a porovnat výsledky měření s ostatními analogovými výkonovými zesilovači.

1. Tranzistorový zesilovač

Zesilovač je takové elektronické zařízení, kde požadavkem je zesílení vstupního signálu na hodnotu dostatečnou pro další zpracování. Pokud bychom uvažovali ideální zesilovač, tak zesílený (výstupní) signál by měl být přesnou kopií signálu vstupního. V reálném případě se však výstupní (zesílený) signál od signálu vstupního liší. Dochází k takzvanému zkreslení. Toto zkreslení je však nežádoucí a při návrhu zesilovače je snaha zkreslení snížit na minimální možnou úroveň. [7], [4]

Mezi důležité parametry zesilovače lze zařadit:

- **Zesílení** (bez zpětné vazby) je dáno poměrem signálu výstupního ku vstupnímu. V anglické literatuře se lze setkat s označením v podobě písmena G (gain). Nejčastěji uváděné je napět'ové zesílení: [3]

$$A_u = U_2/U_1 \quad (1.1)$$

Pro vyjádření v decibelech dostaneme vztah:

$$A_u = 20 \log (U_2/U_1) \quad (1.2)$$

Proudové zesílení:

$$A_I = I_2/I_1 [-], \quad A_I = 20 \log I_2/I_1 [dB] \quad (1.3)$$

Výkonové zesílení:

$$A_p = P_2/P_1 [-], \quad A_p = 10 \log P_2/P_1 [dB] \quad (1.4)$$

V zesilovači dochází ke zpoždění signálu. Výstupní signál má jinou fázi ve srovnání se signálem vstupním. Z toho je patrné, že zesílení je komplexní veličina. [3]

$$A_u = \frac{U_2}{U_1} = \frac{U_2 \angle \varphi_2}{U_1 \angle \varphi_1} = \frac{U_2}{U_1} \angle (\varphi_2 - \varphi_1) = A_u \angle \varphi \quad (1.5)$$

Zesílení je závislé také na frekvenci vstupního signálu. Díky vazebním kondenzátorům umístěným mezi stupni zesilovače dochází k poklesu zesílení na nižších frekvencích. Naopak při vysokých frekvencích ovlivňuje zesílení tzv. Millerova kapacita tranzistoru. [3]

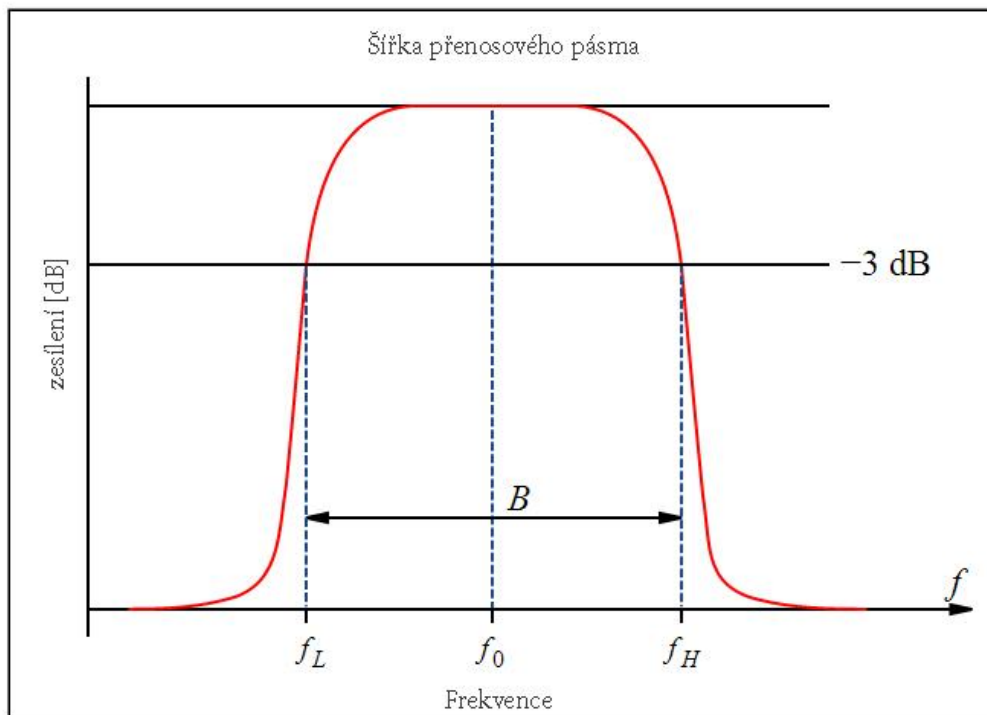
- **Kmitočtová charakteristika zesilovače** – Obsahuje dvě složky. Amplitudovou, která popisuje závislost zesílení na frekvenci a je vyjádřena vztahem: [4]

$$A = \sqrt{[Re\{A\}]^2 + [Im\{A\}]^2} \quad (1.6)$$

a fázovou, která popisuje závislost fázového posunu na frekvenci.

$$A\varphi = \arctg \frac{Im\{A\}}{Re\{A\}} \quad (1.7)$$

- V přenosovém pásmu by hodnota zesílení měla být konstantní. Šířku přenosového pásma zesilovače lze definovat poklesem zesílení o 3dB proti zesílení při frekvenci, jež se nachází ve středu přenosového pásma. B - značí šířku přenosového pásma, f_0 - frekvenci ve středu přenosového pásma, f_l a f_h pak dolní a horní mezní frekvenci pro pokles o 3dB. [3]



Obrázek 1.1. Závislost zesílení na kmitočtu [17]

- **Šumový činitel** – Součástky použité v zesilovači, ať už se jedná o pasivní (rezistory) či aktivní součástky (tranzistory), generují tzv. šumová napětí. Míru zvýšení šumového výkonu udává šumový činitel značený písmenem „F“. [4]

$$F = \frac{\frac{P_{vst}}{P_{\text{švst}}}}{\frac{P_{\text{výst}}}{P_{\text{švýst}}}} \quad (1.8)$$

kde P_{vst} - značí výkon vstupního signálu, $P_{\text{výst}}$ – představuje výkon signálu na výstupu, $P_{\text{švst}}$ je šumový výkon vstupního signálu a $P_{\text{švýst}}$ je šumový výkon na výstupu. [4]

$$F_{dB} = 10 \log F \quad (1.9)$$

Kde F_{dB} představuje míru šumu.

- **Zkreslení** – V přenosovém pásmu zesilovače by mělo být zesílení konstantní. Konstantní by měl být i fázový posun zesilovače. Pokud však dojde ke změně

zesílení či fázového posunu zesilovače se změnou frekvence vstupního signálu dochází k tzv. zkreslení zesilovače. [3]

- **Rychlost přeběhu** – „Vyjadřuje maximální změnu velikosti výstupního napětí za danou časovou jednotku. Bývá udávána ve voltech za mikrosekundu. Tento údaj vlastně nepřímo vyjadřuje výkonovou šířku pásma zesilovače, případně fázový posuv na horním konci přenosové charakteristiky. Obecně platí, že čím má zesilovač větší výkon, neboli čím je větší výstupní napětí, tím by měl mít rychlost přeběhu větší.“ [13]

1.1 Rozdělení zesilovačů

Zesilovač lze dělit dle několika hledisek. V odborné literatuře je obvykle rozdělení následující: [4]

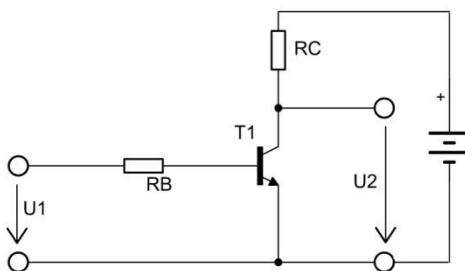
- 1) Podle použitých aktivních součástek
 - Tranzistorové zesilovače
 - Elektronkové zesilovače
 - Zesilovače s integrovanými obvody
- 2) Podle druhu a kmitočtu vstupního signálu
 - Vysokofrekvenční zesilovače (pro kmitočty přesahující 100KHz)
 - Nízkofrekvenční zesilovače (kmitočtový rozsah se pohybuje v rozmezí 1 Hz až desítky kHz)
 - Mikrovlonné (kmitočty pohybující se okolo 1Ghz a výše)
 - Stejnosměrné zesilovače
 - Střídavé zesilovače
- 3) Podle velikosti vstupního (budícího) signálu
 - Předzesilovače (jedná se o zesilovače malých výkonů)
 - Výkonové zesilovače
- 4) Podle počtu stupňů
 - Jednostupňové zesilovače
 - Vícestupňové zesilovače
- 5) Podle šířky přenášeného kmitočtového pásma
 - Úzkopásmové zesilovače (selektivní)
 - Širokopásmové zesilovače

1.2 Základní zapojení tranzistoru

Na tranzistor se lze dívat jako na dvojbran, kde jeden ze tří vývodů je společný pro vstupní i výstupní (část) bránu. Různé způsoby zapojení neovlivňují vnitřní činnost tranzistoru, ale mění vlastnosti dvojbranu. Mezi základní vlastnosti dvojbranu patří vstupní a výstupní impedance, fázový posun výstupního signálu vzhledem k signálu vstupnímu a velikost proudového a napěťového zesílení. [5]

1.2.1 Zapojení tranzistoru se společným emitorem

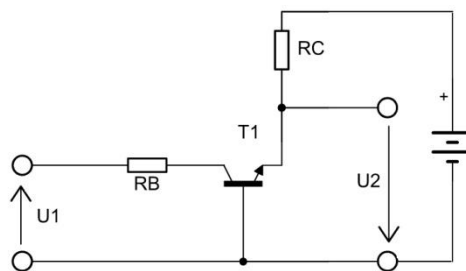
V Zapojení se společným emitorem je emitor propojený se vstupní i výstupní částí, jak je patrné z obr. č. 1. 2. Přivedením poměrně malého proudu do báze lze spínat či vypínat velké proudy mezi kolektorem a emitorem. Zapojení lze použít jako spínač pro velké zátěže, kde malými změnami proudu přivedeného do báze lze korigovat proud mezi kolektorem a emitorem. Zapojení tedy slouží k zesilování malých úrovní vstupního signálu, lze jej tedy využít i jako zesilovač. V porovnání se zapojením SB a SC má největší výkonové zesílení. Toto zesílení je závislé na parametru h_{21e} . Napěťové zesílení je v řádu několika stovek a je posunutě o 180 stupňů v porovnání se vstupním napětím. Velké je i proudové zesílení přičemž, proud zůstává ve fázi se vstupním proudem. Vstupní odpor se pohybuje řádově v jednotkách kiloohmů, výstupní odpor je pak v řádech desítek kiloohmů. [7]



Obrázek 1.2. Zapojení tranzistoru se společným emitorem [7]

1.2.2 Zapojení tranzistoru se společnou bází

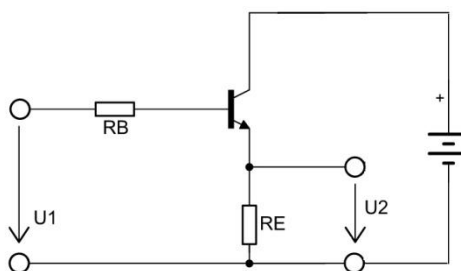
„Napěťové zesílení je velké (jako u zapojení SE), výstupní signál je ve fázi se vstupním. Proudové zesílení je vždy menší než jedna. Vstupní odpor je malý (jednotky až desítky ohmů), výstupní odpor je velký (stovky kilohmů až jednotky megaohmů). Zapojení se používá k snímání signálů zdrojů s malým vnitřním odporem (antény, termočlánky).“ [7]



Obrázek 1.3. Zapojení tranzistoru se společnou bází [7]

1.2.3 Zapojení tranzistoru se společným kolektorem

Zapojení se společným kolektorem se vyznačuje největší vstupní impedancí a nejmenší výstupní impedancí v porovnání se zapojením SE a SB. Zapojení SC má malé napěťové zesílení (zesílení je vždy menší než 1). Naopak proudové zesílení je velké. Proudové zesilovací činitel však s rostoucí zátěží klesá. Fáze vstupního a výstupního signálu je neměnná. [7]



Obrázek 1.4. Tranzistor se společným kolektorem [7]

1.3 Třídy výkonových zesilovačů

Třída výkonového zesilovače je dána polohou pracovního bodu tranzistoru v převodní charakteristice. Převodní charakteristikou se rozumí závislost proudu, který

vstupuje do kolektoru tranzistoru na proudu vstupujícím do báze tranzistoru. Poloha pracovního bodu má také vliv na zkreslení a účinnost zesilovače.

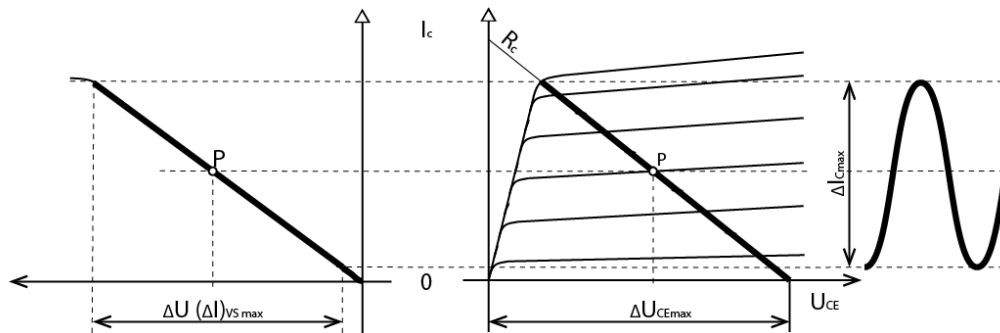
Účinnost zesilovače vyjadřuje jeho schopnost přenést stejnosměrný výkon, který je přiveden z externího zdroje napájení, do zátěže. [4]

$$\eta = \frac{\text{výkon signálu přiváděného do zátěže}}{\text{ss výkon dodávaný do koncového stupně}} = \frac{P_z}{P_{ss}} \quad (1.10)$$

Pokud bychom uvažovali ideální výkonový zesilovač, pak by účinnost „ η “ byla rovna jedné. Účinnost zesilovače je velmi důležitý parametr, který má vliv i na výslednou cenu celého zařízení. V zesilovači s malou účinností dochází k velkým ztrátám a tyto ztráty jsou vyzářené ve formě tepla. Je proto nutné tepelné ztráty odvádět dostatečnou měrou, a to z několika důvodů. Za prvé, aby nedošlo ke zničení výkonových prvků. Za druhé, kvůli stabilizaci pracovního bodu tranzistoru. [4]

1.3.1 Zesilovače ve třídě A

Jedná se o třídu, kde pracovní bod je umístěn uprostřed lineární části zatěžovací přímky. Součástkami stále prochází klidový proud, který je udržuje ve vodivém stavu. Jednou z výhod poměrně velkého klidového proudu je minimální zkreslení zesilovače. Velký klidový proud má ale za následek i velké tepelné ztráty, a tudíž i značné nároky na chlazení. Důsledkem je pak poměrně značná cenová náročnost. [4]



Obrázek 1.5. Umístění pracovního bodu zesilovače ve třídě A [4]

Následující vztahy byly převzaty z [4]

Podle Ohmova zákona lze lehce určit, jak velký klidový proud bude tranzistorem protékat.

$$I_{cp} = \frac{U_N}{2 * R_C} \quad (1.11)$$

kde U_N představuje velikost napájecího napětí a R_C představuje zátěž.

Stojnosměrný výkon P_{SS} dodávaný ze zdroje je vyjádřen:

$$P_{SS} = U_N * I_{CP} = \frac{U_N^2}{2 * R_C} \quad (1.12)$$

největší výstupní amplituda napětí signálu na zátěži je

$$U_{RCmax} = \frac{U_N}{2} \quad (1.13)$$

efektivní hodnota napětí signálu

$$U_{RC} = \frac{U_{RCmax}}{\sqrt{2}} \quad (1.14)$$

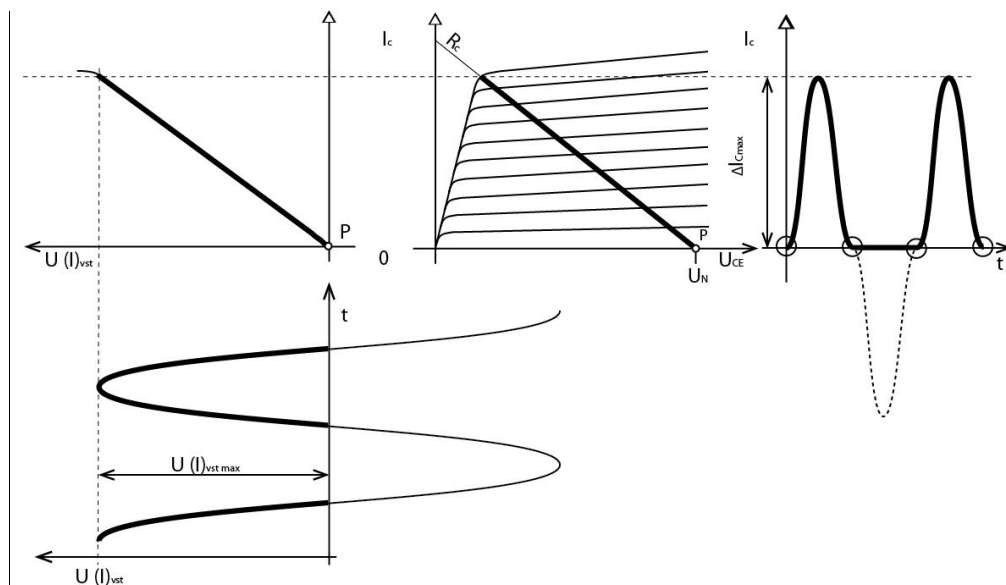
Maximální teoretická účinnost zesilovače je

$$\eta = \frac{P_Z}{P_{SS}} = \frac{\frac{U_{RC}^2}{RC}}{\frac{U_N^2}{2 * RC}} = \frac{\frac{U_{RCmax}^2}{2 * RC}}{\frac{U_N^2}{2RC}} = \left(\frac{U_{RCmax}}{U_N}\right)^2 = \left(\frac{\frac{U_N}{2}}{U_N}\right)^2 = \frac{1}{4} = 25\% \quad (1.15)$$

Účinnost 25% je pouze teoretická. I při maximálním vybuzení tranzistorů se lze dostat v zesilovačích ve třídě A k reálné účinnosti kolem 20%. [4]

1.3.2 Zesilovače ve třídě B

Ve třídě B je pracovní bod umístěn v místě zániku kolektorového proudu. V klidovém stavu tudíž tranzistorem neprotéká téměř žádný klidový proud. Pokud na vstup zesilovače přivedeme sinusový signál, tak tranzistor zesiluje pouze kladnou půlvlnu. Lze tedy říci, že se jedná o jednopulzní usměrňovač. [4]



Obrázek 1.6. Umístění pracovního bodu zesilovače ve třídě B [4]

Střední hodnota půlvlnného kolektorového proudu je

$$I_{Cstř} = \frac{1}{\pi} * I_{Cmax} \quad (1.16)$$

kde I_{Cmax} je amplituda proudu protékajícího zátěží

Stejnoseměrný průměrný výkon dodávaný napájecím zdrojem potom je

$$P_{SS} = I_{Cstř} * U_N = \frac{1}{\pi} * I_{Cmax} * U_N \quad (1.17)$$

Největší střídavý výkon dodávaný do zátěže určíme z rovnice č. 1.14.

$$P_Z = I_{cef}^2 * R_C = \left(\frac{1}{2} I_{Cmax}\right)^2 * R_C = \frac{1}{4} * I_{Cmax}^2 * R_C \quad (1.18)$$

Nyní můžeme určit účinnost:

$$\eta = \frac{P_Z}{P_{SS}} = \frac{\pi}{4} * \frac{I_{Cmax} * R_C}{U_N} \quad (1.19)$$

Z toho je zřejmé, že účinnost je úměrná amplitudě kolektorového proudu. Maximální teoretickou účinnost stanovíme, když $I_{Cmax} = U_N/R_C$.

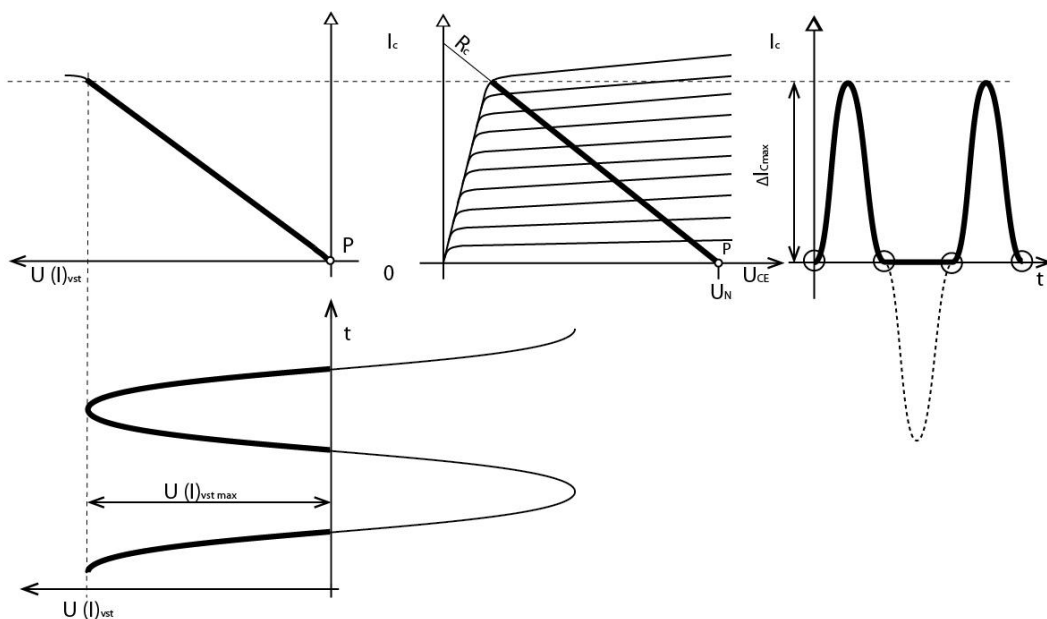
$$\eta = \frac{\pi}{4} = \frac{\frac{U_N}{R_C} * R_C}{U_N} = \frac{\pi}{4} = 0,785 = 78,5\% \quad (1.20)$$

Pro zesílení celého vstupního signálu je zapotřebí výkonové součástky uspořádat do tzv. dvojčinného zapojení, kde každá větev zesiluje část signálu, a to buď kladnou či zápornou půlvlnu. Při průchodu signálu nulou však vzniká zkreslení signálu, jelikož dochází k pozvolnému přechodu mezi jednotlivými větvemi, což je

nevýhoda. Vzniklé zkreslení se nazývá přechodové zkreslení. Výhodou třídy B je však nižší energetická náročnost a vysoká účinnost, která dosahuje až 78,5%. [12]

1.3.3 Zesilovače ve třídě AB

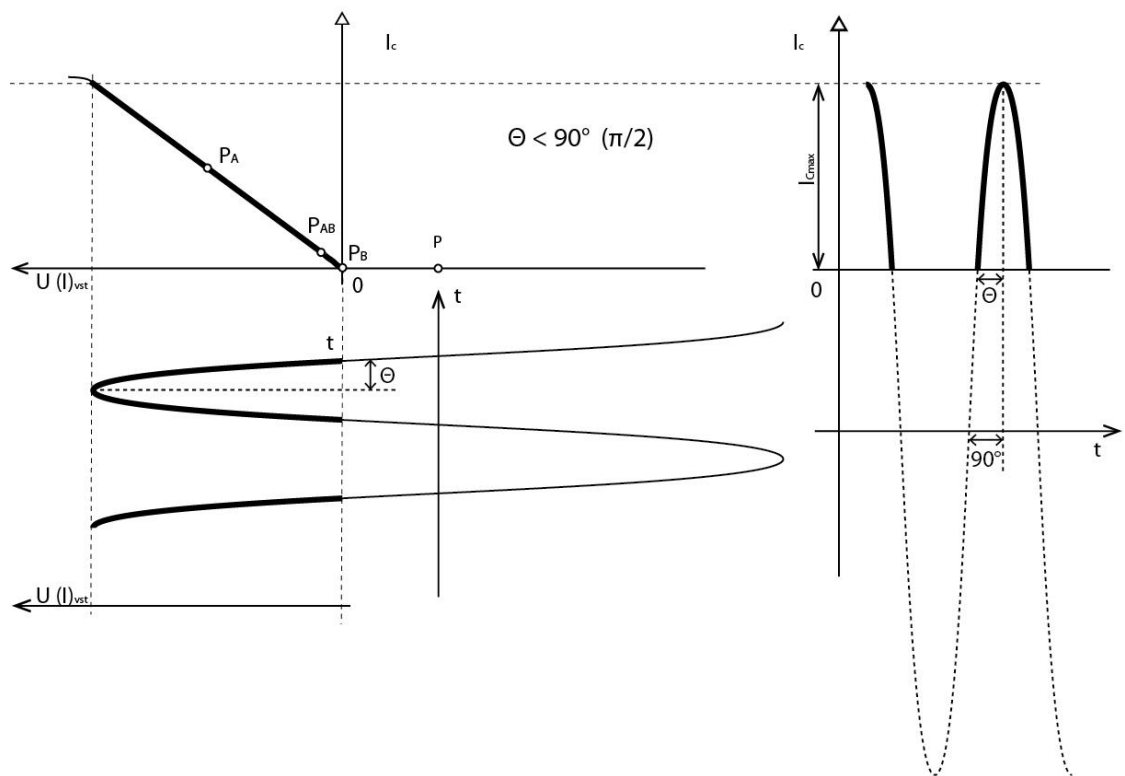
Třída AB je kompromisem mezi třídou A a třídou B. Pracovní bod je nastaven nedaleko bodu zániku kolektorového proudu tak, aby došlo k co nejnižšímu přechodnému zkreslení výstupního signálu, jak tomu bylo ve třídě B. To má za následek trvalý průtok malého klidového proudu tranzistorem a tedy i nižší účinnost ve srovnání s třídou B.



Obrázek 1.7. Umístění pracovního bodu zesilovače ve třídě AB [4]

1.3.4 Zesilovače ve třídě C

Ve třídě C je pracovní bod tranzistoru nastaven pod bodem zániku kolektorového proudu dynamické převodní charakteristiky. Úhel otevření tranzistoru „ Θ “ udává šířku vrcholku vstupního harmonického signálu. Výstupní signál tvoří pouze vrcholky vstupního sinusového (harmonického) signálu, což má za následek vysokou míru zkreslení ve srovnání s třídami A, B, AB. Účinnost je ve srovnání s třídami A a B velmi vysoká, až 90%. Třída C se využívá výhradně pro koncové stupně vysílačů. [4]



Obrázek 1.8. Umístění pracovního bodu zesilovače ve třídě C [4]

2. Analogový výkonový zesilovač

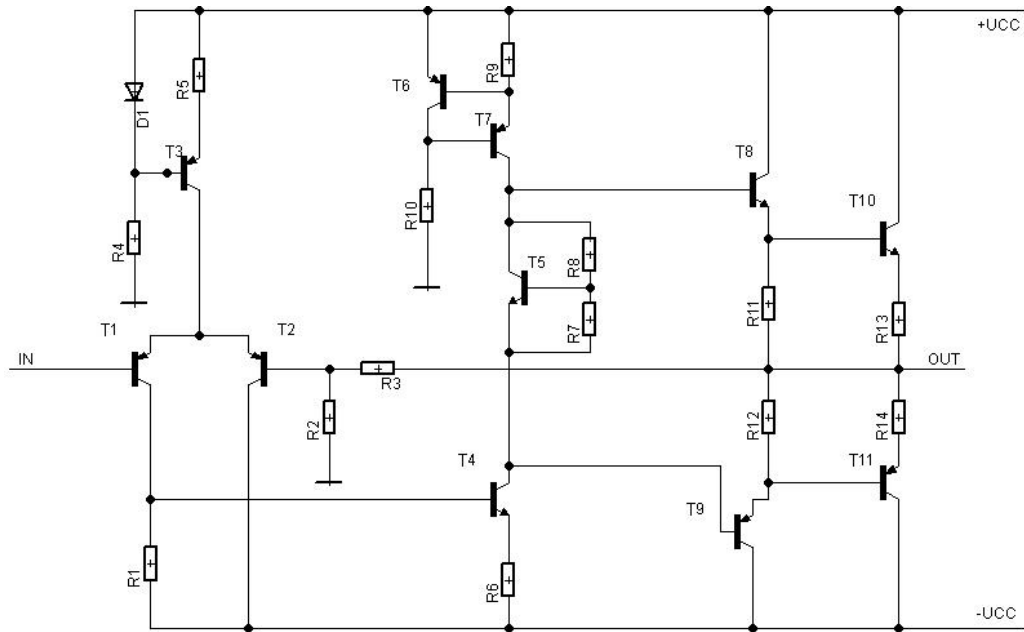
Výkonové zesilovače slouží k dodání dostatečného výkonu do zátěže. Pod zátěží si lze představit například reproduktor. S velkým výkonem je však kladen důraz i na požadovaný činitel nelineárního zkreslení. Díky velkým výkonům jsou kladeny značné požadavky na jejich konstrukci. Z pravidla obsahují i ochranné obvody, které zabraňují zničení výkonových prvků. [3]

„Dosažení vyrovnané frekvenční charakteristiky je v dostatečně širokém pásmu je obtížné při použití výkonových tranzistorů, které při svých větších rozměrech mají nižší mezní kmitočty ve srovnání s tranzistory na malý výkon.“ [12]

Jedno z častých využití výkonových zesilovačů je v hudebním průmyslu. Na elektroakustické zařízení je kladen požadavek na nejnižší míru zkreslení zesilovaného signálu, což je vzhledem k velkým amplitudám a nelinearitám výkonových součástek poměrně náročné. Moderní výkonové zesilovače mohou být v podobě integrované nebo sestavené z diskrétních součástek. Integrované zesilovače nedisponují ve srovnání se zesilovačem sestaveným z diskrétních součástek tak velkým výkonem.

Jedná se řádově o desítky wattů. Existují ale i zesilovače s nízkým výkonem, který se pohybuje v řádech jednotek wattů, kde je podstatná jejich nízká energetická náročnost. Další nesmírnou výhodou integrovaného zesilovače jsou jeho malé rozměry. Na zesilovač sestavený z diskretních součástek je kladen důraz především na jeho vysoký výkon a nízkou míru zkreslení, požadavky na účinnost již nejsou tak citelné, avšak s menší účinností se zvyšuje i výsledná cena zesilovače, jelikož je nutné značně dimenzovat chladicí systém zesilovače. Přičemž cena těchto komponent je značná. [12], [4]

Uspořádání výkonového zesilovače lze rozdělit na tři stupně. Jednotlivé stupně budou pro přiblížení popsány na obrázku s číslem 2.1. Jako první stupeň lze chápat vstupní zesilovač. V anglické literatuře uváděný jako differential input stage (IPS). Ten je obvykle řešen diferenciálním zesilovačem. Na obrázku je diferenční zesilovač složen z tranzistorů T1 a T2. Vstupní signál je přiváděn na bázi tranzistoru T1 a do báze T2 vstupuje signál záporné zpětné vazby. Velikost zesílení signálu je dána poměrem rezistorů R2 a R3. Obvykle se volí velikost 1/20 výstupního signálu. Tranzistor T3 slouží jako konstantní zdroj proudu, který je přiveden do kolektorů diferenčního zesilovače. Druhý stupeň je zesilovač napětí. Označován jako Voltage Amplification stage (VAS). Je tvořen tranzistorem T4. T6 a T7 slouží jako konstantní zdroj proudu. Poslední stupeň tvoří zesilovač proudu. V anglické literatuře tzv. output stage (OPS). Zapojení koncového stupně je tzv. komplementární darlington, pracující ve třídě AB. Všechny stupně zesilovače jsou vzájemně propojeny a jsou na sobě závislé. Stabilitu zesilovače pak zajišťuje záporná napěťová zpětná vazba, která je vedena přes všechny tři stupně. Podrobnější zapojení jednotlivých stupňů budou rozebrány v následující části. [13], [14]



Obrázek 2.1. Základní uspořádání analogového výkonového zesilovače [14]

2.1 Vstupní zesilovač

Vstupní zesilovač by měl vynikat především dobrou linearitou, vysokou rychlostí, teplotní stabilitou a dostatečným potlačením soufázové složky a velkým vstupním odporem. Jak již bylo zmíněno v úvodu, tuto funkci nejlépe zvládá zesilovač diferenciální. Rychlost zesilovače je zajištěna správným nastavením pracovního bodu zesilovače. Optimální velikost pracovního proudu zesilovače se pohybuje v řádech jednotek miliampér. [13]

Z velké části se u moderních výkonových zesilovačů setkáme s symetrickým zapojením. Symetrické řešení má velkou výhodu. Vstupní i rozkmitové části pracují s komplementárními tranzistory a z hlediska střídavého signálu pracují paralelně. Tudíž má zrcadlové zapojení za následek snížení zkreslení, jelikož při sečtení signálů dojde k odečtení rušivé složky. [12]

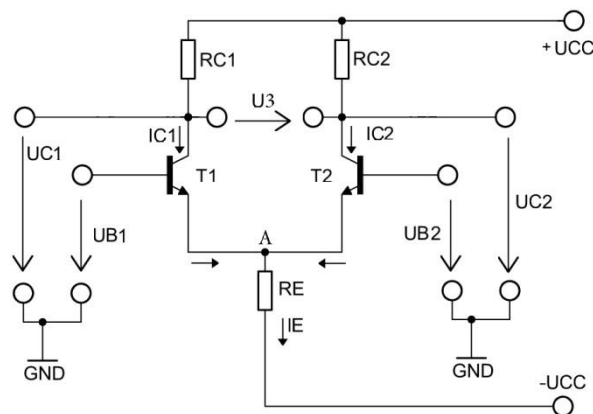
Jako další variantu vstupního zesilovače lze zvolit monolitický operační zesilovač. Zesilovač by měl mít vlastní zkreslení v řádu tisícín procenta či nižší. [12]

Tranzistorový diferenční zesilovač

Diferenční zesilovač je jedním ze základních stavebních bloků moderních zesilovačů. Je vhodný pro zesilování signálů s nízkou amplitudou, kde zesiluje rozdíl napětí přivedený na vstupní svorky zesilovače. Je složen ze dvou zesilovacích stupňů. Tyto stupně jsou tvořeny můstkovým zapojením dvou tranzistorů, kde jejich emitory jsou spojeny. Napájení je obvykle ze dvou zdrojů, zapojených symetricky proti zemi.

Stabilita a teplotní nezávislost je kompenzována díky můstkovému zapojení tranzistorů a záporné zpětné proudové vazbě. Tranzistorový diferenční zesilovač by měl mít velmi dobrou symetrii. Aby byla splněna tato podmínka, musí být shodné parametry obou tranzistorů, ze kterých je diferenční zesilovač sestaven. [4]

Po přivedení souhlasného signálu na vstupní svorky (U_{B1} a U_{B2}) dojde ke stejným změnám kolektorových proudů obou stupňů I_{C1} a I_{C2} . Kolektorové napětí obou stupňů je také shodné, tudíž výsledný rozdílový signál je roven nule. Lze tedy říci, že diferenční zesilovač souhlasné signály nezesiluje, ale potlačuje. [4]



Obrázek 2.2. Diferenční zesilovač [4]

Pokud je přiveden na vstupní svorky velký rozdílový signál - například na T1 napětí $U_{B1} = +0,5V$ a na svorku $U_{B2} = -0,5V$ vůči zemi. Diferenční signál je roven $1V$. Napětí mezi bází a emitorem tranzistoru je $0,6V$, z toho plyne, že napětí v uzlu A je rovno $-0,1V$. Velikost tohoto napětí má kladnější potenciál, než napětí na bázi tranzistoru T2 ($U_{B2} = -0,5V$), a proto je tranzistor T2 uzavřen. Napětí v uzlu A má však proti napětí na bázi tranzistoru T1 záporný potenciál a tranzistor T1 je otevřen. [4]

Diferenční zesilovač pracuje s malými napěťovými signály. Velikost těchto signálů je omezena na lineární oblast přechodových charakteristik tranzistorů. Rozsah vstupních signálů je možné rozšířit, a to zavedením záporné zpětné vazby. Tuto vazbu zavedeme vložením rezistoru R_E do spojených emitorů diferenčního zesilovače. Rezistor R_E ovšem zároveň snižuje zesílení.

Diferenční zesilovač je charakterizován následujícími veličinami:

Rozdílovým napětím, které je označeno U_D , kde

$$U_D = U_{B1} - U_{B2} \quad (2.1)$$

Souhlasným napětím

$$U_S = \frac{(U_{B1} + U_{B2})}{2} \quad (2.2)$$

Mezi důležité parametry diferenčních zesilovačů, podle kterých se určuje jejich kvalita, patří: zesílení rozdílového signálu. Značí se „ A_D “. Lze jej určit z rovnice č. 2.3

$$A_D = \frac{U_3}{U_D} = \frac{(R_{c1} + R_{c2})}{\left(\left(\frac{R_{BA}}{\beta_A} \right) + \left(\frac{R_{BB}}{\beta_B} \right) + 2R_E \right)} \quad (2.3)$$

Kde β_A a β_B představují proudové zesilovací činitele tranzistorů.

Zesílení souhlasného signálu se značí „ A_S “. V následujícím vztahu je uvažován pouze různý proudový zesilovací činitel tranzistoru T1 a T2, zbylé parametry se považují za shodné. [12]

$$A_S = \frac{U_3}{U_S} = \frac{R_K * (\beta_A - \beta_B)}{(R_E * \beta_A * \beta_B)} \quad (2.4)$$

Snaha je docílit co nejmenšího souhlasného zesílení signálu. Z uvedeného vztahu je patrné, že minimálního souhlasného zesílení lze dosáhnout shodnými proudovými zesilovacími parametry tranzistorů, zvýšením proudových zesilovacích činitelů a zvýšením hodnoty odporu R_E . [12]

Činitel potlačení souhlasného signálu – CMRR. Zkratka je odvozena z anglického názvu Common Mode rejection Ratio. Lze jej vypočítat z rovnice č. 2.5 [4]

$$CMRR = \left| \frac{A_D}{A_S} \right| \quad (2.5)$$

a pro hodnotu v decibelech

$$CMR = 20 \log \left| \frac{A_D}{A_S} \right| \quad (2.6)$$

Vstupní a výstupní odpor:

Rozlišujeme hodnotu vstupního a výstupního odporu pro souhlasný a pro diferenční signál. Vstupní diferenciální odpor lze určit ze vztahu:[4]

$$R_{vst\dif} = \frac{U_D}{I_{vstup}} = 2 * R_{BE} \quad (2.7)$$

,kde R_{BE} značí odpory mezi bází a emitorem tranzistoru. I_{vstup} představuje proud, který prochází přes oba přechody tranzistorů. Vstupní odpor pro souhlasný signál lze určit ze vztahu: [4]

$$R_{vstsouhl} = \frac{U_S}{I_S} = r_{BET1} || r_{BET2} + R_E = \frac{r_e}{2} + R_E \quad (2.8)$$

Kde proud I_S prochází přes paralelní spojení přechodů tranzistorů r_{BET1} a r_{BET2} a odporem R_E . [4] Výstupní symetrický odpor je tvořen sériovým spojením kolektorových odporů obou stupňů. Lze jej tedy získat z rovnice č. 2.9.

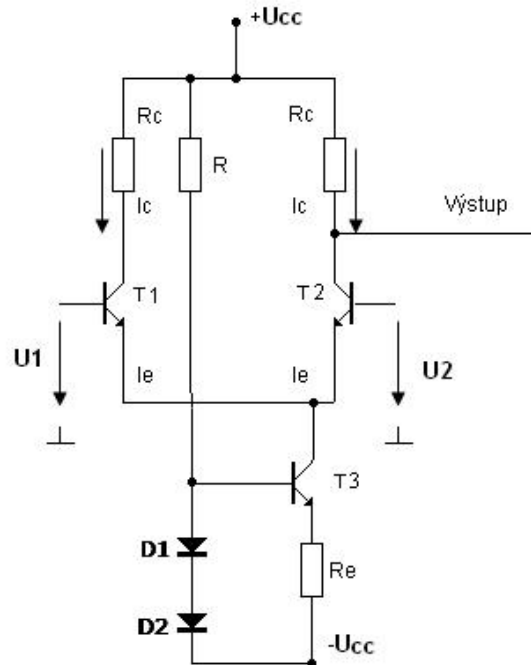
$$R_{výstsym} = 2 * R_C \quad (2.9)$$

A výstupní diferenční odpor lze vypočítat ze vztahu:

$$R_{výstnesym} = R_C \quad (2.10)$$

Vlastnosti diferenčního zesilovače lze vylepšit. Toto vylepšení spočívá v zapojení konstantního zdroje proudu místo odporu R_E umístěného v emitorovém spojení obou tranzistorů. Dojde tak ke zvýšení činitele potlačení souhlasného signálu

CMRR a také rozšíření pracovní oblasti diferenčního zesilovače. Jeden ze základních zapojení konstantního zdroje proudu je uveden na následujícím obrázku. [3]

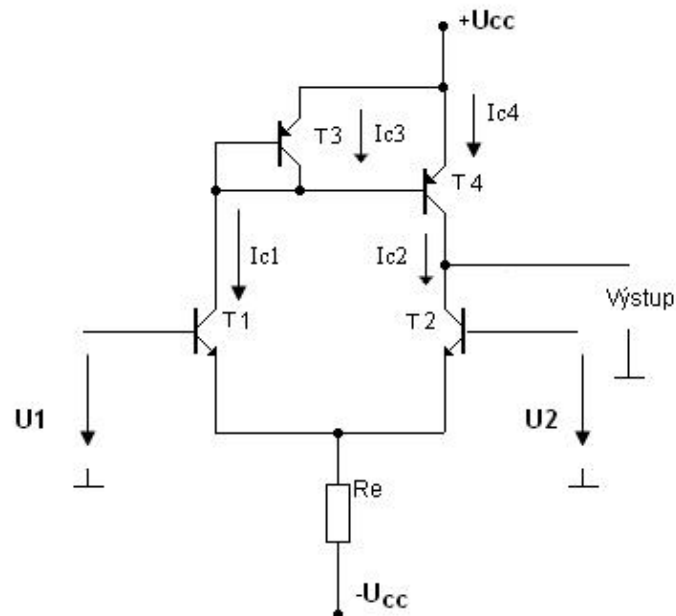


Obrázek 2.3. Diferenční zesilovač s konstantním zdrojem proudu [3]

Zdroj proudu je napájen z konstantního zdroje napětí U_n . Diodami prochází neměnný proud a na diodách tak vznikne konstantní úbytek napětí. Tranzistor je zapojen jako emitorový sledovač. Na emitoru tranzistoru je umístěn odpor R_e . Při poklesu proudu odporem R_e dojde k úbytku napětí na odporu, následně dojde ke zvýšení napětí U_{BE} na tranzistoru, což je patrné z rovnice: $2U_D = U_{BE} + R_e \cdot I_E$, kde hodnota $2U_D = \text{konst.}$ Tranzistor se více otevře a dojde k (vyrovnání)nárůstu proudu. [3]

Další vylepšení lze provést nahrazením rezistorů R_c konstantním zdrojem proudu (např. proudovým zrcadlem), který má velký výstupní odpor. Velký výstupní odpor má za následek zvýšení hodnoty napěťového zesílení. Zisk zesilovače omezuje velikost odporu kolektoru. Pro zvýšení zisku zesilovače by bylo potřeba zvýšit hodnotu kolektorového odporu. Pokud však dojde ke zvýšení kolektorového odporu, dojde tak ke změně klidového pracovního proudu tranzistoru a následnému snížení kolektorového proudu. Zisk zesilovače naopak klesne. Tento problém lze vyřešit použitím aktivních prvků v kolektorové zátěži, které navíc nastaví pracovní bod

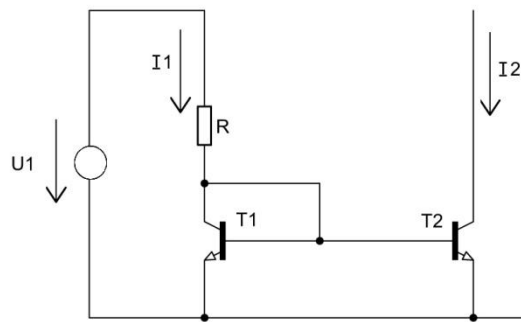
diferenciálního zesilovače podobně jako při použití rezistorů na kolektoru s relativně malou hodnotou odporu. Obr. č. 2. 4. [6]



Obrázek 2.4. Diferenční zesilovač s aktivní kolektorovou zátěží [3]

Tranzistory T1 a T2 tvoří diferenční zesilovač. Aktivní zátěž je tvořena tranzistorem T3 a T4, které jsou zapojeny jako proudové zrcadlo. Referenčním proudem proudového zrcadla je I_{C1} , který teče do kolektoru tranzistoru T1. [4]

Existuje řada různých zapojení konstantního zdroje proudu. Jedno ze základních zapojení bylo uvedeno a popsáno v obr. č. 2.3. Další variantou zapojení zdroje konstantního proudu lze použít proudové zrcadlo. Jedná se v podstatě o zdroj proudu řízený proudem. Proudové zrcadlo, v anglické literatuře pod názvem „current mirror“ je sestaveno z několika tranzistorů, které musí mít shodné parametry. Toho lze v integrované podobě dosáhnout umístěním všech tranzistorů na jeden čip. Základní zapojení Widlarovo proudového zrcadla je na následujícím obrázku. [6], [12]



Obrázek 2.5. Proudové zrcadlo Widlar [4]

Princip je jednoduchý, proud tekoucí tranzistorem T1 je zrcadlen do kolektorového proudu tranzistoru T2. Napětí U_{BE} obou tranzistorů je shodné. Jsou shodné i proudy tekoucí do bází tranzistorů. Proud I_1 protékající rezistorem R lze vypočíst dle rovnice č. 2.11 [4]

$$I_1 = \frac{U_1 - U_{CE1}}{R} = I_{C1} + 2 * I_B = I_B * (\beta + 2) \quad (2.11)$$

Výstupním proudem proudového zrcadla je kolektorový proud tranzistoru T2 označen jako I_2 , který má shodnou velikost s proudem I_{C1} . Lze tedy napsat:

$$I_1 = I_2 = I_B * \beta = I_1 - 2I_B \quad (2.12)$$

Proudový přenos K_I je dán poměrem výstupního proudu ku proudu vstupnímu.

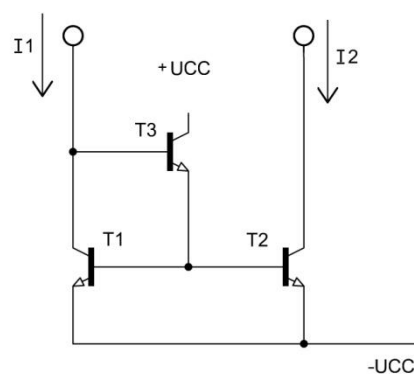
$$K_I = \frac{I_2}{I_1} = \frac{I_B * \beta}{I_B * (\beta + 2)} = \frac{\beta}{\beta + 2} \quad (2.13)$$

„Z tohoto vztahu je patrné, že čím větší bude proudový zesilovací činitel β , tím více se bude proudový přenos K_I blížit k jedné. Pro uvažované $b = 100$ vychází číselně $K_I = 0,980$, tj. chyba zrcadlení je přibližně 2%.“ [6]

„Chyby zrcadlení proudů mohou být dvojího druhu. První chyba vzniká v důsledku proudů do bází tranzistorů a její velikost je přibližně 2% pro $b = 100$. Druhou závažnější chybu způsobuje rozdílné napětí $U_{CE1} = 0.6$ až $0.7V$ a $U_{CE2} = 2$ až $20V$. Proudový zesilovací činitel druhého tranzistoru T2 se totiž v závislosti na rostoucím

UCE2 zvětšuje (Earlyho efekt) a tím roste jeho kolektorový proud. Tento jev může způsobit zvětšení výstupního proudu zrcadla oproti vstupnímu až o 60 %. K omezení druhé chyby se do emitorů obou tranzistorů T1 a T2 zařazují rezistory (řádově 50 , 300 W), způsobující proudovou zpětnou vazbu.“ [6]

Předchozí zapojení lze vylepšit přidáním jednoho tranzistoru. Tento tranzistor redukuje chybu způsobenou proudy tekoucími do bází tranzistorů. Zapojení je na následujícím obrázku. [6]



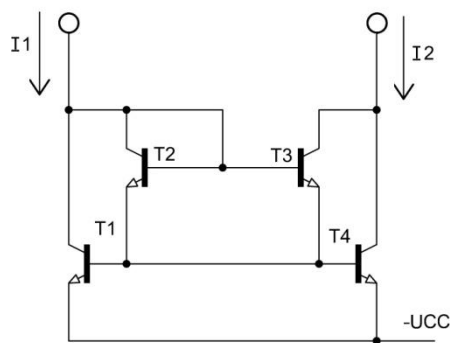
Obrázek 2.6. Redukce proudů do báze tranzistorů [6]

Proudy do bází tranzistorů T1 a T2 jsou nyní dodávány tranzistorem T3 ze zdroje napájecího napětí UCC. Proudový přenos tohoto zrcadla je za předpokladu shodných vlastností tranzistorů ($\beta_1 = \beta_2 = \beta$) dán vztahem v rovnici č. 2.14 [6]

$$K_I = \frac{I_2}{I_1} = \frac{\beta^2 + \beta}{\beta^2 + \beta + 2} \quad (2.14)$$

Je zřejmé, že pro uvažované $b = 100$ je $K_I = 0,998$ a chyba nyní je jen 0,2 promile. [6]

Proudové zrcadlo s Darlingtonovou dvojicí tranzistorů.



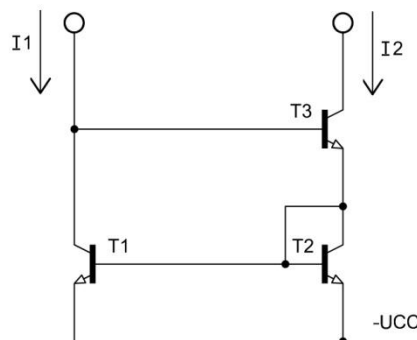
Obrázek 2.7. Proudové zrcadlo s Darlingtonovou dvojicí tranzistorů [6]

Díky Darlingtonovému zapojení dvojice tranzistorů byl snížen proud tekoucí do báze tranzistorů T3 a T2. Díky menšímu proudu tekoucímu do báze tranzistorů dojde k menší chybě zrcadleného proudu. Proudový přenos je dán vztahem: [6]

$$K_I = \frac{I_2}{I_1} = \frac{\beta^3 + 4\beta^2 + 4\beta}{\beta^3 + 4\beta^2 + 6\beta + 4} \quad (2.15)$$

Dosazením číselné hodnoty 100 za β dosáhneme velmi dobrého přenosu proudu, který je roven hodnotě $K_I = 0.9998$. [6]

Dalším typem proudového zrcadla, který dosahuje vysoké přesnosti je tzv. Wilsonovo proudové zrcadlo. "Zdokonalení spočívá v zavedení paralelní proudové zpětné vazby, v níž emitorový proud tranzistorem T3 působí přes proudové zrcadlo tvořené tranzistory T1 a T2 zpětně na proud ve vstupní smyčce zrcadla. Jak vyplývá ze zapojení tohoto zrcadla, Earlyho efekt se bude uplatňovat jen minimálně." [6]



Obrázek 2.8. Wilsonovo proudové zrcadlo [6]

Přenos je dán vztahem:

$$K_I = \frac{I_2}{I_1} = \frac{\beta^2 + 2\beta}{\beta^2 + 2\beta + 2} \quad (2.16)$$

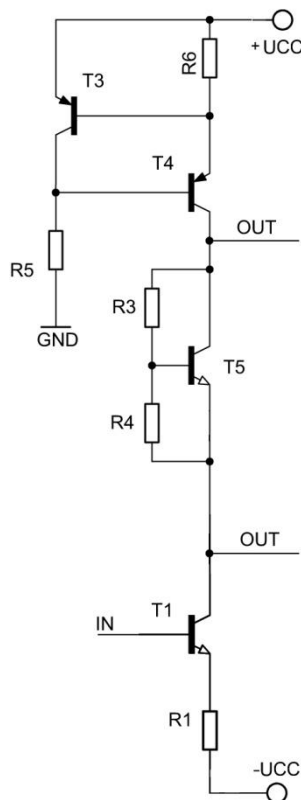
2.2 Napěťový zesilovač: (Budící stupeň)

Cílem napěťového zesilovače je zesílit vstupní signál v dostatečné míře, aby došlo k plnému vybuzení výkonových tranzistorů proudového zesilovače. Samozřejmostí je dobrá linearita, vysoká rychlost přeběhu a nízká výstupní impedance. Dále by ve spojení s prvním stupněm měl dosahovat vysokého zisku naprázdno a širokého spektra přenášeného pásma. Na nízkých kmitočtech není těžké vysokého zisku dosáhnout, ovšem při zvyšujícím se kmitočtu dochází k většímu uplatnění kapacitní složky následujícího stupně. Současně dojde i k nárůstu kapacitní složky vlivem tzv. zpětnovazební Millerovy kapacity napěťového stupně. Se zvyšujícím se kmitočtem tedy dochází ke snížení zisku celého zesilovače. U třídy kvalitních zesilovačů jsou budící stupně řešeny symetricky a využívají proudových zdrojů. Vazby proudových zdrojů omezují vstupní nelinearity tranzistoru (vstupním signálem se stane proud, který vstupuje do báze tranzistoru, nikoli napětí mezi bází a emitorem). [13]

Provedení budících stupňů

Budící stupeň se skládá z tranzistoru T1. Tranzistory T3 a T4, spolu s rezistory R5 a R6 slouží pro nastavení konstantního proudu, který protéká tranzistorem T5 a T6. Tranzistor T5 spolu s rezistory R3 a R4 slouží jako předpětí pro tranzistory koncového stupně. V anglické literatuře uváděn pod názvem „Bias“. Díky tomuto předpětí tranzistory neustále prochází malý proud. Předpětí tak pomáhá k rychlejšímu otevření koncových tranzistorů. Kondenzátor C1 slouží ke kompenzaci Millerovy kapacity pro vysoké frekvence vstupního signálu a zamezuje nežádoucímu kmitání. Velikost se pohybuje v řádech desítek nF. Pokud by velikost kondenzátoru byla příliš velká, došlo by ke zhoršení dynamických parametrů zesilovače (nabíjecí a vybíjecí časy kondenzátoru by byly zbytečně dlouhé). Pokud však by byla hodnota kondenzátoru příliš malá, mohlo by docházet k zákmitům. V závislosti na porovnání v diferenčním

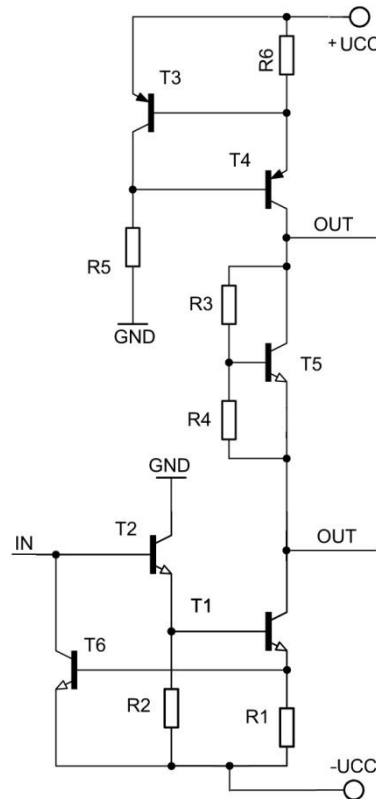
zesilovači vstupního signálu a signálu přivedeného z výstupu dochází k otevírání nebo přivírání tranzistoru T1. Pokud je tranzistor T1 více otevřen, uzemní bázi tranzistoru typu NPN koncového stupně a ten se zavře. Naopak dojde k otevření tranzistoru typu PNP. Ve druhém případě, kdy dojde k přizavření tranzistoru, nastane opačná situace, dojde k zavření tranzistoru typu PNP a otevření tranzistoru NPN. [14]



Obrázek 2.9. Klasické provedení budícího stupně [14]

Jako další, vylepšenou variantu budícího stupně lze uvést zesilovač s tzv. Darlingtonovým budícím stupněm. Ovšem tranzistory T1 a T2 zde nejsou v klasickém Darlingtonově zapojení, ve kterém jsou spojeny kolektory obou tranzistorů, nýbrž kolektor tranzistoru T1 je připojen na zem. Ve srovnání s klasickým zapojením budícího stupně byl na vstup přidán tranzistor T2 a T6. Přidáním tranzistoru T2 došlo ke zvýšení vstupní impedance a zvýšení zesílení. Vstupní proud do báze tranzistoru je velmi malý, proto nezatěžuje první stupeň tolik, jako v předchozím případě. Tranzistor T6 slouží k omezení maximálního proudu tekoucího tranzistorem T1, Použití tranzistoru je zde vhodné, neboť bez limitace by mohlo dojít

k přetížení tranzistoru T1. U předchozího zapojení nebyla kompenzace v podobě tranzistoru T6 nutná. [14]



Obrázek 2.10. Darlingtonův budící stupeň [10]

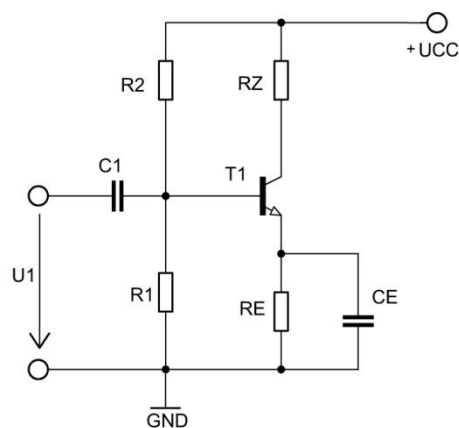
2.3 Proudový zesilovač - koncový stupeň

Koncový stupeň zesílí signál na potřebný výkon pro zátěž. Jelikož zátěž má většinou poměrně malou impedanci, je žádoucí, aby i výstupní odpor koncového stupně byl co nejmenší. Optimální případ je, pokud výstupní odpor koncového stupně je roven impedanci spotřebiče. Jak bylo uvedeno v úvodu, nejvhodnější variantou zapojení koncového stupně je použití zapojení tranzistoru se společným kolektorem. Zapojení SC je u koncových stupňů také nejčastější. Pro veliké výkony se používají třídy B a AB. [3], [12]

Provedení koncových stupňů výkonových zesilovačů

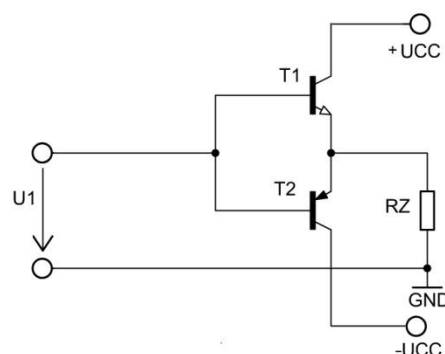
Koncový stupeň může být zapojen v jednočinném nebo mnohem častěji používaném dvojčinném (protitaktním) zapojení. Jednočinné koncové zesilovače jsou obvykle ve třídě A a pracují výhradně v zapojení se společným emitorem. Schéma zapojení nejjednoduššího koncového stupně jednočinného zesilovače ve třídě A je na

obr. č 2.11. Zátěž (reproduktor) je zapojen na kolektor tranzistoru. Tranzistorem protéká klidový kolektorový proud. Pro maximální otevření tranzistoru musí být hodnota klidového proudu kolektoru nastavena na $\frac{1}{2}$ špičkového kolektorového proudu. To je nastaveno předpětím báze a jeho velikost lze nastavit poměrem rezistorů R_1 a R_2 . Mezi výhody patří velmi malé zkreslení. Nevýhodou je však nízká účinnost a relativně malý výkon, proto se toto zapojení ve výkonových zesilovačích nepoužívá. Přes zátěž rovněž teče stejnoměrný proud. [10]



Obrázek 2.11. Jednočinný koncový zesilovač ve třídě A [10]

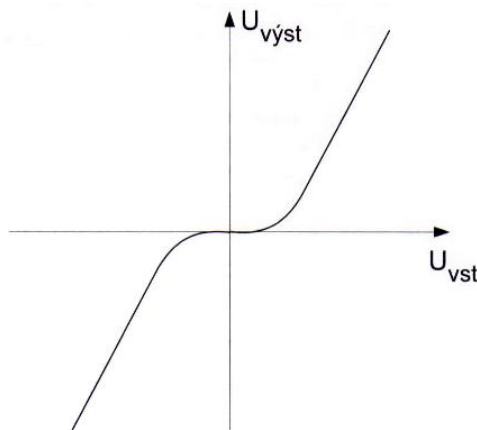
Dvojčinné zapojení zesilovače lze použít ve třídě A, B a AB. Ve třídě A dojde ke zvýšení reálné účinnosti z 20% na 25%. Dvojčinné zapojení využívá oba typy tranzistorů, jak PNP, tak i tranzistor typu NPN. U zesilovačů s oběma typy tranzistorů mluvíme o tzv. komplementárním zapojení (obr. č. 2.12), pracující ve třídě B. [4]



Obrázek 2.12. Komplementární zapojení koncového stupně [10]

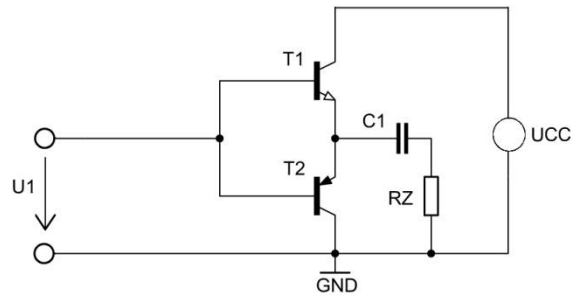
Každý z těchto tranzistorů proudově zesiluje pouze část vstupního signálu. V případě tranzistoru typu NPN se jedná o kladnou část vstupního signálu a v případě

tranzistoru typu PNP o zápornou část. Tranzistory pracují v zapojení SC, kde je využito velkého proudového zesílení a malé výstupní impedance. Napětí na zátěži je ve fázi se vstupním signálem, ovšem dochází k přechodovému zkreslení v okolí nuly obr. č. 2.13 (viz. zesilovač ve třídě B). Toto zkreslení se projeví především při velmi malé amplitudě vstupního signálu. Pokud na vstup tranzistorů není přiveden signál, je na spojených emitorech nulové napětí a oba tranzistory jsou zavřené. Do zátěže tedy neteče žádný proud. Napájení zesilovače je pomocí dvou zdrojů napětí s uzemněným středem. Napájení zesilovače je nazýváno jako symetrické. Použití komplementárního zapojení tranzistorů v koncovém stupni je jedno z nejrozšířenějších. [9], [4]



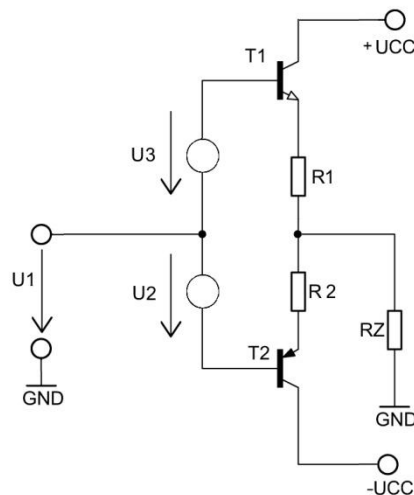
Obrázek 2.13. Přechodové zkreslení v okolí nuly [4]

Jednodušší a cenově méně náročnou variantou je možné použít nesymetrické napájení zesilovače, obr. č. 2.14. V tomto případě je použitý pouze jeden zdroj napájecího napětí. Je však nutné mezi výstup zesilovače a zátěž připojit kondenzátor s velkou kapacitou, což je značná nevýhoda. Pokud na vstupu zesilovače není přiveden žádný signál, tak napětí na emitorech má hodnotu poloviny napájecího napětí. $U_{CET1} = U_{CET2} = U_{CC}/2$. Přivedeme-li však na vstup sinusový signál, tak při kladné půlvlně bude otevřen tranzistor T_1 a tranzistor T_2 bude uzavřen. Proud do zátěže z tranzistoru T_1 a zároveň je nabíjen kondenzátor $C1$. Při záporné půlvlně dojde k uzavření tranzistoru T_1 a otevře se tranzistor T_2 . Zátěži bude procházet proud dodávaný kondenzátorem. Tento proud bude mít opačnou polaritu. Poměrně velkým problémem je správně určit velikost kondenzátoru. Pokud velikost kondenzátoru bude příliš malá, dojde ke zkreslení signálu na nízkých kmitočtech vlivem předčasného vybití kondenzátoru. [3]



Obrázek 2.14. Dvojčinné zapojení koncového stupně se symetrickým napájením [3]

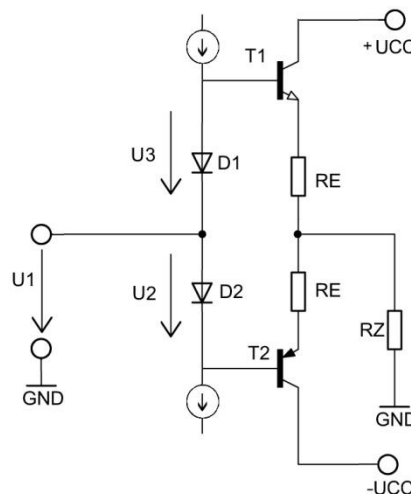
Zapojení Dvojčinného zesilovače ve třídě AB spočívá v zavedení vhodného předpětí do bází tranzistorů (obr. č. 2.15). Díky tomuto předpětí protéká tranzistory malý kolektorový proud, který má za následek rychlejší otevření tranzistorů při malém vstupním signálu, a tudíž i podstatné zmírnění přechodového zkreslení. Velikost klidového proudu je závislá na výstupním výkonu. Obvykle se pohybuje mezi 25mA až 150mA. Zesilovač se pro malé vstupní signály chová jako zesilovač třídy A a pro velké vstupní signály pak jako zesilovač třídy B. Účinnost dosahuje až 70%. [10]



Obrázek 2.15. Zapojení komplementárního koncového stupně s předpětím ve třídě AB [12]

Použití konstantního předpětíového zdroje sice snižuje přechodové zkreslení, ale už nezaručuje stabilitu pracovního bodu. Tranzistory mají kladnou teplotní zpětnou vazbu. Čím větší teplota je na tranzistoru, tím narůstá kolektorový proud tranzistoru, to pokračuje až do chvíle, kdy tranzistor není schopen energetickou ztrátu (ve formě

tepla) odvézt a dojde ke zničení. Proto se používají zdroje předpětí s vhodnou teplotní závislostí, která slouží k omezení teplotního vlivu dvou sériově spojených tranzistorových přechodů báze - emitor. Jako vhodný zdroj předpětí lze uvést dvě sériově spojené diody, jak ukazuje obr. č. 2.16. [12]

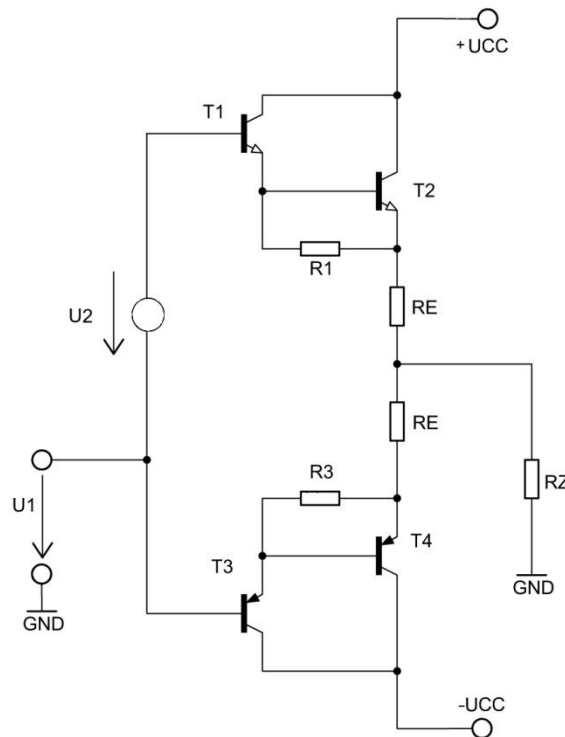


Obrázek 2.16. Dvě diody jako zdroje předpětí [12]

Podmínkou je však stejná teplota diod i tranzistorů. Diodami prochází konstantní proud vytvořený dvěma proudovými zdroji. Napětí vzniklé na diodách je přibližně rovné napětí $2U_{BE}$ na tranzistorech. Ovšem přibližná teplotní závislost diod s tranzistory pro stabilizaci pracovního bodu nestačí. Pro dostatečnou teplotní stabilizaci je nutné do emitoru ještě připojit rezistory RE. S vyšší hodnotou rezistoru RE se dosáhne lepší teplotní stabilizace, ale zároveň dojde ke snížení zesílení. Velikost rezistoru RE se obvykle volí do 5% odporu zátěže. Rezistory RE zároveň slouží pro omezení zkratového proudu, ke kterému může dojít při vysokém kmitočtu vstupního signálu. [12]

Buzení koncového stupně může být realizováno napěťově nebo proudově. K Napěťovému buzení dochází, je-li budící signál přiveden mezi dvě diody, jak je naznačeno na obr. č. 2.16. Proudové buzení se realizuje tak, že budící signál slouží k řízení proudových zdrojů. Výsledný proud pak otevírá jeden z tranzistorů. [12]

Pro velké výstupní výkony koncového stupně je nutné použít tranzistory s velkým zesilovacím činitelem. Velkého zesílení dosahují tranzistory v Darlingtonově zapojení. Jedna z variant zapojení je uvedena na obr. č. 2.17. [12]

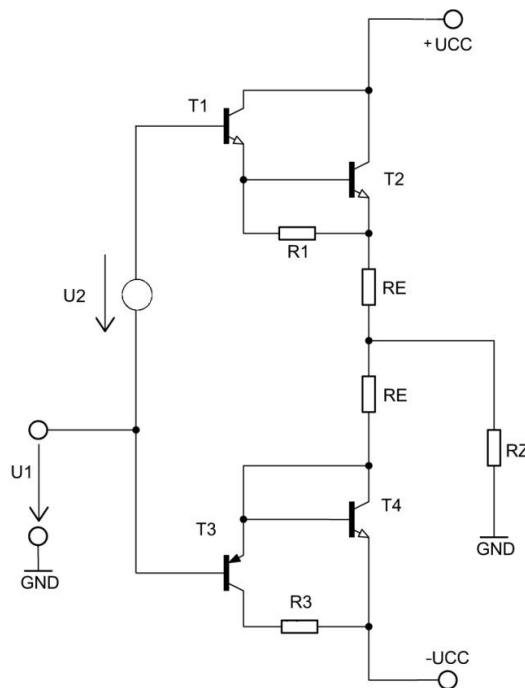


Obrázek 2.17. Zapojení koncového stupně s Darlingtonovou dvojicí tranzistor [10]

Darlingtonova dvojice je tvořena tranzistory T1 a T2. Nastavení pracovního bodu bylo poměrně problémové, jelikož by bylo nutné kompenzovat teplotně závislá napětí přechodů báze – emitor u všech čtyř tranzistorů. Předpětí U2 spolu s rezistory R1 a R3 zajistí, že klidový proud bude protékat pouze budícími tranzistory T1 a T2. Koncové tranzistory budou ve třídě B, neprotéká jimi tedy žádný proud. Velikost předpětí je volena tak, aby na rezistorech R1 a R3 vznikl úbytek napětí kolem 0,4V. Koncové tranzistory T2 a T4 tak budou v klidovém stavu zavřeny i při vyšších teplotách. K otevření koncových tranzistorů dojde až při vyšší úrovni vstupního signálu. Rezistory však mají ještě další účel, kterým je odvedení nahromaděného náboje z báze tranzistoru a tím urychlí jejich zavření. Částečně se rozšíří kmitočtové pásmo a zároveň se zamezí nebezpečí, kdy by mohlo dojít k částečnému pootevření obou tranzistorů zároveň. [10]

Další variantou zapojení darlingtonovo dvojice tranzistorů je tzv. kvazikomplementární (obr. č. 2.18). Kvůli zvýšení výkonu je ke komplementárnímu spojení tranzistorů připojena ještě další dvojice koncových tranzistorů, kterou tvoří pouze jeden typ tranzistorů NPN nebo PNP. Tranzistor T2 a T4 pracuje jako proudový

zesilovač. Pro zachování podmínek nastavení klidového proudu musí být na rezistoru úbytek napětí roven 0,4V. Velikost předpětí U_2 by měla mít přibližně hodnotu 1,8V. Pokud velikost rezistoru R_1 je rovna R_2 , pak i úbytek na R_2 musí být 0,4V. Rezistory zde zastávají stejnou funkci jako v předchozím zapojení, tedy pomáhají k rychlejšímu zavření tranzistoru. [10]

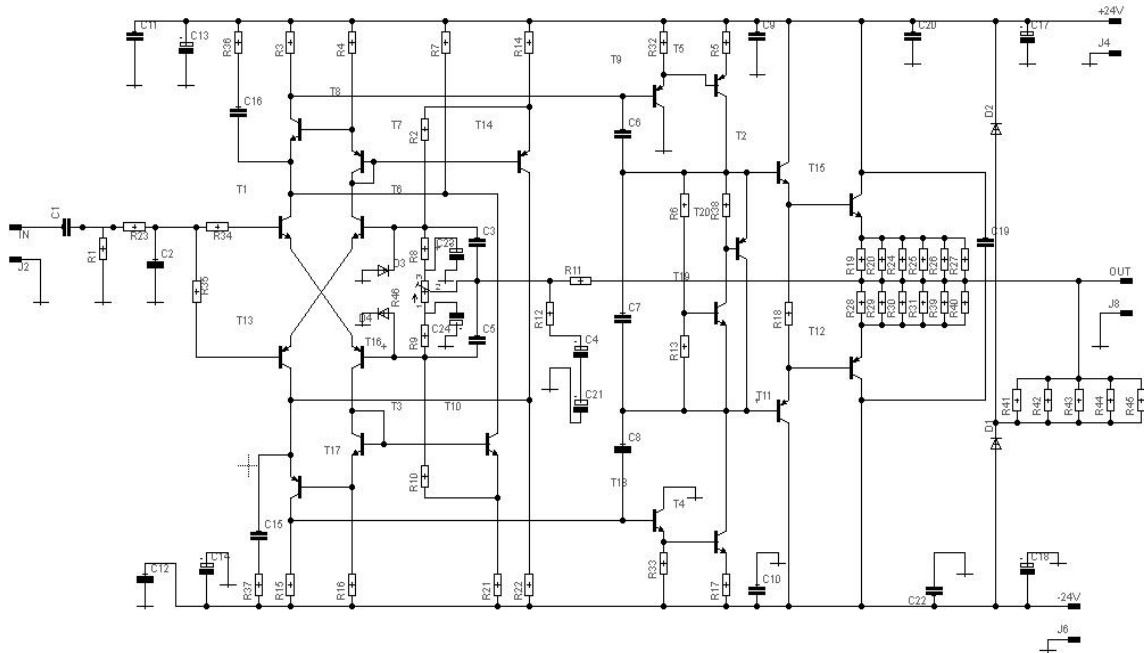


Obrázek 2.18. Koncový stupeň s kvazikomplementárním Darlingtonovým zapojením [10]

3. Unikátní topologie zesilovače

Na obr. č. 3.1 je výsledné schéma zapojení unikátní topologie navrhovaného výkonového zesilovače, který pracuje ve třídě AB. Toto zapojení bylo v průběhu práce vylepšováno o některé další prvky. První varianta obsahovala v prvním stupni pouze diferenční zesilovač a aktivní zátěž. V budícím stupni byl pouze jeden tranzistor T_4 a T_5 . Pro zlepšení parametrů zesilovače byly do prvního stupně přidány proudová zrcadla. V druhém stupni pak přibyl tranzistor T_9 a T_{14} , aby se snížil vliv Millerovy kapacity a snížilo se i zatížení prvního stupně. Další vylepšení spočívalo v přidání potenciometru R_{46} a úpravě hodnot rezistorů R_8 , R_9 , R_{11} a R_{12} , aby bylo možné upravit nastavení stejnosměrné složky na výstupu. Zapojení unikátní topologie je symetrické. Výkonový zesilovač je napájen symetrickým zdrojem o velikosti 24V.

Koncový stupeň je v komplementárním zapojení, které je pro výkonové stupně často používané. Zapojení budícího stupně je tzv. darlingtonovo zapojení (viz. 2.2.1). Unikátní je zde řešení prvního stupně.



3.1 Schéma zapojení unikátní topologie analogového výkonového zesilovače

Na vstupu výkonového zesilovače je pásmová propust tvořená rezistorem R1, R23 a kondenzátorem C2, C1. Pásmová propust má za úkol zúžit frekvenční pásmo, které je přivedeno do prvního stupně zesilovače a kondenzátor C1 zároveň slouží k filtraci stejnosměrné složky signálu. Pokud by na vstup zesilovače byl přiveden signál o vysoké frekvenci, tak by nemusela zpětná vazba zareagovat dostatečně rychle a došlo by k nestabilitě zesilovače. [15]

$$f_{hm} = \frac{1}{2 * \pi * R_{23} * C_2} = 482,29Khz \quad (3.1)$$

Kde f_{hm} je horní mezní kmitočet s poklesem o 3dB. Filtr dolní propusti je složen z rezistoru R23 a kondenzátoru C2. Dolní mezní kmitočet - f_{dm} , který je určen filtrem typu horní propust, skládající se z rezistoru R1 a kondenzátoru C1. [15]

$$f_{dm} = \frac{1}{2 * \pi * R_1 * C_1} = 3,38\text{hz} \quad (3.2)$$

Záporná zpětná vazba přivádí část výstupního signálu na první stupeň zesilovače. Poměr rezistorů R11 a R12 určuje napěťové zesílení zesilovače. Při nastavování zesílení by velikost rezistoru R12 neměla přesáhnout hodnotu 400Ohmů. Zesílení lze určit dle rovnice č. 3.3.

$$Au = \frac{R_{11}}{R_{12}} = \frac{3300}{390} = 8,5 \quad (3.3)$$

Kde A_U představuje napěťové zesílení dané zápornou zpětnou vazbou zesilovače.

Maximální výstupní výkon lze určit z rovnice č. 3.4.

$$P_{RMS8} = \frac{(U_{CC} - U_{SAT})^2}{R_{Z8}} = \frac{(24 - 4)^2}{8} = 50W \quad (3.4)$$

Kde P_{RMS8} udává maximální výkon dodaný do zátěže. U_{CC} -představuje hodnotu napájecího napětí. U_{SAT} představuje úbytky napětí na tranzistorech. R_{Z8} představuje zátěž o velikosti osmi Ohmů. Výpočet platí, pokud je vnitřní odpor zdroje roven nule.

Maximální hodnota odebíraného proudu (I_{max}), lze určit podle následujícího rovnice:

$$I_{max} = \frac{U_{CC} - U_{SAT}}{R_{Z8}} = \frac{20}{8} = 2,5 A \quad (3.5)$$

Zapojení analogového výkonového zesilovače je symetrické. Pokud tedy není na vstup zesilovače přiveden žádný signál, mělo by na výstupu být nulové napětí. K nastavení nulové hodnoty na výstupu slouží potenciometr (R36), který je umístěn ve zpětné vazbě mezi bázemi tranzistorů T6 a T16.

3.1. První stupeň

První stupeň je tvořen dvěma diferenčními zesilovači. Jeden diferenční zesilovač je složen z tranzistorů T1 a T16. Druhý diferenční zesilovač se skládá z tranzistorů označených jako T13 a T6. Vstupní signál je přiveden do báze tranzistorů T1 a T13, tedy do neinvertujícího vstupu obou diferenčních zesilovačů. Do báze tranzistoru T6 a T16 (invertující vstup) je přiveden signál ze záporné zpětné vazby. Jako aktivní zátěž pro diferenční zesilovače slouží tranzistory T8 a T17. V prvním stupni jsou dále dvě proudová zrcadla. První proudové zrcadlo tvořené tranzistorem T7 a T14 je připojeno do kolektoru prvního diferenčního zesilovače (T6 a T13). Druhé proudové zrcadlo je tvořeno tranzistorem T3 a T10 a je zapojeno do kolektoru tranzistoru T16 druhého diferenčního zesilovače (T16 a T1).

3.2. Druhý stupeň

Zapojení druhého stupně je opět symetrické. V návrhu budiče byl použit tzv. darlingtonův budící stupeň tvořený tranzistorem T4, T18 a T5 a T9. Důvodem bylo malé zatížení předchozího (prvního) stupně. Budící stupeň má velkou vstupní impedanci a do báze tranzistorů budícího stupně tečou pouze velmi malé proudy. [14] Zapojení tranzistoru T18 a T4, kde je kolektor připojen k zemi má ještě další funkci, a to potlačení Millerovy kapacity vznikající na vysokých kmitočtech. Aby bylo zmírněno přechodové zkreslení koncových tranzistorů, musí se upravit předpětí v bázích těchto tranzistorů. Toto lze provést díky řízenému zdroji napětí, které zároveň sleduje teplotní změny tranzistorů a v závislosti na teplotě se mění velikost předpětí. Zde jsou použity bipolární tranzistory, které jsou tepelně svázány s koncovými tranzistorem. Pro realizovaný zesilovač byly zvoleny tranzistory typu KSC3503DSTU (300V, 0,1A, 7W), KSA1381ESTU, KSC2690AYS a KSA1220AYS (160V, 1,2A, 20W).

3.3. Třetí stupeň

Zapojení komplementárního koncového stupně je tvořeno z výkonových tranzistorů T12, T15. Zvolené výkonové tranzistory jsou FJPF5200RTU a FJPF1943RTU (230V, 17A, 50W, 50MHz). Tranzistory T20 a T19 slouží jako předpětí a teplotní kompenzace nastavení pracovního bodu. Tranzistory jsou umístěny na chladiči. Na emitorech koncových výkonových tranzistorů je 5 paralelně řazených rezistorů o celkové velikosti 0.2Ω, které slouží pro teplotní stabilizaci.

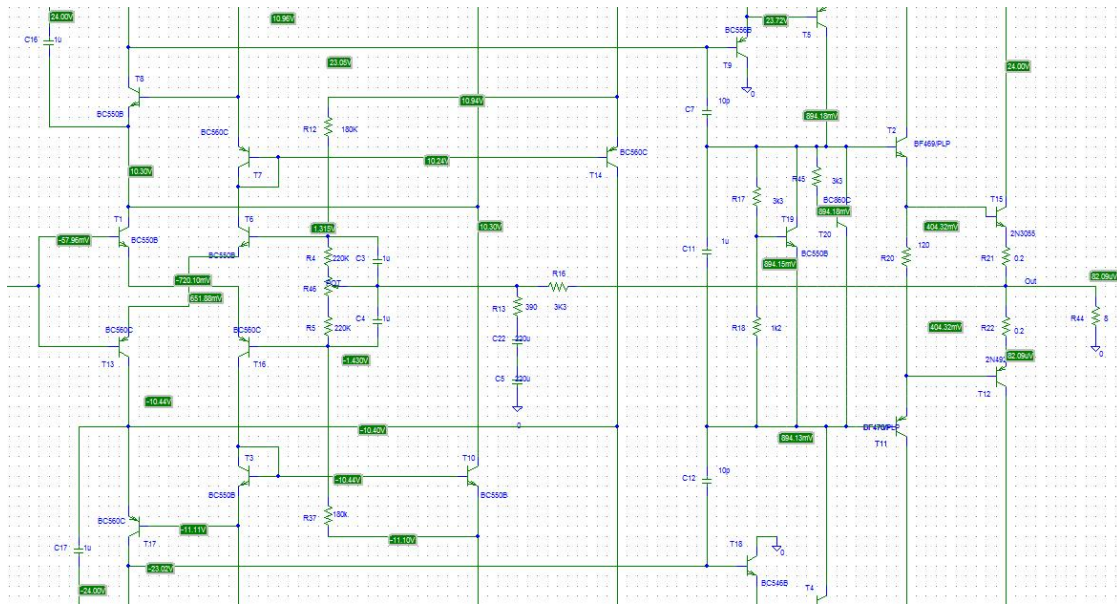
4. Simulace unikátní topologie zapojení výkonového zesilovače

V dnešní době moderní výpočetní techniky jsou simulace velmi používaným způsobem prvního prověření návrhu zařízení. Lze zde poměrně snadno upravovat parametry a zjišťovat jejich vliv a následně vyladit návrh do nejlepší možné podoby, a tedy i předcházet poměrně drahým omylům, v podobě zničení součástek při špatném návrhu. Žádná simulace ovšem není vždy naprosto přesná reálnému výsledku. [16], [12]

Pro simulaci analogového výkonového zesilovače jsem zvolil simulační program PSpice, od firmy OrCad. V tomto programu je možné simulovat elektrické obvody a sledovat jejich chování jak v časové, tak i ve frekvenční oblasti. Přišlo se na nedostatek, který vznikl nedopatřením při návrhu unikátní topologie analogového výkonového zesilovače. Nedopatření spočívalo v absenci sériového spojení rezistoru a kondenzátoru v emitorové větvi tranzistoru T8 a T17. Návrh byl poté doplněn o rezistor o velikosti 12KOhmu a velikost kondenzátoru 1uF.

4.1. DC analýza

Pomocí stejnosměrné analýzy můžeme vidět nastavení pracovních bodů tranzistorů, které jsou v zesilovači. Z toho lze určit i v jaké pracovní třídě se zesilovač nachází. Koncový stupeň je nastaven do třídy AB. Díky tomu by mělo dojít k rychlejšímu otevření tranzistoru a očekávaná je pak nižší míra přechodového zkreslení pro vstupní signály s nízkou amplitudou. Velikost předpětí koncového stupně lze korigovat nastavením velikosti rezistoru R5 a R17. Obr. č. 4. 1 je výřez DC analýzy z programu PSpice.



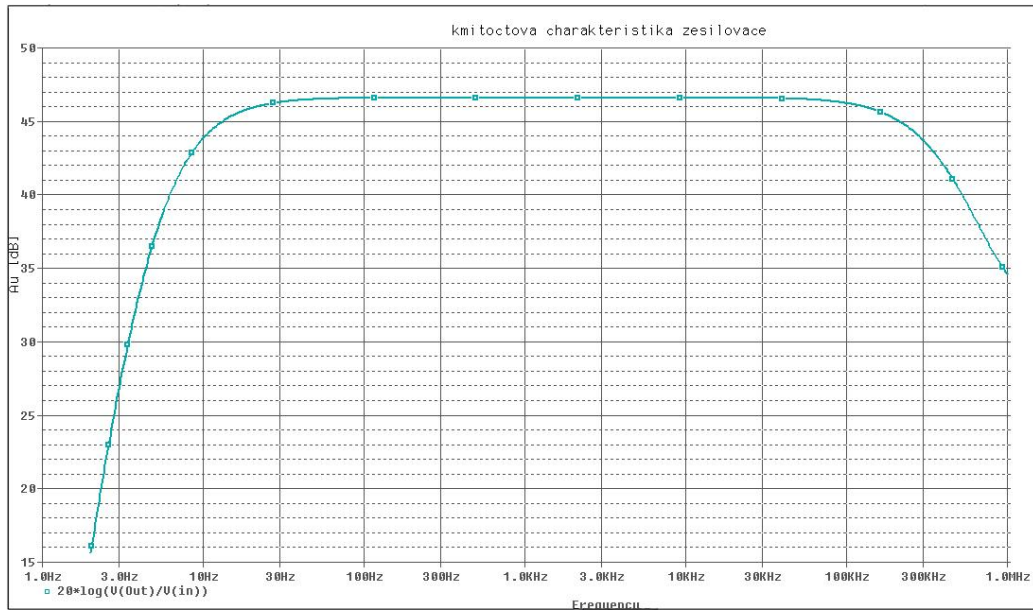
Obrázek 4.1. DC analýza napětí

4. 2. AC analýza

Ac analýza slouží k určení chování obvodu vlivem měnící se frekvence vstupního signálu. „Obvod je linearizován v okolí pracovního bodu. Mění se současně kmitočty u všech nezávislých zdrojů napětí a proudu, deklarovaných příznakem AC.“ [12]

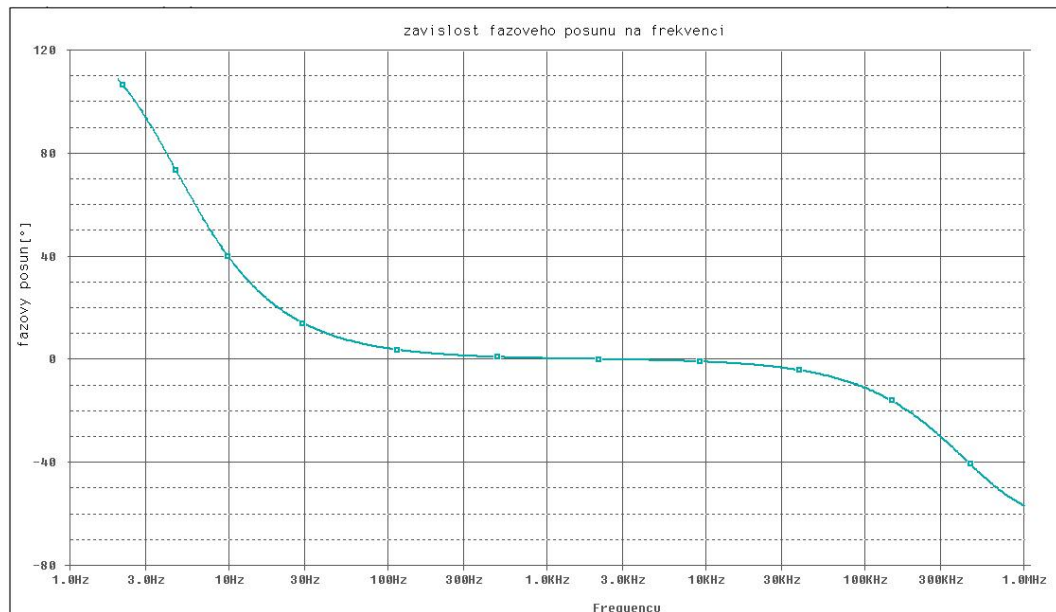
Přenos zesilovače

Kmitočtová charakteristika napětového přenosu zesilovače udává závislost napětového zesílení na frekvenci. Na svislé ose je vyneseno zisk zesilovače (A_u) v dB. Na vodorovné ose pak frekvence v logaritmickém měřítku. V přenosovém pásmu by mělo být zesílení konstantní, aby nedocházelo ke zkreslení zesilovaného signálu. Jak je vidět z následujícího grafu, unikátní topologie má konstantní přenos 46,5dB ve frekvenčním pásmu od 60Hz až do 50KHz. Na frekvenci 20Hz je zisk zesilovače roven 45,9dB, což je o 0,6dB méně než na frekvenci 1KHz. Pro pokles zesílení o 3 dB je dolní mezní frekvence přenosového pásma 9,3KHz. Horní mezní frekvence je pak 312,2KHz. V porovnání se simulací v [16], dochází k nelinearitě dříve. V [16] dochází k poklesu na frekvenci kolem 5Hz a v přenosovém pásmu je charakteristika téměř lineární.



graf 4.1. Kmitočtová charakteristika zesilovače

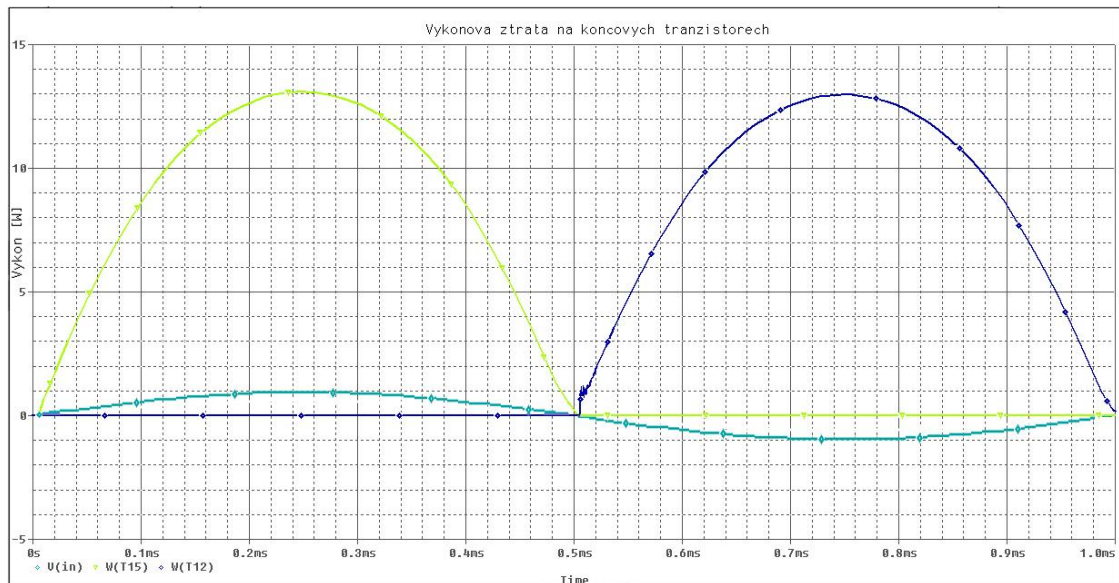
Fázová frekvenční charakteristika udává závislost fázového posunu mezi výstupním a vstupním napětím na frekvenci. V grafu č. 4.6 je simulace závislosti fázového posunu na frekvenci. V ideálním případě by fázový posun měl být roven nule v celém přenosovém pásmu, čili od 20Hz až do 20KHz. V unikátní topologii výkonového zesilovače je fázový posun kolem nuly v rozmezí od 300Hz do 1KHz. Na dolní hranici frekvenčního pásma (20Hz) je velikost fázového posunu +20,1 stupňů. Na horní hranici frekvence 20KHz je fázový posun roven -2.2 stupňů. S porovnáním se simulací v [16] je na nižších frekvencích vyšší hodnota fázového posunu. V simulaci z [16] je fázový posun na 20Hz roven 5,5 stupňů



graf 4.2. Fázová frekvenční charakteristika

4.3. Transientní analýza

Na následujícím grafu je zobrazená výkonová ztráta na koncových tranzistorech T12 a T15. Výkonové tranzistory použité v simulaci byli jiného typu, než použité v reálném zesilovači. Jako náhradu za tranzistory s označením FJPF5200RTU a FJPF1943RTU, které nejsou obsaženy v knihovnách simulačního programu, jsem použil tranzistory s označením 2N3055, které mají přibližně shodné parametry. Jak lze vidět z grafu, výkonová ztráta narůstá se zvyšující se amplitudou vstupního signálu. Velikost amplitudy sinusového zdroje je rovna 1mV. V grafu je amplituda vynásobena konstantou pro lepší viditelnost. Frekvence sinusového zdroje byla nastavena na 1KHz. Na tranzistoru typu PNP roste výkonová ztráta se zvyšující amplitudou záporné půlvlny, u tranzistoru typu NPN je to přesně naopak.

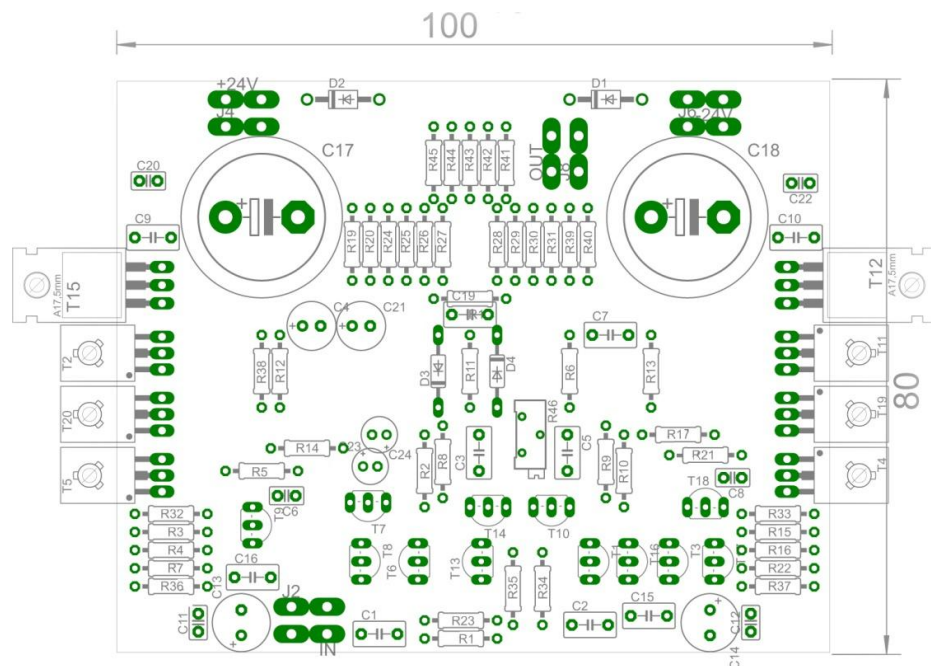


graf 4.3. Výkonová ztráta na koncových tranzistorech

5. Konstrukce zesilovače

Deska plošných spojů

Deska plošných spojů byla navrhována v programu Eagle, verze 6.3.10. Rozměry desky byly předem dány, jelikož její velikost byla závislá na rozměrech použitého chladiče, který měl rozměry 80mm x 190 mm x 45mm a je vyroben z hliníku. DPS je obdélníková s rozměry 100mm x 80mm. Deska plošných spojů je jednovrstvá. Na obr. č. 5.1 je vidět rozmístění součástek na DPS.



Obrázek 5.1. Rozmístění součástek na DPS

Při rozmístování součástek jsem se snažil o jejich symetrické uspořádání. Výkonové i budící tranzistory byly umístěny po kratších stranách desky s délkou 80mm, aby bylo možné je spojit s chladičem. Elektrolytické kondenzátory C17 a C18, s kapacitou o velikosti 10mF, jsou umístěny v těsné blízkosti k výkonovým tranzistorům, aby pokryly proudové špičky, které vzniknou spínáním výkonových tranzistorů. [4] Na tyto kondenzátory jsou kladeny vysoké nároky, a proto byly pořízeny od výrobce značky Samwha. Kondenzátory o velikosti 1uF byly pořízeny od výrobce značky Wima, které jsou běžně pro audio zesilovače používány. Napájení je taženo po krajích desky. Tranzistory prvního stupně jsou rozmístěny tak, aby mezi nimi byly co nejkratší signálové cesty. Potenciometr pro regulaci stejnosměrné složky na výstupu je umístěn ve středu desky.

Chladič

U výkonového zesilovače je důležitým prvkem dostatečné chlazení výkonových prvků. Při výpočtu jsem uvažoval teplotu okolí $\vartheta_a = 35^\circ\text{C}$. Maximální teplotu polovodiče $\vartheta_j = 150^\circ\text{C}$. Ztrátový výkon $P = 15\text{W}$. Hodnoty jsou přibližné, volil jsem vyšší teplotní odpor a vyšší teplotu okolí, aby chlazení nebylo na hranici svých možností.

$$\vartheta_j - \vartheta_a \geq (R_{THJC} + R_{THCR} + R_{THRA}) * P \quad (5.1)$$

$$115 \text{ } ^\circ\text{C} \geq 68 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (5.2)$$

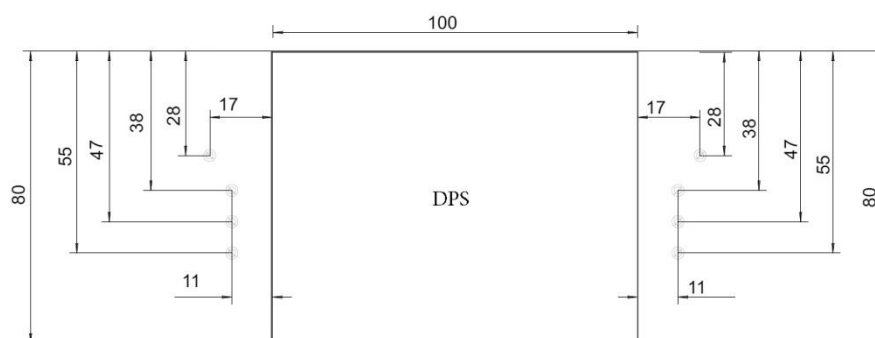
Kde R_{THJC} je teplotní odpor přechodu čip – pouzdro [$2^\circ\text{C}/\text{W}$]

R_{THCR} je teplotní odpor přechodu pouzdro – chladič [$0,5^\circ\text{C}/\text{W}$]

R_{THRA} je teplotní odpor přechodu chladič – okolí [$2^\circ\text{C}/\text{W}$]

Tepelný odpor přechodu polovodič – pouzdro, pro pouzdro typu TO – 220 je udáváno $2^\circ\text{C}/\text{W}$. Tepelný odpor přechodu pouzdro – chladič (přímo) je od 0,2 až $0,5^\circ\text{C}/\text{W}$. Použitý chladič má hodnotu tepelného odporu přechodu chladič – okolí $2^\circ\text{C}/\text{W}$. Hodnoty byly vyčteny z datasheetu pro dané součástky. Z výsledku rovnice 5.1 vyplývá, že použitý chladič s teplotním odporem přechodu $2^\circ\text{C}/\text{W}$ je dostačující.

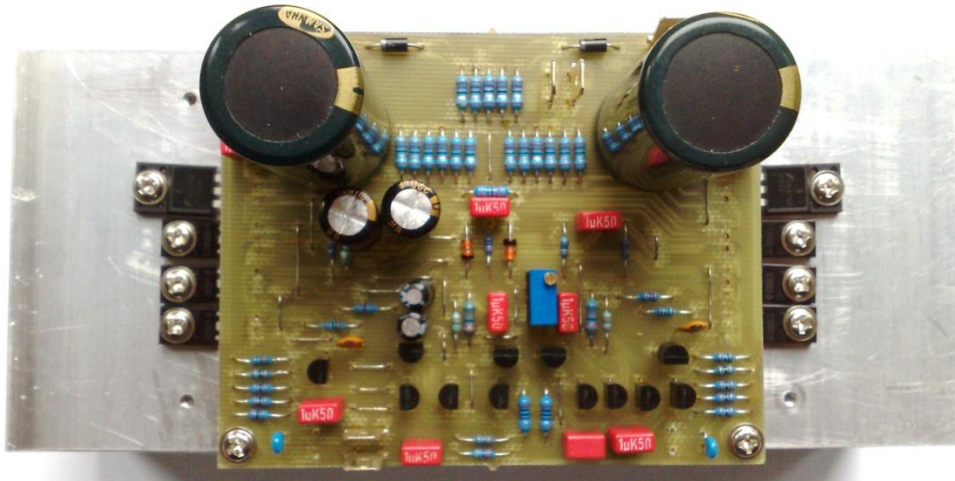
Chladič byl upraven tak, aby bylo možné na něj připevnit DPS pomocí distančních sloupků, a také k chladiči připevnit tranzistory koncového a budícího stupně. Na následujícím obrázku je chladič s okótovanými rozměry pro otvory na uchycení jednotlivých tranzistorů. Obrázek byl vygenerován z programu Eagle. Všechny hodnoty jsou uváděny v milimetrech



5.2. Okótované rozměry pro přípravu chladiče

6. Oživení a měření na výkonovém zesilovači

Na obrázku č. 6.1 je vidět osazená DPS s připevněným chladičem přes distanční sloupky.



6.1. Osazená DPS připevněná na chladič

Pro měření základních parametrů unikátní topologie analogového výkonového zesilovače bylo nutné zajistit, aby na výstupu nebyla přítomna stejnosměrná složka a zesilovač byl stabilní. Po dokončení a osazení DPS jsem začal s oživením desky unikátní topologie. Na napájecí svorky na desce jsem připojil regulovatelný zdroj napětí. Na výstup jsem připojil voltmetr, abych zjistil případnou přítomnost stejnosměrné složky. Na vstup zesilovače nebyl připojen žádný zdroj signálu. Na zdroji jsem pomalu zvyšoval napájecí napětí. Při dosažení požadovaného napájecího napětí, docházelo k nadměrnému zahřívání rezistoru R5 a R17, které slouží pro nastavení třídy zesilovače. Rezistory jsem proto vyměnil za rezistory s vyšší výkonovou třídou. Tímto ovšem problém vyřešen nebyl, stále docházelo k nadměrnému zahřívání rezistorů, jako důsledek nadměrného průtoku proudu skrze ně. Po dalším zkoumání jsem přišel na zkrat na DPS. Tento zkrat vznikl díky kovové šponě, která zůstala na DPS z výroby. Tohoto zkratu jsem si nevšiml, ani jsem na něj nepřišel při kontrole desky na zkraty, pomocí měřicího přístroje. Po odstranění zkratu jsem opět připojil zesilovač na napájení. Bohužel jsem však zjistil, že došlo ke zničení několika tranzistorů, a to po celém zesilovači. Následně jsem zkontroloval tranzistory a větší část, u které došlo ke zničení, jsem vyměnil. Na zdroji jsem nastavil limitaci

proudu na maximální hodnotu 5mA, abych zamezil opětovnému poškození součástek analogového výkonového zesilovače. Po dosažení požadované hodnoty napájecího napětí již znovu nedocházelo k nadměrnému zahřívání rezistorů. Na výstupu analogového zesilovače byla voltmetrem naměřena stejnosměrná složka, která je nežádoucí. Velikost stejnosměrného napětí na výstupu bylo v řádu jednotek voltů. Pro minimalizaci stejnosměrné složky slouží potenciometr ve středu desky. Ten rozděluje signál, který je přiveden z výstupu zpětnou vazbou do invertujícího vstupu prvního stupně zesilovače mezi tranzistory T6 a T16. Potenciometr byl cermetový, deseti otáčkový o hodnotě 2KiloOhmy. Díky správnému nastavení polohy potenciometru, bylo dosaženo minimální hodnoty stejnosměrného napětí na výstupu. Tato hodnota by však měla být nulová. Další problém byl v nestabilitě zesilovače, docházelo k jeho oscilaci. Velikost výstupního napětí se pohybovala v rozmezí od 20mV až do 180mV.

K dosažení stability zesilovače by mělo dojít při správně zvolené velikosti kompenzační kapacity. Jako kompenzační kapacity slouží kondenzátory C6 a C8. Původní velikost kapacity byla 10pF. Pro odstranění oscilace bylo nutné tuto kapacitu zvýšit, tím však dojde ke zhoršení dynamických vlastností zesilovače (snížení rychlosti přeběhu). Zvýšil jsem kapacity obou kondenzátorů na hodnotu 100pF. Stále ovšem docházelo k oscilaci zesilovače. Hodnoty kondenzátorů jsem navýšil ještě třikrát na 150pF, 220pF a 300pF. I přes hodnotu kapacity 300pF byl zesilovač nestabilní. Velikost stejnosměrné složky na výstupu byla stále příliš vysoká pro bezpečné měření.

Pro měření parametrů zesilovače bylo v plánu použit měřicí přístroj - audio precision. Tento přístroj se běžně používá pro měření parametrů analogových výkonových zesilovačů. Povolená maximální hodnota stejnosměrného napětí je však u tohoto přístroje do 100mV. Jelikož u testované unikátní topologie analogového výkonového zesilovače byla stejnosměrná složka vyšší než maximální povolená, nebylo možné audio precision použít.

7. Závěr

Diplomová práce je rozdělena na několik částí. V první části práce jsem se zabýval teoretickým rozbohem analogových výkonových zesilovačů. Postupně jsem popsal jednotlivé části a několik možností zapojení jednotlivých stupňů výkonových zesilovačů.

Další část jsem věnoval popisu zapojení unikátní topologie analogového výkonového zesilovače. Pro navržené obvodové řešení jsem nejdříve provedl simulaci. Pro simulaci jsem zvolil program PSpice od firmy OrCad. V simulaci jsem se věnoval kmitočtové frekvenční charakteristice, fázové frekvenční charakteristice a výkonové ztrátě na tranzistorech koncového stupně. Výsledky simulace jsem porovnal se simulací provedenou v [16]. Místo koncových tranzistorů jsem použil jiné adekvátní tranzistory s podobnými parametry, které knihovna PSpice obsahovala.

V následující části se pak věnuji konstrukci zesilovače, návrhu desky plošných spojů, výběru součástek a úpravě pasivního chladiče. Při ožívování jsem narazil na několik problémů, které jsem postupně odstraňoval. Díky zkratu na desce došlo ke zničení několika tranzistorů na zesilovači. Po odstranění zkratu a výměně zničených tranzistorů jsem již desku oživil. Na výstupu však byla přítomna stejnosměrná složka. Zesilovač byl nestabilní a docházelo k jeho oscilaci. Pro odstranění oscilace jsem postupně zvyšoval hodnoty vazebních kondenzátorů C7 a C8 až do velikosti 300pF. I přes tuto hodnotu však docházelo k oscilaci zesilovače. Nastavením správné polohy potenciometru se podařilo snížit velikost stejnosměrné složky na výstupu. Ovšem tato stejnosměrná složka byla stále příliš velká, aby bylo možné provést měření pomocí měřicího přístroje audio precision, který má povolenou maximální velikost stejnosměrné složky do 100 mV. Při měření by tedy mohlo dojít k poškození měřicího přístroje.

Realizovaný vzorek nelze v praxi bez dalších úprav, které povedou k jeho stabilizaci a odstranění stejnosměrné složky použít. Jelikož se nepodařilo zamezit kmitání zesilovače a odstranit přítomnost stejnosměrné složky na výstupu, abych mohl na unikátní topologii provést měření základních charakteristických parametrů a porovnat je s ostatními zesilovači. Porovnal jsem tedy výsledky simulace se simulací uvedenou ve zdroji č. [16]. Z porovnání vychází, že na vyšších kmitočtech je průběh amplitudové frekvenční charakteristiky více lineární, na nižších frekvencích však

dochází k nelinearitě už na hranici 40hz, což představuje vyšší míru nelineárního zkreslení na nižších kmitočtech.

8. Seznam použité literatury

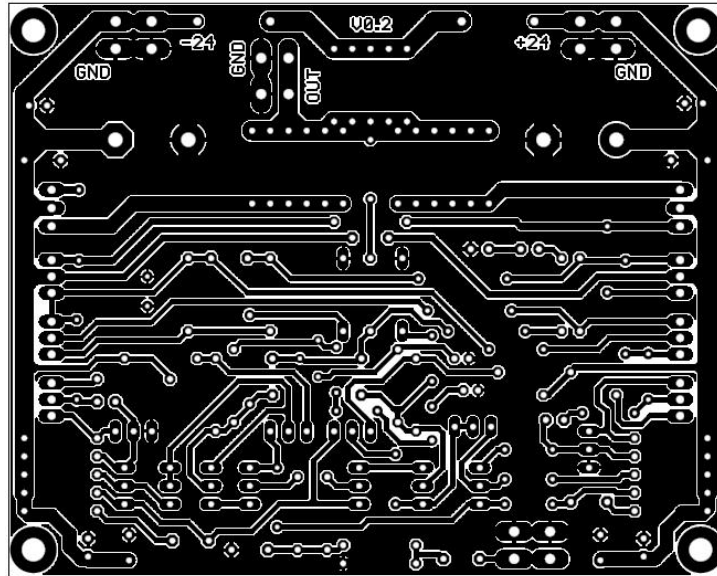
- [1] www.hifimarket.cz [online]. 2013 [cit 15.3.2013], dostupné z <http://www.hifimarket.cz/teorie-zesilovace-podla-pavla-dudka-a259>
- [2] www.dlabos.wz.cz [online]. 2013 [cit 13.1.2013], dostupné z http://dlabos.wz.cz/en/27-Tridy_zesilovacu,_vykonnovy_zesilovac.html
- [3] LÁNÍČEK Robert – *Elektronika – obvody, součástky, děje*, 4. Dotisk 1. vydání, BEN, Praha 2004, ISBN 80-86056-25-2
- [4] DOLEČEK Jaroslav. *Moderní učebnice elektrotechniky 4. díl*, Praha: BEN, 2006. 296 stran, [cit. 22.1.2013]
- [5] MAŤÁTKO Jan – *Elektronika*, 5. Vydání, Praha: IDEA SERVIS 2002, ISBN: 80 – 85970 – 42 – 2
- [6] www.elektrorevue.cz [online]. 2013 [cit 18.1.2013], dostupné z <http://www.elektrorevue.cz/clanky/99014/index.html#jednoduche> Widlarovo proud.zrcadlo
- [7] www.moryst.sweb.cz [online]. 2013 [cit 15.3.2013], dostupné z <http://moryst.sweb.cz/elt2/stranky1/elt020.htm>
- [8] www.dlabos.wz.cz [online]. 2013 [cit 16.1.2013], dostupné z http://dlabos.wz.cz/en/28-Vykonove_zesilovace.html
- [9] www.hellweb.loose.cz [online]. 2013 [cit. 17.2.2013], dostupné z <http://hellweb.loose.cz/index.php?page=school&subpage=elt&id=25>
- [10] Zdeněk KOTISA – *NF zesilovače, 3. díl Tranzistorové výkonové zesilovače a jejich amatérská stavba*. Praha BEN, 2002 96 stran, ISBN 80 – 7300 – 065 - 2
- [11] www.amapro.cz [online]. 2013 [cit 10.2.2013], dostupné z www.amapro.cz/public/ele/zesilovac_konec.php
- [12] PINKER Jiří, KOUCKÝ Václav – *Analogové elektronické systémy 1. a 2. část*, 3. Vydání – dotisk, Plzeň 2006.
- [13] DUDEK Pavel, *Amatérské rádio, Časopis pro praktickou elektroniku*, 1992, ISSN: 0332 - 9572
- [14] CORDELL Bob - *Designing Audio Power amplifiers*, 2011, ISBN: 978-0-07-164024

- [15] HÁJEK Karel, SLÁDEK Jiří – *Kmitočtové filtry*, Praha BEN, 2002. 536stran, ISBN 80 – 7300 – 023 – 7
- [16] www.ece.umd.edu [online]. 2013, Manuel LENOCIO, Andrey ZHUK - *NEE417 Final Lab Report: Power Amplifier Design*, dostupné z <http://www.ece.umd.edu/class/enee417.S2005/report/report1.pdf>
- [17] www.clas.mq.edu.au [online]. 2013 [cit 15.3.2013], dostupné z http://clas.mq.edu.au/acoustics/frequency/vocal_tract_resonance.html

9. Přílohy

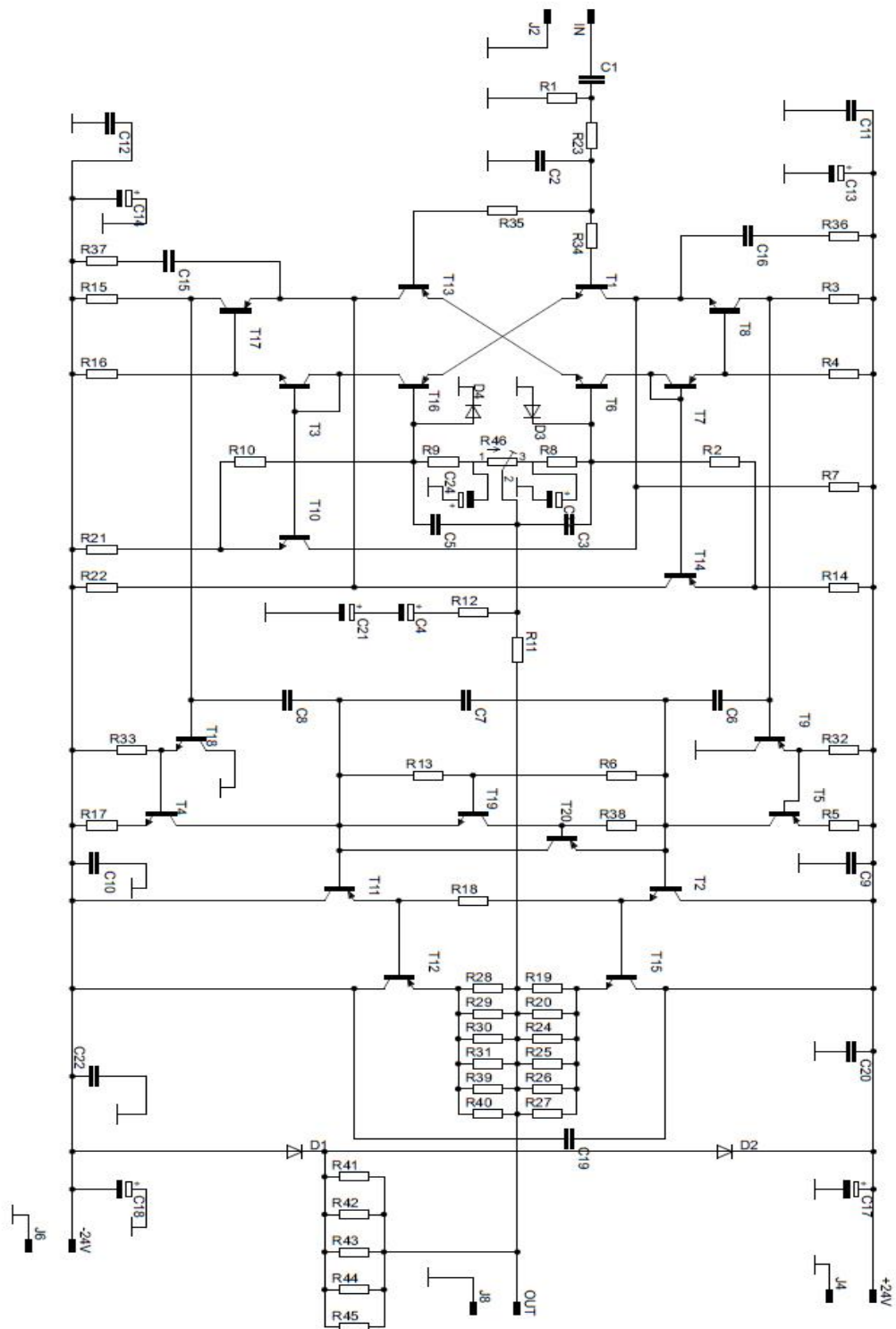
Deska Plošných spojů

Na obr. č.9.1. je deska plošných spojů. Návrh byl realizován v programu Eagle. Pohled na DPS je ze spodní strany.



9.1. Deska Plošných spojů

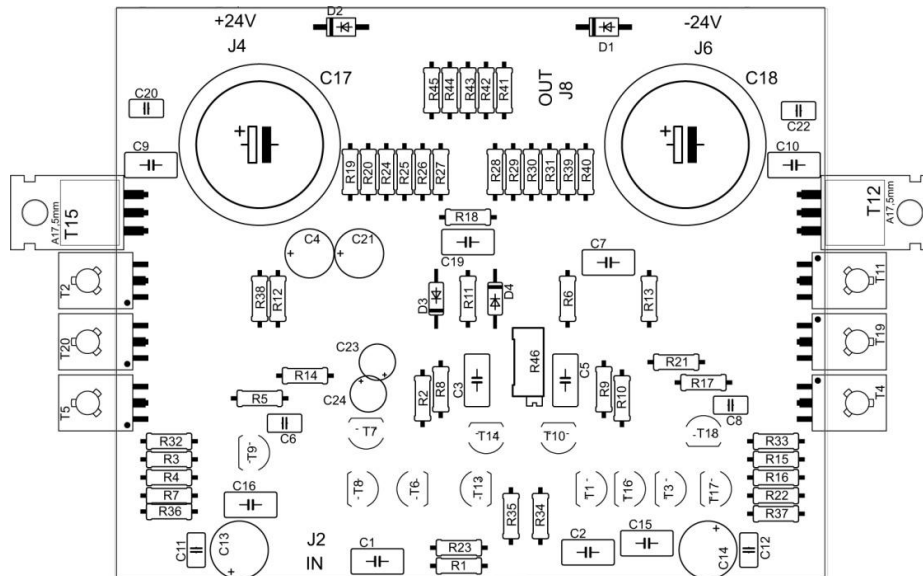
Schéma zapojení



9.2. Schéma zapojení unikátní topologie analogového výkonového zesilovače

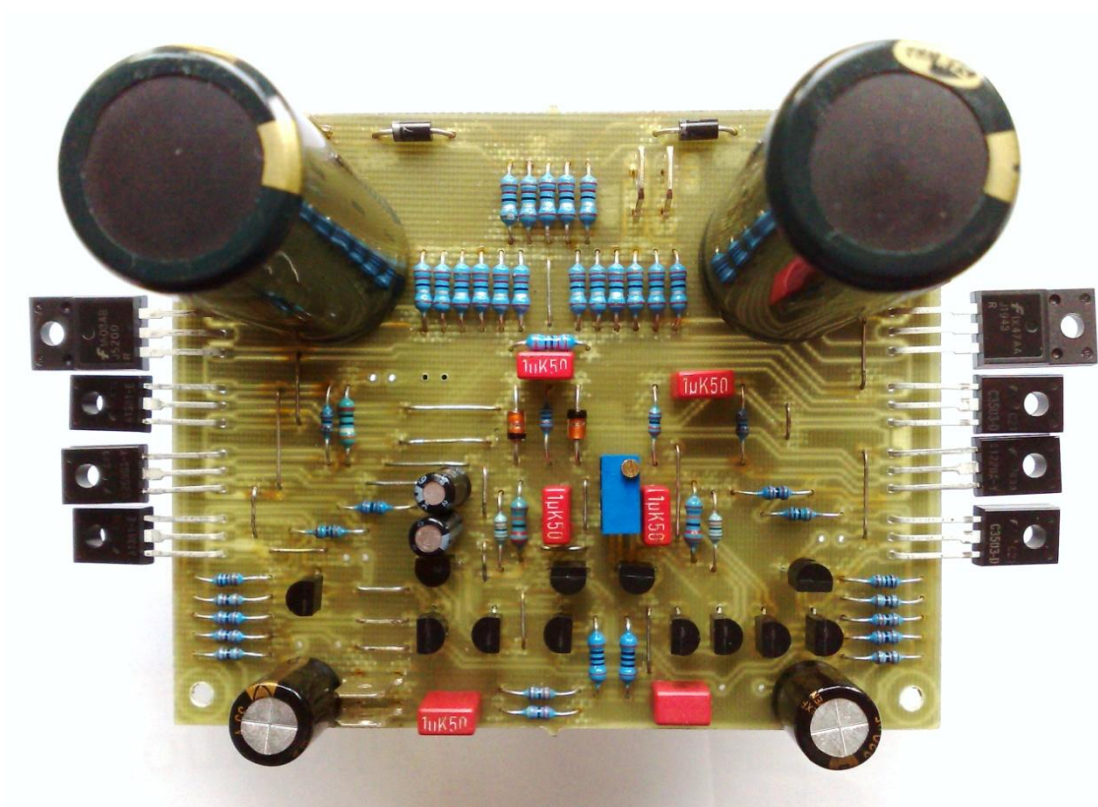
Osazovací výkres

Pohled na DPS z hora (ze strany součástek).

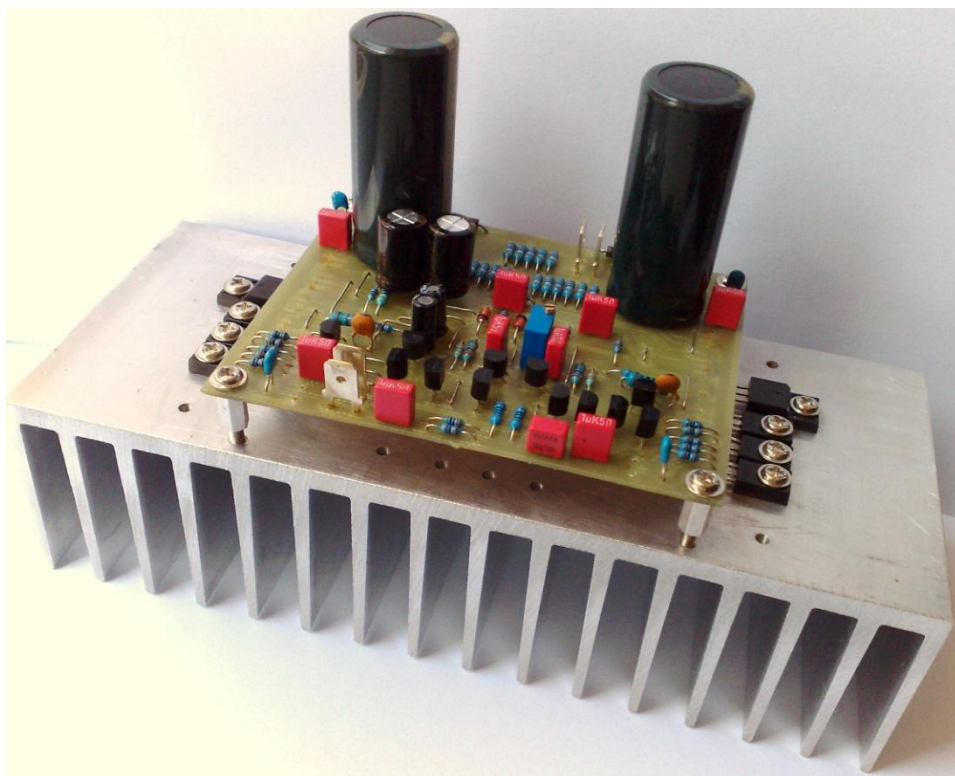


9.3 Rozmístění součástek

Fotodokumentace



9.4 Osazená deska plošných spojů



9.5 DPS připevněná k chladiči

Seznam součástek

Seznam součástek vygenerovaný z Eaglu, pomocí funkce partlist.

| Part | Value | Device | Package | Library | Sheet |
|------|--------------|---------------|----------|----------------|-------|
| +24V | PIN2F061.100 | PIN2F061.100 | F061.100 | con-faston | 1 |
| -24V | PIN2F061.100 | PIN2F061.100 | F061.100 | con-faston | 1 |
| C1 | 1u | C5/3.5 | C5B3.5 | capacitor-wima | 1 |
| C2 | 100p | C5/3.5 | C5B3.5 | capacitor-wima | 1 |
| C3 | 1u | C5/3.5 | C5B3.5 | capacitor-wima | 1 |
| C4 | 220u | CPOL-EUE2.5-7 | E2,5-7 | rcl | 1 |
| C5 | 1u | C5/3.5 | C5B3.5 | capacitor-wima | 1 |
| C6 | 10p | C2.5/2 | C2.5-2 | capacitor-wima | 1 |
| C7 | 1u | C5/3.5 | C5B3.5 | capacitor-wima | 1 |
| C8 | 10p | C2.5/2 | C2.5-2 | capacitor-wima | 1 |
| C9 | 1u | C5/3.5 | C5B3.5 | capacitor-wima | 1 |
| C10 | 1u | C5/3.5 | C5B3.5 | capacitor-wima | 1 |
| C11 | 10nF | C2.5/2 | C2.5-2 | capacitor-wima | 1 |
| C12 | 10n | C2.5/2 | C2.5-2 | capacitor-wima | 1 |
| C13 | 220u | CPOL-EUE3.5-8 | E3,5-8 | rcl | 1 |

výkonového zesilovače

| | | | | | |
|-----|---------------|-----------------|----------------|----------------|---|
| C14 | 220u | CPOL-EUE3.5-8 | E3,5-8 | rcl | 1 |
| C15 | C5/3.5 | C5B3.5 | capacitor-wima | | 1 |
| C16 | C5/3.5 | C5B3.5 | capacitor-wima | | 1 |
| C17 | 10mF | CPOL-EUE10-22.5 | EB22,5D | rcl | 1 |
| C18 | 10mF | CPOL-EUE10-22.5 | EB22,5D | rcl | 1 |
| C19 | 1u | C5/3.5 | C5B3.5 | capacitor-wima | 1 |
| C20 | 10nF | C2.5/2 | C2.5-2 | capacitor-wima | 1 |
| C21 | 220u | CPOL-EUE2.5-7 | E2,5-7 | rcl | 1 |
| C22 | 10nF | C2.5/2 | C2.5-2 | capacitor-wima | 1 |
| C23 | 10u | CPOL-EUE2-5 | E2-5 | rcl | 1 |
| C24 | 10u | CPOL-EUE2-5 | E2-5 | rcl | 1 |
| D1 | 1N4933 | 1N4933 | DO41-10 | diode | 1 |
| D2 | 1N4933 | 1N4933 | DO41-10 | diode | 1 |
| D3 | 1N4148DO35-10 | 1N4148DO35-10 | DO35-10 | diode | 1 |
| D4 | 1N4148DO35-10 | 1N4148DO35-10 | DO35-10 | diode | 1 |
| IN | PIN2F061.100 | PIN2F061.100 | F061.100 | con-faston | 1 |
| J2 | PIN2F061.100 | PIN2F061.100 | F061.100 | con-faston | 1 |
| J4 | PIN2F061.100 | PIN2F061.100 | F061.100 | con-faston | 1 |
| J6 | PIN2F061.100 | PIN2F061.100 | F061.100 | con-faston | 1 |
| J8 | PIN2F061.100 | PIN2F061.100 | F061.100 | con-faston | 1 |
| OUT | PIN2F061.100 | PIN2F061.100 | F061.100 | con-faston | 1 |
| R1 | 47k | R-EU_0207/10 | 0207/10 | resistor | 1 |
| R2 | 180K | R-EU_0207/10 | 0207/10 | resistor | 1 |
| R3 | 1K8 | R-EU_0207/10 | 0207/10 | resistor | 1 |
| R4 | 12K | R-EU_0207/10 | 0207/10 | resistor | 1 |
| R5 | 150 | R-EU_0207/10 | 0207/10 | resistor | 1 |
| R6 | 3K3 | R-EU_0207/10 | 0207/10 | resistor | 1 |
| R7 | 12K | R-EU_0207/10 | 0207/10 | resistor | 1 |
| R8 | 220K | R-EU_0207/10 | 0207/10 | resistor | 1 |
| R9 | 220K | R-EU_0207/10 | 0207/10 | resistor | 1 |
| R10 | 180K | R-EU_0207/10 | 0207/10 | resistor | 1 |
| R11 | 3k3 | R-EU_0207/10 | 0207/10 | resistor | 1 |
| R12 | 390 | R-EU_0207/10 | 0207/10 | resistor | 1 |
| R13 | 1K2 | R-EU_0207/10 | 0207/10 | resistor | 1 |
| R14 | 12K | R-EU_0207/10 | 0207/10 | resistor | 1 |
| R15 | 1K8 | R-EU_0207/10 | 0207/10 | resistor | 1 |
| R16 | 12k | R-EU_0207/10 | 0207/10 | resistor | 1 |
| R17 | 150 | R-EU_0207/10 | 0207/10 | resistor | 1 |
| R18 | 120 | R-EU_0207/10 | 0207/10 | resistor | 1 |
| R19 | 1,2 | R-EU_0207/10 | 0207/10 | resistor | 1 |
| R20 | 1,2 | R-EU_0207/10 | 0207/10 | resistor | 1 |
| R21 | 12K | R-EU_0207/10 | 0207/10 | resistor | 1 |
| R22 | 12K | R-EU_0207/10 | 0207/10 | resistor | 1 |
| R23 | 3K3 | R-EU_0207/10 | 0207/10 | resistor | 1 |

výkonového zesilovače

| | | | | | |
|-----|-------------------------|--------------|------------|-----------------|---|
| R24 | 1,2 | R-EU_0207/10 | 0207/10 | resistor | 1 |
| R25 | 1,2 | R-EU_0207/10 | 0207/10 | resistor | 1 |
| R26 | 1,2 | R-EU_0207/10 | 0207/10 | resistor | 1 |
| R27 | 1,2 | R-EU_0207/10 | 0207/10 | resistor | 1 |
| R28 | 1,2 | R-EU_0207/10 | 0207/10 | resistor | 1 |
| R29 | 1,2 | R-EU_0207/10 | 0207/10 | resistor | 1 |
| R30 | 1,2 | R-EU_0207/10 | 0207/10 | resistor | 1 |
| R31 | 1,2 | R-EU_0207/10 | 0207/10 | resistor | 1 |
| R32 | 1k | R-EU_0207/10 | 0207/10 | resistor | 1 |
| R33 | 1K | R-EU_0207/10 | 0207/10 | resistor | 1 |
| R34 | 100 | R-EU_0207/10 | 0207/10 | resistor | 1 |
| R35 | 100 | R-EU_0207/10 | 0207/10 | resistor | 1 |
| R36 | 1K8 | R-EU_0207/10 | 0207/10 | resistor | 1 |
| R37 | 1K8 | R-EU_0207/10 | 0207/10 | resistor | 1 |
| R38 | 3K3 | R-EU_0207/10 | 0207/10 | resistor | 1 |
| R39 | 1,2 | R-EU_0207/10 | 0207/10 | resistor | 1 |
| R40 | 1,2 | R-EU_0207/10 | 0207/10 | resistor | 1 |
| R41 | 1,2 | R-EU_0207/10 | 0207/10 | resistor | 1 |
| R42 | 1,2 | R-EU_0207/10 | 0207/10 | resistor | 1 |
| R43 | 1,2 | R-EU_0207/10 | 0207/10 | resistor | 1 |
| R44 | 1,2 | R-EU_0207/10 | 0207/10 | resistor | 1 |
| R45 | 1,2 | R-EU_0207/10 | 0207/10 | resistor | 1 |
| R46 | 2k2 | R-TRIMM64Z | RTRIM64Z | rcl | 1 |
| T1 | 2N4124-NPN- TO92-CBE | TO92-CBE | transistor | | 1 |
| T2 | 2N4124-NPN- TO92-CBE | TO126 | transistor | | 1 |
| T3 | 2N4124-NPN- TO92-CBE | TO92-CBE | transistor | | 1 |
| T4 | 2N4124-NPN- TO92-CBE | TO126 | transistor | | 1 |
| T5 | 2N4124-NPN- TO92-CBE | TO126 | transistor | | 1 |
| T6 | 2N4124-NPN- TO92-CBE | TO92-CBE | transistor | | 1 |
| T7 | 2N4126-PNP-TO92- CBE | TO92-CBE | transistor | | 1 |
| T8 | 2N4124-NPN- TO92-CBE | TO92-CBE | transistor | | 1 |
| T9 | BC556B-PNP-TO92- EBC | TO92-EBC | transistor | | 1 |
| T10 | 2N4124-NPN- TO92-CBE | TO92-CBE | transistor | | 1 |
| T11 | 2N4124-NPN- TO92-CBE | TO126 | transistor | | 1 |
| T12 | BD244 | BD244 | TO220 | transistor-neu- | 1 |

výkonového zesilovače

| | | | | <i>to92</i> | |
|------------|----------------------------|-----------------|-------------------|-------------------|----------|
| <i>T13</i> | <i>2N4126-PNP-TO92-CBE</i> | <i>TO92-CBE</i> | <i>transistor</i> | | <i>1</i> |
| <i>T14</i> | <i>2N4126-PNP-TO92-CBE</i> | <i>TO92-CBE</i> | <i>transistor</i> | | <i>1</i> |
| <i>T15</i> | <i>TIP31</i> | <i>TIP31</i> | <i>TO220</i> | <i>transistor</i> | <i>1</i> |
| <i>T16</i> | <i>2N4126-PNP-TO92-CBE</i> | <i>TO92-CBE</i> | <i>transistor</i> | | <i>1</i> |
| <i>T17</i> | <i>2N4126-PNP-TO92-CBE</i> | <i>TO92-CBE</i> | <i>transistor</i> | | <i>1</i> |
| <i>T18</i> | <i>BC546-NPN-TO92-CBE</i> | <i>TO92-CBE</i> | <i>transistor</i> | | <i>1</i> |
| <i>T19</i> | <i>2N4126-NPN-TO92-CBE</i> | <i>TO126</i> | <i>transistor</i> | | <i>1</i> |
| <i>T20</i> | <i>2N4126-PNP-TO92-CBE</i> | <i>TO126</i> | <i>transistor</i> | | <i>1</i> |