

Univerzita Pardubice

Dopravní fakulta Jana Pernera

Proudový zesilovač pro účely diagnostiky metalických vedení

Bc. Radek Ackermann

Diplomová práce

2020

Univerzita Pardubice
Dopravní fakulta Jana Pernera
Akademický rok: 2019/2020

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE (projektu, uměleckého díla, uměleckého výkonu)

Jméno a příjmení: **Bc. Radek Ackermann**
Osobní číslo: **D18497**
Studijní program: **N3708 Dopravní inženýrství a spoje**
Studijní obor: **Elektrotechnické a elektronické systémy v dopravě**
Téma práce: **Proudový zesilovač pro účely diagnostiky metalických vedení**
Zadávající katedra: **Katedra elektrotechniky, elektroniky a zabezpečovací techniky v dopravě**

Zásady pro vypracování

Cílem diplomové práce je výroba kompaktního proudového zesilovače pro účely diagnostických testů metalických vedení.

Specifikace zařízení a úkoly diplomanta:

- *Proudový zesilovač s hodnotou výstupního proudu 0-40 A*
- *Výstupní napětí v rozsahu 0-8V_{pk-pk}*
- *Galoanické oddělení vstupu*
- *Možnost volby výstupní impedance*
- *Kmitočtový rozsah 0-1 kHz*
- *Napájení výkonové části 12V DC IT*
- *Napájení obvodů pro chlazení 1 x 230V/50Hz TN-S*
- *Ochrana proti přepólování a přehřátí*
- *Indikace výstupního proudu*

Rozsah pracovní zprávy:

Rozsah grafických prací:

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

Seznam doporučené literatury:

BUDÍNSKÝ, Jaroslav. *Nízkofrekvenční transistorové zesilovače*. 2. přeprac. a dopl. vyd. Praha: Státní nakladatelství technické literatury, 1961. Řada elektrotechnické literatury.

VORÁČEK, Vojtěch. *NF zesilovače*. Praha: BEN – technická literatura, 2006. ISBN 80-7300-211-6.

Vedoucí diplomové práce:

Ing. Ondřej Sadílek, Ph.D.

Katedra elektrotechniky, elektroniky a zabezpečovací techniky v dopravě

Datum zadání diplomové práce:

29. dubna 2020

Termín odevzdání diplomové práce:

1. června 2020

L.S.

doc. Ing. Libor Švadlenka, Ph.D.
děkan

Ing. Dušan Čermák, Ph.D.
vedoucí katedry

V Pardubicích dne 5. května 2020

Prohlášení autora

Tuto práci jsem vypracoval samostatně. Veškeré literární prameny a informace, které jsem v práci využil, jsou uvedeny v seznamu použité literatury.

Byl jsem seznámen s tím, že se na moji práci vztahují práva a povinnosti vyplývající ze zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, zejména se skutečností, že Univerzita Pardubice má právo na uzavření licenční smlouvy o užití této práce jako školního díla podle § 60 odst. 1 autorského zákona, a s tím, že pokud dojde k užití této práce mnou nebo bude poskytnuta licence o užití jinému subjektu, je Univerzita Pardubice oprávněna ode mne požadovat přiměřený příspěvek na úhradu nákladů, které na vytvoření díla vynaložila, a to podle okolností až do jejich skutečné výše.

Beru na vědomí, že v souladu s § 47b zákona č. 111/1998 Sb., o vysokých školách a o změně a doplnění dalších zákonů (zákon o vysokých školách), ve znění pozdějších předpisů, a směrnicí Univerzity Pardubice č. 7/2019 Pravidla pro odevzdávání, zveřejňování a formální úpravu závěrečných prací, ve znění pozdějších dodatků, bude práce zveřejněna prostřednictvím Digitální knihovny Univerzity Pardubice.

V Pardubicích dne 27.7.2020

Bc. Radek Ackermann

Poděkování

Na prvním místě bych chtěl poděkovat vedoucímu mé diplomové práce panu Ing. Ondřeji Sadílkovi, Ph.D. za jeho věcné připomínky při řešení návrhu práce a zejména za věnovaný čas, při řešení vzniklých problémů. Dále bych chtěl poděkovat všem mým pracovním kolegům, zejména poté Ing. Zděnkovi Šťastnému a Ing. Ondřeji Dolenskému za příkladnou pomoc při praktickém návrhu této práce a za věcné rady při teoretických rozborech. Poděkování, ale také patří vedoucímu firmy ABEGU, a. s. Ing. Jaroslavu Markovi za poskytnutou příležitost k dokončení mého vysokoškolského studia.

Anotace

Tato diplomová práce se zabývá problematikou tranzistorových zesilovačů a zejména poté návrhem proudového zesilovače, pro potřebu jeho použití při diagnostice metalických potrubí. První část se zabývá kompletním teoretickým rozborem tranzistorových zesilovačů, operačních zesilovačů a představení měřicí metody EDMET. Ve druhé části se nachází návrh a realizace zesilovače dle zadaných parametrů, včetně jeho oživení a testování reálných parametrů.

Klíčová slova

Tranzistor, třídy, zesilovač, OZ, EDMET, můstek, simulace, DPS

Title

Current amplifier for diagnostics of metallic conductors

Annotation

This diploma thesis deals with the theory about transistor amplifiers and especially deal with design of current amplifier for the diagnosis of metallic pipes. The first part deals with a complete theoretical analysis of transistor amplifiers, operational amplifiers and the introduction of the EDMET measuring method. The second part is the design and implementation of the amplifier according to the specified parameters, include making and testing real parameters of complete current amplifier.

Keywords

Transistor, classes, amplifier, OA, EDMET, bridge, simulation, PCB

OBSAH

1. ÚVOD	9
1.1 ÚVOD K TRANZISTOROVÝM ZESILOVAČŮM	10
2. TRANZISTOROVÝ ZESILOVAČ	11
2.1 ČTYŘPÓLOVÉ PARAMETRY TRANZISTORU	11
2.2 TRANZISTOROVÝ ZESILOVAČ	14
3. UNIPOLÁRNÍ TRANZISTORY	22
3.1 PRINCIP ČINNOSTI UNIPOLÁRNÍCH TRANZISTORŮ:	22
3.2 POPIS A POROVNÁNÍ CHARAKTERISTIK UNIPOLÁRNÍHO TRANZISTORU	25
4. TŘÍDY ZESILOVAČŮ	27
4.1 TŘÍDA A	28
4.2 TŘÍDA B	29
4.3 TŘÍDA AB	30
4.4 TŘÍDA C	32
4.5 TŘÍDA D	34
4.6 TŘÍDA G	35
4.7 TŘÍDA H	35
5. VÍCESTUPŇOVÉ ZESILOVAČE	36
5.1 DVOJČINNÉ ZESILOVAČE VE TŘÍDĚ A, B	36
5.2 SKUTEČNÉ ZAPOJENÍ VÍCESTUPŇOVÉHO ZESILOVAČE	38
6. OPERAČNÍ ZESILOVAČE	39
6.2 IDEÁLNÍ OPERAČNÍ ZESILOVAČ	40
6.3 ZPĚTNÁ VAZBA	42
6.4 FUNKCE OPERAČNÍHO ZESILOVAČE V LINEÁRNÍM REŽIMU	43
6.5 ZÁKLADNÍ ZAPOJENÍ S OPERAČNÍMI ZESILOVAČI	43
6.6 STRUKTURA OPERAČNÍHO ZESILOVAČE	47
7. PROBLEMATIKA DIAGNOSTIKY POTRUBNÍCH SÍTÍ	50
8. MOŽNÉ METODY DIAGNOSTIKY	52
8.1 NEDESTRUKTIVNÍ A NEINVAZIVNÍ METODY	52
8.2 METODA EDMET	53
9. NÁVRH PROUDOVÉHO ZESILOVAČE	61
9.1 BLOKOVÉ SCHÉMA	61

10. ROZBOR JEDNOTLIVÝCH FUNKČNÍCH BLOKŮ	63
10.1 VSTUPNÍ ČÁST.....	63
10.2 SYMETRICKÉ NAPÁJENÍ ZESILOVAČE.....	66
10.3 ZESILOVAČ VE TŘÍDĚ B	72
10.4 IMPEDANČNÍ BLOK	79
10.5 MĚŘENÍ TEPLoty	80
10.6 OBVOD PRO VÝPIS TEPLoty NA PANELOVÉ MĚŘIDLO TEPLoty	81
10.7 OCHRANA VSTUPU ZAŘÍZENÍ.....	82
11. NÁVRH CHLADIČE	85
11.1 VÝPOČET CHLADIČE.....	85
12. DPS A MECHANICKÁ KONSTRUKCE.....	88
13. MĚŘENÍ NA ZESILOVAČI.....	90
13.1 MĚŘENÍ NA NÍZKOFREKVENČNÍM VSTUPU ZESILOVAČE	90
13.2 MĚŘENÍ NA VYSOKOFREKVENČNÍM VSTUPU ZESILOVAČE	94
14. ZÁVĚR	97
SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY	99
SEZNAM OBRÁZKŮ	102
SEZNAM PŘÍLOH.....	105

1. Úvod

Žijeme v době neustálého populačního rozvoje, se kterým je úzce svázaná potřeba technologického pokroku. Dochází k mohutné výstavbě nových technologických center a výstavbě nových obytných oblastí, a tedy i k rozvoji inženýrských sítí. Každá porucha takovéto sítě, byť se může jednat jen o poškozenou odbočku vodovodního řádu, znamená obrovské ekonomické ztráty nemluvě o katastrofách svázaných s únikem plynu a jiných nebezpečných médií.

Těmto pohromám, může zabránit včasná diagnostika metalických potrubí, která může pomoci k odhalení blížící se události. Jednou z takovýchto metod je nedestruktivní diagnostická metoda EDMET. Princip metody je založen na měření elektromagnetických veličin. Obrovskou výhodou této diagnostické metody, je že umožňuje měření potrubí, jež není volně přístupné (nejčastěji uložené pod povrchem země). Princip je založen na měření obvodových veličin potrubí (vedení) a to zejména na měření stejnosměrného odporu a impedance, které jsou rozhodující pro hodnocení aktuálního stavu potrubí. Neméně důležité je periodické měření daného potrubí, ze kterého lze predikovat životnost měřeného potrubí. Tyto důvody proto byly motivací k sestrojení přístroje speciálně určeného pro potřeby metody EDMET. Jedná se tedy o proudový zesilovač určený pro získávání hodnot impedance potrubí.

1.1 Úvod k tranzistorovým zesilovačům

Zesilovač je elektrický čtyřpól, jehož úkolem je zvýšit úroveň elektrických signálů na hodnotu požadovanou pro další zpracování. Zesilovač mění amplitudu zesilovaného signálu (zesiluje), ale neměl by měnit frekvenci ani tvar zesilovaného signálu (zkreslovat signál). Zesilovač není zdrojem energie, ale ke své činnosti naopak zdroj elektrické energie potřebuje. Část energie z tohoto zdroje se použije na zesílení signálu a nevyužitá část se změní na teplo. Návrh a konstrukce zesilovačů se od sebe liší jednak použitými aktivními zesilovacími prvky, dále zesilovaným kmitočtovým pásmem a hladinou zesilovaného signálu [1]. Vlastnosti zesilovače nám udávají především tyto základní parametry:

- **A** - zesílení udává, kolikrát je sledovaná veličina na výstupu větší, než na vstupu.
- **a** (dB) - zisk zesilovače vyjadřuje o kolik dB je úroveň vstupní veličiny větší, než výstupní.
- **Zkreslení** - projevuje se deformací tvaru, nebo frekvence výstupního signálu.
- **Šířka pásma** – jedná se o rozdíl mezi krajními přenášenými frekvencemi. Šířka pásma je dána rozsahem kmitočtů, v němž napěťové zesílení neklesne o více než o 3 dB.

Rozdělení zesilovačů [1]

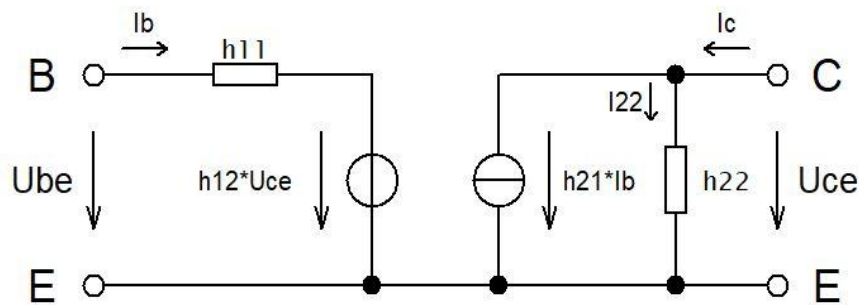
- Podle zpracovávaného kmitočtu na nízkofrekvenční a vysokofrekvenční
- Podle šíře přenášeného pásma na úzkopásmové selektivní a širokopásmové – obrazové
- Podle polohy pracovního bodu na zesilovače třídy: A, B, C, AB. Zařazením do těchto tříd je určeno převážně úhlem otevření zesilovače.
- Podle zapojení tranzistoru: SE, SC, SB.
- Podle velikosti vstupního signálu na předzesilovače a výkonové zesilovače.

2. Tranzistorový zesilovač

2.1 Čtyřpólové parametry tranzistoru

Pro popis bipolárního tranzistoru jsou v oblasti nízkých kmitočtů nejčastěji používány takzvané hybridní parametry. S jejichž pomocí se tranzistor linearizuje.

2.1.1 Hybridní parametry tranzistoru:



Obr. 1 Hybridní model tranzistoru

Vstupní rovnici vyjádříme jako součet napětí a výstupní jako součet proudů (Theveninova a Nortonova poučka)

$$U_{BE} = h_{11} * I_b + h_{12} * U_{ce} \quad (2.1)$$

$$I_c = h_{21} * I_b + h_{22} * U_{ce} \quad (2.2)$$

h_{11} – parametr má význam vstupního odporu (obvykle 500-5000 Ω)

$$h_{11} = \frac{u_1}{i_1} \quad |u_2 = 0 \quad (\Omega) \quad (2.3)$$

h_{12} – charakterizuje ovlivnění vstupu velikostí výstupního napětí (obvykle 1-10) $\cdot 10^{-4}$

$$h_{12} = \frac{u_1}{u_2} \quad |i_1 = 0 \quad (-) \quad (2.4)$$

h_{21} – Jedná se o proudový zesilovací činitel. Udává, kolikrát se zvětší výstupní proud oproti vstupnímu. (obvykle 20-1000)

$$h_{21} = \frac{i_2}{i_1} \quad |u_2 = 0 \quad (-) \quad (2.5)$$

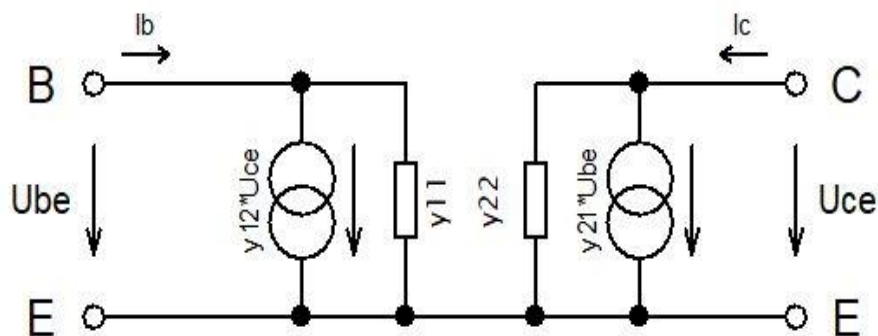
h_{22} – parametr má význam výstupní vodivosti tranzistoru (obvykle 10-30 uS). Proto pro něj platí:

$$h_{22} = \frac{i_2}{u_2} \quad |i_1 = 0 \text{ (S)} \quad (2.6)$$

Hodnota těchto parametrů závisí na základním zapojení (SB, SE, SC), poloze klidového pracovního bodu, kmitočtu přenášeného signálu (v datasheetu obvykle uvedeny pro 1 kHz), teplotě tranzistoru – běžně jsou měřeny při teplotě $\vartheta = 25 \text{ }^\circ\text{C}$. [2]

2.1.2 Admitanční parametry tranzistoru

Hybridní parametry zjištěné ze stejnosměrných charakteristik jsou platné pouze pro nízké kmitočty. Na kmitočtech v řádech MHz by již h parametry byly ve tvaru komplexních čísel, proto je vhodnější na těchto kmitočtech využít popis pomocí komplexních admitančních parametrů.



Obr. 2 Admitanční model tranzistoru

Linearizace pomocí admitančních parametrů y:

$$i_b = y_{11} * U_{be} + y_{12} * U_{ce} \quad (2.7)$$

$$i_c = y_{21} * U_{be} + y_{22} * U_{ce} \quad (2.8)$$

Všechny vodivostní (admitanční) parametry jsou definovány **nakrátko**:

$$y_{11} = \frac{i_b}{U_{be}} - \text{vstupní admitance} \quad (2.9)$$

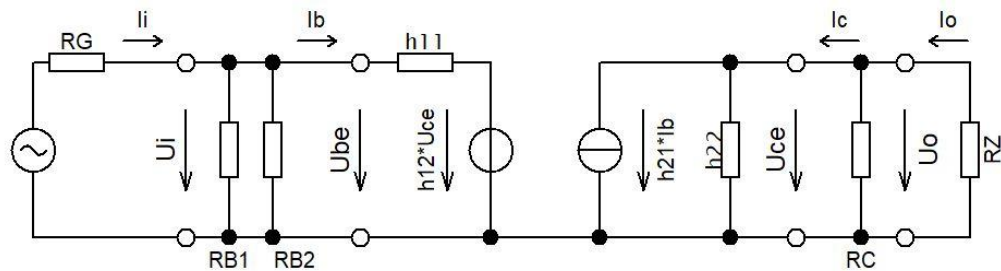
$$y_{12} = \frac{i_b}{U_{ce}} - \text{zpětná převodní admitance} \quad (2.10)$$

$$y_{21} = \frac{i_c}{U_{be}} - \text{dopředná převodní admitance (mA - A na 1 V)} \quad (2.11)$$

$$y_{22} = \frac{i_c}{U_{ce}} - \text{výstupní admitance (30-300 } \mu\text{S)} \quad (2.12)$$

Ačkoliv admitance y_{11} a y_{12} mají zanedbatelnou reálnou složku, nedá se totéž říci o složce imaginární. Na vyšších kmitočtech se totiž projeví příslušné kapacity, často uváděné v katalogu jako jediný údaj o vstupu, resp. zpětném přenosu. [3]

2.1.3 Lineární obvod zesilovače

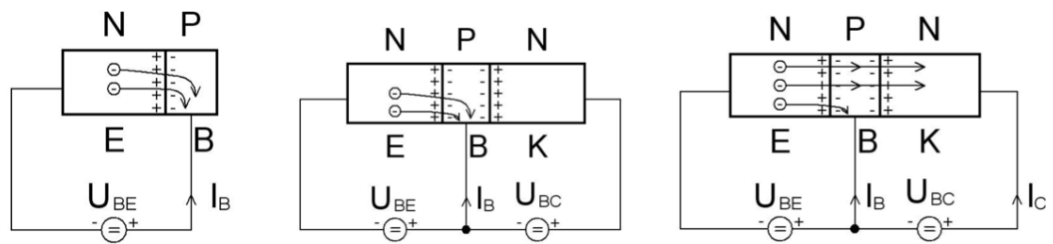


Obr. 3 Náhradní lineární obvod zesilovače

Při výpočtu provozních parametrů (viz kapitola 2.1) zesilovače vycházíme z náhradního lineárního obvodu. Pro střední kmitočty pásma střídavého zesilovače nahradíme kondenzátory i stejnosměrné zdroje zkratem, tranzistory pak jejich náhradním obvodem. Na Obr. 3 je náhradní obvod pro zapojení z Obr. 7. [3]

2.2 Tranzistorový zesilovač

2.2.1 Tranzistorový jev



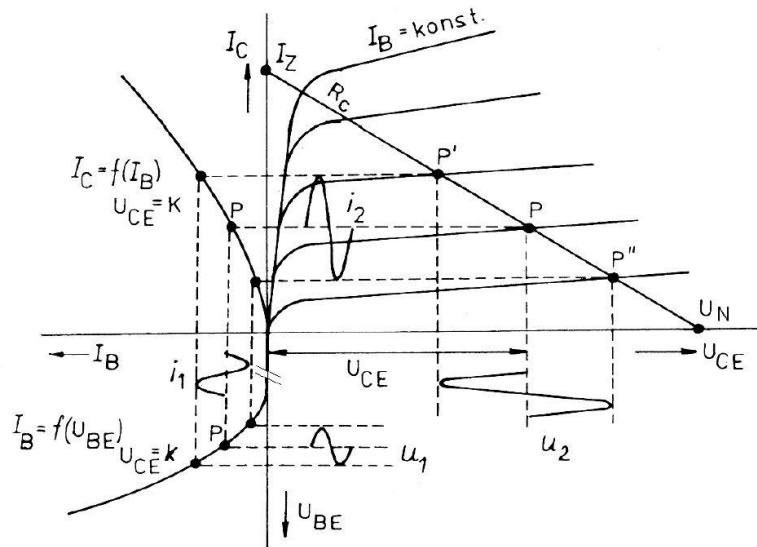
Obr. 4 Tranzistorový jev [4]

Základní schopností tranzistoru je zesilovat (Tranzistor jako takový lze samozřejmě využít i ve spínacím režimu), jak již bylo uvedeno dříve. A tato schopnost přímo souvisí s tzv. tranzistorovým jevem.

Po přivedení napětí U_{BE} na svorky tranzistoru začne tranzistorem procházet pouze velmi malý proud (nA). Aby tranzistorem začal procházet větší proud, musí se na bázi přes rezistor přivést kladné napětí (bez připojení báze se tranzistor chová jako obyčejný odpor). Dojde k otevření přechodu B-E (při U_{BE} alespoň 0,7 V). U tranzistoru NPN do báze teče proud děr. Jelikož je báze velmi tenká, rychle se děrami zaplní a z emitoru do ní začnou téct elektrony. Některé postupují ke kladnému pólu zdroje přes bázi, ale většina je přitažena kladným napětím na kolektoru a tranzistorem tak začne procházet kolektorový proud, který je mnohonásobně větší, než proud báze. [5]

Poklesne-li napětí U_{CE} na úroveň několika desetin voltu, říkáme, že tranzistor je saturován. V tomto stavu jím prochází i poměrně velký proud, a to se zanedbatelnou výkonovou ztrátou. Stav saturace se využívá, pokud tranzistor pracuje jako spínač.[5]

2.2.2 Charakteristiky tranzistorového zesilovače



Obr. 5 VA charakteristiky tranzistorového zesilovače [3]

Chování tranzistoru graficky znázorňují vstupní, převodní a výstupní charakteristiky. Obvykle se kreslí pro zapojení se společným emitorem.

Tvar **vstupní charakteristiky** (III. Kvadrant) prozrazuje, že mezi bází a emitorem je P-N přechod jako u diody, polarizovaný v propustném směru. Závislost vstupní charakteristiky na napětí U_{CE} je zanedbatelná, proto se často vstupní charakteristika udává pro jedinou hodnotu U_{CE} . Z údajů získaných pomocí vstupních charakteristik lze získat parametr vstupního odporu h_{11} . [5]

$$h_{11} = \frac{U_b}{I_b} \quad (2.13)$$

Výstupní charakteristiky (I. Kvadrant) udávají závislost kolektorového proudu na napětí mezi kolektorem a emitorem, a to při konstantním proudu báze. Výstupní charakteristiky uváděné pro několik hodnot proudů I_b , jsou od určité hodnoty napětí U_{ce} na I_b již málo závislé, takže se přibližují charakteristice zdroje proudu. V tomto případě tedy říkáme, že se bipolární tranzistor chová jako zdroj proudu (kolektoru) řízený proudem (báze). Z výstupních charakteristik lze vypočítat výstupní vodivost h_{22} . [5]

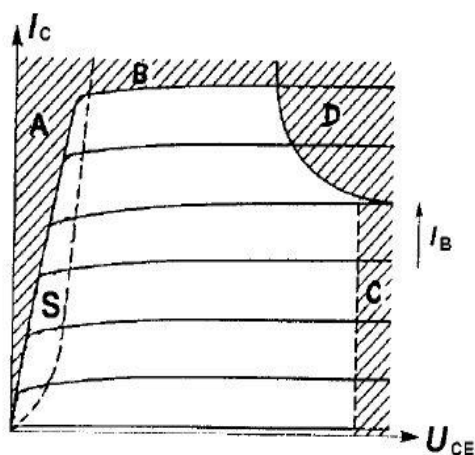
$$h_{22} = \frac{I_c}{U_{ce}} \quad (2.14)$$

Převodní charakteristika (II. Kvadrant) je graficky znázorněná závislost I_c na I_b a udává se pro určitou hodnotu napětí U_{ce} . Převodní charakteristika není zcela lineární – pokud bychom vynesli závislost $\beta = f(\log(I_c))$ viděli bychom, že proudové zesílení je ve střední části nejvyšší a pro proudy malé (řádu 10^{-6} až 10^{-4} A) i velké (od zhruba desetiny maximálního) značně klesá. Při konstantním napětí U_{ce} lze pomocí těchto charakteristik vyjádřit proudový zesilovací činitel β . [3]

$$\beta = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_b} = h_{21} \quad (2.15)$$

Ve IV. kvadrantu se obvykle **zpětná převodní charakteristika** nezakresluje, neboť závislost vstupního napětí na výstupním je zanedbatelná. Ovšem lze z nich určit hybridní parametr pro zpětný napěťový přenos. [3]

$$h_{12} = \frac{U_b}{U_{ce}} \quad (2.16)$$



Obr. 6 Výstupní charakteristiky tranzistoru

Zesilovače využívají obvykle celou oblast výstupních charakteristik tranzistoru odpovídající aktivnímu režimu, který je ohraničen **následujícími oblastmi**.

S – omezení saturací

Tranzistor není v tomto režimu schopen zesilovat a jedná se prakticky o úbytek napětí na zcela otevřeném tranzistoru ($U_{CE} = U_{BE}$), kdy se přechod C-E chová jako velmi malý odpor. Hodnota saturačního napětí bývá pro tranzistory malého výkonu udávána přibližně 0,2 V a pro výkonové tranzistory do 2 V. Pro dosažení mezní přímky je nutno přivést na bázi až 5x vyšší proud než v aktivním režimu. [3]

A – omezení napětím U_{CES}

Toto malé napětí zůstává na tranzistoru v případě jeho plného otevření. Problém nastává, pokud se tranzistor plně neotevře a toto napětí U_{CE} poroste, pak může dojít k nadměrnému zahřívání tranzistoru. [3]

B – omezení maximálním proudem I_C

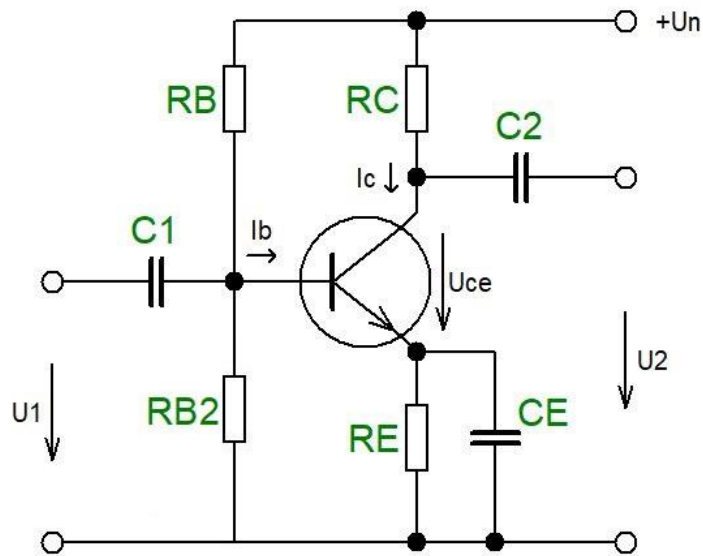
C – omezení maximálním napětím U_{CEM}

D – omezení celkovou výkonovou ztrátou P_{CM}

Pokud je tranzistor otevřen, protéká jím kolektorový proud a zůstává-li na něm napětí U_{CE} , tak za těchto podmínek lze jednoduše vypočítat jeho skutečný ztrátový výkon dle vzorce $P_C = U_{CE} * I_C$. Tuto hodnotu následně porovnáme s celkovou výkonovou ztrátou udávanou v katalogu jako P_{CM} . Tranzistor může samozřejmě spínat daleko vyšší výkon, než je jeho P_{CM} , neboť v saturaci platí $U_{CE} = U_{CES}$ a I_C lze provozovat až do I_{CM} , aniž by došlo k překročení P_{CM} . Maximální možný výkon zátěže je poté dán vzorcem $P_{LM} = U_{CEM} * I_{CM}$. [3]

Charakteristiky tranzistoru jsou obecně nelineární. Pro malé změny proudů a napětí (v praxi např. zesilování slabého signálu mikrofону) lze však nalézt na charakteristikách klidový (statický) **pracovní bod**, v jehož okolí se závislosti téměř neodchylují od linearizace, vyjádřené tečnou k charakteristice v pracovním bodě. [3]

2.2.3 Pracovní bod tranzistorového zesilovače



Obr. 7 Schéma předzesilovače se stabilizací pracovního bodu

Rozbor pracovního bodu tranzistoru bude proveden na takzvaném zapojení se společným emitorem, které je zároveň nejčastějším způsobem zapojení tranzistorového zesilovače. Pokud by ve schématu (Obr. 7) byl vynechán dělič R_B a R_{B2} , tak by proud I_C tekla tranzistorem pouze během kladné půlvlny vstupního signálu, neboť na bázi musí být přivedeno kladné napětí. Při záporné půlvlně je PN přechod báze-emitor polarizován v závěrném směru a tranzistor je uzavřen. [1]

Zapojením děliče R_B a R_{B2} zavedeme do tranzistoru proud I_B . Dojde k trvalému otevření tranzistoru a vytvoření tzv. klidového kolektorového proudu. Nyní by došlo k zesílení celého vstupního signálu bez zkreslení (Obr. 7). [1]

Vytvoření kolektorového proudu v závislosti na velikosti proudu báze I_B se znázorňuje v soustavě již zmíněných výstupních charakteristik (Obr. 7). Samotné umístění pracovního bodu je určeno velikostí rezistoru R_C , který omezuje velikost kolektorového proudu I_C a velikostí napájecího napětí U_N . [1]

Pracovní bod se volí ideálně uprostřed zatěžovací přímky vymezené krajními body I_Z a U_N . Bod I_Z je roven maximální hodnotě kolektorového proudu a lze ho jednoduše vypočítat pomocí vzorce $I_C = \frac{U_n}{R_C}$. V bodě U_N je proud I_C samozřejmě roven nule.

Střed zatěžovací přímky, je přibližně místem rovnajícím se polovině napájecího napětí. Ideálním zatěžovacím bodem vycházejícím z výstupních charakteristik (Obr. 7) je bod P a s ním související velikost proudu I_B . Zatěžovací bod se volí přibližně uprostřed zatěžovací přímky proto, aby došlo k zesílení obou polovin vstupní sinusovky bez zkreslení. Pokud zvolíme pracovní bod v bodě P", dojde k ořezání spodní části sinusovky, zesilovač by však pracoval s menšími ztrátami. Naopak pokud požadujeme co nejvyšší zesílení, za cenu velkého zkreslení posuneme pracovní bod do bodu P'. [1]

Místková stabilizace pracovního bodu zesilovače

Průchodem elektrického proudu tranzistorem dochází k jeho zahřívání, a díky jeho polovodičové struktuře dochází ke změně „pozice“ pracovního bodu tranzistoru (díky nárůstu proudu I_B) a k jeho destabilizaci.

Zapojením rezistoru R_E do schématu na Obr. 7 (C_E umožní průchod střídavé složky proudu) tomuto jevu předejdeme. Volbu rezistoru R_E provedeme dle úbytku napětí $U_E = 0,1-0,2U_N$ a rezistory R_B a R_{B2} pro nastavení napětí báze tak, aby $I_{RB} = 2-5 I_B$. Zpětná vazba, se projeví následujícím způsobem. [3]

$$\beta \downarrow \Rightarrow I_C \downarrow \Rightarrow U_E \downarrow \Rightarrow \uparrow U_{BE} = U_B - U_E \Rightarrow I_B \uparrow \Rightarrow I_C \uparrow \quad (2.17)$$

2.2.4 Proudové zesilovací činitele α a β

Proudové zesilovací činitele jsou nejdůležitějšími parametry uváděnými u bipolárních tranzistorů. **Proudový zesilovací činitel α** – využíváme výhradně u zapojení se společnou bází. (viz kapitola 2.2.5) V tomto zapojení je vstupním proudem proud emitoru I_E , výstupním proudem stejně jako v zapojení se společným kolektorem je kolektorový proud I_C .

$$\alpha = \frac{I_C}{I_E} | U_{CE} = konst. \quad (2.18)$$

A protože v zapojení SB platí $I_C < I_E$, musí vycházet proudový zesilovací činitel $\alpha < 1$. [2]

Proudový zesilovací činitel β – využíváme pro zapojení se společným emitorem a společným kolektorem (viz kapitola 2.2.5). Velikost proudového zesilovacího činitele β zjistíme z nastavení pracovního bodu tranzistoru (resp. nastavení proudu I_B , napětí U_{CE} , a odečtení příslušného proudu I_C)

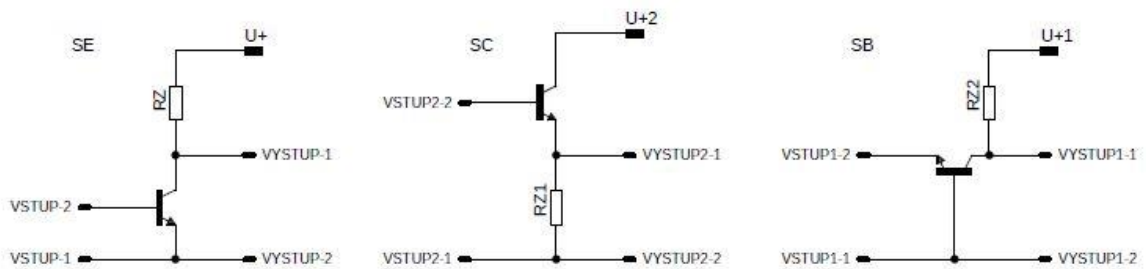
$$\beta = \frac{I_C}{I_B} \mid U_{CE} = konst. \quad (2.19)$$

Proudový zesilovací činitel β dosahuje běžné hodnoty 10-500.

Statický a dynamický zesilovací činitel

Dynamický zesilovací činitel určuje zesílení tranzistoru pro malý signál v okolí pracovního bodu tranzistoru, zatímco statický pracovní bod určuje zesílení pro klidové proudy protékající tranzistorem v klidovém pracovním bodu, když není přítomen signál. Dynamický zesilovací činitel tedy bude vhodný pro výpočet zesílení daného zapojení a statický pro nastavení pracovního bodu tranzistoru. [2]

2.2.5 Základní zapojení tranzistorových zesilovačů



Obr. 8 Základní zapojení tranzistorových zesilovačů

Charakteristické vlastnosti jednotlivých způsobů zapojení jsou uvedeny v následující tabulce

Parametry	Zapojení		
	SE	SB	SC
Proudové zesílení	vysoké	malé (<1)	vysoké
Napěťové zesílení	vysoké	vysoké	malé (<1)
Výkonové zesílení	velmi vysoké	vysoké	střední
Mezní kmitočet	nízký	vysoký	nízký
Vstupní impedance	střední	nízká	vysoká
Výstupní impedance	vysoká	velmi nízká	nízká
Fázový posun	V protifázi o 180°	Ve stejné fázi	Ve stejné fázi

Tab. 2.1 Vlastnosti zapojení tranzistorových zesilovačů [7]

SE – Zapojení se společným emitorem

SC – Zapojení se společným kolektorem

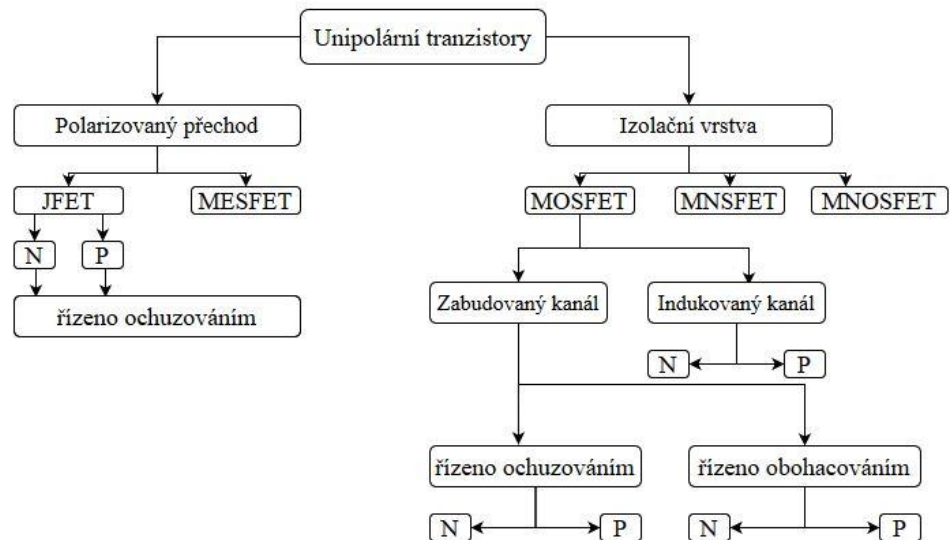
SB – Zapojení se společnou bází

Zapojení se společným kolektorem se používá zejména jako impedanční transformátor (NF vstupní zesilovače). Pro zesilovací stupně se tam, kde není nutná neutralizace, se používá obvykle zapojení se společným emitorem (NF zesilovače). Tam, kde by byla neutralizace velmi obtížná, např. při širokopásmových zesilovačích a tam, kde je to nezbytné se zřetelem na velikost zpětného přenosu použitého tranzistoru, používá se zapojení se společnou bází (VF zesilovače). [7]

3. Unipolární tranzistory

3.1 Princip činnosti unipolárních tranzistorů:

Proud mezi dvěma elektrodami je ovládán napětím elektrody třetí a je tvořen nosiči jednoho typu. Jednotlivé elektrody nejsou tedy galvanicky vázány a výstupní proud teče pouze přes jeden typ polovodiče, skrz takzvaný vodivý kanál a nepřechází tak přes přechod jako u bipolárního tranzistoru. Řídící elektroda musí být izolována od kanálu a izolaci lze provést jednak izolační vrstvou (oxid, nitrid křemíku), tak jako tomu je u tranzistorů typu MOSFET, nebo pomocí závěrně polarizovaného přechodu, který využívá tranzistor typu J-FET. Šířka vodivého kanálu se řídí příčným elektrickým polem mezi řídicí elektrodou (**hradlo G** – gate) a substrátem, tvořícím protilehlou elektrodu. Vodivý kanál může být typu P nebo N a vzhledem k faktu že proud skrze něj je řízen elektrickým polem, tak se tyto tranzistory běžně nazývají FET (Field Effect Transistor). Ovšem elektrické pole se uplatňuje pouze uvnitř samotného polovodiče – řízeny jsou tedy pochopitelně externím napětím. Ačkoliv oba konce kanálu jsou do značné míry záměnné, rozlišujeme jednotlivé konce kanálu (elektrody) na **Source** (odpovídá emitoru) a **Drain** (odpovídá kolektoru). [3] [21]



Obr. 9 Rozdělení unipolárních tranzistorů

Dalším důležitým funkčním rozdílem v provedení kanálu unipolárního tranzistoru je, zda je kanál zabudovaný, tj. teče jím proud I_D při nulovém napětí hradla (vůči emitoru) a uzavíracím napětím správné polaritě U_{GSoff} (U_{GST}) = 1-10 V se kanál zahradí, nebo zda je kanál indukovaný, tj. otevře se a vede proud až při určitém prahovém napětí $U_{GST} = 0,5-5$ V. U tranzistorů typu FET se zabudovaným kanálem a izolovaným hradlem (MOSFET) lze docílit t dle intenzity dotace příměsí v kanálu dvou různých módů funkce **Obohacující** a **Ochuzující**. Ochuzující propouštějí kolektorový proud při nulovém U_G , kdežto obohacující jsou při nulovém U_G nevodivé. U tranzistorů FET s odděleným hradlem pomocí P-N přechodu nemůže nastat obohacující režim z důvodu, polarizace přechodu v propustném směru a následně toku vysokého proudu skrze hradlo. [3] [21]

Charakteristické vlastnosti unipolárních tranzistorů:

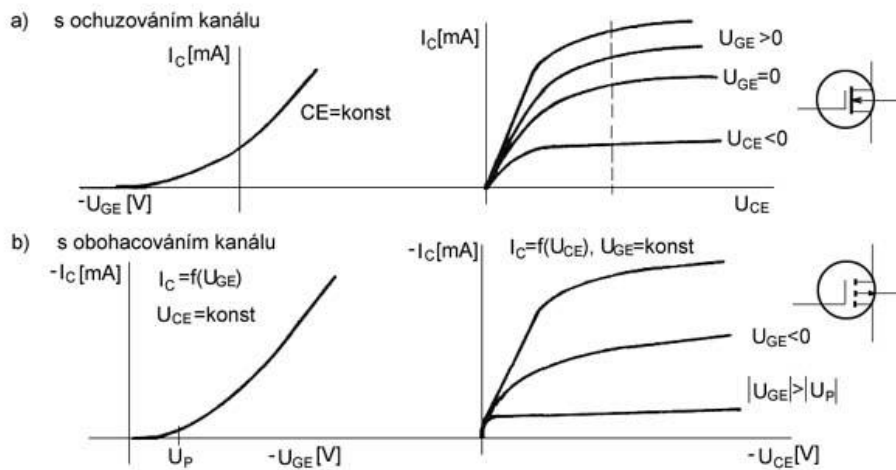
- Velmi vysoký vstupní odpor (10^9 až 10^{13} Ω), nulový vstupní proud, nulový vstupní příkon ve statickém režimu.
- velký rozsah kolektorových proudů
- mělká struktura umožňuje vysoký stupeň integrace
- Výstupní obvod otevřeného tranzistoru se chová jako ohmický odpor, při malém proudu I_k je napětí U_k tranzistoru téměř nulové ($R_{DS(on)} < 1$ Ω)
- pracovní bod lze nastavit již při výrobě. Obvody pro nastavení a posouvání pracovního bodu se tedy značně zjednoduší.

3.1.1 MOSFET

Mosfet je polem řízený tranzistor, u kterého je vodivost kanálu mezi elektrodami S-D ovládána elektrickým polem vytvářeným ve struktuře kov(M)–oxid(O)–polovodič(S) napětím přiloženým mezi G-S. Hradlo je odděleno od polovodiče vrstvou oxidu křemíku – odtud oxid v názvu tohoto typu tranzistoru. [22]

Mosfet v režimu ochuzení pracuje následujícím způsobem. Při kladném napětí na řídicí elektrodě vůči emitoru dochází k přitahování minoritních nosičů k řídicí elektrodě, přičemž se zvyšuje vodivost kanálu. Při zvyšování U_{DS} se zvětšuje také proud I_D . Při určité hodnotě $U_{DS} = U_{DSSAT}$ dochází k zaškrcení kanálu u kolektoru, s malou změnou kolektorového proudu při stále rostoucím napětí. Při záporné polaritě napětí na řídicí elektrodě dochází k vytvoření záporně vázaného povrchového náboje, který odpuzuje elektrony z kanálu, jeho vodivost klesá a snižuje se i proud I_C . [23]

U tranzistorů s indukovaným kanálem není souvislý vodivý kanál mezi kolektorem a emitorem při nulovém napětí řídicí elektrody. Kanál je tedy nevodivý při nižších napětích, než je napětí prahové (neboť je přerušen oblastí s opačnou vodivostí) přivedené na řídicí elektrodu, které způsobí přitahování minoritních nosičů z objemu základny a vytvoření vodivého kanálu. [23]

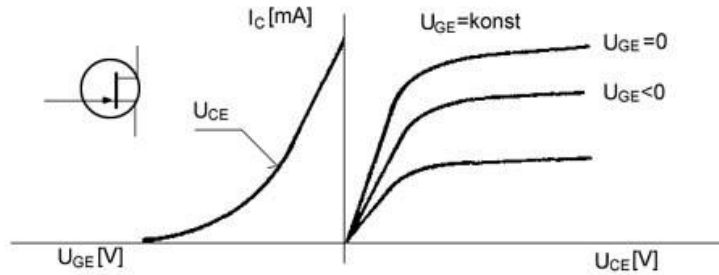


Obr. 10 Výstupní převodní charakteristiky pro tranzistory MOSFET [23]

3.1.2 JFET

Funkce JFET je odvozena od zužování vodivého kanálu, pomocí něhož řídíme tok elektrického náboje. Zúžení vodivého kanálu je dosaženo elektrickým polem, vytvořeného přivedením napětí mezi elektrody G a S aplikované v závěrném směru P-N přechodu, čímž dojde k rozšíření ochuzené vrstvy (obsahuje málo pohyblivých nosičů náboje = lze považovat za nevodivou) přechodu, která zasahuje do vodivého kanálu a zmenšuje jeho průřez. K úplnému uzavření kanálu dojde při určitém závěrném napětí U_{GS} přivedeného na přechod G-S. Polarita napětí U_{GS} se liší dle požitého typu kanálu (N nebo P). N-kanál bývá nejčastějším provedením z důvodu pohyblivosti elektronů. [24]

Převodní a výstupní charakteristiky JFETu, se kvalitativně neliší od charakteristik MOSFETu. Rozdíl mezi oběma je, že u MOSFETu bylo možné použít řídicí napětí obou polarit. U JFETu to možné není, poněvadž lze použít jen takovou polaritu, která udržuje řídicí přechod PN polarizovaný v závěrném směru. JFET s kvadratickou charakteristikou umožňuje snadnější realizovat zesilovač s malým zkreslením.[23]



Obr. 11 Výstupní a převodní charakteristiky JFET [23]

3.2 Popis a porovnání charakteristik unipolárního tranzistoru

Převodní charakteristiky FET tranzistorů vzhledem k jejich nelinearitě převodních charakteristik nelze popisovat poměrem výstupního proudu ke vstupnímu napětí, ale je zapotřebí popis pomocí diferenciálního parametru – Strmost S . [3]

$$S = \frac{\Delta I}{\Delta U_{GS}} \quad (3.1)$$

Vstupní charakteristiky se nekreslí z důvodu zanedbatelného proudu hradla. Výstupní charakteristiky se liší od bipolárních tranzistorů tím, že jejich parametrem je místo proudu napětí hradla, a také pozvolnějším nárůstem proudu I_D (I_C) při růstu napětí U_{DS} . (U_{CE})V odporovém režimu je závislost výše uvedených veličin polynomem druhého stupně. Od saturačního napětí se FET se chová jako zdroj proudu a říkáme, že se unipolární tranzistor chová z pohledu ideálních aktivních obvodových prvků jako zdroj proudu řízený napětím. [3]

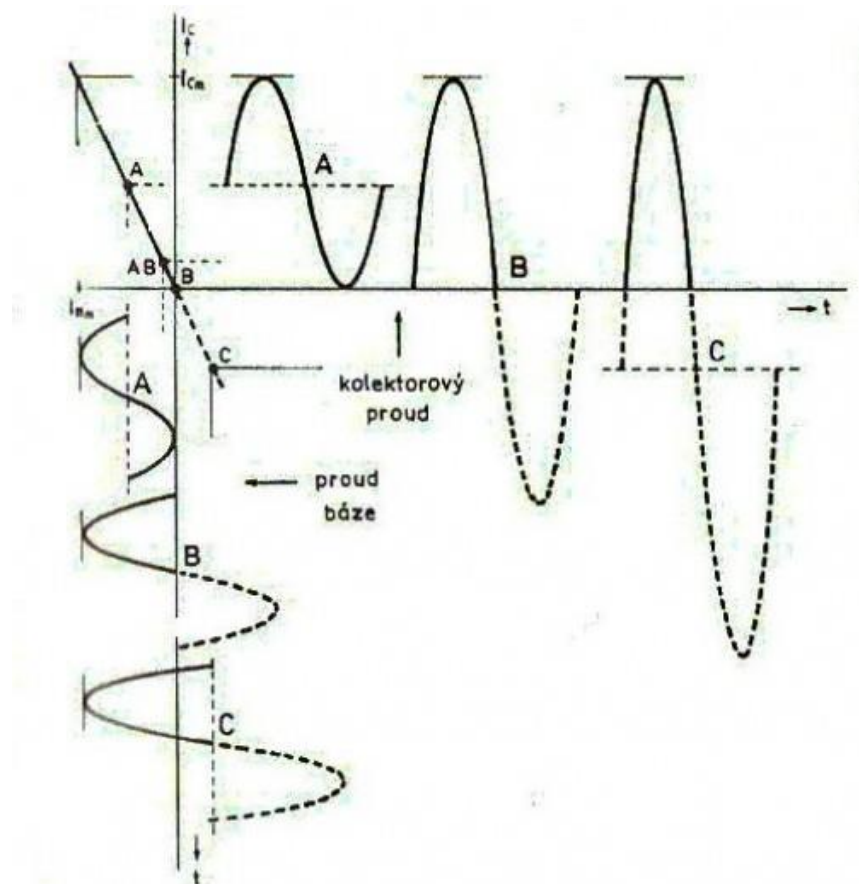
Pro popis (linearizaci) unipolárních tranzistorů se výhradně používají admitanční parametry y . Admitance y_{11} a y_{12} mají zanedbatelnou reálnou složku, ale je zapotřebí věnovat pozornost jejich imaginární složce. Na vyšších kmitočtech se totiž projeví příslušné kapacity, a uváděné tudíž na velmi vysokých kmitočtech pak může být vstupní admitance FET nižší než u bipolárního tranzistoru. [3]

3.2.1 Porovnání vlastností s bipolárními tranzistory

- Ve srovnání s bipolárními tranzistory mají FET obecně vyšší šum, takže pro nízkošumové operační zesilovače a nf předzesilovače jsou vhodnější bipolární tranzistory.
- Nízký ztrátový výkon v plně sepnutém stavu umožňuje integraci do miniaturních pouzder.
- Ve výkonových aplikacích (zesilovače, spínače) jsou dnes výhradně zastoupeny tranzistory typu MOSFET a to zejména díky nízkým spínacím ztrátám.
- U VF aplikací, na které nedosahují bipolární tranzistory svými parametry, se uplatní zejména typ MESFET a to i pro aplikace přes 30 GHz.
- Nevýhodou FET tranzistorů je snadné poškození řídicí elektrody, především pomocí elektrostatického výboje. Účinnou ochranou jej požití ochranných diod zapojených do obvodu hradla, již ve fázi návrhu zařízení. [3]

4. Třídy zesilovačů

Zesilovače jsou obvykle prvkem zajišťující vlastní zesílení a pomocnými obvody zajišťujícími, nastavení a stabilizaci klidového pracovního bodu tranzistoru. Ze základních zapojení zesilovačů a pomocných obvodů vychází tzv. třídy zesilovačů, které jsou zásadní při určování nasazení zesilovače, zejména s ohledem na požadované parametry: zesílení, zkreslení signálu a celkové účinnosti zesilovače.



Obr. 12 Převodní charakteristiky tříd zesilovačů [8]

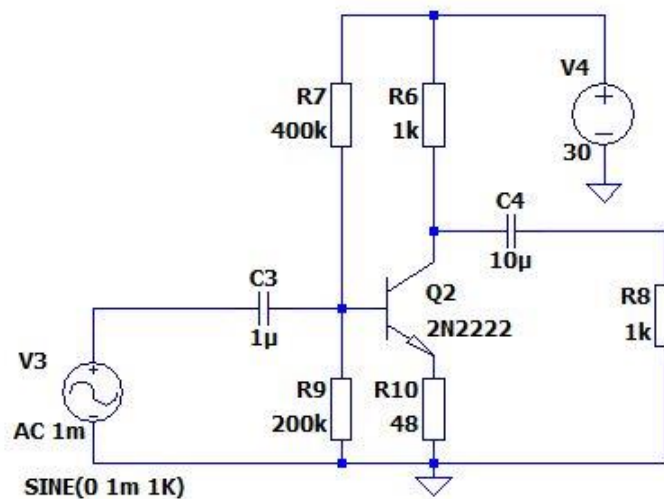
Třída zesilovače	Zkreslení signálu	Účinnost	Použití
A	nejmenší ze všech tříd	25%	zesilovače malých výkonů
B	značné přechodové zkreslení	78,50%	koncové stupně NF zesilovačů
AB	menší než u třídy B	45 - 50%	koncové stupně NF zesilovačů
C	nejvyšší ze všech tříd (10%)	80 - 90%	zesilovače vysokých výkonů

Tab. 4.1 Porovnání tříd zesilovačů

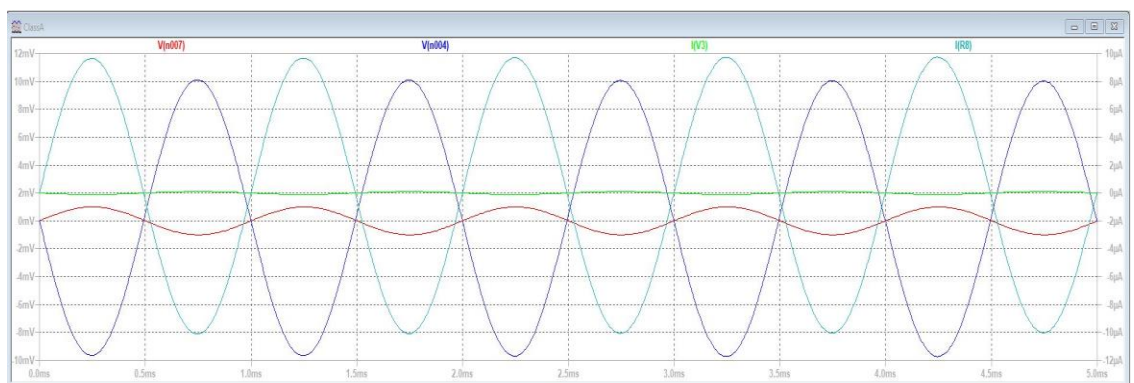
4.1 Třída A

Pracovní bod leží uprostřed převodové charakteristiky, takže tranzistorem teče stálý proud. Tohoto zapojení se užívá u vf zesilovačů všeho druhu, nf předzesilovačů a omezeně u nf koncových stupňů, pokud jsou nároky na velmi nízké zkreslení. Jeho nevýhodou v nf koncových stupních je stálé zatížení napájecího zdroje, značně těžký a nákladný výstupní transformátor a relativně krátká převodová charakteristika. Hlavní nevýhoda zesilovačů pracujících ve třídě A je tedy jejich špatná účinnost, což je spojeno s nutností řešit chlazení těchto zesilovačů. Účinnost lze částečně zlepšit použitím protitaktního zapojení, avšak i v tomto případě dosáhneme maximální účinnosti 25%. [7][9]

4.1.1 Příklad zesilovače ve třídě A



Obr. 13 Zesilovač třídy A



Obr. 14 Analýza zapojení zesilovače třídy A. Červeně – vstupní napětí, Zeleně – vstupní proud, Fialově – napětí na zátěži a tyrkysově – proud zátěži.

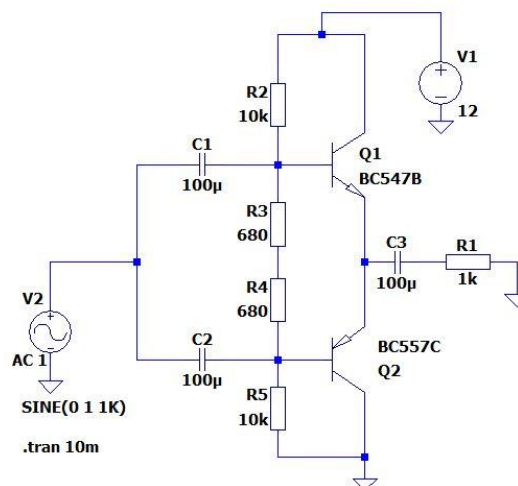
V jednočinném zapojení zesilovače ve třídě A je zátěž zapojena do kolektorového obvodu koncového tranzistoru a protéká jí celý klidový proud tranzistoru. Abychom dosáhli optimálního vybuzení tranzistoru, musí být klidový proud nastaven na 0,5násobek špičkového kolektorového proudu, a toho docílíme nastavením poměru rezistorů R7 a R9. [9]

4.2 Třída B

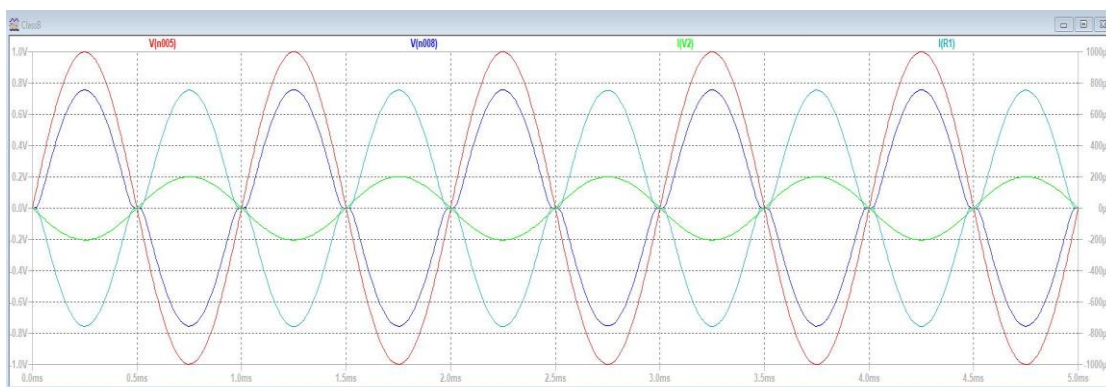
Pracovní bod leží v bodě zániku proudu I_C . Se zřetelem na zakřivení v dolní části převodové charakteristiky a tím vzniklého zkreslení se používá převážně ve dvoučinném zapojení (každý tranzistor zesiluje jen jednu půlvlnu vstupního signálu), u kterého lze zakřivení v dolní části charakteristiky kompenzovat například zavedením předpětí U_{EB} . Zapojení má mnohem větší účinnost ve srovnání s třídou A (přibližně do 75%), a to díky vlastnosti, že v případě nepřítomnosti signálu neodebírá koncový stupeň proud. Tato třída se používá především v nf technice. [7]

V jedné polovině koncového stupně jsou výkonové součástky aktivní pouze při kladné polaritě zpracovávaného signálu a při záporné polaritě signálu jsou nevodivé. Obě poloviny koncového stupně se tak v závislosti na polaritě nf signálu střídají v činnosti a vzájemně se doplňují. Přechod z nevodivého do aktivního stavu je pouze pozvolný, proto jsou v okolí průchodu zpracovávaného signálu nulou výkonové součástky v obou polovinách koncového stupně téměř nevodivé a na průběhu výstupního signálu tak vzniká jakýsi "schod". [10]

4.2.1 Příklad zesilovače ve třídě B



Obr. 15 Zesilovač třídy B



Obr. 16 Analýza zapojení zesilovače třídy B. Červeně – vstupní napětí, Zeleně – vstupní proud, Fialově – napětí na zátěži a tyrkysově – proud zátěží.

Jelikož v tomto příkladu tranzistorového zesilovače ve třídě B chybí předpětí, tak se tranzistory začínají otevírat až od napětí U_{BE} 0,5V. To způsobí, že zesilovač má při malých signálech velké nelineární zkreslení (přechodové zkreslení). V blízkosti nuly bude proud otevřeného tranzistoru malý a jeho vnitřní odpor velký. Z tohoto důvodu se mění výstupní napětí v této oblasti méně než vstupní napětí. [9]

Fakt, že je vždy vodivý pouze jeden z tranzistorů platí jen pro kmitočty, které jsou nízké ve srovnání s mezní frekvencí použitých tranzistorů, neboť tranzistor potřebuje určitý čas, aby se vrátil z vodivého do uzavřeného stavu. [9]

4.3 Třída AB

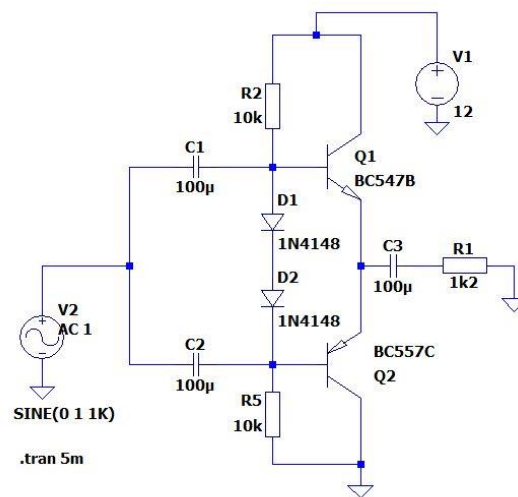
Třída AB vznikla z požadavku minimalizace přechodového zkreslení při současném zachování výhodných parametrů v oblasti účinnosti třídy B. Je zapotřebí tedy dosáhnout stavu, kdy koncovými tranzistory bude protékat klidový proud, neboli přechody báze-emitor koncových tranzistorů musí pracovat s předpětím, tak aby zůstaly po celou dobu otevřené. Zesilovač třídy AB pracuje při malých signálech jako zesilovač tř. A a při velkých signálech ve třídě B. Úplného odstranění zkreslení však nedosáhneme, ale výrazně jej potlačíme. Vzhledem k jednoduchosti je stále tato třída jedna z nejpoužívanějších v audiotechnice.

Největším problémem této třídy zesilovačů je teplotní závislost stálého klidového proudu v celém garantovaném teplotním rozsahu. Zahřátím koncových tranzistorů se klidový proud zvyšuje, což automaticky vede k dalšímu zvýšení teploty tranzistorů a následně k jejich destrukci. Při návrhu zesilovačů ve třídě AB je tedy zapotřebí brát v potaz teplotní kompenzaci a možnost nastavení předpětí. [9]

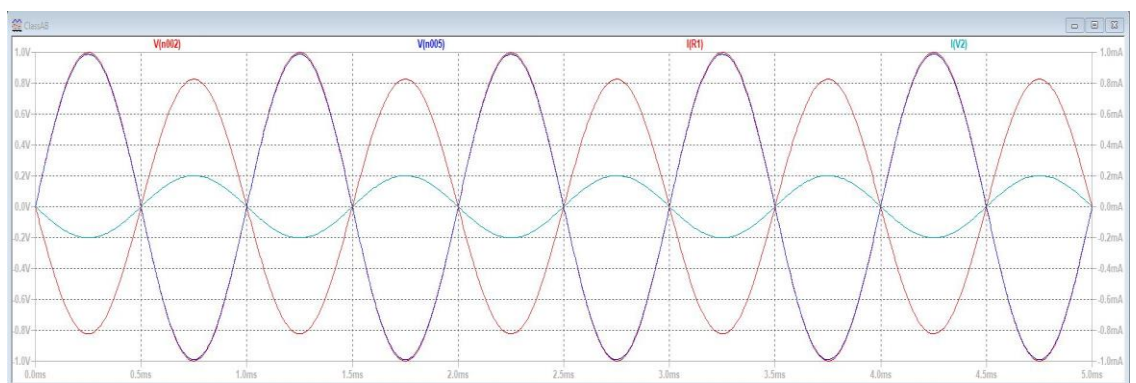
4.3.1 Příklad zesilovače ve třídě AB

V tomto zapojení je potřebné předpětí získáno pomocí diod D1 a D2, které díky svému malému diferenciálnímu odporu neovlivňují střídavý signál. Malý klidový proud protéká koncovými tranzistory i bez vybuzení. Přechodové zkreslení, které se objeví při malých signálech, je díky nastavenému klidovému proudu viditelně potlačeno. Podstatného snížení vnitřního odporu koncových tranzistorů je dosaženo již velmi malým klidovým proudem. Přechod ze třídy A do třídy B je plynulý.

Zátěž je připojena přes kondenzátor C3, který se v době, kdy vede Q₁, nabije na polovinu napájecího napětí. V době uzavření Q₁, se kondenzátor chová jako zdroj pro Q₂. [9][11]

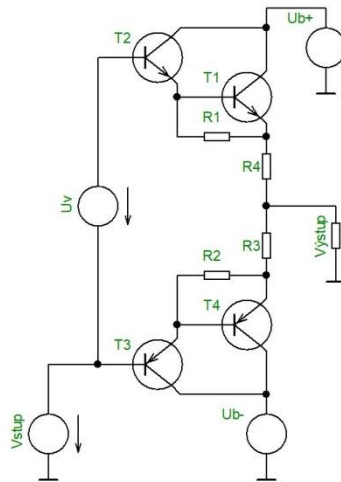


Obr. 17 Zesilovač třídy AB



Obr. 18 Analýza zapojení zesilovače třídy AB. Červeně – vstupní napětí, Zeleně – vstupní proud, Fialově – napětí na zátěži a tyrkysově – proud zátěži.

4.3.2 Darlingtonovo zapojení



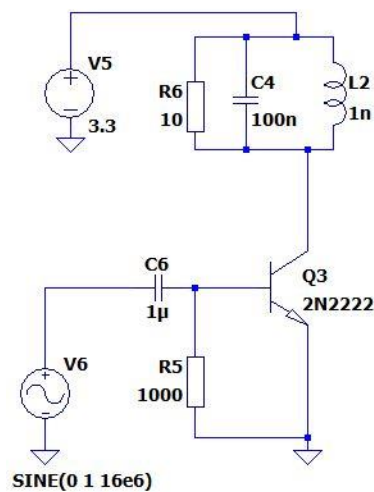
Obr. 19 Darlingtonovo zapojení

Darlingtonovo zapojení je s oblibou využíváno při požadavku na dosažení vyššího proudového zesilovacího činitele neboli na dosažení vyšších výstupních proudů. Funkce tohoto zapojení je následující. Každá z uvedených dvojic tranzistorů tvoří ono Darlingtonovo zapojení (lze je najít přímo jako dvojici zapouzdřenou v jednom pouzdře). Klidový proud protéká pouze budícími tranzistory (T2 a T3), tak aby nebylo nutno kompenzovat všechny čtyři teplotně závislé napětí báze-emitor. Koncové tranzistory pracující ve třídě B se otvírají až při větších výstupních proudech, tak aby nevznikalo přechodové zkreslení charakteristické pro třídu B. Toho lze docílit nastavením předpětí U_v na takovou hodnotu napětí, aby na odporech R1 a R2 vznikl úbytek 0,4V. V případě správného nastavení budou tedy při vyšších vybuzeních přebírat výstupní proud tranzistory T1 a T4. [9]

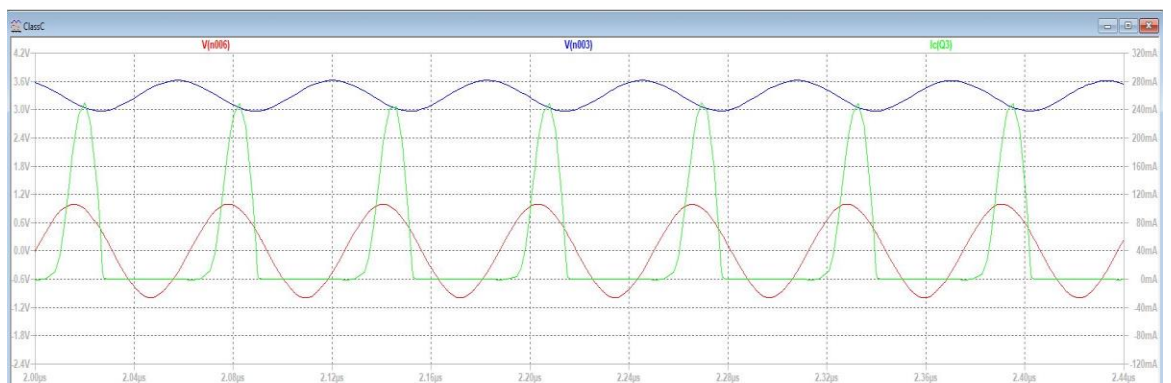
4.4 Třída C

Zesilovač v této třídě má zhruba o polovinu menší úhel otevření než zesilovač třídy B a používá se proto převážně jako úzkopásmový zesilovač nosného kmitočtu, přičemž na vstupu a výstupu má selektivně laděné obvody, které zároveň zamezují přenosu vyšších harmonických. Pracovní bod má tedy umístěn za bodem zániku kolektorového proudu, z čehož vyplývá, že má velmi dobrou účinnost, ale velké zkreslení. Použití výhradně ve vf technice. [7]

4.4.1 Příklad zesilovače ve třídě C



Obr. 20 Zesilovač třídy C



Obr. 21 Analýza zapojení zesilovače třídy C. Červeně – vstupní napětí, Zeleně – výstupní proud, Fialově – výstupní napětí

Díky předpínacímu odporu R5 začne tranzistor Q3 vést až poté, co amplituda vstupního signálu vzroste nad základní emitorové napětí ($U_{be} \sim 0,7 \text{ V}$). Výkonový stupeň má tedy nulový klidový proud a předpětím je zavírán. C4 a L2 tvoří rezonanční obvod, díky němuž jsme schopni zesílit výstupní signál na úzkém frekvenčním pásmu. Hodnoty rezonančního obvodu jsou zvoleny tak, že rezonanční obvod kmitá ve frekvenci vstupního signálu.

Vstupní signál je na začátku kombinován s generovanou trojúhelníkovou vlnou a zesílen spínaným prvkem. Na výstupu zesilovače jsou pravoúhlé impulsy o vysokém kmitočtu s proměnnou šířkou, která nese informaci o analogovém vstupním signálu. Při použití v audiotechnice je zapotřebí ještě na výstup zesilovače umístit filtr s charakteristikou dolní propusti, která odstraní vysokofrekvenční složky signálu PWM, tak aby se do reproduktoru dostal pouze zvukový frekvenční rozsah (přibližně 20 Hz až 20 kHz). [12]

4.6 Třída G

Zesilovače třídy G jsou obdobou třídy AB s tím rozdílem, že využívají více napájecích hladin. Pokud potřebujeme zpracovat malé signálové úrovně, zesilovač zvolí nižší napájení. Porostou-li amplitudy, pomůže si celá struktura vyšší hladinou napájecího napětí. Třída AB má vyšší hladinu napájení sepnutou trvale, třídy G pracuje tedy s vyšší účinností vzhledem k faktu, že vyšší hladinu napájecího napětí využije až v případě skutečné potřeby. [13]

4.7 Třída H

Zesilovače třídy H regulují své napájecí napětí s cílem minimalizovat napěťové úbytky na koncovém stupni. Praktické provedení pak zahrnuje větší počet diskretních úrovní nebo dokonce plynule nastavitelnou velikost napájecího napětí. Ačkoli se na první pohled může velmi podobat způsobu, kterým snižuje výkonové ztráty třída G, nebudeme v případě třídy H nutně vyžadovat více napájecích zdrojů. [14]

5. Vícestupňové zesilovače

Pokud potřebujeme vyšší zesílení, než poskytne jeden tranzistor, buď přímo jako výsledné, nebo jako rezervní pro zavedení dostatečně silné záporné zpětné vazby, zapojujeme několik tranzistorů do vícestupňových zesilovačů. [3]

Za určitých podmínek pak platí, že výsledné zesílení je součinem zesílení jednotlivých stupňů. Společné zapojení jednotlivých zesilovacích stupňů se nazývá vazba (nejčastěji galvanická, kapacitní, transformátorová), a mohou v ní být kombinovány různé zapojení tranzistorů (SE, SC...) zejména z důvodu impedančního přizpůsobení. [3]

Vazby mezi stupni vícestupňových zesilovačů

- Galvanická – jednotlivé stupně jsou vodivě spojeny, je nezbytně nutná u zesilovačů pro stejnosměrné signály, ale v případě nízkých požadavků na zkreslení signálu lze použít i u střídavých
- Kapacitní – oddělení stupňů provedeno pomocí kondenzátoru. Pouze pro střídavé vstupní signály. Tato vazba je kmitočtové závislá, spolu s odpory jednotlivých stupňů tvoří derivační RC člunek. Často používaná u předzesilovačů.
- Transformátorová – jednotlivé stupně odděleny pomocí transformátoru. Opět se jedná o kmitočtově závislou vazbu s velkým zesílením. Lze využít pro indukční a rezonanční zátěže. Nevýhodou jsou rozměry a ceny transformátorů.

5.1 Dvojčinné zesilovače ve třídě A, B

Ve třídě A se zmenší tvarové zkreslení, mají-li oba tranzistory shodné vlastnosti a vymizí sudé vyšší harmonické kmitočty. Umožní se zpracování vyšších výkonů a umožní se rovněž zpracování vyšších napět'ových rozkmitů, než dovolí jednočinné zapojení. Ve třídě B může být výstupní výkon dvojčinného zapojení až šestkrát větší než ztrátový příkon jediného tranzistoru. [7]

U obou uvedených tříd protékají stejnosměrné proudy kolektorů vinutím výstupního transformátoru opačnými směry, čímž se sycení a tím i zkreslení podstatně zmenší. Z hlediska napájení stejnosměrným proudem obou koncových tranzistorů rozdělujeme zapojení na **sériové** a **paralelní**, u kterého se stejnosměrné napájení provádí zpravidla ve středu dvojčinného výstupního transformátoru. U sériového dvojčinného zapojení jsou oba tranzistory zapojeny stejnosměrně za sebou, což zjednodušuje vypuštění výstupního

transformátoru. V takovém případě se střed stejnosměrného zdroje připíná kupříkladu na jeden konec vinutí kmitací cívky reproduktoru (při úvaze zesilování akustického signálu). [7]



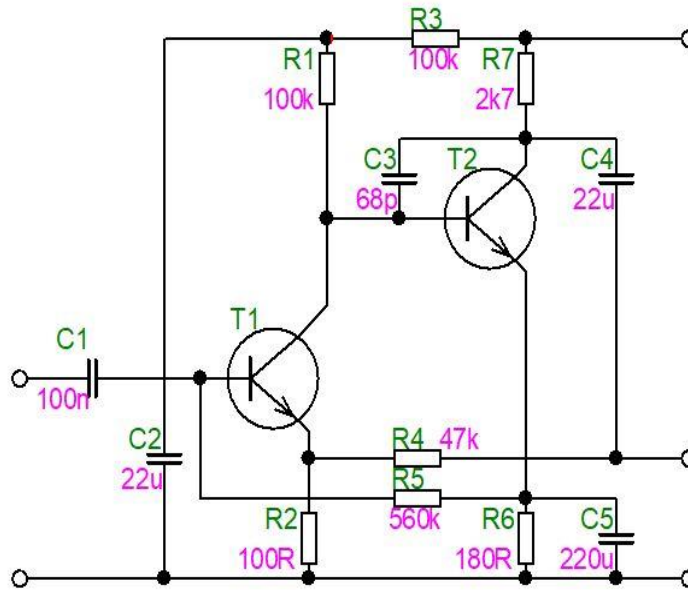
Obr. 24 Sériové a paralelní zapojení dvojitých stupňů zesilovače

Použité tranzistory pro dvojitě zapojení ve třídě A musí mít jednak stejné stejnosměrné statické charakteristiky, tak i stejné a co nejvyšší možné mezní kmitočty, které musí být nejméně desetkrát vyšší, než nejvyšší přenášený kmitočet. Jinak by mohlo dojít k značnému fázovému zkreslení, které by bylo větší než v případě použití jednočinného zapojení. [7]

Dvojitě zesilovače pracující ve třídě B mají oproti třídě A mnoho výhod. Maximální účinnost (zhruba 78 %) odpovídá plnému vybuzení a ztrátový příkon obou tranzistorů činí asi 33 % výstupního střídavého výkonu. Dvojitě zapojení ve třídě B je schopno dodat asi dvanáctkrát vyšší výstupní výkon oproti jednočinnému ve třídě A, neboť u jednočinného zapojení činí výstupní výkon asi polovinu ztrátového výkonu. [7]

Výhodou uvedeného paralelního zapojení je vysoké zesílení, malý klidový proud v koncovém stupni a jednoduché impedanční přizpůsobení budícího stupně na koncový stupeň. Oproti tomu uvedené sériové zapojení se vyznačuje velmi malým zkreslením a širokým kmitočtovým pásmem. [7]

5.2 Skutečné zapojení vícestupňového zesilovače



Obr. 25 Reálný vícestupňový zesilovač

Na Obr. 22 je zobrazeno reálné zapojení dvoustupňového nízkofrekvenčního předzesilovače. Integrovaný člunek R3-C2 filtruje a eliminuje kolísání napětí z napájecího zdroje. Zabrání tak nechtěným změnám proudu v kolektoru tranzistoru T2, což by mělo za následek rozkmit zesilovače. Nastavení pracovního bodu obou stupňů je vázané pomocí ZZV. Stabilizace je zajištěna stejnosměrnou ZZV pomocí odporu R5 a R6. Střídavá ZZV je zavedena pomocí děliče R2-R4 ($R2 = 100R$, $R4 = 47k$) a nastavuje zesílení $A_u \approx 450$. [3]

$$|\beta| = \frac{R2}{(R2 + R4)} = 2,12 * 10^{-3} \quad (5.1)$$

Celkové zesílení je tedy poté dáno vztahem:

$$A'_u = \frac{A_u}{1 - \beta A_u} \approx 10^4 \quad (5.2)$$

Kondenzátor C3 omezuje zesílení na velmi vysokých kmitočtech, na kterých by se obvod mohl rozkmitat. [3]

6. Operační zesilovače

Operační zesilovač je univerzální stejnosměrný zesilovač, který je tvořen komplexním zapojením elektronických součástek. Setkáváme se s ním téměř výhradně ve formě integrovaného obvodu. Původní určení tohoto integrovaného obvodu, bylo provádět matematické operace v analogových počítačích (řešení diferenciálních rovnic, zkoumání časové odezvy regulovaných soustav). Existují dva základní druhy operačních zesilovačů:

- **Symetrické OZ:** vyžadují dvě polarizace napájecího napětí (např. +10 a -10 V proti zemi). Jejich vstupní i výstupní signál proto může být kladný i záporný. [15]
- **Nesympetrické OZ:** stačí jen jedna polarizace napájení. Samozřejmě ale neumožňují dodat záporná napětí na výstupu, a proto se nehodí pro některá zapojení. [15]

Základní vlastnosti OZ:

- Velmi dobrá stabilita nuly
- Velké zesílení, které je řádově 10^5 - 10^7
- Velký vstupní a malý výstupní odpor
- Velmi dobrá odolnost proti rušení vychází z prosté funkce OZ, který zesiluje rozdílové napětí mezi neinvertujícím (+) a invertujícím (-) vstupem. Nezesiluje tedy souhlasné napětí, tj. napětí přivedené na oba dva vstupy současně. [3]

OZ využijeme zejména tam, kde je potřeba dosáhnout velkého zesílení pro signál, který je stejnosměrný nebo má nízkou frekvenci. OZ většinou zkreslují signál o vyšších frekvencích, než jsou akustické. Dobře poslouží jako jednoduchý, lineární a přitom silný zesilovač. Dále nachází uplatnění především v měřicí a automatizační technice, kde jsou buď přímo součástí, nebo jsou zapojené v podpurných obvodech převodníků (A/D, D/A). [3][15]

6.1.1 Nejdůležitější parametry OZ

Statické parametry

- **napět'ové zesílení otevřené smyčky** A_0 , což je zesílení rozdílu napětí mezi vstupy OZ, tedy mezi vstupem neinvertujícím (+) a invertujícím (-). [16]
- **potlačení souhlasného signálu** přivedeného na oba vstupy udává **činitel potlačení souhlasného signálu CMRR**, který se určí jako poměr napět'ového zesílení otevřené smyčky A_0 k zesílení souhlasného signálu A_{CM} vyjádřený v dB. [16]

$$CMMR = 20 * \log \frac{A_0}{A_{CM}} \quad (6.1)$$

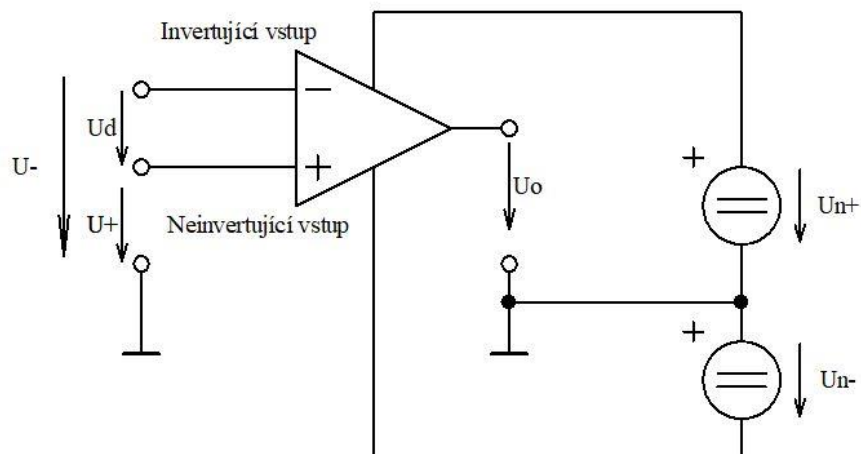
Dynamické parametry

Z dynamických omezení je asi nejdůležitější **rychlost přeběhu** – nejvyšší rychlost změny výstupního napětí, jakou je schopen OZ vyvinout jako odezvu na skokovou změnu vstupního napětí. [16]

6.2 Ideální operační zesilovač

Pro zjednodušení matematických operací s operačními zesilovači se používá tzv. ideální operační zesilovač.

V ideálním případě mají vstupy nekonečný odpor ($R_I \rightarrow \infty$, nulový vstupní proud I_I) a výstupní odpor nulový ($R_O \rightarrow 0$). Ideální OZ má nekonečné napět'ové zesílení ($A_{U0} \rightarrow \infty$) jinými slovy lze říct, že rozdíl napětí mezi kladným a záporným vstupem se nekonečně zesílí na výstup. Pokud je na neinvertujícím vyšší napětí než na vstupu invertujícím, tak se na výstupu objeví maximální možné kladné napětí. A samozřejmě platnost tohoto tvrzení je i opačná. Ideální OZ má také nulový fázový posun mezi vstupním a výstupním signálem, což lze charakterizovat šířkou pásma ($BW \rightarrow \infty$) případně jako horní mezní ($f_h, f_T \rightarrow \infty$). [3]



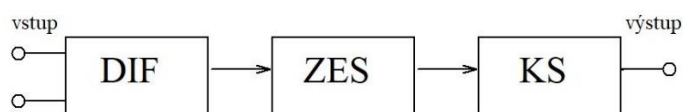
Obr. 26 Principiální zapojení operačního zesilovače

U reálného operačního zesilovače však těchto idealizovaných vlastností dosáhnout technologicky nelze. Vstupní odpor se při použití tranzistorů typu FET blíží vysokým hodnotám $10^{14} \Omega$, výstupní odpor je po zavedení záporné zpětné vazby v jednotkách $m\Omega$ (bez zavedení zpětné vazby až desítky ohmů!). Maximální napěťové zesílení je obvykle do 10^7 . Kmitočtový rozsah bývá v řádech MHz. [3]

Reálný operační zesilovač potřebuje ke své funkci obvykle dva pomocné napájecí vývody. Aby bylo možno zpracovávat stejnosměrné napětí až k nulové hodnotě, popřípadě napětí obou polarit, vytváří se vztažný uzel obvodu o napětí, které je obvykle polovinou napětí mezi napájecími vývody operačního zesilovače. Obvyklým řešením je zapojení dvou stejných napájecích zdrojů do série (Obr. 6-1); společný vodič (uzel) je v jejich spoji. V krajním případě lze vytvořit „umělou zem“ pomocí níž dojde k vytvoření vtažného bodu a lze tak napájet operační zesilovač jediným zdrojem. [3]

6.2.1 Bloková architektura operačního zesilovače

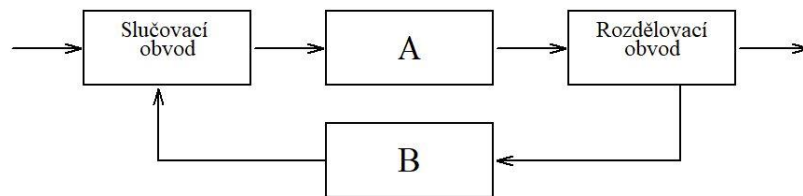
Vnitřní architektura zesilovače je znázorněna na Obr. 24. Diferenční zesilovač **DIF** zajišťuje velké rozdílové zesílení vstupních napětí $U+$, $U-$ a co nejmenší zesílení součtového napětí. Zesilovač **ZES** má zajistit velké napěťové zesílení OZ, koncový stupeň **KS** pak dodání potřebného výkonu do zátěže. [17]



Obr. 27 Bloková architektura OZ [17]

6.3 Zpětná vazba

Zpětná vazba se v obvodech používá, chceme-li ovlivnit výstupním signálem vstupní signál. Rozlišujeme dva typy zpětných vazeb: zápornou a kladnou. Zpětnou vazbu lze jednoduše vysvětlit na následujícím zapojení



Blok A bývá unilaterálním zesilovačem (tj. bez zpětného přenosu) se zesílením A_u , blok B pak pasivním obvodem s činitelem zpětné vazby β . Pro výsledný přenos A_u' pak lze snadno odvodit Blackův vztah. [3]

$$A_u' = \frac{A_u}{1 - A_u\beta} \quad (6.2)$$

Hlavním kritériem pro vliv zpětné vazby na parametry uvažovaného zapojení je znaménko přenosu otevřené smyčky T . Tento přenos lze vypočítat pomocí vztahu $T = \beta \cdot A_u$. [3]

Kladná zpětná vazba platí při $T > 0$

- $0 < T < 1$ – zesílení A' stoupá, ovšem na úkor zhoršení např. zkreslení.
- $T > 1$ – jedná se o nadkritickou kladnou zpětnou vazbu, dojde k rozkmitání a k nestabilitě obvodu. [3]

Záporná zpětná vazba platí při $T < 0$. Otevřená smyčka obrací fázi zesílení A' klesá. [3]

Záporná zpětná vazba vstupní signál potlačuje. Snižuje tak citlivost výsledného zesílení na změny původního zesílení zesilovače, takže se potlačí vliv výrobních a teplotních rozptylů parametrů polovodičových součástek a stabilizuje tak vlastnosti celého zesilovače. Dále zlepšuje (vyrovnává) jeho frekvenční charakteristiku a zvětšuje vstupní odpor. Kladná zpětná vazba působí opačně. U aplikací s operačním zesilovačem rozeznáme typ vazby snadno: je-li výstupní signál přiveden na invertující vstup, jde o zápornou zpětnou vazbu. Protože samotný OZ má velké zesílení (v otevřené smyčce), v lineárních aplikacích (zesilovače) je právě potřebné zápornou zpětnou vazbu zavést. [17]

6.4 Funkce operačního zesilovače v lineárním režimu

Funkci operačního zesilovače v lineárním režimu nejlépe popisuje následující vztah:

$$U_o = A_u(U_{I+} - U_{I-}) \quad (6.3)$$

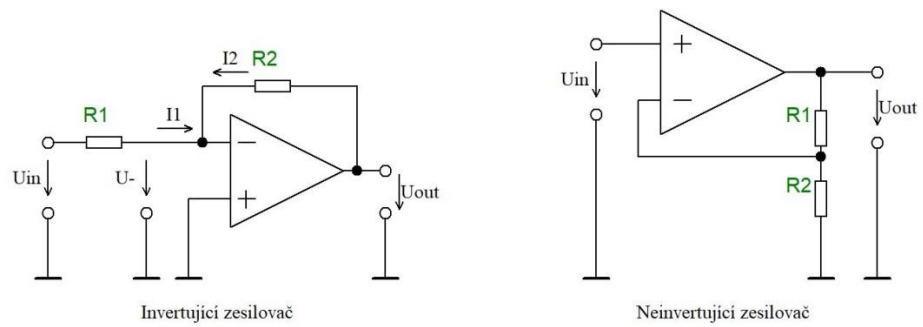
Tento vztah je ovšem platný pouze za podmínky, že je výstupní napětí $|U_o|$ menší než maximální možné $|U_{om}|$ které se objeví na výstupu v saturevaném (přebuzeném) stavu. Obecně lze tvrdit, že rozdílná napětí $|U_{om+}|$ (kladná saturace) resp. $|U_{om-}|$ (záporná saturace) jsou nižší, než příslušné napájecí napětí $|U_n|$. Operační zesilovač je tedy zdroj napětí řízený rozdílem vstupních napětí. [3]

V lineárních aplikacích nelze použít OZ bez zpětné vazby díky nepatrnému vstupnímu rozsahu v porovnání s ohromným zesílením A_u . V obvodech se zápornou zpětnou vazbou závisí přenos (zesílení) celého obvodu jen na parametrech zpětné vazby a rozdíl napětí mezi vstupy ΔU je „stlačen“ na nulu. Několik málo zapojení s OZ je schopno pracovat i se zavedenou kladnou zpětnou vazbou, takovýmto obvodem může být např. okénkový komparátor (komparátor s hysterezí). [17]

6.5 Základní zapojení s operačními zesilovači

6.5.1 Invertující zesilovač

Invertující zesilovač je nejpoužívanější zapojení s OZ. Na výstupu se objeví vstupní napětí vynásobené zápornou konstantou. Vstupní napětí U_{in} je přivedeno přes rezistor R_1 na invertující vstup OZ. Ten toto napětí zesílí a na jeho výstupu se tedy objeví zesílené vstupní napětí, avšak s opačnou polaritou. Toto výstupní napětí je přes rezistor R_2 rovněž přivedeno na invertující vstup OZ a protože má opačnou polaritu, zmenšuje vstupní napětí. Celý jev se ustálí ve stavu, kdy napětí nulové hodnoty v místě „virtuální země“. Ta je umístěna ve středu odporového děliče R_1 a R_2 . [18] [19]



Obr. 28 Invertující a neinvertující zapojení OZ

Pro proudy I_1 a I_2 tekoucí odporovým děličem platí dle Ohmova zákona:

$$I_1 = \frac{U_{IN} - U_-}{R_1} ; I_2 = \frac{U_- - U_{OUT}}{R_2} \quad (6.4)$$

Za předpokladu ideálního OZ platí: $U_+ - U_- = 0V$ (u reálného OZ v řádech μV) lze vztahy pro proudy zjednodušit do podoby:

$$I_1 = \frac{U_{IN}}{R_1} ; I_2 = \frac{-U_{OUT}}{R_2} \quad (6.5)$$

Pro proudy I_1 a I_2 musí vzhledem k vlastnostem OZ (ideálně nekonečně velký odpor) platit rovnost (za předpokladu, že nezvolíme příliš velké rezistory R_1 a R_2). Lze tedy po úpravě psát následující rovnici vystihující princip invertujícího zapojení [17]:

$$U_{OUT} = -\frac{R_2}{R_1} * U_{IN} \quad (6.6)$$

6.5.2 Neinvertující zesilovač

U tohoto zapojení je výstupní zesílený napěťový signál ve fázi se vstupním napěťovým signálem a vstupní impedance se blíží nekonečnu (odpor neinvertujícího vstupu OZ vůči zemi jsou reálně řádově $M\Omega$) a nezávisí na hodnotách odporů R_1 a R_2 . Prakticky neovlivňuje předcházející obvody, protože jsou připojeny přímo do neinvertujícího vstupu OZ. Při platnosti tvrzení $U_+ = U_-$ a $U_{IN} = U_+$ lze odvodit následující vztah pro neinvertující zesilovač [17]:

$$U_{OUT} = U_{IN} * \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \quad (6.7)$$

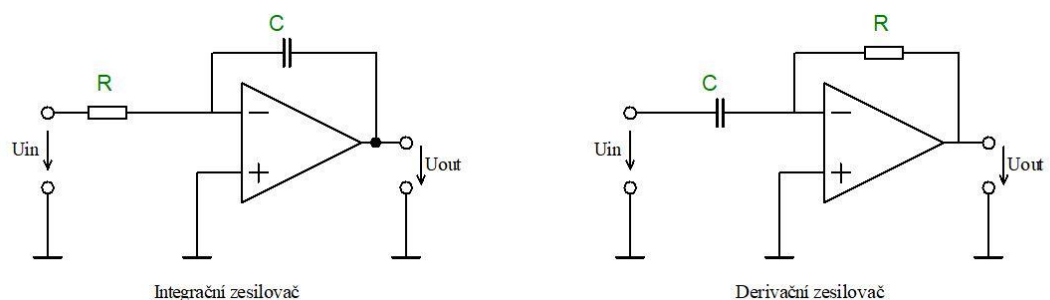
6.5.3 Integrační zesilovač

Pokud u invertujícího zapojení nahradíme rezistor R_2 kondenzátorem, získáme obvod schopný integrace vstupního napětí. Funkci zapojení lze odvodit následujícím způsobem:

$$\frac{U_{in}}{R} = -C \frac{dU_{out}}{dt} \quad (6.8)$$

Pro výstupní napětí tedy bude platit:

$$U_{out} = -\frac{1}{RC} \int_0^t U_{in} dt \quad (6.9)$$



Obr. 29 Integrační a derivační OZ

Přivedením konstantního napětí na vstup integračního zesilovače vznikne na výstupu lineárně klesající napětí, tj. z obdélníkového průběhu vznikne pilovitý průběh. Rychlost klesání závisí na časové konstantě RC. Integrací lineárně rostoucího napětí vznikne parabolický průběh a integrací sinusového signálu je cosinus. Tj. signál se posune o 90°. [17]

6.5.4 Derivační zesilovač

Pokud u integrujícího zesilovače prohodíme umístění kondenzátoru a rezistoru získáme derivační zesilovač. Derivací lineárního průběhu napájení získáme konstantu, jinými slovy lze říct, že například přivedením pilovitého průběhu na vstup zesilovače získáme na výstupu obdélníkový průběh, a naopak z obdélníkového průběhu lze získat sled impulsů.

$$i_c = C \frac{dU_{in}}{dt} \quad (6.10)$$

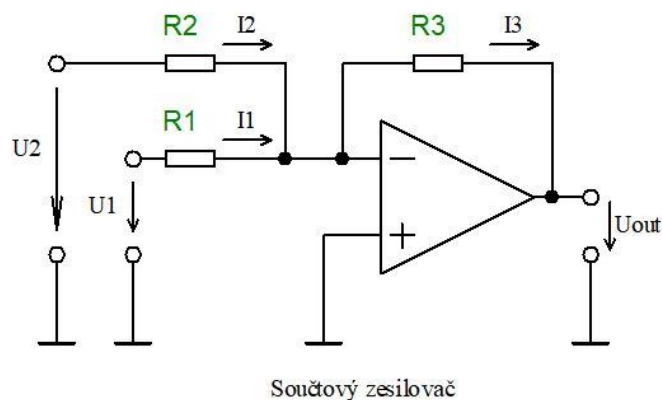
Z rovnice pro proud kondenzátorem lze odvodit napětí na výstupu:

$$U_{out} = -i_c R = -RC \frac{dU_{in}}{dt} \quad (6.11)$$

6.5.5 Součtové zapojení

Jednoduchou úpravou lze z invertujícího zapojení dostat součtové zapojení operačního zesilovače. Obvod realizuje váhový součet vstupních napětí, pro poměr hodnot rezistorů

$\frac{R3}{R1} = \frac{R3}{R2}$. Pro stejné hodnoty rezistorů jde o prostý součet, ovšem při poměru například $\frac{1}{2}$ dostaneme výstupní napětí rovno průměrné hodnotě z obou vstupních. [17]

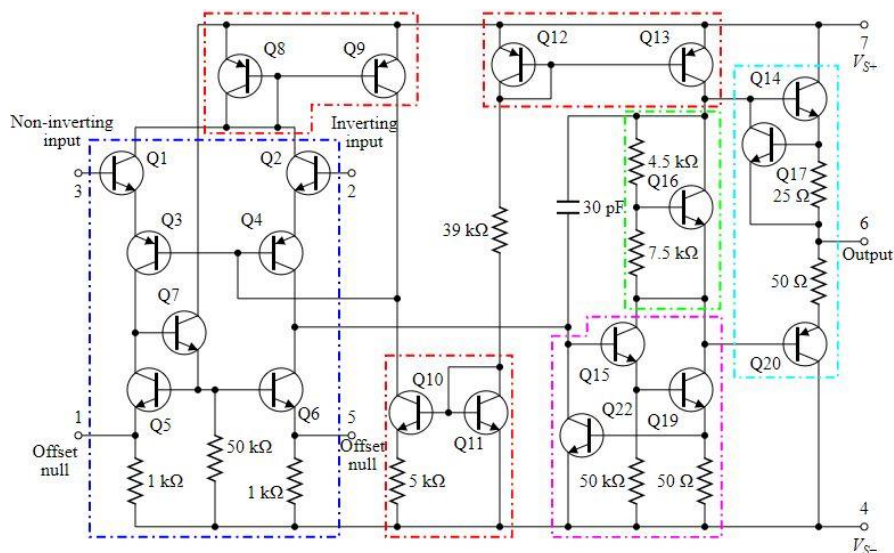


Obr. 30 Součtový OZ

Pro součtové zapojení lze odvodit obecně platný vzorec výstupního napětí:

$$U_{out} = -R3 \left(\frac{U1}{R1} + \frac{U2}{R2} \right) \quad (6.12)$$

6.6 Struktura operačního zesilovače



Obr. 31 Schéma OZ 741

Na Obr. 28 je rozkreslena vnitřní struktura zesilovače 741. Vnitřní zapojení operačního zesilovače obsahuje, jak již bylo řečeno v kapitole 5.2.1 vždy minimálně tři podstatné části, kterými jsou v případě zesilovače 741: diferenční zesilovač, napěťový a proudový zesilovací střední stupeň a výstupní zesilovač.

6.6.1 Vstupní diferenční zesilovač

Tutu část OZ na Obr. 28 tvoří modře orámovaná část. Charakteristická je zejména velkým zesílením rozdílového signálu ΔU a nízkým zesílením souhlasných signálů, přivedených současně na oba vstupy. Diferenční vstupní zesilovač má taktéž velký vstupní odpor.

Velmi zjednodušeně lze říci, že signály, jejichž rozdíl chceme zesílit, přivedeme na báze tranzistorů Q1 a Q2. Q1+Q3 a Q2+Q4 tvoří dvě poloviny diferenciálního vstupu a tížený rozdílový signál se poté objeví na mezi kolektory obou tranzistorů. Mají-li oba tranzistory stejná napěťová zesílení a budou-li oba vstupní signály stejné velikosti a fáze, bude výstupní napětí nulové a součtové signály budou zcela potlačeny. Zbylá část diferenčního zesilovače slouží ke stabilizaci a potlačení souhlasného signálu vyvolaného nesouměrnými vlastnostmi čtveřicí vstupních diferenčních tranzistorů. Pro takové vlastnosti by byl zapotřebí nekonečně velký odpor, a tedy ideální proudový zdroj. Tyto kladené požadavky splňuje následující zapojení.

6.6.2 Proudová zrcadla

Tranzistory Q5+Q6+Q7 tvoří modifikované proudové zrcadlo označované jako „Proudové zrcadlo s redukcí proudů do bází tranzistorů“. Proudová zrcadla jsou v principu proudové zdroje, kde za ideálních podmínek platí $I_{\text{referenční}} = I_{\text{zátěži}}$. První z tranzistorů Q5 funguje jako dioda a pokud jsou oba tranzistory stejné a mají stejnou teplotu, poteče do báze druhého tranzistoru Q6 stejný proud jako do prvního tranzistoru. Tím docílíme toho, že je druhý tranzistor otevřený pro stejný proud jako tranzistor první. Tranzistor Q7 funguje jako emitorový sledovač a napájí báze Q5 a Q6, aniž by snižoval referenční proud. [20]

Další proudová zrcadla na Obr. 28 jsou vyznačena červeně orámovanou částí. První proudové zrcadlo tvořené tranzistory Q10 a Q11 poskytuje nepatrný základní předpínací proud potřebný pro tranzistory PNP v diferenciálním vstupním obvodu, díky čemuž těmto tranzistorům umožňuje pracovat v širokém rozsahu vstupního napětí.

Použitím dalších proudových zrcadel, kterými jsou Q8 a Q9, umožníme ve spolupráci s prvním proudovým zrcadlem (Q10a Q11) vstupům pojmout velké výkyvy napětí. Třetí proudové zrcadlo Q12 a Q13 poskytuje aktivní zátěž pro výstupní obvody (Q17) a poskytuje předpětí obvodů výstupního stupně.

6.6.3 Napěťová reference

Obvod ohraničený zeleně tvořený tranzistorem Q16 a rezistory 4.5K a 7.5K tvoří obvod plovoucí napěťové reference, která snižuje napětí z obvodu vstupního zesilovače o 1 V před tím, než je odeslán do výstupního obvodu. To se provádí, aby se zabránilo zkreslení fáze signálu výstupního zesilovače.

6.6.4 Napěťový zesilovač

Za vstupním zesilovacím stupněm následuje jeden nebo několik středních zesilovacích stupňů, které zajišťují napěťové i proudové zesílení. Postupné napěťové zesílení je nutné pro zabezpečení velkého zesílení operačního zesilovače. Tranzistory Q15, Q19 a Q22 (ohraničeny purpurově) jsou konfigurovány v Darlingtonově zapojení tak, aby fungovaly jako zesilovač třídy A, jehož hlavní výhodou je nízké zkreslení, ovšem za podmínky špatné účinnosti. Tranzistor Q22 je zde v zapojení proudové limitace pocházející z nápadů Boba Widlara ostatně jako některá z již zmíněných proudových zrcadel. Ve chvíli, kdy se objeví na rezistoru s hodnotou 50 Ω (v bázi tranzistoru Q22) napětí vyšší než 0,7 V (standartní napětí U_{BE} tranzistoru Q22) dojde k otevření tranzistoru Q22 a tím k uzavření tranzistorů Q15 a Q19.

6.6.5 Výstupní část operačního zesilovače

Výstupní část tvoří tranzistory Q14 a Q20, které jsou zapojeny jako zesilovač ve třídě AB, díky čemuž splníme požadavek na malý výstupní odpor. Tranzistor Q17 je zde opět jakožto limitující prvek popsán výše.

7. Problematika diagnostiky potrubních sítí

V technických provozech, jako jsou elektrárny, teplárny, výrobní haly aj. je kapalné a plynné médium přenášeno prostřednictvím metalických potrubí. Je tedy jasné, že jakýkoliv únik přenášeného média může představovat bezpečnostní hrozbu s dalekosáhlými následky pro systém, ale i pro obsluhu objektu. Nejčastější příčinou, jak může k takovéto destrukci materiálu a následné netěsnosti dojít je degradace materiálu způsobená korozí. Mechanismy vzniku koroze a časové průběhy degradace materiálu jsou u každého látkového prostředí a použitého materiálu zcela odlišné. Na potrubí tak vzniká několik druhů destruktivní koroze, jejichž časový průběh lze obtížně předem predikovat. U potrubí uložených v zemi navíc platí, že prakticky nelze sledovat a stanovit materiálové změny za použití běžných nedestruktivních metod pro odhalování vad.



Obr. 32 fotografie koroze na vnitřní straně potrubí

Zanedbaná údržba, nevhodně zvolený materiál, agresivní okolní prostředí a mnoho dalších faktorů, včetně nevyužití průběžné diagnostiky přispívá k destrukci potrubí, která i u běžných (životně nedůležitých) systémů může vyvolat rozsáhlé ekonomické škody. Kupříkladu každoroční zimní jev vyskytující se snad ve všech informačních mediích, je porucha na vodovodních řádech. U těchto řádů je po mnoho let silně zanedbaná údržba a celkově chybí jakákoliv dokumentace o použitém materiálu, tloušťce potrubí aj. výsledkem je vodovodní řád fungující několik desítek let, který je díky své zbytkové tloušťce potrubí na hraně své životnosti a k jeho destrukci tedy stačí opravdu málo.

Pokud by tedy provozovatel těchto sítí zvolil včasnou diagnostiku potrubí a v těchto případech s tím i svázanou výměnu řádů a vytvoření patřičné dokumentace, nemusely by tyto havárie každoročně ohrožovat prakticky každé město se zavedeným vodovodním řádem. S diagnostikou potrubí ovšem souvisí i problémy, které u některých řádů a sítí prakticky nelze odstranit, patří mezi ně: nemožnost vypustit přenášené médium, znemožněný přístup k potrubí, neexistence připojovacích diagnostických bodů a v případě destruktivních metod i požadavek na nepřetržitý provoz potrubí.

8. Možné metody diagnostiky

V této práci se zabývám návrhem zařízení pro potřeby nedestruktivních zkoušek na metalickém potrubí, proto se následující text, nebude zabírat zkouškami, které je možno provádět pouze za předpokladu mechanického poškození potrubí. Ovšem pouze ve zkratce lze destruktivní metody provádět následujícím způsobem:

- Pomocí mechanických zkoušek: tah, tvrdost, zkouška rázem v ohybu
- Pomocí chemické analýzy
- Pomocí tlakových zkoušek

8.1 Nedestruktivní a neinvazivní metody

8.1.1 Zkoušky pomocí ultrazvuku

Fungují na běžně používaném principu vyslání ultrazvukového impulsu do zařízení a následně měření doby, za kterou se vrátí vyslaný impuls odražený od protilehlého měřeného předmětu. Při této metodě je velmi důležitá důkladná příprava měřeného povrchu, neboť každá povrchová nerovnost, zbytky koroze a barev ovlivní výsledky měření.

8.1.2 Rentgenové zkoušky potrubí

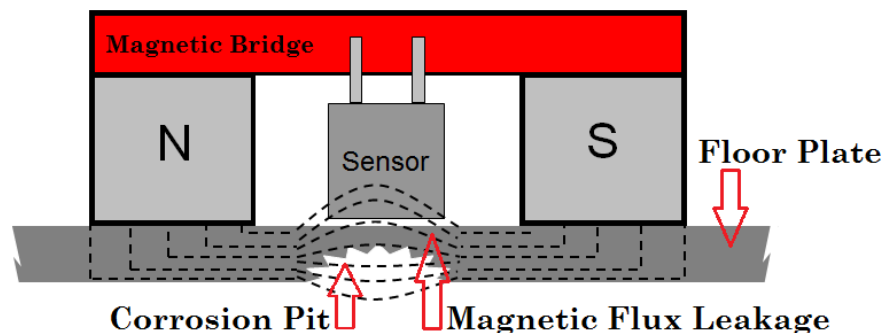
Využívají interference gama záření se zkoumaným materiálem. Informaci o vnitřním stavu potrubí získáme díky zeslabení intenzity v okolí vady a následném zobrazení na rentgenovém filmu. Tuto metodu lze například s úspěchem využít na měření potrubí s vysokou pracovní teplotou.

8.1.3 Metody P-CATTM a smart-CATTM

Jednou z mála firem zaměřující se na výzkum metod pro měření metalického potrubí je společnost Detection Services pocházející z Austrálie a Nového Zélandu. Tato firma vyvinula technologie pracující na obdobném principu měřících metod používaných společností ABEGU, a.s.

Jednou z metod je P-CATTM [27], která je obdobou reflektometrických metod využívaných firmou ABEGU, a.s., konkrétně reflektometrické odezvy (TDR) a zpoždění signálu (TDP) spočívající v měření časového rozdílu mezi vyslaným signálem po trubce a jeho zpoždění v určitém vzdáleném bodě na téže trubce nebo jinou kovovou částí v soustavě potrubí. Metoda P-CATTM pracuje na principu analýzy částečného odrazu malého, kontrolovaného signálu, který je vyslán do potrubí. Signál je monitorován a zaznamenáván senzory, které jsou dočasně nainstalovány na potrubních měřicích bodech. Díky odrazům signálu od nehomogenit potrubí, jsou schopni lokalizovat možný zdroj poruch.

Metoda smart-CATTM [27] využívá tzv. bodovou (je nutný přístup ke konkrétnímu místu potrubí) pólovou magnetizaci. Při přiložení magnetického jha ke zkoumanému předmětu dochází k indukci do materiálu a vytvoření magnetických indukčních čar. Pokud je v materiálu přítomno mechanické poškození, tak dojde ke vzniku rozptylového magnetického indukčního toku v daném místě, který je následně pomocí senzoru měřen.



Obr. 33 Měření rozptylového toku [26]

8.2 Metoda EDMET

Pro potřeby sledování stavu obtížně přístupných potrubních úseků uložených v zemi byla firmou ABEGU, a.s. vyvinuta nedestruktivní elektromagnetická metoda nazvaná EDMET („Metodika pro nedestruktivní diagnostiku a stanovení životnosti obtížně přístupných potrubních úseků“). Aplikovatelnost této metody je samozřejmě možná i pro potrubí přístupná, tj. uložená nad povrchem země. [25]

Metody umožňující lokalizovat poruchy povrchu potrubí nebo jeho izolace jsou principiálně založeny na vysokofrekvenčních měřeních, kde se uplatňuje fyzikální princip

skin efektu. Skin efekt je fyzikální jev, kdy se zvyšující se frekvencí měřicího signálu dochází k tomu, že je elektromagnetická vlna vytlačována k povrchu materiálu, jímž je vedena. To znamená, že ekvivalentní hloubka vnikání se zvyšující se frekvencí klesá. V závislosti na frekvenci lze tedy určit, jak hluboko pod povrchem měřené trubky je vedena většina měřicího signálu. V oblasti frekvencí jednotek GHz lze pro zjednodušení tvrdit, že většina signálu je vedena po povrchu vodiče, a vodič je v podstatě pouze ukazatelem směru postupu šířeného signálu.

Základní princip metody EDMET je tedy jednoduchý. Vychází se z měření stejnosměrného odporu a frekvenční závislosti impedance. Z výsledků měření stejnosměrného odporu je dopočítán skutečný materiálový parametr rezistivita a z té je následně dopočítána zbytková tloušťka stěny diagnostikovaného potrubí. Neméně důležitými měřeními jsou reflektometrická měření diagnostikovaného potrubí, které slouží k odhalení porušení izolace a průniku vody pod izolaci. [25]

Bohužel i pro tuto metodu se mohou vyskytnout omezující faktory, které zkreslují výsledky měření. Patří mezi ně: Odbočky a propoje s okolní technologií, Výskyt armatur na diagnostikovaném úseku (příruby), galvanické propojení s uzemněním (přes armování v betonovém loži), délka diagnostikovaného úseku v závislosti na průměru potrubí (minimálně: jednotky metrů, maximálně: 300 metrů).

8.2.1 Měření stejnosměrného odporu

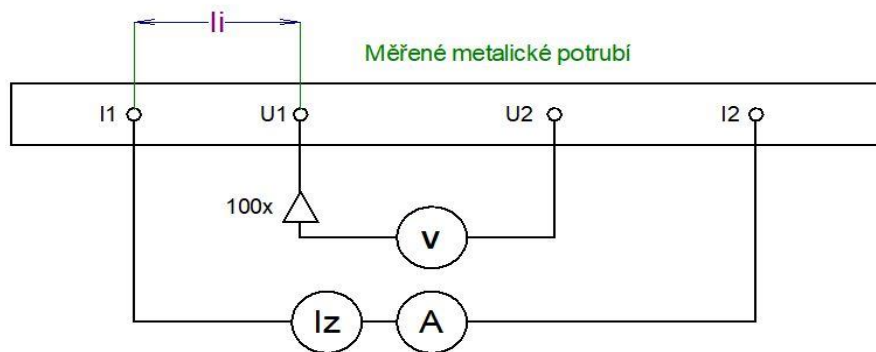
Měření stejnosměrného odporu (R_{SM}) je základním měřením metody EDMET, pomocí níž získáme tížený parametr měrného elektrického odporu diagnostikovaného potrubí. Tento parametr je zásadním při porovnávání opakovaných měření, pomocí něhož je vyhodnocována zbytková tloušťka stěn potrubí. Při periodickém měření je vyhodnocován přírůstek velikosti stejnosměrného odporu R_{SM} , pomocí něhož je výpočtem určena křivka rychlosti korozního úbytku neboli dojde k predikci zbytkové životnosti potrubí. Pro výpočet rezistivity podle vzorce 7.1 je také podstatné znát délku měřeného potrubí a kolmý průřez.

$$\rho = \frac{R_{SM} * S}{l} [\Omega] \quad (8.1)$$

Rezistivita je obvykle veličina, která je zejména u metalického potrubí silně teplotně závislá, a je proto před samotným měřením měrného elektrického odporu, provést i měření teploty potrubí dle následujícího vztahu. Kde veličina ρ_0 je počáteční rezistivita, α teplotní součinitel elektrického odporu a ΔT rozdíl teplot.

$$\rho = \rho_0(1 + \alpha\Delta T) \left[\frac{\Omega}{m} \right] \quad (8.2)$$

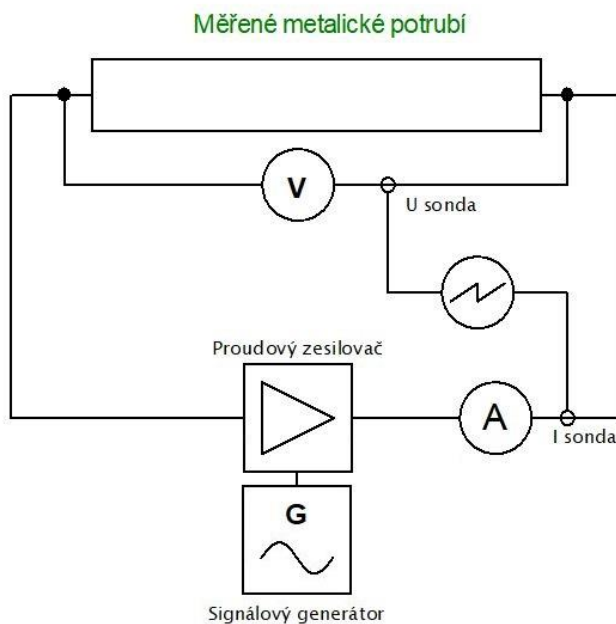
Pro měření parametru stejnosměrného odporu a s tím související metodu EDMET je nezbytné galvanické připojení měřících bodů k diagnostikovanému potrubí a správné umístění napěťových a proudových vývodů z důvodu minimalizace elektromagnetického rušení. Zjednodušené schéma pro rozmístění těchto vývodů vystihuje následující obrázek (Obr. 34 Rozložení měřících bodů u metalického potrubí). Podstatná je taktéž vzdálenost mezi měřícími body I1 a U1 naznačená jako l . Změnou polohy bodu I1 od U1 jsme schopni přesně určit v každém bodě hodnotu R_{SS} .



Obr. 34 Rozložení měřících bodů u metalického potrubí

Zjednodušené schéma zapojení pro měření R_{SM} je nakresleno na následujícím obrázku (Obr. 35) a je patrné, že toto zapojení vychází ze základního schématu pro měření malých odporů. Stejnoseměrný odpor potrubí se pohybuje běžně v okolí desítek $\mu\Omega$, proto by při použití běžných dvou vodičových metod, byla výsledná hodnota ovlivněna zejména přechodovým odporem, odporem přívodních vodičů a termoelektrickým napětím. Došlo by tak k značnému zatížení výsledku měření díky nárůstu systematických chyb. Díky těmto důvodům je zapotřebí použít již výše zmíněnou čtyřvodičovou měřicí metodu.

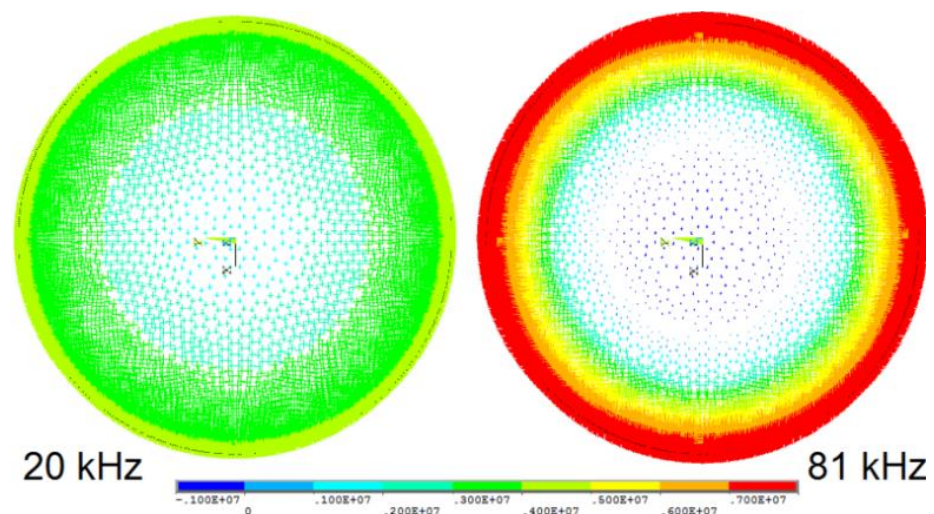
8.2.2 Měření impedance potrubí



Obr. 36 Zjednodušené schéma pro měření impedance na metalickém potrubí

Měření impedance $Z(f)$ je stěžejní diagnostickou metodou při zjišťování stavu metalického potrubí. Za pomoci tohoto měření jsme schopni zjistit, zda na tíženém potrubí došlo k vnějšímu nebo vnitřnímu koroznímu úbytku materiálu (jedná se tedy o lokalizaci úbytku stěny potrubí). Musí opět dojít k referenčnímu měření, k němuž se budou vztahovat periodická měření. Při periodickém měření dojde k vyhodnocení změny směrnic nízkofrekvenční a vysokofrekvenční části křivky $Z(f)$ (kupříkladu na Obr. 36) proti výchozímu stavu. Z této směrnice je dopočítána lokalizace úbytku potrubí z hlediska vnější či vnitřní části.

Impedance potrubí tedy pochopitelně musí být silně frekvenčně závislá a roste s rostoucí frekvencí vysílaného ze signálového generátoru. Příčinou tohoto jevu je takzvaný skin efekt, kdy střídavý proud procházející vodičem, vyvolá uzavřené siločáry magnetického indukčního toku a jeho část začne ve vodiči indukovat proudy, které mají směrem k vrchnímu okraji kladnou orientaci (vzhledem k procházejícímu proudu) a dojde k sečtení s původním proudem, který vyvolal magnetický indukční tok.

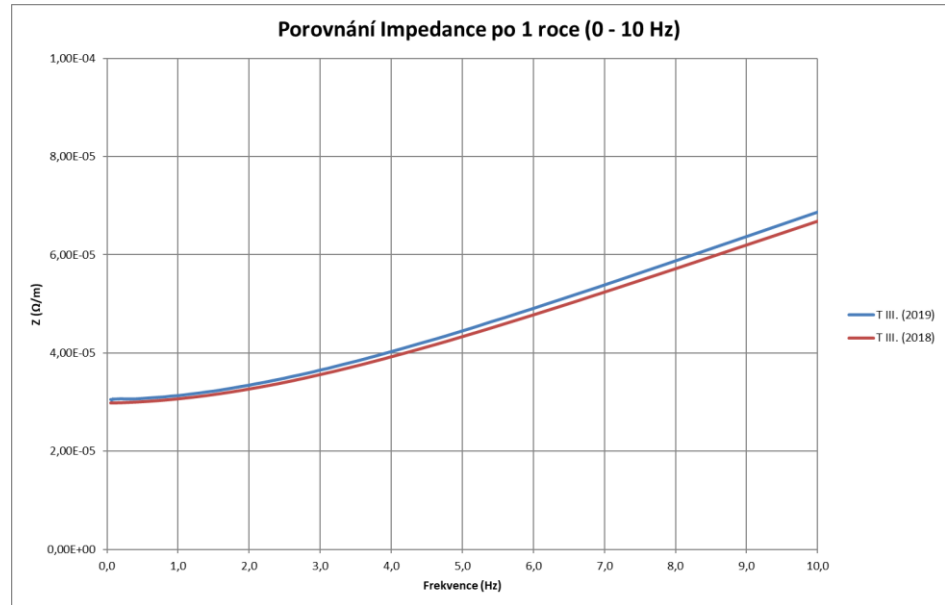


Obr. 37 Grafické znázornění skin efektu [35]

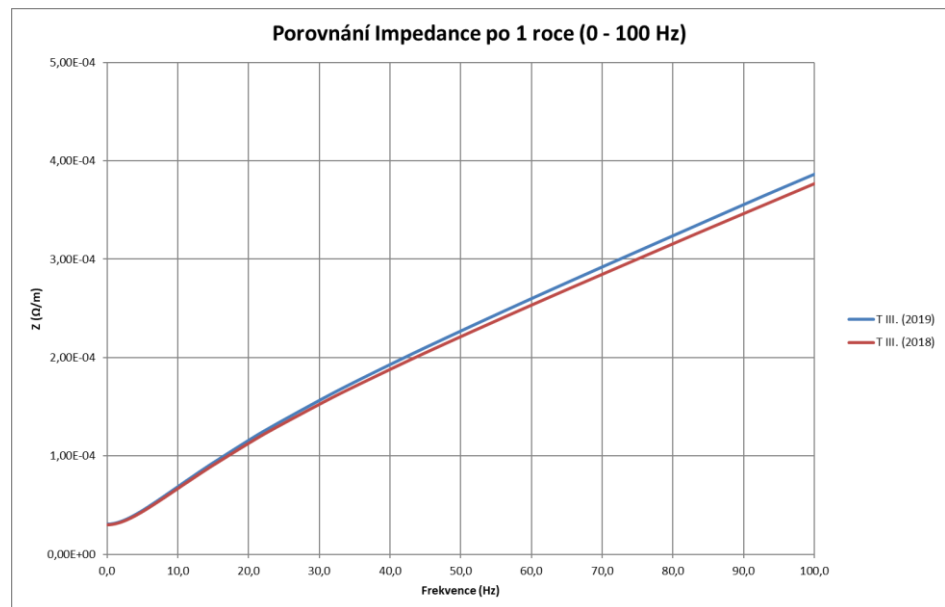
Při nízkých hodnotách frekvence střídavého proudu vysílaného do potrubí se na jeho šíření podílí především materiálový střed stěny potrubí, ale s rostoucí frekvencí je tento proud vytlačován směrem k povrchu potrubí a teče jen v tenké vrstvě na hranici vnější stěny potrubí.

V závislosti na frekvenci lze tedy určit, jak hluboko pod povrchem měřené trubky je vedena většina měřicího signálu. V oblasti frekvencí jednotek GHz lze pro zjednodušení tvrdit, že většina signálu je vedena po povrchu vodiče, a vodič je v podstatě pouze ukazatelem

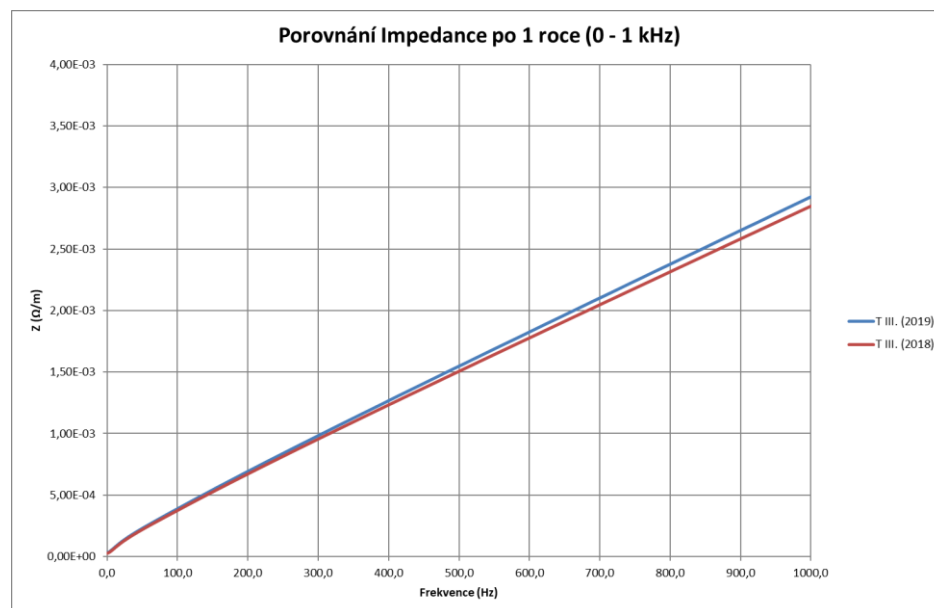
směru postupu šířeného signálu. Celou problematiku měření impedance a stejnosměrného odporu potrubí vystihují následující v minulosti změřené grafické závislosti impedance potrubí na frekvenci.



Obr. 38 Impedance (0-10 Hz)



Obr. 39 Impedance (0-100 Hz)



Obr. 40 Impedance (0-1 kHz)

Z výsledků je patrné, že na nízkých frekvencích (kdy ještě není patrný skin efekt) dochází k postupné degradaci materiálu potrubí vlivem začínající koroze na vnitřní straně potrubí. Kdežto s postupně narůstající frekvencí dochází k vytlačování proudu směrem k vnější straně potrubí a díky tomu jsme schopni měřit úbytek materiálu na vnější straně potrubí. Hodnota impedance potrubí nikdy nezačíná od nulových hodnot, ale prakticky od činné impedanční složky potrubí (tedy hodnoty R_{SS}).

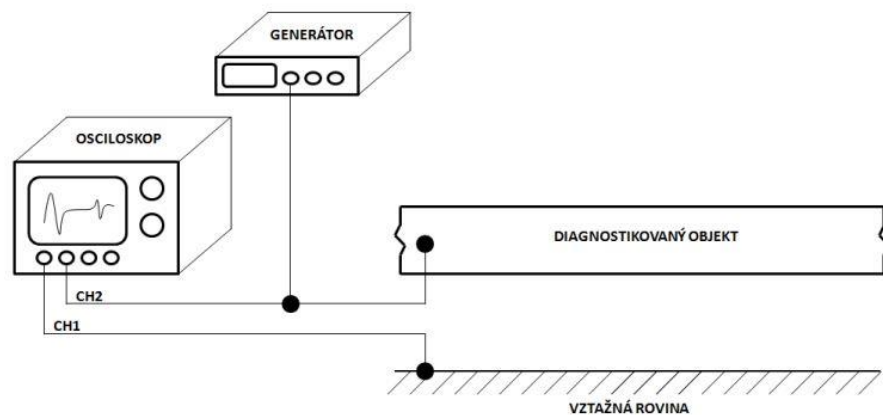
Pro výpočty metody EDMET je ovšem i nutná znalost materiálových vlastností měřeného potrubí. Mezi tyto vlastnosti patří křivka prvotní magnetizace, která vyjadřuje závislost magnetické indukce (B) na intenzitě magnetického pole (H) v daném feromagnetickém materiálu. Při měření křivky prvotní magnetizace (respektive její uzavřené varianty Hysterezní křivky) je zapotřebí dokonalého odmagnetování, tak aby $B = 0$ a $H = 0$. Poté může dojít k měření pomocí stejnosměrného magnetování. Z křivky prvotní magnetizace lze stanovit relativní permeabilitu magnetického materiálu.

$$\mu_r = \frac{B}{\mu_0 H} \quad (8.3)$$

Při stejnosměrném magnetování lze ještě, ovšem zjistit mnoho dalších důležitých veličin, mezi které patří například remanence nebo indukce nasycení.

8.2.3 Využití metod TDR a TDP

Při diagnostice potrubí uložených v zemi se kromě měření stejnosměrného odporu a impedance využívají navíc ještě reflektometrické metody TDR a TDP, které dovolují sledovat například integritu hydroizolace. Princip spočívá ve vyslání pulzu (v ideálním případě Diracova pulzu) do sledovaného potrubí, který se na impedančně nepřizpůsobeném rozhraní odrazí zpět do generátoru. Rychlostí šíření pulzu je dána prostředím, ve kterém se šíří. Vyslaný signál má vysokofrekvenční charakter, tudíž omezujícím parametrem je relativní permeabilita tohoto prostředí.



Obr. 41 Zapojení přístrojů pro metodu TDR [25]

Tato metoda je založena na zobrazení průběhu vlnové impedance podél diagnostikovaného vedení. Jestliže je vlnová impedance podél celého vedení rovna impedanci generátoru, je vedení impedančně přizpůsobeno v celé své délce a k odrazu nedojde. Na konci diagnostikovaného vedení je možné zapojit vodiče vůči vztažné rovině nakrátko, nebo naprázdno a určit tak délku vedení z hlediska skutečné délky na základě časové difference mezi vyslaným a odraženým pulzem měřicího signálu. [25]

Rychlost šíření signálu, lze určit pomocí metody TDP, která je obdobou metody TDR s tím rozdílem, že vyslaný pulz je sledován na výstupu tíženého potrubí osciloskopem (namísto vztažné roviny). Dojde k časové diferenci mezi vyslaným a přijatým impulzem a při znalosti skutečné délky potrubí, lze odvodit skutečnou délku neznámého prostředí.

9. Návrh proudového zesilovače

Specifikace přístroje pro diplomovou práci

Výstupní napětí: 0 až 8 V_{pk-pk}

Výstupní proud: 0 až 40 A_{pk-pk}

Výstup: izolovaný (plovoucí)

Výstupní impedance: 1 až 10 Ω, volitelná po krocích

Kmitočtový rozsah: 0 až 1 kHz

Napájení výkonových a pomocných obvodů: externí akumulátor 12 V IT

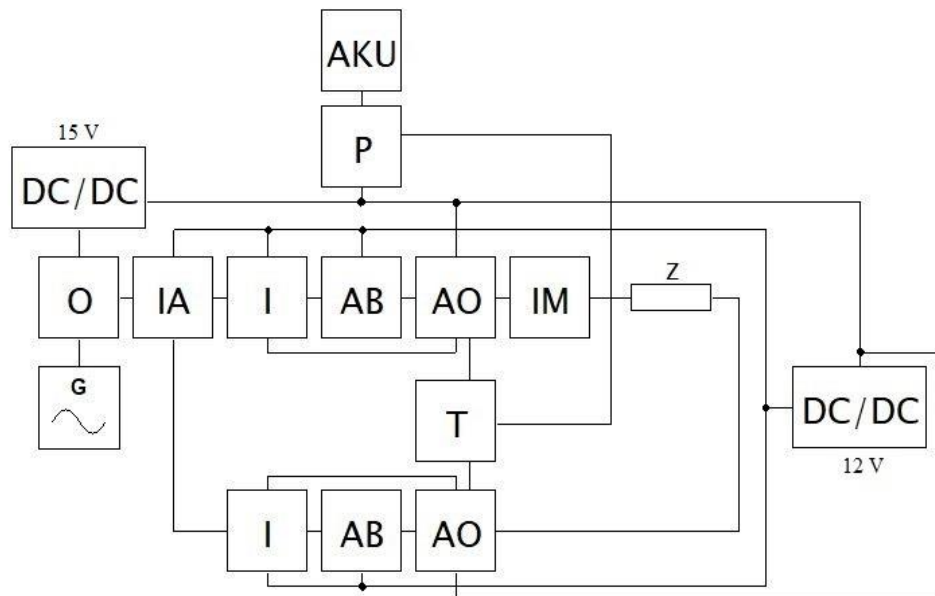
Napájení obvodů chlazení: 1 NPE 230 V / 50 Hz TN-S

Vnitřní ochrany: proti přepólování, proti nadměrné teplotě koncových stupňů

Indikace: výstupní proud

Způsob provedení: stolní přístroj, krytí IP 20

9.1 Blokové schéma



Obr. 42 Blokové schéma zesilovače

AKU – Napájecí 12 V akumulátory pro zesilovač

P – Vstupní ochrana zesilovače

DC/DC 15 V – Vstupní stejnosměrný měnič pro optopřevodník

DC/DC 12 V – Vstupní stejnosměrný měnič pro periferie vyžadující symetrické napájení

O – Optopřevodník pro galvanické oddělení signálu z generátoru

IA – Vstupní předzesilovač (součást optopřevodníku)

I – Invertory vstupního signálu pro můstkový zesilovač

AB – Proudové zesilovače ve třídě B

AO – Výstupní výkonové stupně zesilovače

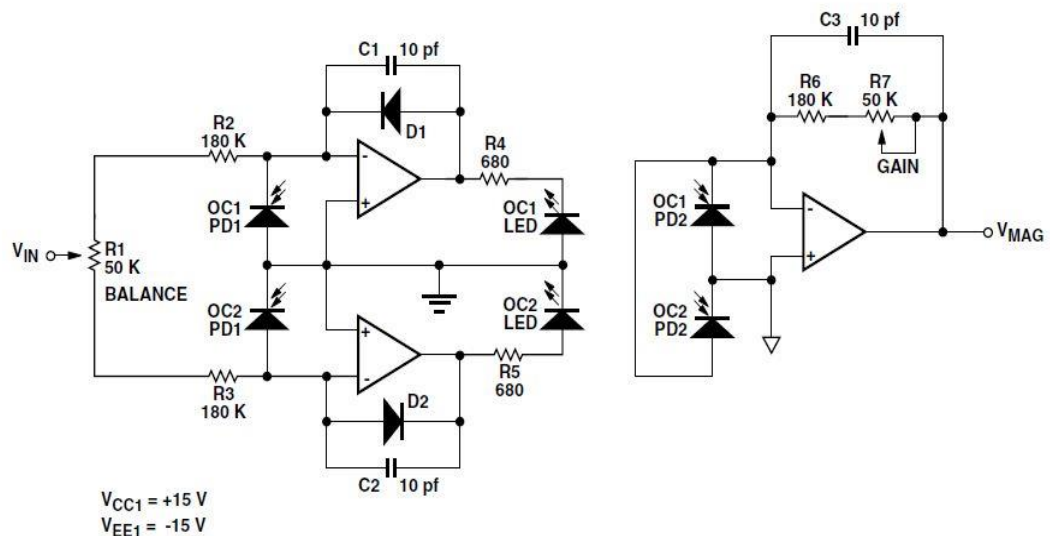
IM – Blok impedančního přizpůsobení

T – Tepelná ochrana zesilovače

10. Rozbor jednotlivých funkčních bloků

10.1 Vstupní část

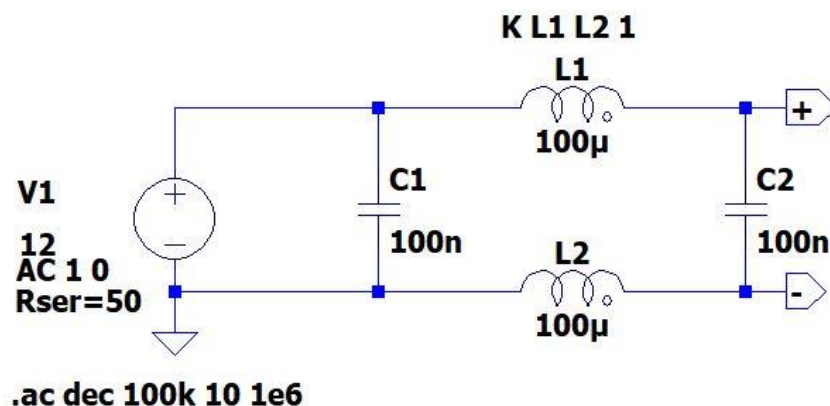
Základním požadavkem na zesilovač je, aby jako celek byl postaven prakticky jako izolovaný (plovoucí) zdroj. Je proto nesmírně důležité oddělit vstupní signál od vnější napájecí sítě, ale také vhodně oddělit od rušení vznikající v samotném zesilovači. Vstupní část musí být dále schopna pracovat se sinusovým signálem o frekvenci 0-100 kHz pocházejících z generátoru harmonického signálu. Těmto požadavkům plně vyhovují optické převodníky, které jednak zajistí elektrické oddělení vstupního signálu od vnitřní struktury zesilovače, ale také zajistí minimální zkreslení signálu. Pro nasazení v zesilovači byl vybrán běžně dostupný optočlen HCNR200, který bude pracovat v režimu bipolárního izolovaného zesilovače, jehož zapojení již uvádí samotný výrobce (Avago technologies) ve svém datasheetu pro tento optočlen.



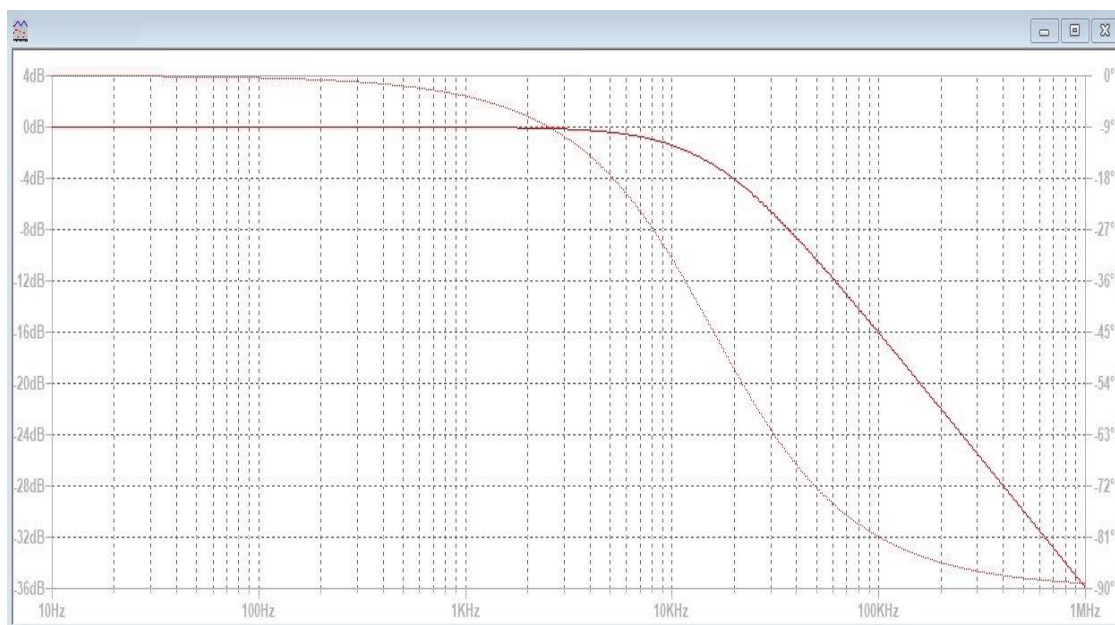
Obr. 43 Bipolární izolovaný zesilovač [28].

Potenciometr VR1 dále upraví relativní zisk vstupního signálu a potenciometr VR2 spolu s odporem R7 nastaví celkový zisk vstupního zesilovače.

Požadované napájení ± 15 V pro vstupní bipolární zesilovač zajišťuje jednoduchý 2 W DC/DC měnič od firmy TRACO POWER napájený přímo z centrálního 12 V akumulátoru. Přes LC filtr tvořený odrušovací tlumivkou L3 + L4 a soustavou kondenzátorů C6 až C9 pro potlačení soufázového a protifázového rušení. Vstupní i výstupní LC filtr v režimu dolní propusti je osazen, dle doporučení výrobců (RS, COSEL), kondenzátory o hodnotě 100 nF v nízkoimpedančním provedení a tlumivkami navinutými na společném jádře (tvořící neutralizační transformátor). Tlumivky v případě aplikace v EMI filtru, by měly být voleny v rozsahu 10 - 100 μ H. V návrhu jsem osadil cívky o nejvyšší doporučené hodnotě a ve chvíli, kdy dojde k oživování přístroje, bude možnost úpravou vinutí jejich hodnotu případně mírně doladit. Filtr pracuje s mezním kmitočtem přibližně 15 kHz (viz frekvenční a fázová charakteristika filtru na Obr. 46), neboť běžné rušení, vznikající při spínacích procesech se vyskytuje v pásmu přibližně od 40 kHz až 30 MHz. Výstupní filtr tvořený totožnými tlumivkami osazenými na vstupu a sadou dvou keramických a dvou elektrolytických kondenzátorů je naladěn dle doporučení výrobců ještě přísněji a jeho mezní kmitočet se pohybuje v okolí 1 kHz. Vybraný DC/DC měnič pracuje rovněž se spínací frekvencí v okolí 100 kHz, tudíž i vlastní rušení generované samotným měničem, by mělo být spolehlivě odfiltrováno. Správná funkce výstupu (± 15 V) DC/DC měniče je navíc signalizována rozsvícením signalizačních diod LED1 a LED2.



Obr. 45 Zjednodušené schéma vstupního DC/DC filtru



Obr. 46 frekvenční a fázová charakteristika vstupního DC/DC filtru

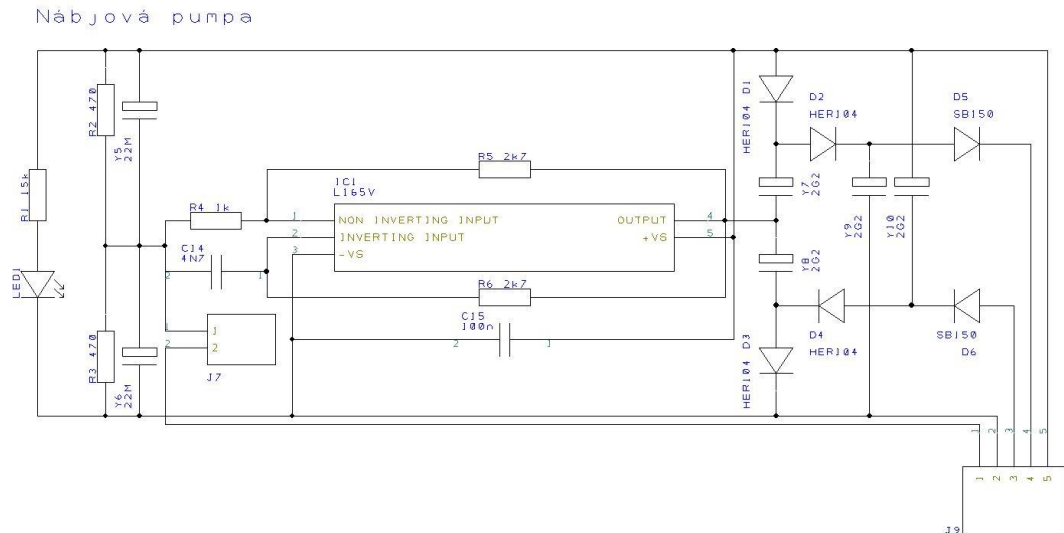
10.2 Symetrické napájení zesilovače

Výběr způsobu napájení zesilovače je jednou z nejpodstatnějších částí návrhu. Nesymetrické řešení napájení je v dnešní době spíše historickou záležitostí, když nebyly dostupné výkonové NPN a PNP tranzistory a používalo se kvazikomplementární zapojení. Celkově pro takovou aplikaci by nesymetrické napájení vyžadovalo složitější návrh zapojení, s čímž souvisí větší množství součástek a složitější návrh desky plošných spojů.

Zesilovače vyšších výkonů si tedy již říkají o symetrickém napájení. Hlavním důvodem je fakt, že při stejném výkonu napájecího zdroje lze při symetrickém napájení dosáhnout vyšších výkonů než u nesymetrického. Díky faktu, že ± 12 V symetrických je prakticky 24 V nesymetrických. Odpadá také složité konstrukční řešení a postačí nám obvodové řešení s komplementárními tranzistory.

Z výše uvedených důvodů došlo tedy na výběr symetrického napájení ± 12 V pro zesilovací stupeň ve třídě B, ale toto napájení musí být také schopno dodávat energii do invertorů a dalších pomocných periférií zesilovače, bylo nutno navrhnout vhodný zdroj požadované napájecí úrovně. Jako první byla navržena nábojová pumpa, jejíž základ tvoří výkonový operační zesilovač pracující v režimu multivibrátoru pracující s frekvencí přibližně 50 kHz. Základní princip této pumpy je jednoduchý: díky obdélníkovému výstupu oscilátoru se na výstupu nabíjí a vybíjí kondenzátory, které pak slouží jako zdroj napětí pro spotřebič.

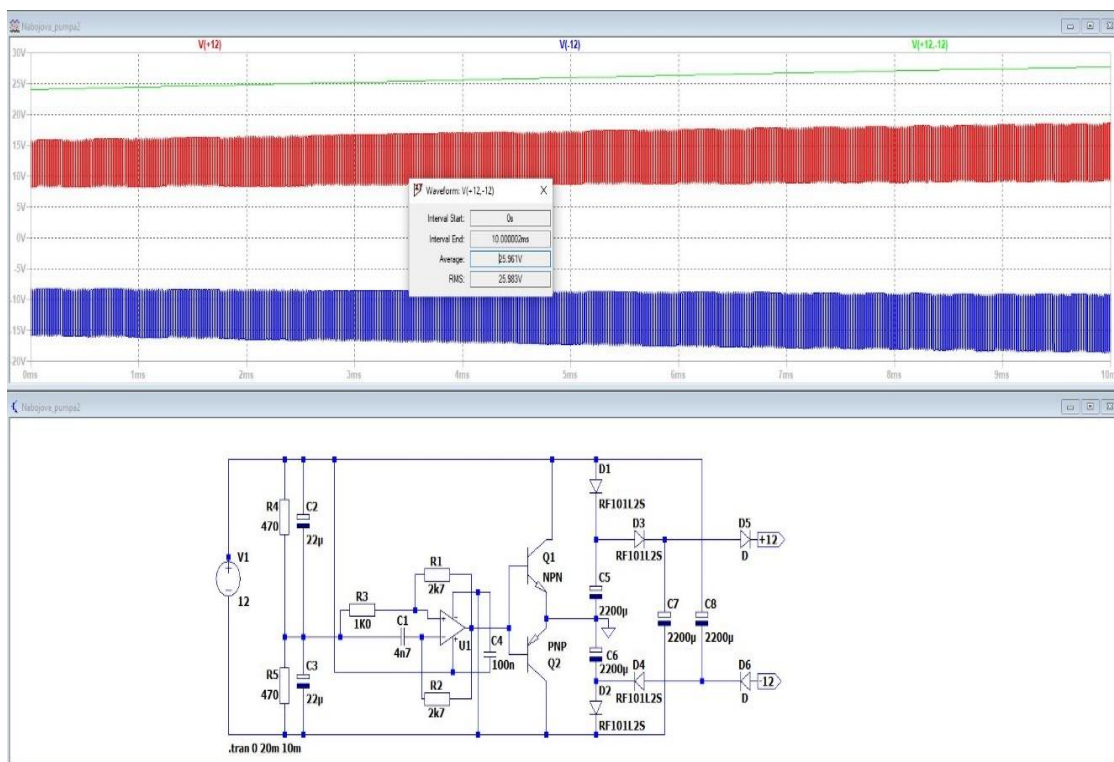
Jako oscilátor lze také využít místo výkonového zesilovače L165 (velmi špatně dostupný) také například známé obvody s časovačem NE555 jejichž výstup bude proudově posílen komplementární dvojicí tranzistorů (viz například simulace uvedena níže).



Obr. 47 Schéma zapojení nábojové pumpy

Princip oscilátoru zapojeného dle Obr. 47 je následující. Dochází k nabíjení kondenzátoru (k vzrůstu napětí na invertujícím vstupu), až do hodnoty napětí, které bude vyšší úrovně, než je napětí na neinvertujícím vstupu OZ. Výstup OZ přepne na záporné napětí a zároveň se sníží i napětí na neinvertujícím vstupu OZ. Odporový dělič zavádí kladnou zpětnou vazbu, hysterezi. Kondenzátor se vybíjí a ve chvíli, kdy napětí na invertujícím vstupu OZ klesne slabě pod úroveň napětí na neinvertujícím vstupu OZ, přepne výstup OZ na kladnou polaritu. [29]

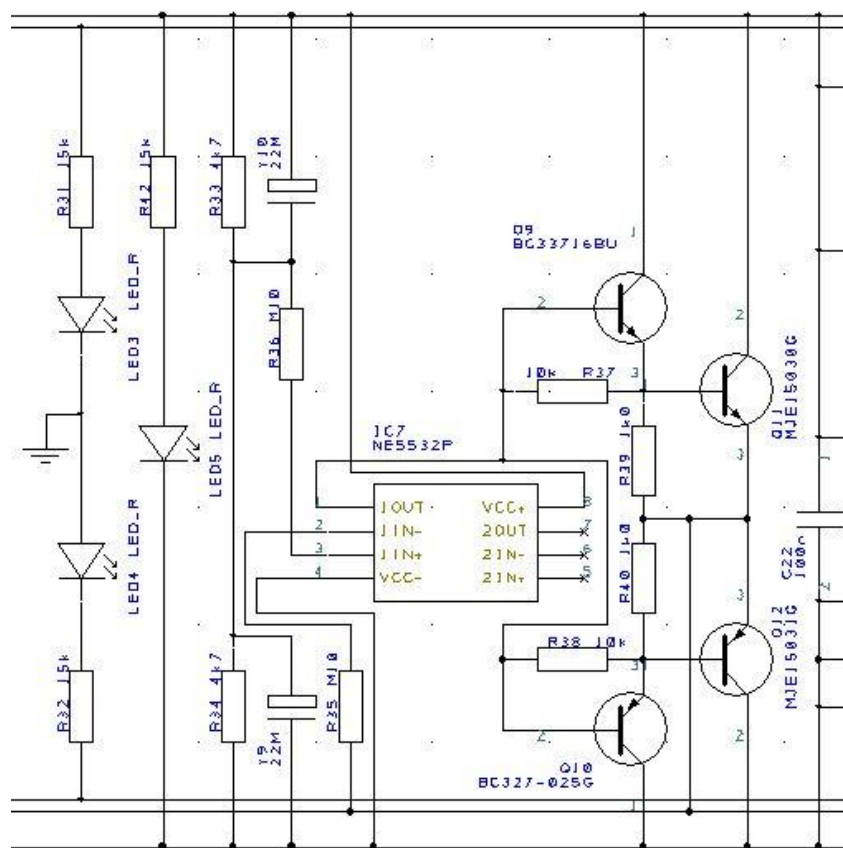
Výstup z oscilátoru je přiveden na klasický kondenzátorový zdvojovač napětí, který nám z vytvořených symetrických ± 6 V (Získaných pomocí zavedeného odporového děliče $R2 + R3$ na vstupu oscilátoru) vytvoří požadovaných symetrických 12 V.



Obr. 48 Simulace nábojové pumpy

Na Obr. 48 je uvedena simulace navržené nábojové pumpy. Simulace má bohužel pouze informativní charakter, neboť neobsahuje modely skutečně použitých součástek (U1) a také má proudově posílený výstup z operačního zesilovače pomocí dvojice tranzistorů Q1 a Q2. Ovšem princip zůstává zachován a nábojová pumpa na svém výstupu skutečně zvládá dodat stabilních 24 V (v simulaci 25 V).

Problémem takto vytvořené nábojové pumpy je prakticky neexistence „dostatečně tvrdé“ virtuální země (středu symetrického napětí). Řešením je využít stejný obvod, který je jádrem navrženého zesilovače ve třídě B, a to tedy dvojitý Darlingtonův zesilovač buzený pomocí emitorového sledovače.



Obr. 49 Schéma emitorového sledovače

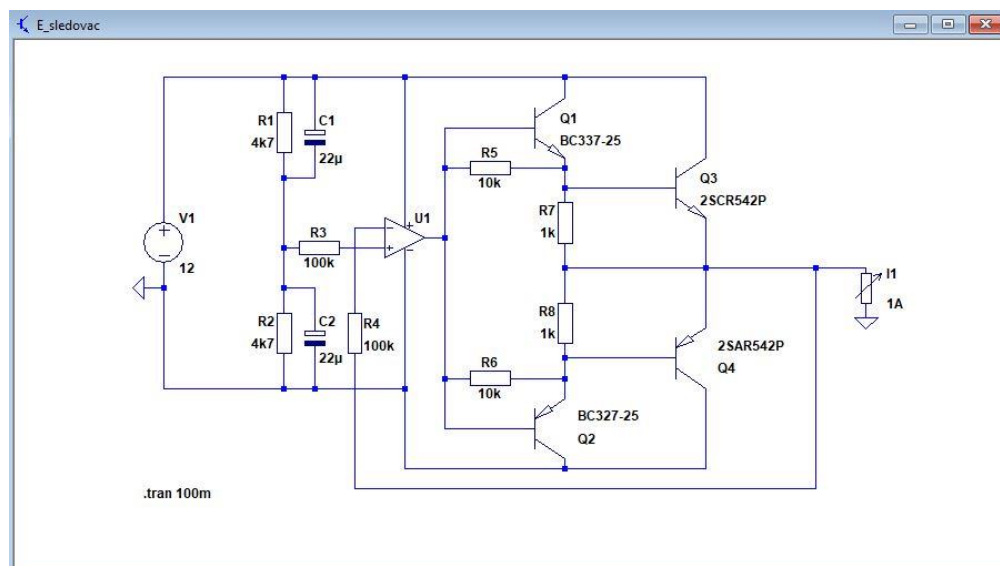
Základním prvkem je operační zesilovač NE5532 (IC7) pracující v režimu napěťového sledovače (zesílení je rovno jedné), který slouží zejména jako oddělovací stupeň díky faktu, že vstupní odpor neinvertujícího zesilovače je prakticky nekonečně velký. Tento sledovač vychází z jednoduchého schématu pro audio předzesilovač uvedeného na webových stránkách EEVblog [30] a jeho jediným úkolem je spolehlivě držet polovinu napájecího napětí na svém výstupu.

Odporů R33 a R34 tvoří odporový dělič vytvářející střed napájecího napětí, k němuž je připojen neinvertující vstup operačního zesilovače přes zdrojový rezistor R36. Do invertujícího vstupu je přes rezistor R35 (hodnota zpětnovazebního odporu musí být volena tak, aby byla menší, než je hodnota odporu invertujícího vstupu, na který je zapojen) zavedena 100% záporná zpětná vazba, která zajistí požadované zesílení, které je ideálně rovno jedné. Rezistory R35 a R36 by měly být v ideálním případě hodnotově co nejpřesněji napárovány, aby vznikly prakticky shodné napěťové úbytky na obou rezistorech a bylo tak dodrženo jedničkové zesílení díky nulovému klidovému proudu mezi vstupy operačního zesilovače (důsledek neexistence nekonečného odporu vstupů operačního zesilovače).

Z výstupu tohoto sledovače jsou napájeny dvě dvojice Darlingtonových PUSH-PULL tranzistorů, které slouží jako proudový zesilovač. Mezi emitory výstupních výkonových tranzistorů se vytvoří umělá zem, která rozdělí původní napětí na 2 stejné poloviny (nutnost přesného párování tranzistorů!). Výstup by mohl být realizován i v běžném protitaktním zapojení tranzistorů, ovšem by mohlo dojít k značnému zatížení takto vytvořeného zesilovače pomocí výstupních výkonových stupňů. Z tohoto důvodu bylo rozhodnuto o použití Darlingtonova zapojení s vysokým proudovým zesilovacím činitelem.

Klidový proud protéká pouze budícími tranzistory (Q9 a Q10) a koncové tranzistory Q3 a Q4 jsou otvírány, až při větších výstupních proudech. Celé zapojení tedy pracuje ve třídě B. Na odporech R37 a R38 dochází k napěťovému úbytku, díky čemuž dojde k otevření výstupních tranzistorů, až při vyšších vybuzeních. Odporů R39 a R40 slouží k odvedení nahromaděného náboje z bází koncových tranzistorů. Pomocí těchto odporů se zabrání výstupním tranzistorům udržet se samovolně sepnuté (smyčka Emitor-Báze) díky čemuž se urychlí doby sepnutí a vypnutí tranzistorů. Obvyklá hodnota těchto rezistorů se pohybuje v rozmezí $100 \Omega - 1 \text{ k}\Omega$. Při překročení této hodnoty může dojít k nestabilitě celého zapojení.

Simulace celého emitorového sledovače uvedená níže (ač má opět spíše informativní charakter) vystihuje názorně funkci zařízení. Na středu mezi tranzistory Q3 a Q4 je skutečně vytvořena polovina napájecího napětí (průběh V_{n007}), pokud bychom odstranili zem u napájení V1 a zátěž I1 dostali bychom v tomto bodě střed odpovídající virtuální zemi. Červeně naznačený průběh $I_e(Q1)$ odpovídá proudu protékající přes řídicí tranzistor (v tomto případě přibližně 4 mA) a průběh $I_e(Q3)$ odpovídá proudu, který přebírá výstupní výkonová tranzistor (odpovídá 1 A).



Obr. 50 Emitorový sledovač



Obr. 51 Výsledek simulace emitorového sledovače

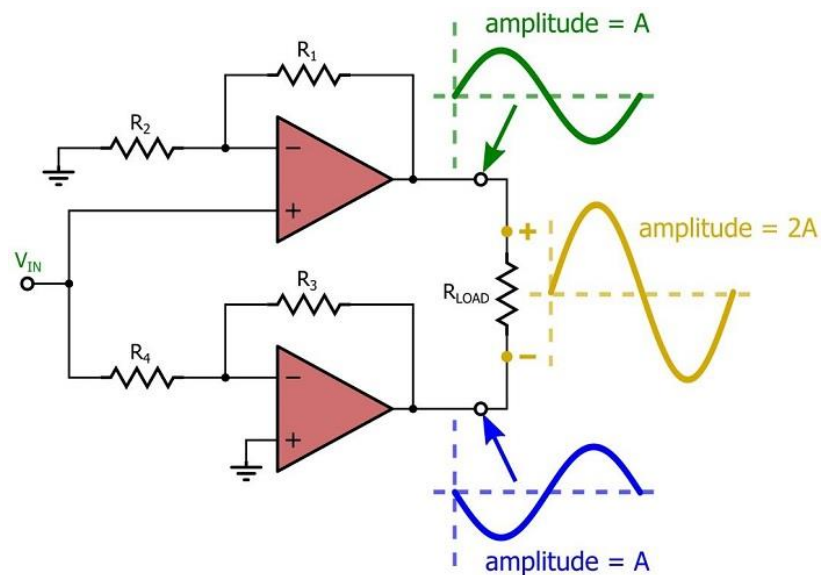
Problémem tohoto zapojení zdroje pro poskytování stabilních symetrických 12 V je jeho „složitost“ a s tím úzce svázaná pravděpodobnost vzniku poruch. Nemluvě o absenci ochran proti jevům působícím na zařízení z vnější strany, jako je vznikající rušení v zesilovači (chybějící EMI filtr), zkraty, teplotní nestálost prostředí uvnitř zařízení. Z těchto důvodů jsem rozhodl o zabudování DC/DC měniče do základního schématu zesilovače. Jedná se o měnič DKA30A-12 od firmy Mean Well s proudovým rozsahem $\pm 125 - 1250$ mA. Což by mělo výkonově postačit pro napájení invertorů, optopřevodníku a navrženého můstkového zesilovače vyžadujícího symetrické napájení. Vlastní výkonová část zesilovače, již bude napájena z vlastního zdroje nesymetrického napětí tedy z akumulátoru.

Důvodem použití akumulátoru, jakožto zdroje pro výkonovou část zesilovače je možnost dosáhnout vysokých vybíjecích proudů (a to i za předpokladu složení několika akumulátorů pracujících v paralelním spojení) a tím dodat potřebnou část výkonu pro výstupní tranzistorové skupiny zesilovače.

Vhodnou výkonnější variantou k měničů od firmy Mean Well by mohl být zesilovač THM30-1222 od firmy Traco Power, který na svých výstupech dosahuje stejných hodnot jako DKA30, s rozdílem většího spínacího kmitočtu (dvojnásobného) a poskytnutím více ochran měniče. Při výběru tohoto typu by ovšem muselo by ovšem dojít k úpravě návrhu plošného spoje.

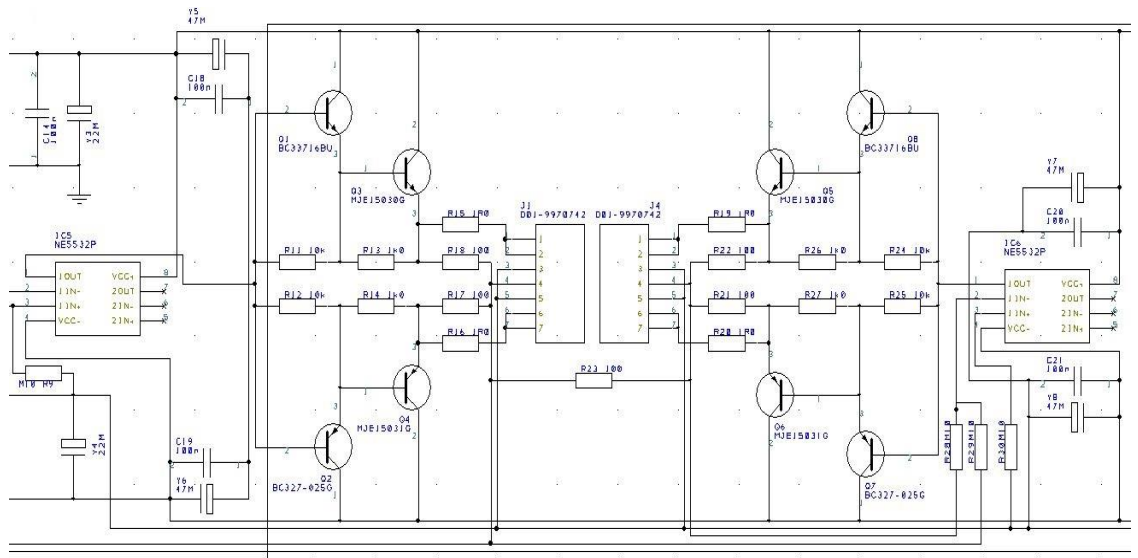
10.3 Zesilovač ve třídě B

Jádro celého navrhovaného zesilovače tvoří dvojitý emitorový sledovač ve třídě B, při jehož návrhu jsem vycházel z cenných rad Ing. Zdeňka Šťastného. V můstkovém zapojení tohoto zesilovače se nachází dvojitě emitorové sledovače v Darlingtonově zapojení, do kterých signál vstupuje přes dvojici invertorů. Výstup z tohoto můstkového zesilovače je zapojen na výkonový výstup tvořící několik desítek výkonových tranzistorů zajišťující dodatečné proudové zesílení signálu.



Obr. 52 Základní princip můstkového zesilovače [31]

Základní princip můstkového zesilovače je následující. Jedná se o zapojení dvou totožných zesilovačů, které jsou buzeny stejným signálem ale s opačnou fází. Ve chvíli, kdy je na výstupu jednoho ze zesilovačů kladné napětí bude na výstupu toho druhého napětí záporné. Pokud mezi ně připojíme zátěž, objeví se na svorkách zátěže dvojnásobná úroveň amplitudy výstupního zesilovače, tedy až čtyřnásobný výkon.



Obr. 53 Základní část zesilovače

10.3.1 Invertní zapojení

Pro správnou funkci můstkového zesilovače je nezbytné, aby jeden z jeho vstupních signálů byl fázově o 180° posunut oproti druhému. Docílíme toho tak, že použijeme dva operační zesilovače, kdy jeden bude v režimu sledovače signálu (napětíového sledovače) a druhý v invertujícím režimu.

Základem jsou operační zesilovače NE5532, kdy první z nich je použit jako napětíový sledovač (IC5, v simulaci označen jako U3). Do jeho neinvertního vstupu je zaveden přes rezistor R119 (ve schématu R8) signál ze vstupního bipolárního zesilovače. Vstupní rezistor je zde podstatný, kvůli stabilizaci napětíového sledovače, avšak musí být hodnotou co nejbližší zpětnovazebnímu odporu R127 (ve schématu R10), tak abychom docílili kompenzaci proudového offsetu. Důsledkem tohoto offsetu je rozdíl napětíových úbytků od vstupních proudů na rozdílných odporech v invertujícím a neinvertní vstupu.

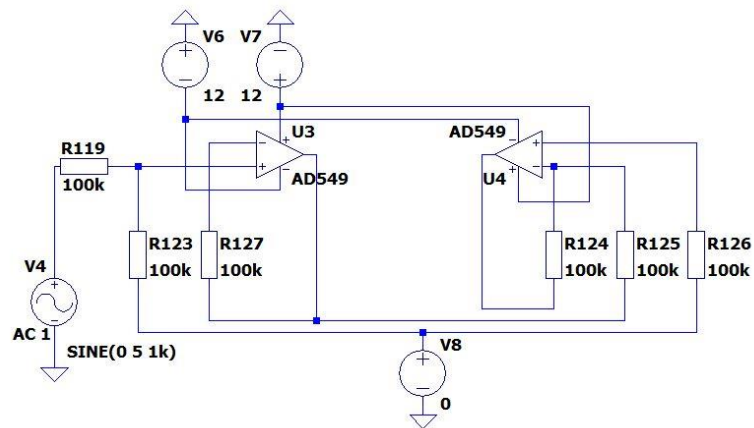
Odpor R123 (ve schématu R9) je zde z důvodu vytvoření napětíového děliče (spolu s odporem R119). Vstupní napětí je tak děleno přesně na polovinu, aby obnovené napětí na výstupech obou operačních zesilovačů odpovídalo vstupnímu. Dle následujícího vzorce.

$$U_1 + U_{vystupni} = -U_2 \quad (10.1)$$

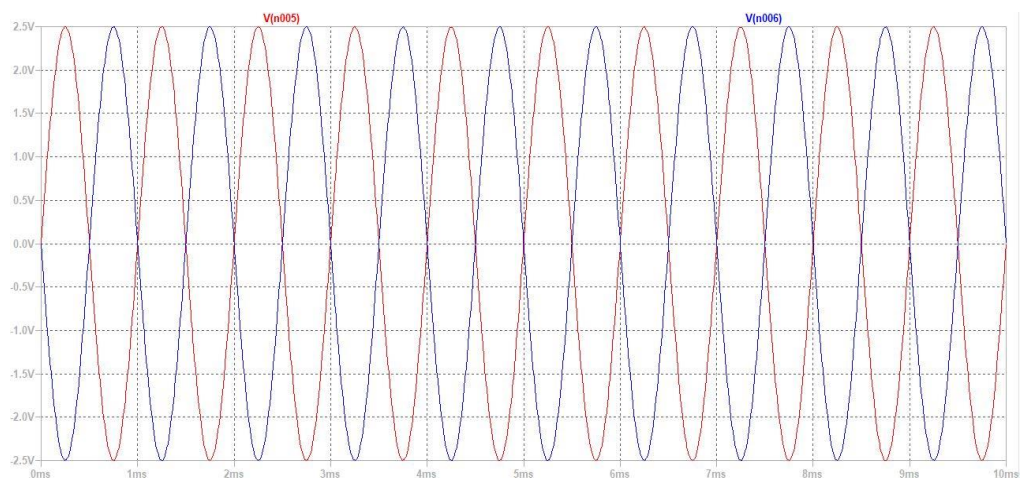
$$U_2 = -U_1$$

$$U_{vystupni} = 2U_1$$

Tyto pull-down odpory (R123 a R126) navíc dodají do vstupů operačních zesilovačů úroveň LOW, ve chvíli, kdy není připojen žádný signál a výstup tak zůstane bezpečně rozepnut. Před tento odpor by bylo ovšem ideální zapojit také kondenzátor o kapacitě 100 nF pro potlačení stejnosměrné složky rušivého signálu pocházející z předchozího zařízení. Případně přidat k vstupnímu odporu R123 také keramický kondenzátor pro potlačení VF rušení. Na vstup invertoru IC6 je přiveden přes odpor R29 výstup z neinvertujícího zesilovače a jeho neinvertující vstup je přes odpor R30 uzemněn (jedná se opět o pomocný odpor pro potlačení proudového offsetu). Díky čemuž dosáhneme fázového posunu signálu na výstupu operačního zesilovače IC6.



Obr. 54 Invertor pro můstkové zapojení



Obr. 55 Simulace invertoru.

Pro účely simulace je zde vynechán zesilovací stupeň s komplementárními tranzistory a je zde tak mnohem jasněji patrný posun signálu pro obě části můstkového zesilovače. Červená křivka – sinusový průběh na výstupu U3 (bez fázového posunu), modrá křivka – průběh napětí na výstupu invertoru U4.

10.3.2 Dvojitý emitorový sledovač

Ústřední částí navrhovaného zesilovače je již výše zmíněný dvojitý emitorový zesilovač v Darlingtonově zapojení, pro co největší proudové zesílení. Celé zapojení se skládá z dvojice řídicích a dvojice výkonových tranzistorů s několika vazebními odpory. Toto komplementární zapojení o malé kolektorové ztrátě použijeme k buzení koncového stupně s řadou výkonových tranzistorů o mnohem větším výkonu.

Tranzistory Q1 + Q3 zpracovávají kladnou půlperiodu vstupního signálu a záporná vyvolá kolektorový proud v tranzistorech Q2 + Q4. Obě dvojice tranzistorů jsou bez budícího signálu zavřené a chovají se jako rozpojený obvod. Pro toto zapojení je nesmírně důležité správné párování jednotlivých dvojic tranzistorů, tak aby nedocházelo ke vznikům stejnosměrných kolektorových proudů.

Každý z výstupních výkonových stupňů se skládá z dvaceti-čtyř tranzistorů MJE15030, které pracují s h_{FE} 40. Pokud je zapotřebí dodat do zátěže proud odpovídající hodnotě 0-40 A_{PK-PK} bude muset každým z tranzistorů na maximálním výstupním proudu téct přibližně 1 A. Do takovéto zátěže tedy, musí Darlingtonův stupeň dodat proud o přibližné velikosti 600 mA.

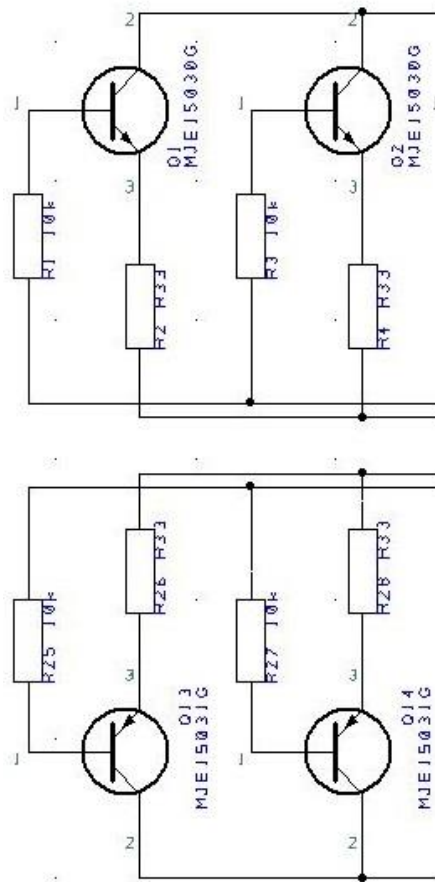
$$I_C = [h_{FE1} + (h_{FE1} * h_{FE2}) + h_{FE2}] \times I_B \quad (10.2)$$

$$I_B = \frac{I_C}{(h_{FE1} + (h_{FE1} * h_{FE2}) + h_{FE2})} = \frac{0,6}{(500 + (500 * 40) + 40)} = 30 \mu A \quad (10.3)$$

Při předpokládaném zesílení přibližně h_{FE} 500 tranzistoru BC337 bude požadovaný bázevý proud pro otevření řídicího tranzistoru minimálně 30 μA , což by dle výsledků simulace neměl být pro vstupní invertory problém do bází řídicích tranzistorů dodat.

Ve schématu se navíc nachází několik vazebních odporů mezi bází a emitorem každého z tranzistorů. Tyto rezistory usnadňují vybití nahromaděného náboje na přechodu báze emitor, pro který by bez těchto rezistorů neexistovala vybíjecí cesta a prodlužovala se tak doba vypnutí tranzistoru, úměrně tomu by se samozřejmě zhoršily i dynamické vlastnosti. Pro výkonové tranzistory se obvykle volí tato hodnota přibližně v řádech stovek ohmů a pro řídicí tranzistory v řádech tisíce ohmů. Tyto odpory (v základním schématu např. označeny jako R13 a R14) navíc mají pozitivní dopad na kolektorový proud řídicího tranzistoru, který nesmí klesnout pod určitou úroveň, jinak dojde k rapidnímu poklesu zesílení. Při zvolení hodnoty těchto rezistorů na doporučených maximálně 1kΩ vychází za předpokladu hodnoty napětí $U_{BE} = 0,7 \text{ V}$ na proud přibližně 0,7 mA. Výstupní odpory označené jako R15 a R16 jsou zde pouze z bezpečnostních důvodů a jejich hodnota je inspirována článkem od Bohumila Federmanna, který doporučuje volit tyto rezistory v rozmezí 0,1 - 1 Ohm. Přes rezistory R17 a R18 je zavedena zpět do zesilovače proudová zpětná vazba z výstupu výkonového stupně zesilovače. Zpětná vazba je zde zavedena z důvodu kompenzace fázových posunů vznikajících mezi jednotlivými větvemi zesilovače, díky čemuž je snaha docílit stabilního zesílení v širokém frekvenčním pásmu.

10.3.3 Výkonový výstup zesilovače

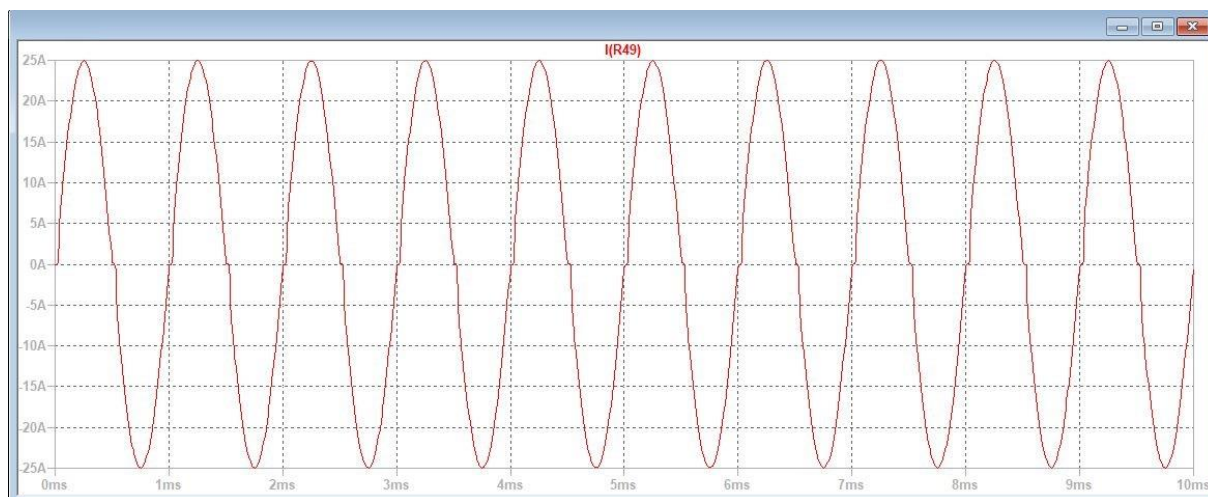


Obr. 56 Část výstupní výkonové pasáže zesilovače

Výkonový výstup tvoří dvanáct paralelně pracujících tranzistorů dohromady ve čtyřech skupinách (Dva pro kladnou půlvlnu signálu a dva pro zápornou). Tranzistory jsou v zapojení se společným kolektorem. Napájení všech částí zajišťuje skupina 12 V akumulátorů, jakožto dostatečně silný proudový zdroj. Pro požadovanou dodávku proudu do zátěže o velikosti 40 A by měl při jednoduchém výpočtu dodat každý z tranzistorů emitorový proud o velikosti přibližně 1 A, což je hluboko pod maximálními limity zvoleného tranzistoru MJE15030. V emitoru každého z tranzistorů je použit odpor (viz kupříkladu ve schématu výkonové části odpor s označením R2) o velikosti R33, který je zde nutný zejména kvůli linearizaci celkového můstkového zapojení. Jejich hodnota je volena opět dle doporučení uvedených v člancích pana Federmanna a na blogu Petra Kubáce, kde doporučují hodnoty těchto rezistorů volit maximálně do 0,5 Ω .

Navíc jsou tyto emitorové odpory, již prakticky přímo spojeny (jedinou překážku tvoří impedanční blok) s měřeným potrubím, které impedančně dosahuje velmi nízkých hodnot ($m\Omega/m$), proto jsem se snažil hodnotu těchto odporů volit co možno nejnižší.

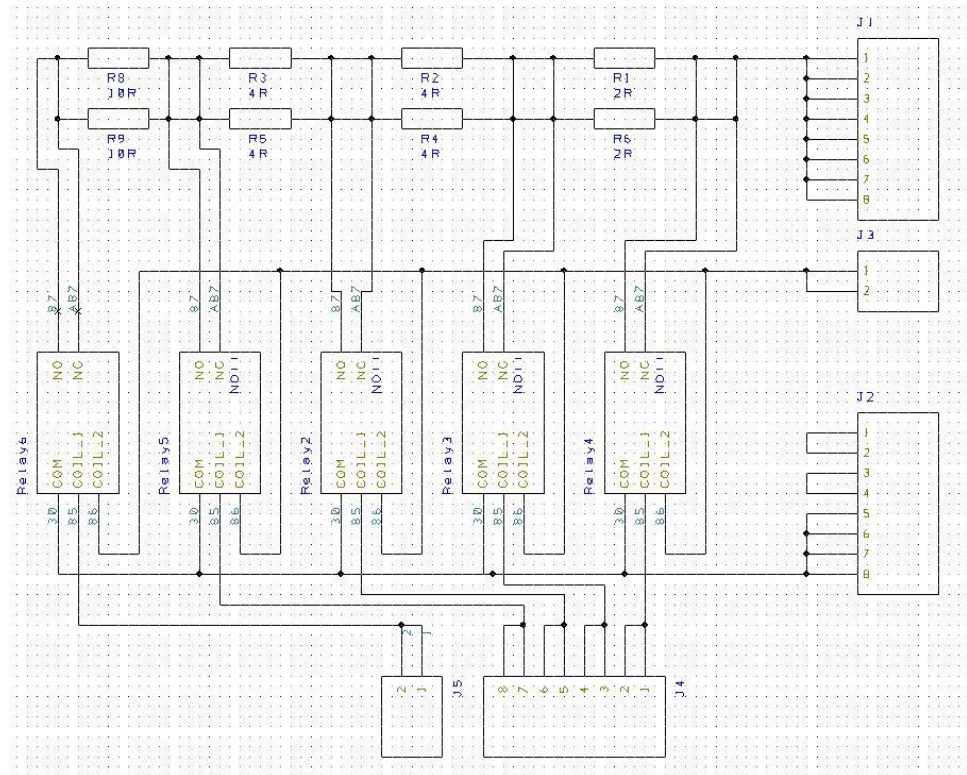
Bázové odpory 10R jsou voleny s ohledem na stabilizaci výstupních tranzistorů výkonové části zesilovače a jsou zodpovědné za rovnoměrné rozložení proudů tekoucích výstupními tranzistory.



Obr. 57 Simulace výstupního proudu zesilovače do zátěže

Na Obr. 57 je zobrazena simulace výstupního proudu zesilovače do zátěže o impedanci $0,1 \Omega$. Bohužel simulační program nezahrnuje obvodové modely uvažovaných tranzistorů MJE15030 (resp. MJE15031). Tudíž jsem byl nucen využít tranzistorové dvojice s parametry, které se tranzistorům MJE pouze přibližují. Reálný výsledek výstupu zesilovače bude proto mírně odlišný.

10.4 Impedanční blok



Obr. 58 Blok pro impedanční přizpůsobení

Navržený impedanční blok obsahuje pětici průmyslových relé FRC2U, které do proudového výstupu postupně vkládají (dle volby uživatele) několik impedančních stupňů. Tento typ průmyslového relé byl volen s ohledem na proudovou zatížitelnost jeho kontaktů do 50 A. Bohužel RS components nemají ve své nabídce pro tyto relé vlastní knihovny, proto jsem byl nucen využít model relé, jehož geometricky uspořádané kontakty budou odpovídat zamýšlenému relé FRC2U. Do konektorů J4 + J5 budou přivedeny vstupy od voliče jednotlivých impedančních stupňů. Přes kontakty 5,6,7,8 konektory J2 je přiveden proudový výstup z výkonové části zesilovače na vstup relé s číslem 30, přes který dojde v případě sepnutí cívky relé k průchodu proudu na spínací kontakty relé a následně přes zvolenou impedanci do konektoru J1, respektive rovnou na zátěž. K výstupu lze do série přiřadit impedance o hodnotách 1, 3, 5, 10 Ω dle volby uživatele.

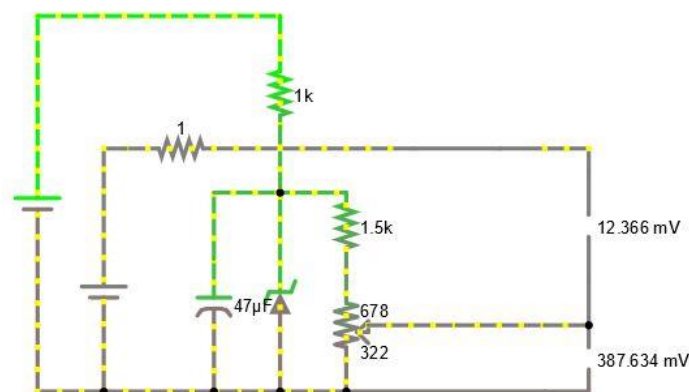
Vzhledem k faktu, že se skutečná naměřená impedance potrubí pohybuje v řádech jednotek $m\Omega/m$ byla v pozdější fázi návrhu pozměněna hodnota rezistorů ve schématu na tak, aby byl uživatel schopen měnit impedanci s krokem 0,05 Ω , 0,1 Ω a 0,2 Ω .

10.6 Obvod pro výpis teploty na panelové měřidlo teploty

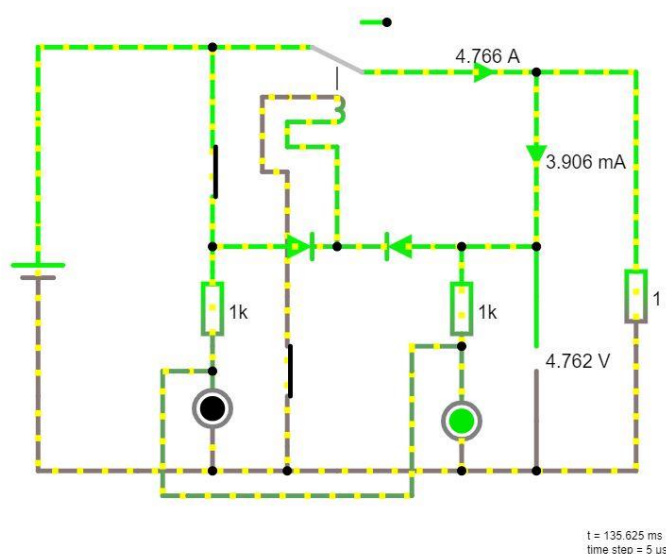
V průběhu konstrukce zařízení vznikl požadavek na průběžné sledování teploty koncových stupňů zesilovače. Za tímto účelem byly navrženy obvody schopné převést teplotu koncových stupňů na úroveň milivoltů a ty následně přesně zobrazit na panelovém měřidle.

Byl tedy navržen obvod složený z několika NPN tranzistorů zapojených se společným kolektorem, kde každý z tranzistorů má na svém vstupu odporový dělič skládající se z pevného rezistoru a termistoru KTY81 (PTC). U termistorů KTY odpovídá 25 °C hodnota odporu 1 kΩ. Vstupní dělič vytváří bázové napětí pro jednotlivé tranzistory, které na svém výstupu transformují bázové napětí dle jednoduchého vzorce $U_{OUT}=U_B-U_{BE}$ na výstupní napětí. Výstupní emitorové napětí tohoto obvodu samozřejmě s rostoucí teplotou klesá. Jinými slovy roste odpor PTC termistoru, klesá bázové napětí a dle výše uvedeného vzorce musí klesat i výstupní sledované napětí. Tranzistor T29 jen ve své podstatě zvedá úroveň bázového napětí o 0,7 V a vytváří tím „předpětí“ pro báze tranzistorů. Analogové panelové měřidlo teploty by bez tohoto umělého pozvednutí napájecí hladiny bázového napětí ukazovalo při sepnutí přístroje nulové hodnoty teploty, a nikoliv aktuální teplotu okolí.

Tento obvod nemůže samozřejmě samostatně fungovat (ukazatel na analogovém měřidle by s rostoucí teplotou klesal), proto bylo zapotřebí vyvinout dodatečný obvod, který vytvoří pevnou hodnotu napětí, od které se bude napětí pocházející z emitorů tranzistorů pro sledování teploty odečítat. Bylo zvoleno jednoduché zapojení obsahující Zenerovu diodu, coby stabilizační prvek napětí (3 V) pro napěťový dělič s potenciometrem pro přesné doladění výstupního napětí při oživování zařízení. Výstupní napětí, které zobrazuje panelový milivoltmetr je tedy dáno rozdílem napětí pocházející z tranzistorů pro sledování teploty a napětí nastaveným pomocí stabilizátoru. Celý obvod byl opět přesně odladěn v online simulačním prostředí programu falstad.

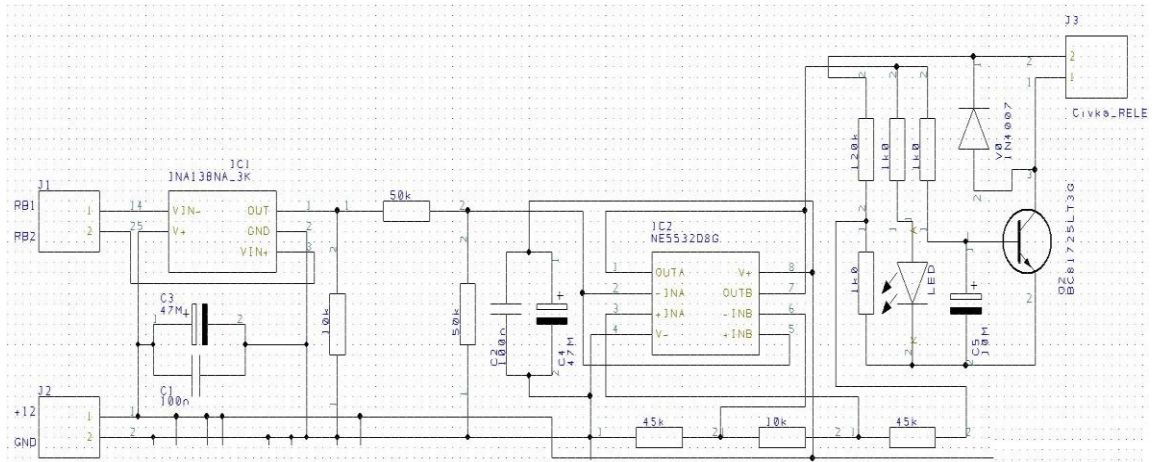


Obr. 60 Obvod pro panelové měřidlo teploty



Obr. 62 Simulace vstupního celku v online simulačním prostředí „Circuit Simulator Applet“

Výše popsané ochrany vstupu zesilovače úzce spolupracují s nadproudovou ochranou umístěnou na společné desce pro měření teploty. Vstup od bočníku je nutno co nejkratší cestou přivést na konektor J1. Odkud je přiveden na vstupu měřícího obvodu INA138, který převádí diferenční napěťový signál na proudový výstup a ten je následně pomocí rezistoru 10k na výstupu převeden na napěťový se zesílením rovnající se dvěma. Referenční napěťový signál z bočníku (50 A a 50 mV) bude tedy posílen na hodnotu 100 mV (U_1). Signál jde dále do napěťového děliče s rezistory (50 k Ω), kde se zredukuje na poloviční hodnotu. Druhý referenční zdroj napětí tvoří dělič s rezistory 120 k Ω a 1 k Ω , který má na svém výstupu hodnotu napětí opět 100 mV (U_2). Tato druhá referenční hodnota je přivedena na dělič složený z rezistorů 45 k Ω a 10 k Ω , které vytvoří přesně 55 % a 45 % napětí U_2 . První z komparátorů bude na svém výstupu držet 0 za předpokladu, že hodnota U_2 bude větší než 110 % U_1 . Druhý z komparátorů bude na svém výstupu držet 0, pokud hodnota napětí U_2 bude menší než 90% napětí U_1 . Výstup bude kladný (tedy otevře tranzistor Q2) pouze v případě platící následující nerovnosti $90 \% < U_1 U_2 < 110 \%$. Pokud dojde k zareagování této nadproudové ochrany, dojde k sepnutí relé R.OUT, respektive k rozpojení jeho kontaktu v obvodu na Obr. 61 a tedy k odstavení celého zesilovače od napájení. Otevření výstupního tranzistoru, respektive sepnutí relé R.OUT, je navíc signalizováno diodou přímo na DPS.



Obr. 63 Schéma nadproudé ochrany vstupu zesilovače

11. Návrh chladiče

Zesilovače ve třídě B pracují běžně s navrhovanou účinností v okolí 60-70 %. Zbylé desítky procent dodaného výkonu je mařeno v teplo (v tomto případě přibližně 100 W). Po připojení napětí na tranzistor vznikne určitý ztrátový příkon, který zvyšuje teplotu přechodu tranzistoru nad teplotu okolí, tím zvýší zbytkový proud (stoupá exponenciálně s teplotou) který opět zvýší teplotu přechodu. Dojde tak k lavinovitému efektu tepelné nestability, která vede ke zničení tranzistoru [32]. Proto je zapotřebí navrhnout kvalitní chlazení, zaručující dlouhodobou životnost zesilovače.

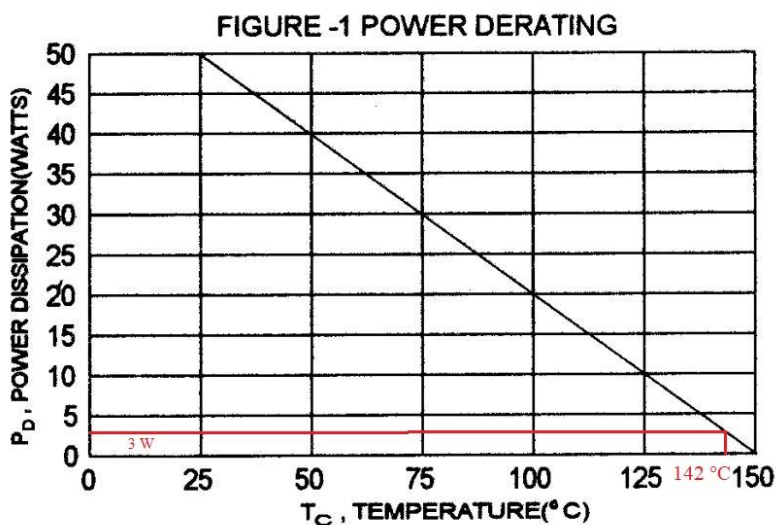
Z hlediska zatížení jsou nejvíce namáhány výstupní výkonové tranzistory, kde každý z nich dle výsledků simulace, pracuje při plném zatížení s výkonovou ztrátou rovnající se přibližně 3 W. Pro tuto hodnotu již výrobce dle katalogových výrobců, nařizuje umístění pouzdra tranzistoru na chladič.

11.1 Výpočet chladiče

Výrobce ve svém datasheetu pro tranzistor MJE15030 uvádí následující hodnoty tepelných odporů, jejichž znalost je nutná pro následující výpočet. $R_{THjc} = 2,5 \text{ } ^\circ\text{C/W}$ a maximální teplota přechodu $150 \text{ } ^\circ\text{C}$.

Maximální teplota pouzdra tranzistoru by měla být v případě uvažované výkonové ztráty 3 W následující:

$$T = T_{j-max} - (R_{THjc} \times P_z) = 150 - (2,5 \times 3) = 142,5 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (11.1)$$



Obr. 64 Bezpečná pracovní oblast tranzistoru MJE15030 [33]

Dále je nutno uvažovat tepelný odpor styku pouzdra s chladičem (R_{THcs}), který je v případě slídkové podložky a použití tepelně vodivé pasty roven přibližně $0,5 \text{ °C/W}$. Tudíž by se měla maximální teplota chladiče pohybovat v okolí $T_{sa} = 141 \text{ °C/W}$

Maximální tepelný odpor chladiče (za uvažování teploty okolí $T_a = 25 \text{ °C}$) lze tedy za výše uvedených poznatků vypočítat následujícím způsobem:

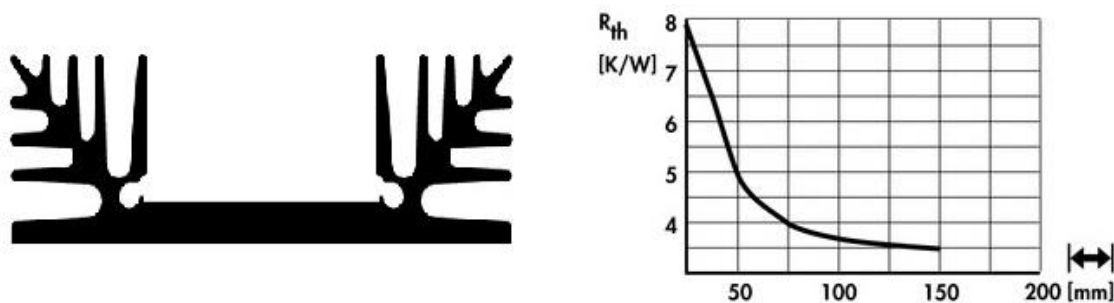
$$R_{THsa} = \frac{T_{sa} - T_a}{P_z} = \frac{141 - 25}{3} = 38,7 \text{ °C/W} \quad (11.2)$$

Vybraný chladič musí tedy dosahovat lepšího tepelného odporu než $38,7 \text{ °C/W}$. Vzhledem k faktu, že zesilovač může být využit pro měření potrubí na nekrytém pracovišti a v letních měsících, lze výpočet zpřísnit nárůstem teploty okolí z 25 °C na 50 °C . Při dvojnásobném nárůstu teploty okolí poté vychází maximální tepelný odpor chladiče na $30,4 \text{ °C/W}$, což opět bezproblémově pokryje vybraný chladič. K ověření výpočtu lze přistoupit i následujícím způsobem přes výpočet celkového tepelného odporu:

$$R_{THja} = \frac{T_{j-max} - T_a}{P_z} = 41,7 \text{ °C/W} \quad (11.3)$$

Z kterého lze dopočítat požadovaný tepelný odpor chladiče:

$$R_{THsa} = R_{THja} - R_{THjc} - R_{THcs} = 41,7 - 2,5 - 0,5 = 38,7 \text{ °C/W} \quad (11.4)$$



Obr. 65 Chladič SK-185 [34]

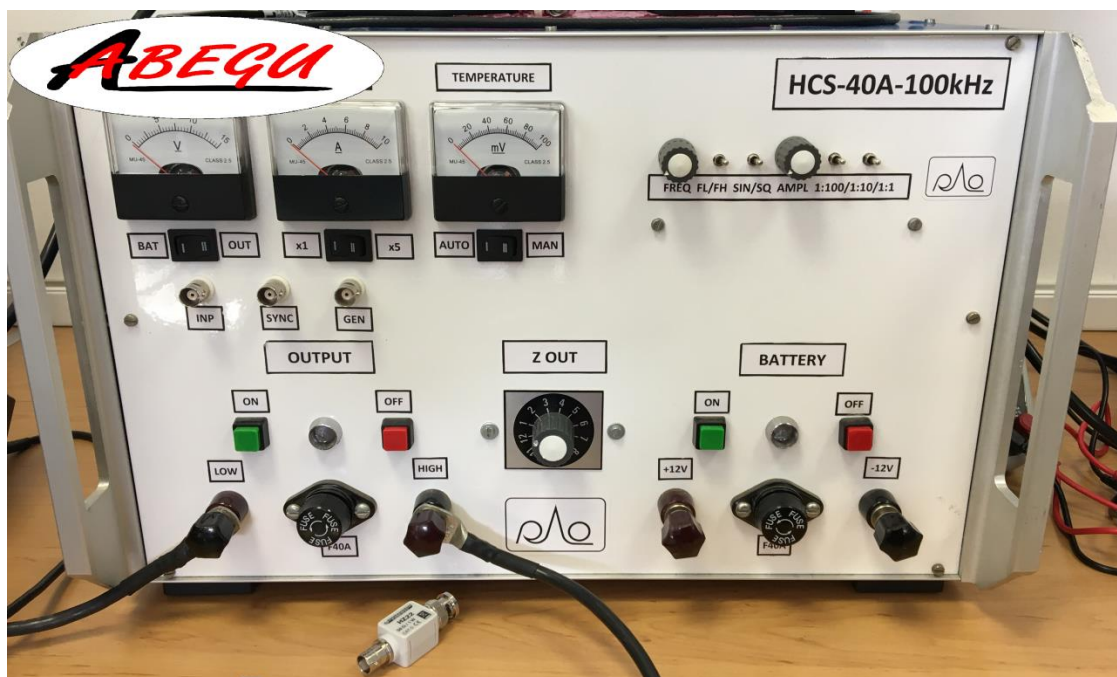
Z výše uvedených poznatků došlo k výběru standartního lisovaného chladiče speciálně navrženého pro pouzdro tranzistoru TO-220 od firmy Fischer elektronik SK-185, který dosahuje při uvažované délce přibližně 4 cm teplotního odporu přibližně 5–6 °C/W. Pokud obsluha zesilovače navíc sepne aktivní chlazení (případně dojde k jeho sepnutí automaticky) klesne teplotní odpor chladiče ještě minimálně 5x. Umístění aktivního chlazení je ovšem nutností (byť i neregulovaného) z důvodu zajištění cirkulace vzduchu uvnitř zařízení.

12. DPS a mechanická konstrukce

Prakticky celý návrh zesilovače, byl realizován v programu DesignSpark PCB od firmy RS components, včetně návrhu desek plošných spojů a jejich 3D vizualizací. Při návrhu DPS byl kladen důraz především na správné rozmístění jednotlivých zemních smyček, a to zejména na správné vzájemné oddělení signálové země od té výkonové, což byl i u oboustranné desky mnohdy oříšek. Vzhledem k faktu, že byl zesilovač navrhován jako interní laboratorní přístroj, tak vznikly požadavky na tvorbu DPS s ohledem na normy týkající se elektrické bezpečnosti. V tomto ohledu poskytl odborný dohled nad tvorbou DPS vedoucí laboratoře firmy ABEGU, a. s. Ing. Zdeněk Šťastný.

Také správné rozmístění chladičů v kombinaci s požadavkem na maximální možné rozměry zařízení, nebylo jednoduché realizovat, avšak například u výkonové desky (viz. kapitola 10.3.3), bylo řeším zvolit horizontální umístění chladiče a celé desky poté rozmístit v přístroji vertikálně. Docílí se tak nemalá úspora místa s vhodným prouděním vzduchu z aktivní ventilace. DPS výkonové části zesilovače je navržena zejména s ohledem na vysoké proudové zatížení a minimalizaci úbytků napětí na měděných vodičích, které by mohlo způsobit značné zkreslení signálu. Při těchto požadavcích, vznikla výkonová deska o úctyhodných rozměrech 405x225 mm. U základní desky již byl navržen klasický model vertikálních chladičů z firemních zásob o rozměrech 65x45x20 mm. Aktivní ventilace byla dle zadání volena naprosto autonomní na napětí z akumulátorů, proto jsou zde využity dva síťové ventilátory Sunon DP201AT, spouštějící se okamžitě po připojení síťového napájení.

Všechny navržené desky a kryt zařízení byly z důvodu výsledné důležitosti zařízení (ale také z důvodu použité dvouvrstvé technologie DPS) vyrobeny a osazeny společností RAO, s.r.o, která má s výrobou zařízení pro potřeby EMC měření bohaté zkušenosti. Ovšem během výroby zařízení, vzniklo několik dalších nápadů na monitorování stavu zařízení, včetně požadavku na průběžné měření teploty koncových stupňů. Proto bylo nutné zařízení dále po předávce zkompletovat a doplnit požadované moduly. Výsledkem těchto požadavků je i umístění generátor harmonického signálu přímo ve společném pouzdře s instalovaným zesilovačem. Vzhledem k faktu, že tento generátor již nebyl předmětem diplomové práce, tak jsou jeho autory již kolegové ze společnosti ABEGU, a.s.



Obr. 66 Fotografie čelního panelu zesilovače

Bohužel ne všechny komponenty viditelné na fotografii čelního panelu zesilovače se podařilo do termínu odevzdání diplomové práce zprovoznit, ale nutné informace o stavu výstupu zesilovače (napětí, proud a teplota koncových stupňů) jsou plně funkční včetně voliče impedančních stupňů. Největším problémem při ožiování zesilovače se paradoxně ukázalo nastavení měření teploty pomocí milivoltmetru, kde bylo nutno zobrazit po sepnutí přístroje prakticky pokojovou teplotu, a nikoliv teplotu odpovídající 0°C. Řešením bylo laborování s DPS pro zobrazení teploty metodou pokus-omyl, pomocí které se ukázalo jako nejvhodnější řešení nastavit předpětí výstupního tranzistoru, který bude tedy již při sepnutí přístroje otevřen a na přístrojovém panelu pro měření teploty bude zobrazena teplota odpovídající teplotě na jeho termistoru.

13. Měření na zesilovači

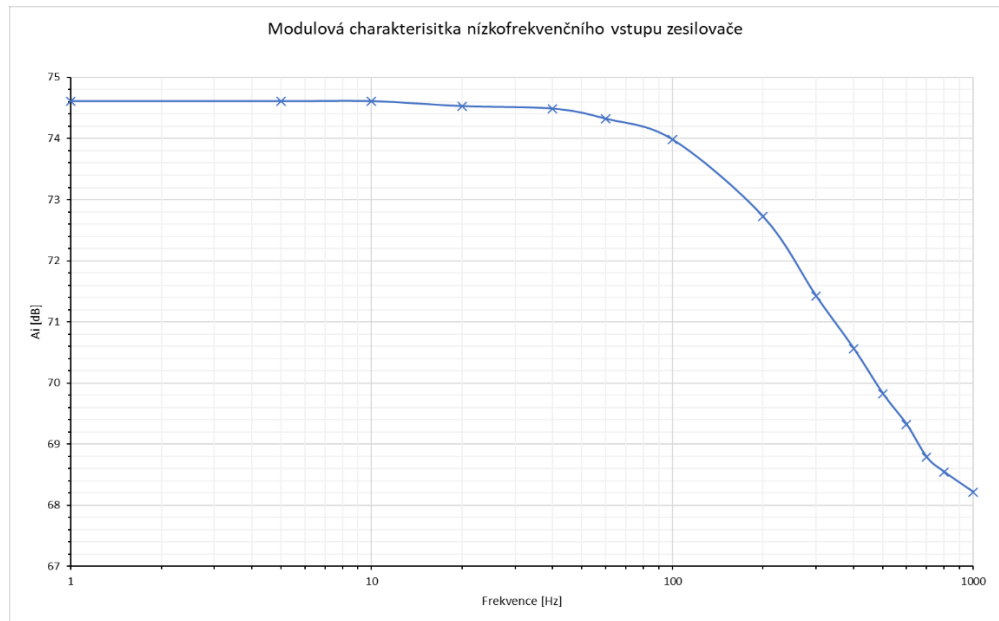
Po sestavení a oživení celého přístroje bylo provedeno měření pro zjištění jeho základních vlastností nutných k uvedení do provozu. Vstup zesilovače byl buzen ze signálového zdroje WF1974 od NF company. Jeho stabilní napěťový výstup (U_1) byl veden přes jeho vnitřní impedanci 50Ω na vstup osciloskopu TDS3054C Tektronix a rovnou na vstup zesilovače. Výstup zesilovače byl pevně zkratován přes zvolenou maximální výstupní impedanci. Proud přes zkratovou soustavu byl snímán proudovou sondou Tektronix TCPA300 na rozsahu 5 A/V. Zesilovač byl napájen ze tří paralelně zapojených 12 V akumulátorů pro případ vysoké proudové zatížitelnosti. Měření tedy proběhlo na obou vstupech zesilovače, a to tedy na nízkofrekvenčním vstupu, na kterém je přivedený signál galvanicky oddělen nízkofrekvenčním transformátorem a následně odeslán rovnou do invertorů zesilovače a na vysokofrekvenčním vstupu, tedy na vstupu přes navrhovaný optočlen.

13.1 Měření na nízkofrekvenčním vstupu zesilovače

Na každém ze vstupních kanálů zesilovače byla snaha změřit především ty parametry, které nejvíce zasahují do potřeb nasazení tohoto zesilovače. Došlo tedy ke změření modulové charakteristiky, celkového harmonického zkreslení signálu a mezních frekvencí.

Měření na nízkofrekvenčním vstupu zesilovače						
Frekvence [Hz]	U_1 [V]	I_1 [A]	I_2 [A]	U_2 [V]	THD [%]	A_i [dB]
1	0,4	0,008	43	8,6	1,10	75
5	0,4	0,008	43	8,6	1,09	75
10	0,4	0,008	43	8,6	1,08	75
20	0,4	0,008	42,6	8,52	1,05	75
40	0,4	0,008	42,4	8,48	1,03	74
60	0,4	0,008	41,6	8,32	1,09	74
100	0,4	0,008	40	8	1,26	74
200	0,4	0,008	34,6	6,92	1,72	73
300	0,4	0,008	29,8	5,96	2,50	71
400	0,4	0,008	27	5,4	3,36	71
500	0,4	0,008	24,8	4,96	4,22	70
600	0,4	0,008	23,4	4,68	18,93	69
700	0,4	0,008	22	4,4	10,57	69
800	0,4	0,008	21,4	4,28	9,91	69
1000	0,4	0,008	20,6	4,12	8,98	68

Tab. 13.1 Měření na nízkofrekvenčním vstupu zesilovače

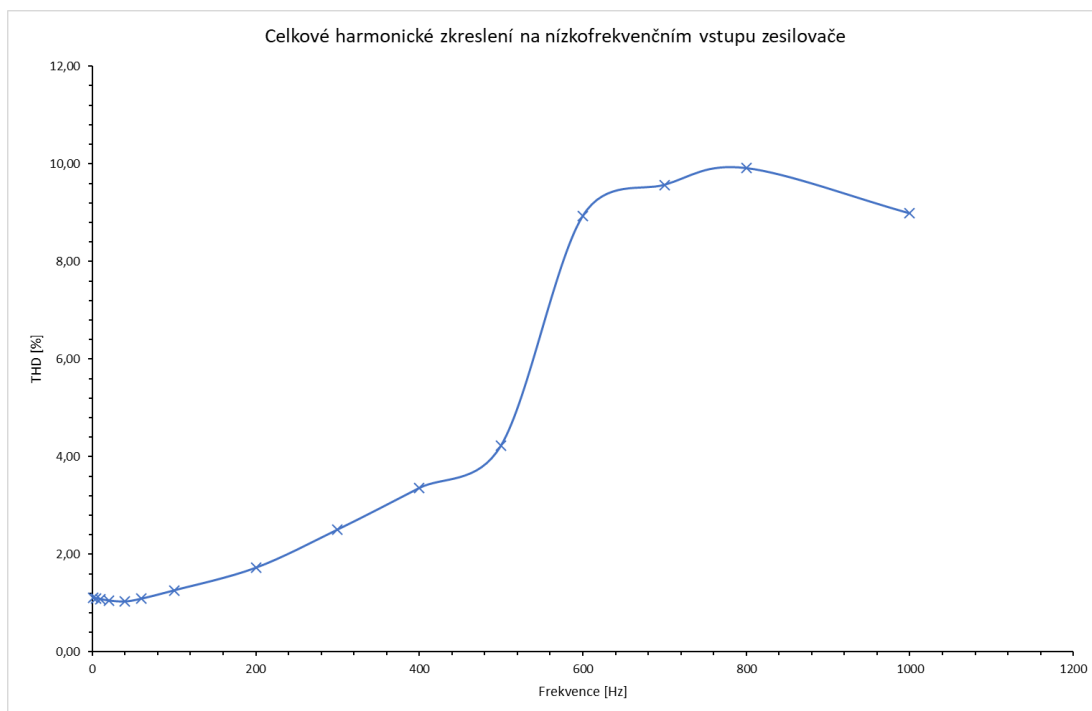


Obr. 67 Modulová charakteristika nízkofrekvenčního vstupu zesilovače

Modulová charakteristika je základní prostředek pro popis vlastností zesilovače a vyjadřuje jeho kmitočtovou závislost. Měření proběhlo od kmitočtu 1 Hz do 1 kHz v režimu napěťového buzení a se zátěží rovnající se 0,22 Ω. Jak je z výsledků patrné, zesilovač s tímto vstupem a zadanými podmínkami (Vstupní napětí 0,4 V, zvolená impedance 0,22 Ω) v nízkém pásmu do 100 Hz pracuje se stabilním zesílením přibližně 75 dB. Poté již dochází k útlumu a od frekvence 300 Hz již zesílení klesá se směrnici – 3 dB/dek. Od této mezní frekvence navíc rychle narůstá harmonické zkreslení signálu a v reálné aplikaci již nemá smysl s těmito výstupními hodnotami dále pokračovat v měření (na tomto vstupu zesilovače). Při měření na nízkofrekvenčním vstupu zesilovače byla navíc změřena spodní mezní frekvence zesilovače, která se rovná frekvenci o velikosti přibližně 0,01 Hz.

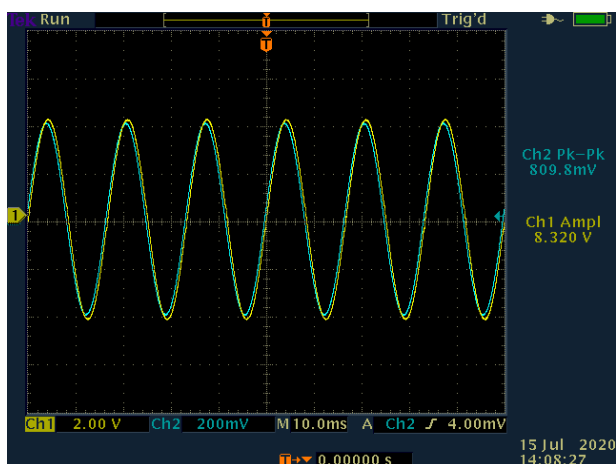
Na Obr. 68 je zpracováno naměřené celkové harmonické zkreslení (THD). THD je zpracováno prostřednictvím rychlé Fourierovy transformace (FFT). Harmonické časové spojité spektrum zachycené osciloskopem je převedeno do frekvenční oblasti za využití firemního softwaru firmy ABEGU, a.s. a následně pro prvních deset vzorků spočítán parametr THD pomocí následující rovnice.

$$THD = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots + I_n^2}}{I_1} * 100 [\%] \quad (13.1)$$

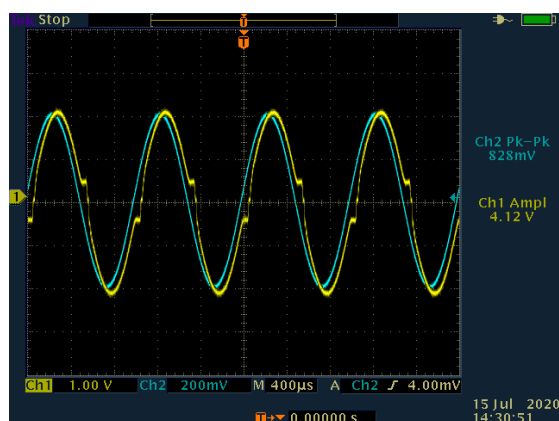


Obr. 68 THD na nízkofrekvenčním vstupu zesilovače

Graf pro celkové harmonické zkreslení, nám opět dává jasnou informaci o tom, do jakých mezních frekvencí má smysl tento vstup používat. Od 100 Hz výše již začíná THD stoupat nad 1 % a to zejména díky rozptylovým reaktancím indukčností podélných složek transformátoru ve spojení s velkým přechodovým zkreslením zesilovače ve třídě B. Tento jev je již vizuálně patrný na Obr. 70 a doložen FFT analýzou zobrazeného průběhu výstupního proudu na oscilogramu.

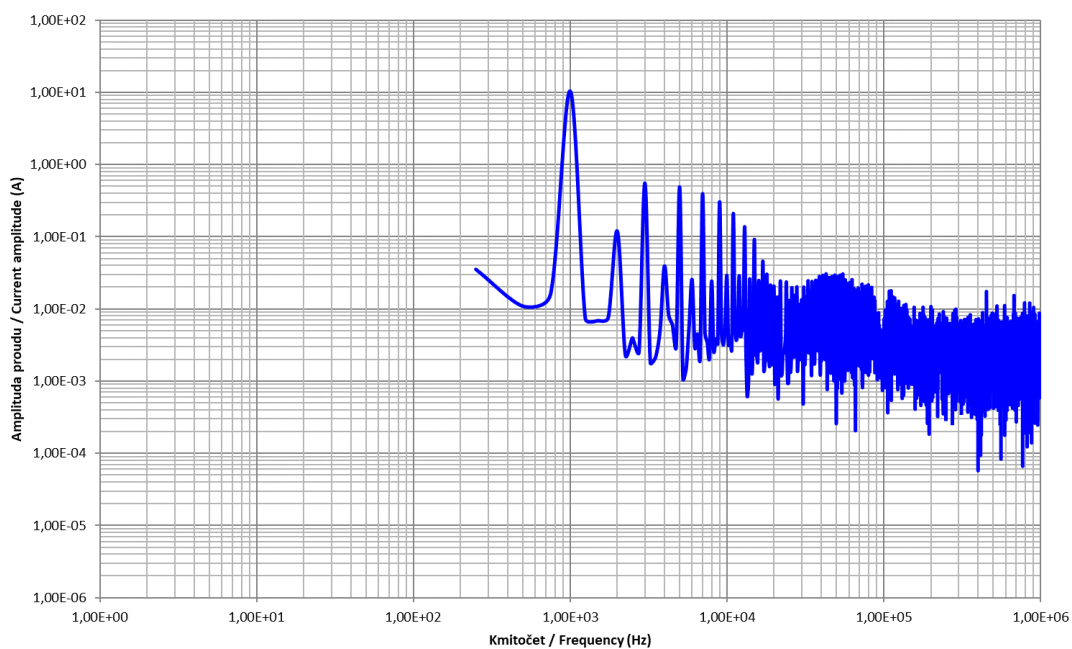


Obr. 69 Ocilogram nf 100 Hz



Obr. 70 Oscilogram nf 1 kHz

FFT analýza výstupního proudu zesilovače pro vstupní frekvenci 1 kHz



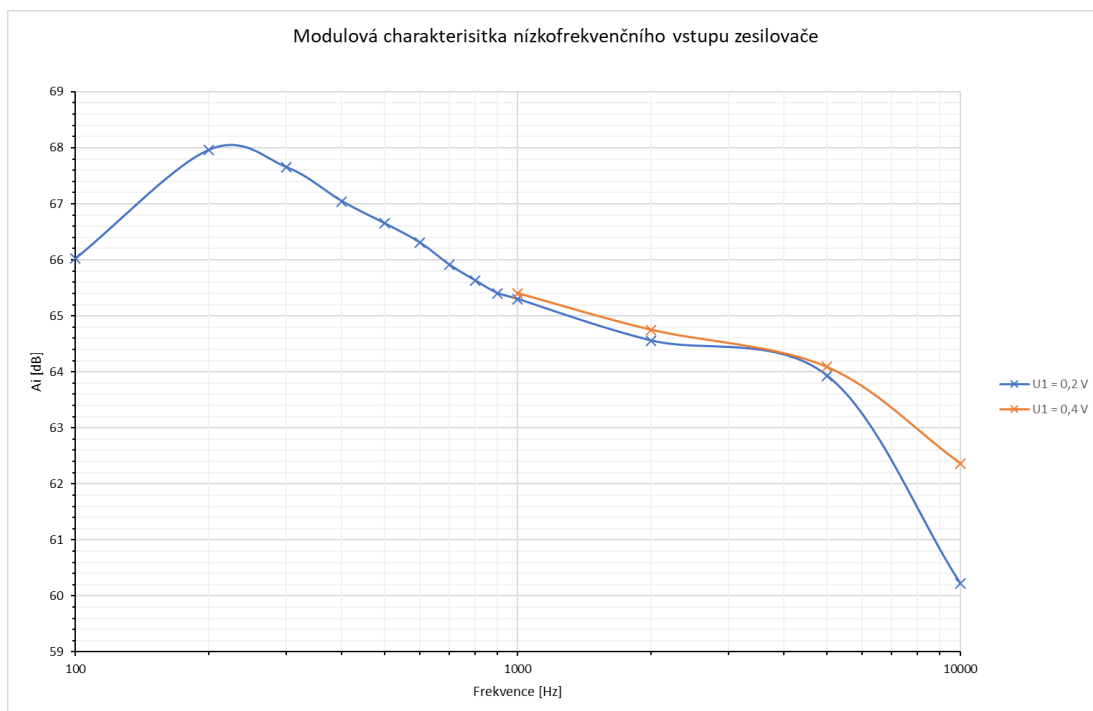
Obr. 71 FFT analýza nf 1 kHz

13.2 Měření na vysokofrekvenčním vstupu zesilovače

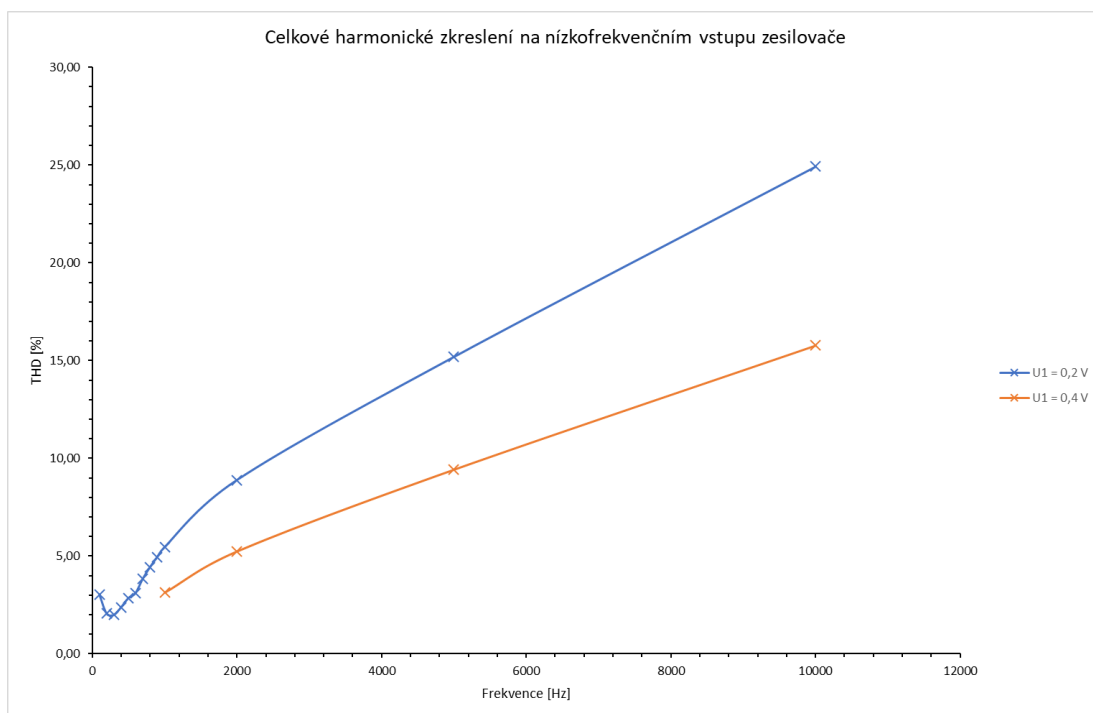
Měření na vysokofrekvenčním vstupu zesilovače						
Frekvence [Hz]	U_1 [V]	I_1 [A]	I_2 [A]	U_2 [V]	THD [%]	A_i [dB]
100	0,2	0,004	8,00	1,60	3,04	66
200	0,2	0,004	10,00	2,00	2,06	68
300	0,2	0,004	9,65	1,93	1,99	68
400	0,2	0,004	9,00	1,80	2,38	67
500	0,2	0,004	8,60	1,72	2,84	67
600	0,2	0,004	8,27	1,65	3,11	66
700	0,2	0,004	7,90	1,58	3,84	66
800	0,2	0,004	7,65	1,53	4,44	66
900	0,2	0,004	7,45	1,49	4,95	65
1000	0,2	0,004	7,36	1,47	5,45	65
2000	0,2	0,004	6,76	1,35	8,89	65
5000	0,2	0,004	6,29	1,26	15,19	64
10000	0,2	0,004	4,11	0,82	24,92	60
Změna vstupní amplitudy napětí						
1000	0,4	0,008	14,90	2,98	3,14	65
2000	0,4	0,008	13,83	2,77	5,25	65
5000	0,4	0,008	12,81	2,56	9,43	64
10000	0,4	0,008	10,51	2,10	15,78	62

Tab. 13.2 Měření na vysokofrekvenčním vstupu zesilovače

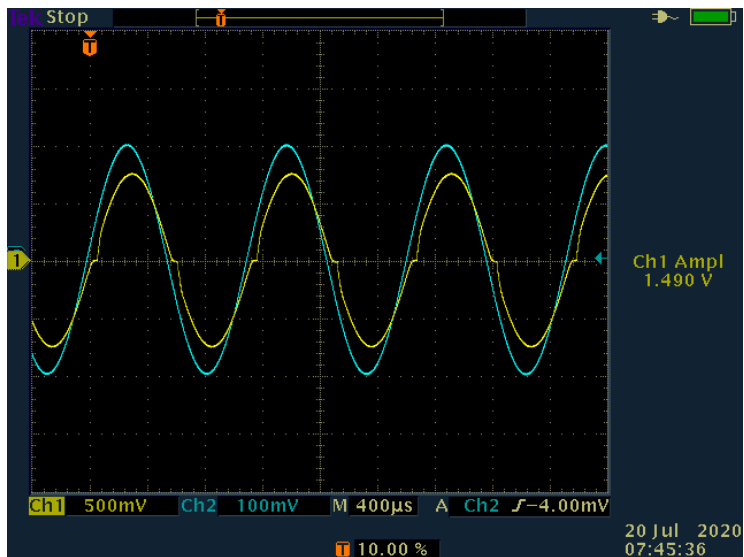
Na vysokofrekvenčním vstupu zesilovače, jinými slovy na vstupu do optočlenu, byly změřeny stejné parametry zesilovače s rozdílem vstupních hodnot napětí a frekvencí. Nižší vstupní napětí jsem volil z bezpečnostních důvodů, tak aby nedošlo k náhlému přebuzení zesilovače a jeho destrukci. Obavy se později ukázaly jako plané, což reprezentuje druhá část tabulky (Tab. 13.1), kde došlo k proměření vyšších frekvencí s vstupním napětím 0,4 V. Z modulové charakteristiky je patrné, že tento vstup je použitelný až od frekvencí 200 Hz a výše (což byl také hlavní důvod pro zavedení nízkofrekvenčního vstupu) do hodnot přibližně 1 kHz. Při hodnotách nad jeden kHz opět začne strmě klesat hodnota zesílení A_i a zároveň začne neúnosně narůstat THD, jedná se tedy o horní mezní kmitočet zesilovače. Samozřejmě jde cestou ladění volit různé skupiny výstupní impedance a volit vyšší vstupní amplitudy napětí (což znázorňuje druhá část výše uvedené tabulky, kde zvýšení vstupního napětí mělo pozitivní dopad na THD i na Modulovou charakteristiku), ale i přes tyto snahy nelze nad frekvence 1 kHz docílit harmonického zkreslení pohybujícího se v okolí 1 %. Oscilogram na Obr. 75 zobrazuje výstupní proud při frekvenci 10 kHz. Tento proud je již natolik „zdeformovaný“, že takovýto výstup již nelze z hlediska (při frekvencích nad 1 kHz) použitelnosti do laboratorní měřicí sestavy považovat za vyhovující.



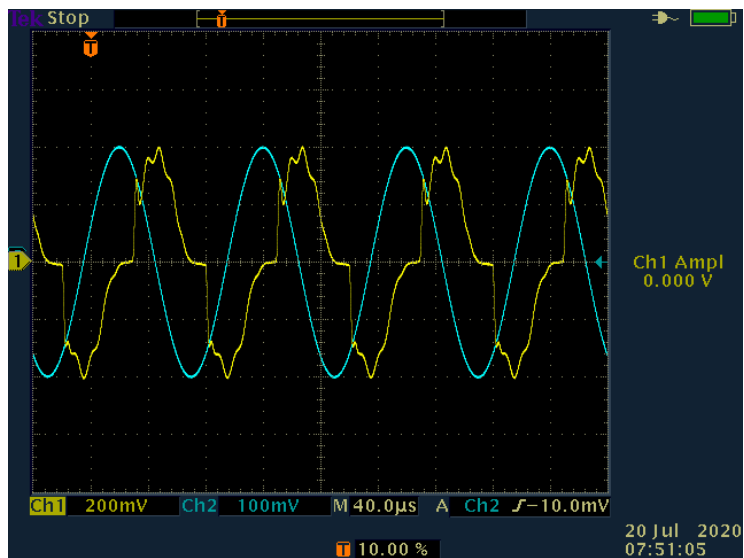
Obr. 72 Modulová charakteristika vysokofrekvenčního vstupu zesilovače



Obr. 73 THD na vysokofrekvenčním vstupu zesilovače



Obr. 74 Oscilogram vf 1 kHz



Obr. 75 Oscilogram vf 10 kHz

14. Závěr

V této diplomové práci je obsažen teoretický úvod do problematiky tranzistorových zesilovačů, včetně popisu jeho elementárních částí, rozdílů mezi třídami zesilovačů (Včetně jejich simulací), použití operačních zesilovačů v základních zapojeních a úvod do problematiky měřící metody EDMET. Druhá část této práce se zabývá návrhem samotného proudového zesilovače dle zadaných požadavků. Byl zde popsán princip a význam jednotlivých jeho bloků včetně návrhu schémat pro pomocné obvody zesilovače. Všechny funkční bloky jsou navrženy na základě odborných článků a literatur zabývajících se návrhy zesilovačů a poté odladěny za pomoci simulací v programu LTspice. Při návrhu zesilovače byl kladen důraz na kvalitu provedení desek plošných spojů a správný výběr součástek. Na podpůrných DPS zesilovače byly v co největší míře zastoupeny součástky v provedení SMD, tak aby bylo docíleno co možná největší úspory prostoru uvnitř zesilovače.

Po dokončení návrhu zesilovače byl celý návrh předán k výrobě desek plošných spojů a k vytvoření krytu zařízení u společnosti RAO, s.r.o. Po zkompletování a oživení nejnütnějších částí zesilovače bylo provedeno praktické měření, které mělo za cíl ověřit zadané parametry zesilovače. Na obou vstupech zesilovače proběhlo měření modulových charakteristik a THD. Výsledky měření dle mého názoru plně odpovídají zadání. Tedy zesilovač je schopný dodat do zátěže požadovaných $40 A_{pk-pk}$ a s přihlédnutím k parametru THD lze měření provozovat bezproblémově do hranice 1 kHz. Ač jsme se zesilovačem schopni měřit při upravení počátečních podmínek (zvětšení vstupního napětí/doladění impedance výstupu) až do frekvence 100 kHz, tak hodnoty THD výstupního proudu na takovýchto frekvencích již neklesá pod 10 % a tyto výsledky již nelze považovat za věrohodné. Pro odstranění takto velkého harmonického zkreslení na vyšších frekvencích by bylo nutné posunout zesilovač alespoň do třídy AB a zavést tak předpětí pro můstkový zesilovač pracující ve třídě B. Dalším řešením by bylo umístit na výstup filtrační kondenzátory, ovšem vzhledem k požadavku na přenos velmi nízkých frekvencí (měření od 0,1 Hz), velikostem výstupních proudů a místem uvnitř zařízení nepřipadá tato možnost reálně v úvahu.

Maximální výstupní proud, který se později podařilo na výstupních svorkách zesilovače změřit, se skutečně blížil simulované hodnotě $100 A_{pk-pk}$ (reálně bylo změřeno $70 A_{pk-pk}$) při nastaveném vstupním napětí $1 V$, frekvenci $10 Hz$ a výstupní zátěži odpovídající $0,05 \Omega$. Bohužel i přes provedený návrh chlazení dochází při těchto hodnotách proudu k rychlému nárůstu teploty koncových stupňů, a tedy měření s takovýmto proudem by nebylo prakticky vůbec realizovatelné například v letních měsících na mobilním měřicím stanovišti. Takto vytvořený zesilovač tedy poskytl společnosti ABEGU, a.s. další z podpůrných prostředků pro měření metalických potrubí vyvinutou metodou EDMET. Další vývoj tohoto zařízení by se mohl zabývat především rozšířením jeho frekvenční oblasti.

Seznam použité literatury

- [1] ING. BEŠTA, M. T3.1-Zesilovače. *Zesilovače* [online]. [cit. 2020-04-04]. Dostupné z: <https://docplayer.cz/9274305-Zesilovace-ing-m-besta.html>
- [2] Elektronika: Základní parametry bipolárních tranzistorů. *ELUC* [online]. [cit. 2020-04-04]. Dostupné z: <https://eluc.kr-olomoucky.cz/verejne/lekce/593>
- [3] DOLEŽAL, Ivan, Miroslav HOLADA, Milan KOLÁŘ, Miroslav NOVÁK, Leoš PETRŽÍLKA, Petr PFEIFER, Zdeněk PLÍVA a Lubomír SLAVÍK. *Analog electronics* [online]. Technical university of Liberec, 2014 [cit. 2020-04-04]. DOI: 10.15240/tul/002/2014-11-003. ISBN 9788074941368.
- [4] Prudenietranzistor.png. In: <Http://szz.g6.cz/> [online]. 2016/05/24 16:52 [cit. 2020-04-04]. Dostupné z: <http://szz.g6.cz/doku.php?id=temata:01-polovodice:main>
- [5] REMOTE-LAB GYMKT. *Základní charakteristiky bipolárního tranzistoru: Tranzistorový jev* [online]. In: . [cit. 2020-04-04]. Dostupné z: <http://remote-lab.fyzika.net/experiment/06/experiment-6-teorie.php?lng=cs>
- [6] PUNČOCHÁŘ, Jiří. *Analýza elektronických obvodů: Vysokofrekvenční zesilovače* [online]. Ostrava, 2011 [cit. 2020-04-04]. Dostupné z: http://fei1.vsb.cz/kat420/vyuka/FEI/AEO/sylaby/AEO_05.pdf. Vysoká škola báňská.
- [7] KOLEKTIV AUTORŮ. *Radio-elektronická příručka I*. Praha: ROH Praha, 1972. ISBN 24-091-72.
- [8] Třídy-zesilovačů-graf.jpg. In: *ACKOO - UČEBNÍ TEXTY* [online]. [cit. 2020-04-04]. Dostupné z: <https://ackoo.estranky.cz/clanky/tridy-zesilovacu.html>
- [9] KOTISA, Zdeněk. *NF zesilovače*. Praha: BEN - technická literatura, 2003. ISBN 80-7300-065-2.
- [10] RŮŽIČKA, Jaroslav. *NÁVRH A KONSTRUKCE AUDIO VÝKONOVÉHO ZESILOVAČE* [online]. Brno, 2010 [cit. 2020-04-04]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=29824. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně.
- [11] Elektronika: Zesilovače s komplementárními tranzistory. *ELUC* [online]. [cit. 2020-04-04]. Dostupné z: <https://eluc.kr-olomoucky.cz/verejne/lekce/681>
- [12] ERBEN, Lukáš. HD zvuk #2: Zesilovače podruhé (o třídách). *Hdmag.cz* [online]. 6. 5. 2013 [cit. 2020-04-04]. Dostupné z: <http://hdmag.cz/clanek/hd-zvuk-2-zesilovace-podruhe-o-tridach>
- [13] ŠUDÁK, Karel. *Rozdělení zesilovačů dle třídy (A, AB, D, G, H)* [online]. In: . [cit. 2020-04-04]. Dostupné z: <https://www.ahifi.cz/clanky/detail/rozdeleni-zesilovacu-dle-tridy-a-ab-d-g-h.htm>
- [14] Zesilovač. In: *Wikipedia: the free encyclopedia* [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2001- [cit. 2020-04-04]. Dostupné z: https://cs.wikipedia.org/wiki/Zesilova%C4%8D#T%C5%99%C3%ADda_H

- [15] Praktická elektronika/Operační zesilovače. In: Wikipedia: the free encyclopedia [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2001- [cit. 2020-04-04]. Dostupné z: https://cs.wikibooks.org/wiki/Praktick%C3%A1_elektronika/Opera%C4%8Dn%C3%AD_zesilova%C4%8De
- [16] Elektronika: Operační zesilovače. ELUC [online]. [cit. 2020-04-04]. Dostupné z: <https://eluc.kr-olomoucky.cz/verejne/lekce/687>
- [17] FÁBERA, Vít. Operační zesilovače [online]. [cit. 2020-04-04]. Dostupné z: <https://www.fd.cvut.cz/personal/xfabera/AM/labcv/labcv4/OZ.pdf>. Laboratorní cvičení - Automatizace a měření. ČVUT v Praze Fakulta dopravní.
- [18] Elektronika: Invertující zapojení operačního zesilovače. ELUC [online]. [cit. 2020-04-04]. Dostupné z: <https://eluc.kr-olomoucky.cz/verejne/lekce/689>
- [19] Operační zesilovače a jejich aplikace, parametry OZ. Vlastnosti lineárních operačních sítí a sítí s nelineární zpětnou vazbou. <http://www.bakal06.chytrak.cz> [online]. [cit. 2020-04-04]. Dostupné z: <http://www.bakal06.chytrak.cz/30---Operacni-zesilovace.pdf>
- [20] HORKEL, Milan. Proudové zrcadlo. *MLAB Projekt* [online]. [cit. 2020-04-05]. Dostupné z: <http://home.mlab.cz/Articles/Texts%20Krouzek/Proudov%C3%A9%20zrcadlo/DOC/HTML/Proudov%C3%A9%20zrcadlo.cs.html>
- [21] FÁBERA, Vít. Unipolární tranzistory [online]. [cit. 2020-06-08]. Dostupné z: https://www.fd.cvut.cz/personal/xfabera/21ZLEN/prednasky/prednaska6/21ZLEN_prednaska_6.pdf. 21ZLEN – přednáška č. 6. ČVUT v Praze Fakulta dopravní.
- [22] MOSFET. In: *Wikipedia: the free encyclopedia* [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2001-, 22. 6. 2019 [cit. 2020-06-08]. Dostupné z: <https://cs.wikipedia.org/wiki/MOSFET>
- [23] UČEBNÍ TEXTY PRO VÝUKU PŘEDMĚTU MIKROELEKTRONICKÉ SYSTÉMY: 3.2 Tranzistory. *Mikroelektronické systémy* [online]. [cit. 2020-06-08]. Dostupné z: http://352lab.vsb.cz/Podklady/11_ObvodPrvky/tr.html
- [24] JFET. In: *Wikipedia: the free encyclopedia* [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2001-, 5. 6. 2020 [cit. 2020-06-08]. Dostupné z: <https://cs.wikipedia.org/wiki/JFET>
- [25] DOLENSKÝ, Ondřej. *Vývoj a vypracování metodiky pro určení kritické tloušťky metalického potrubí při plošné důlkové korozi pomocí nedestruktivní elektromagnetické metody EDMET* [online]. Liberec, 2016 [cit. 2020-06-08]. Dostupné z: https://dspace.tul.cz/bitstream/handle/15240/150943/Dolensky_DP_EDMET_final_20160907.pdf?sequence=1&isAllowed=y. Diplomová práce. TECHNICKÁ UNIVERZITA VLIBERCI Fakulta strojní. Vedoucí práce Doc. Ing. Břetislav Skrbek, CSc.
- [26] PUBLISHER TEAM. MFL Inspection- Magnetic Bridge Corrosion Pit. In: *Onestop NDT* [online]. Mar 03, 2020 15:57 PM [cit. 2020-07-05]. Dostupné z: <https://www.onestopndt.com/blogs/the-truth-about-magnetic-flux-leakage-as-applied-to-tank-floor-inspections>
- [27] Detection services. *Detection services pipeline inspection and analysis* [online]. [cit. 2020-07-05]. Dostupné z: <https://www.detectionservices.com.au/>
- [28] HCNR200 Datasheet. *Alldatasheet.com* [online]. [cit. 2020-07-05]. Dostupné z: <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/526633/AVAGO/HCNR200.html>

- [29] GRACIAS, Jiří. Multivibrátory s OZ a komparátory s regulovatelnou střídou 0,00% až 100%. *AES astro elektro stavebnice* [online]. Sep 28, 2018 [cit. 2020-07-06]. Dostupné z: http://aesobchod.cz/clanky-aes/48_multivibratory-s-regulaci-stridy.html
- [30] Single supply buffer. In: *EEVblog Electronics Community Forum* [online]. [cit. 2020-07-06]. Dostupné z: <https://www.eevblog.com/forum/projects/best-low-cost-single-supply-op-amp-for-audio-preamp/>
- [31] KEIM, Robert. Bridge Amplifiers for Single-Supply Applications. In: *All about circuits* [online]. June 01, 2016 [cit. 2020-07-06]. Dostupné z: <https://www.allaboutcircuits.com/technical-articles/bridge-amplifiers-for-single-supply-applications/>
- [32] Chlazení zesilovačů. *Zesilovace.cz* [online]. 24.12.2002 [cit. 2020-07-11]. Dostupné z: <https://www.zesilovace.cz/chlazení-zesilovacu/>
- [33] MJE15030 Datasheet (PDF) – Mospec Semiconductor. *Alldatasheet.com* [online]. [cit. 2020-07-11]. Dostupné z: <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/2683/MOSPEC/MJE15030.html>
- [34] SK-185. In: *Fischer elektronik* [online]. [cit. 2020-07-11]. Dostupné z: [https://www.fischerelektronik.de/web_fischer/cs/heatsinks/A01/Standardn%C3%AD%20Isovan%C3%A9%20chladi%C4%8De/\\$catalogue/fischerData/PR/SK185_/index.xhtml](https://www.fischerelektronik.de/web_fischer/cs/heatsinks/A01/Standardn%C3%AD%20Isovan%C3%A9%20chladi%C4%8De/$catalogue/fischerData/PR/SK185_/index.xhtml)
- [35] SWEET, Stuart. What is the skin effect? In: *Solid signal blog* [online]. AUGUST 16, 2018 [cit. 2020-07-18]. Dostupné z: <https://blog.solidsignal.com/tutorials/what-is-the-skin-effect/>

Seznam obrázků

Obr. 1 Hybridní model tranzistoru.....	11
Obr. 2 Admitanční model tranzistoru	12
Obr. 3 Náhradní lineární obvod zesilovače.....	13
Obr. 4 Tranzistorový jev [4]	14
Obr. 5 VA charakteristiky tranzistorového zesilovače [3].....	15
Obr. 6 Výstupní charakteristiky tranzistoru	16
Obr. 7 Schéma předzesilovače se stabilizací pracovního bodu	18
Obr. 8 Základní zapojení tranzistorových zesilovačů.....	21
Obr. 9 Rozdělení unipolárních tranzistorů.....	22
Obr. 10 Výstupní převodní charakteristiky pro tranzistory MOSFET [23].....	24
Obr. 11 Výstupní a převodní charakteristiky JFET [23].....	25
Obr. 12 Převodní charakteristiky tříd zesilovačů [8]	27
Obr. 13 Zesilovač třídy A	28
Obr. 14 Analýza zapojení zesilovače třídy A	28
Obr. 15 Zesilovač třídy B.....	29
Obr. 16 Analýza zapojení zesilovače třídy B.....	30
Obr. 17 Zesilovač třídy AB.....	31
Obr. 18 Analýza zapojení zesilovače třídy AB.....	31
Obr. 19 Darlingtonovo zapojení.....	32
Obr. 20 Zesilovač třídy C.....	33
Obr. 21 Analýza zapojení zesilovače třídy C.....	33
Obr. 22 Zesilovač třídy D	34
Obr. 23 Analýza zapojení zesilovače třídy D	34
Obr. 24 Sériové a paralelní zapojení dvojčinných stupňů zesilovače.....	37
Obr. 25 Reálný vícecestupňový zesilovač	38
Obr. 26 Principiální zapojení operačního zesilovače.....	41
Obr. 27 Blokovaná architektura OZ [17].....	41
Obr. 28 Inverující a neinverující zapojení OZ	44
Obr. 29 Integrační a derivační OZ	45
Obr. 30 Součtový OZ.....	47
Obr. 31 Schéma OZ 741	47
Obr. 32 fotografie koroze na vnitřní straně potrubí	50

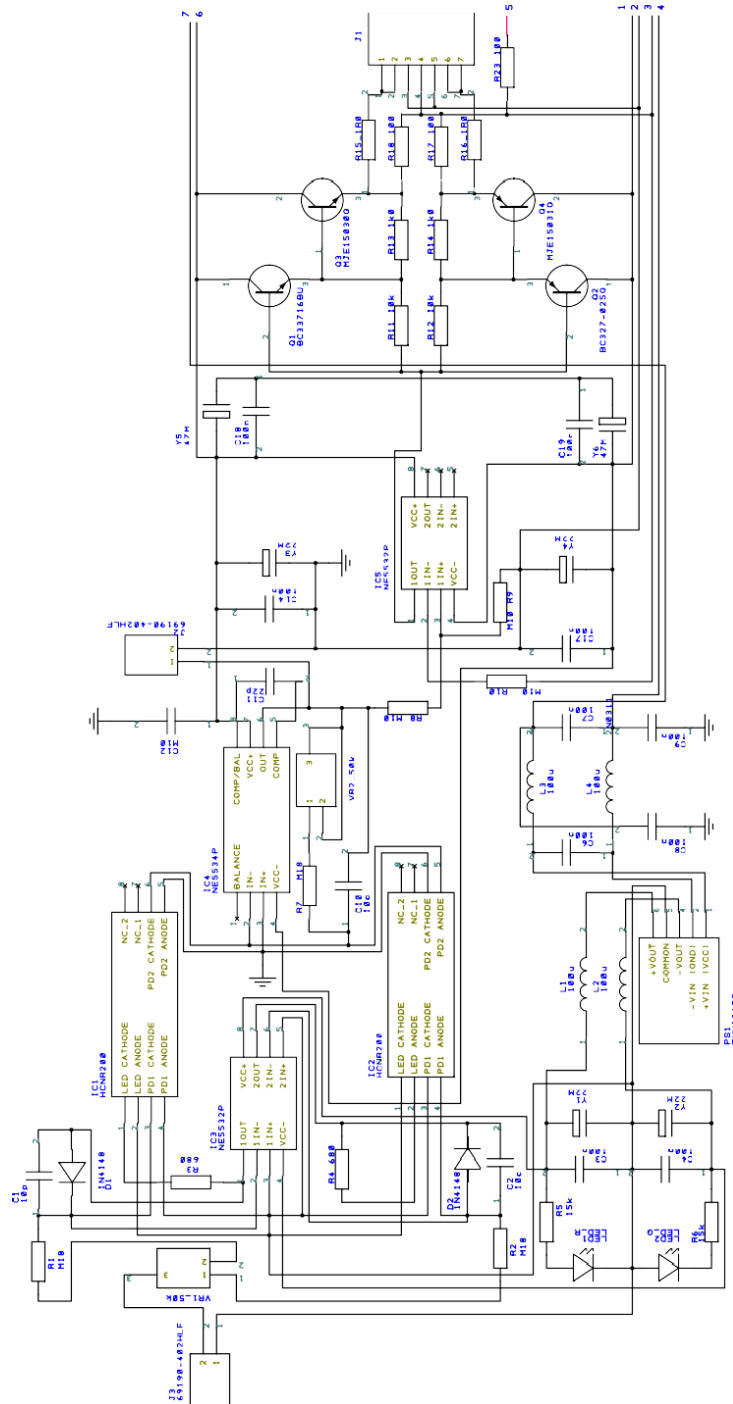
Obr. 33 Měření rozptylového toku [26]	53
Obr. 34 Rozložení měřících bodů u metalického potrubí	56
Obr. 36 Zjednodušené schéma pro měření impedance na metalickém potrubí	56
Obr. 37 Grafické znázornění skinefektu [35].....	57
Obr. 38 Impedance (0-10 Hz)	58
Obr. 39 Impedance (0-100 Hz)	58
Obr. 40 Impedance (0-1 kHz)	59
Obr. 41 Zapojení přístrojů pro metodu TDR [25].....	60
Obr. 42 Blokové schéma zesilovače	61
Obr. 43 Bipolární izolovaný zesilovač [28].....	63
Obr. 44 Vstupní část proudového zesilovače.....	64
Obr. 45 Zjednodušené schéma vstupního DC/DC filtru	65
Obr. 46 frekvenční a fázová charakteristika vstupního DC/DC filtru	66
Obr. 47 Schéma zapojení nábojové pumpy	67
Obr. 48 Simulace nábojové pumpy	68
Obr. 49 Schéma emitorového sledovače	69
Obr. 50 Emitorový sledovač	71
Obr. 51 Výsledek simulace emitorového sledovače	71
Obr. 52 Základní princip můstkového zesilovače [31]	72
Obr. 53 Základní část zesilovače	73
Obr. 54 Invertor pro můstkové zapojení	74
Obr. 55 Simulace invertoru.....	74
Obr. 56 Část výstupní výkonové pasáže zesilovače	77
Obr. 57 Simulace výstupního proudu zesilovače do zátěže.....	78
Obr. 58 Blok pro impedanční přizpůsobení	79
Obr. 59 Blok pro sledování teploty	80
Obr. 60 Obvod pro panelové měřidlo teploty	81
Obr. 61 Schéma první ze vstupních částí ochran zesilovače	82
Obr. 62 Simulace vstupního celku v online simulačním prostředí	83
Obr. 63 Schéma nadproudé ochrany vstupu zesilovače.....	84
Obr. 64 Bezpečná pracovní oblast tranzistoru MJE15030 [33]	85
Obr. 65 Chladič SK-185 [34].....	86
Obr. 66 Fotografie čelního panelu zesilovače.....	89
Obr. 67 Modulová charakteristika nízkofrekvenčního vstupu zesilovače	91

Obr. 68 THD na nízkofrekvenčním vstupu zesilovače	92
Obr. 69 Oscilogram nf 100 Hz	92
Obr. 70 Oscilogram nf 1 kHz	93
Obr. 71 FFT analýza nf 1 kHz	93
Obr. 72 Modulová charakteristika vysokofrekvenčního vstupu zesilovače	95
Obr. 73 THD na vysokofrekvenčním vstupu zesilovače	95
Obr. 74 Oscilogram vf 1 kHz	96
Obr. 75 Oscilogram vf 10 kHz	96

Seznam příloh

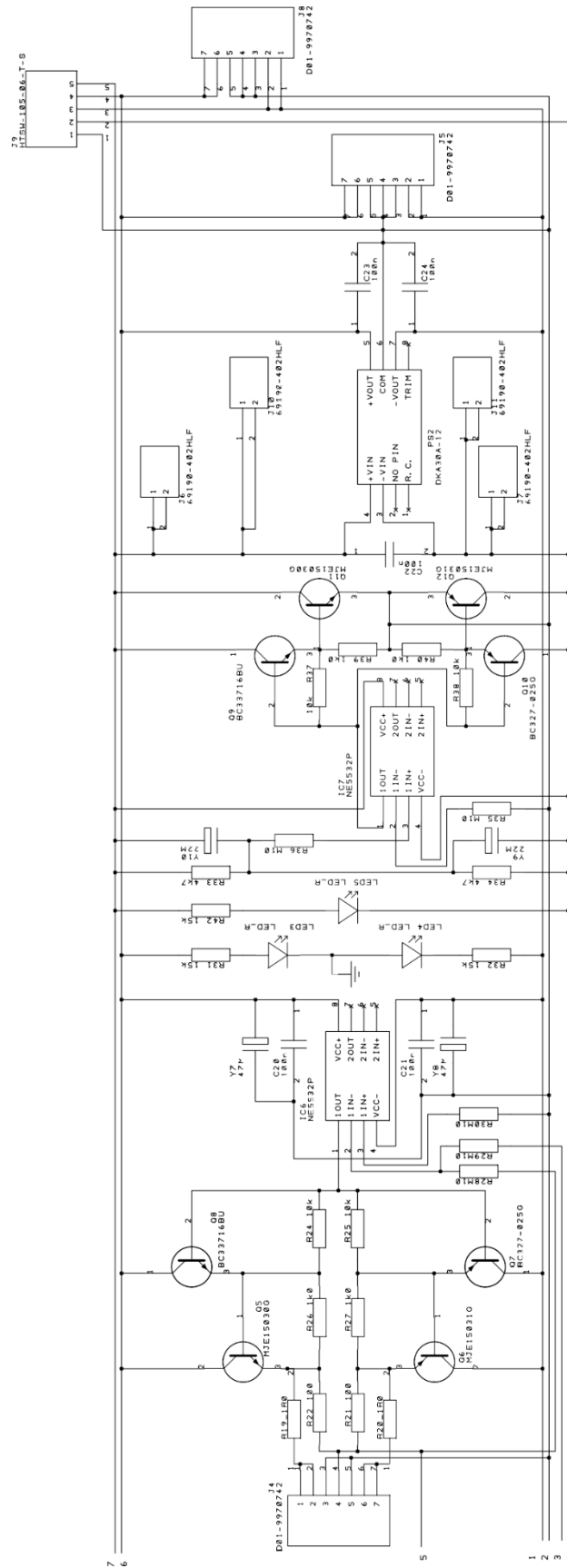
Příloha A – První polovina základního schématu zesilovače	106
Příloha B – Druhá polovina základního schématu zesilovače	107
Příloha C – Rozmístění součástek základního schématu zesilovače	108
Příloha D – Návrh spodní vrstvy PCB základního schématu zesilovače.....	109
Příloha E – Návrh vrchní vrstvy PCB základního schématu zesilovače.....	110
Příloha F – 3D vizualizace PCB základního schématu zesilovače	111
Příloha G – Schéma výkonové části zesilovače.....	112
Příloha H – Rozmístění součástek na PCB výkonové části zesilovače	113
Příloha I – Návrh spodní vrstvy PCB základního schématu zesilovače	114
Příloha J – Schéma nadproudé ochrany zesilovače	115
Příloha K - Rozmístění součástek na PCB nadproudé ochrany.....	116
Příloha L – Návrh spodní vrstvy PCB nadproudé ochrany.....	117
Příloha M – Návrh vrchní vrstvy PCB nadproudé ochrany	118
Příloha N – Schéma zapojení pro měření teploty koncových stupňů	119
Příloha O – Rozmístění součástek na PCB měření teploty.....	120
Příloha P – Návrh PCB měření teploty	121
Příloha Q – Rozmístění součástek na PCB nábojové pumpy	122
Příloha R – Návrh PCB nábojové pumpy	123

Příloha A – První polovina základního schématu zesilovače



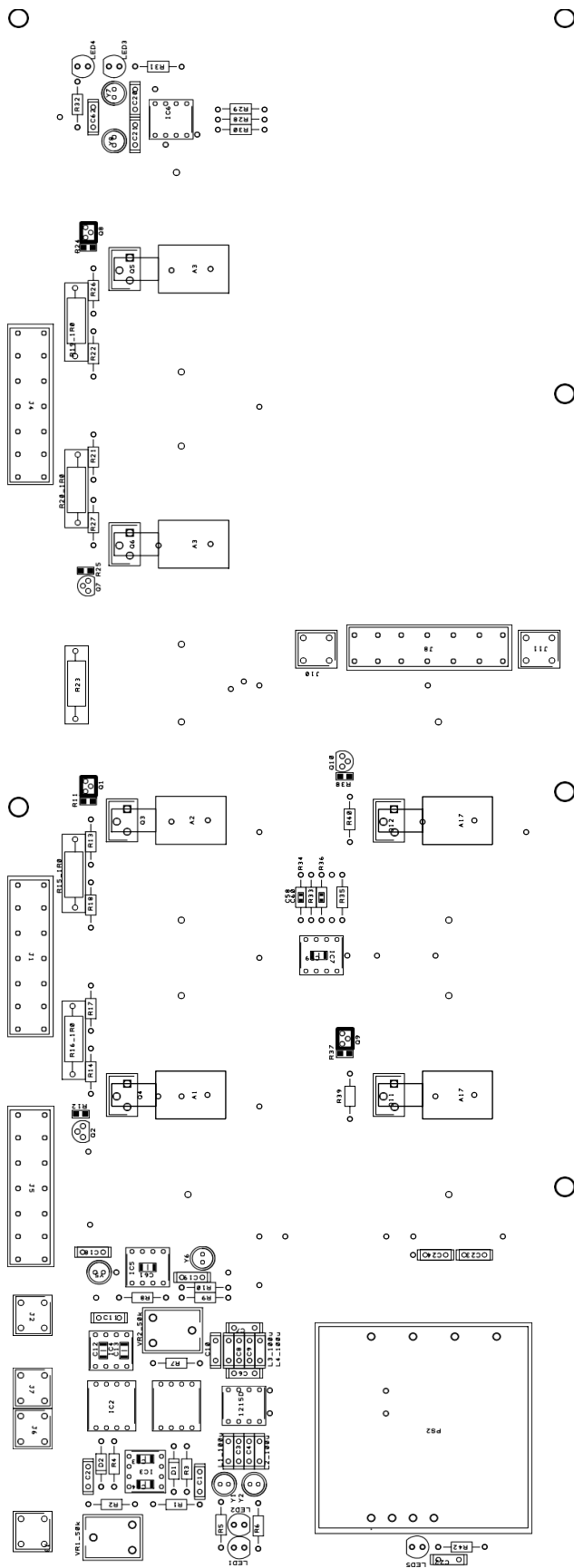
Příloha A - První polovina základního schématu zesilovače

Příloha B – Druhá polovina základního schématu zesilovače



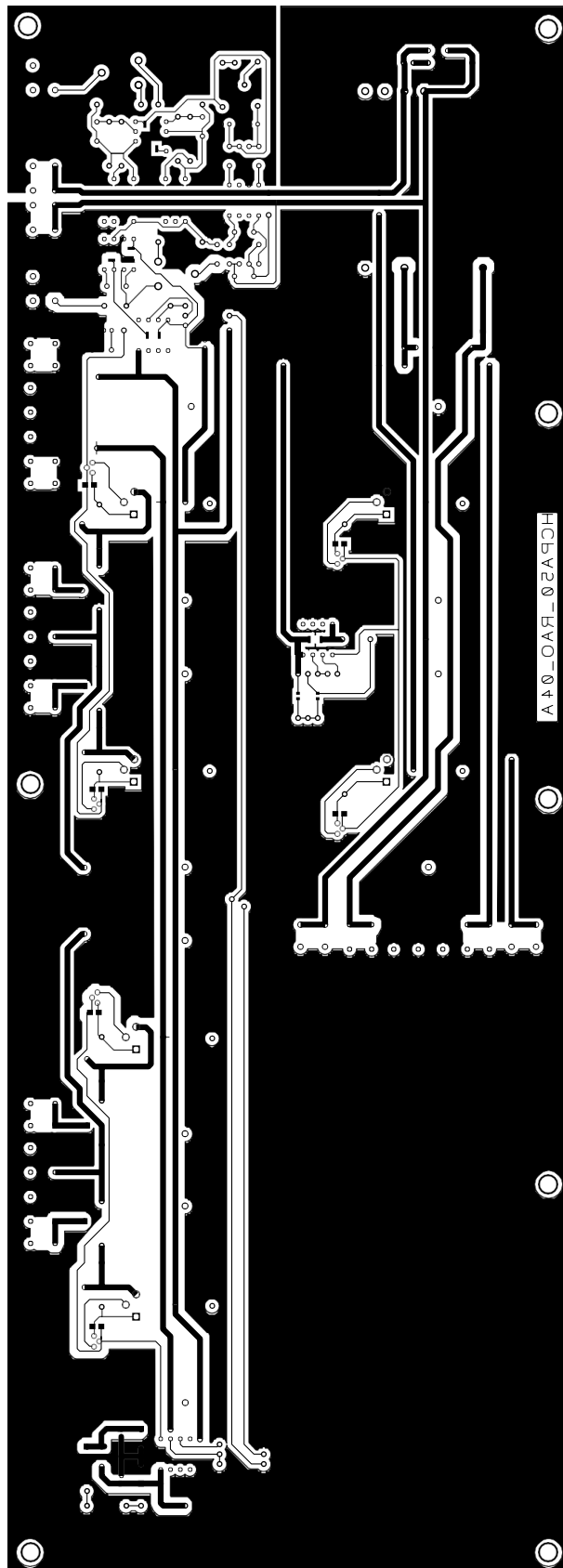
Příloha B - Druhá polovina základního schématu zesilovače

Příloha C – rozmístění součástek na PCB základního schématu zesilovače



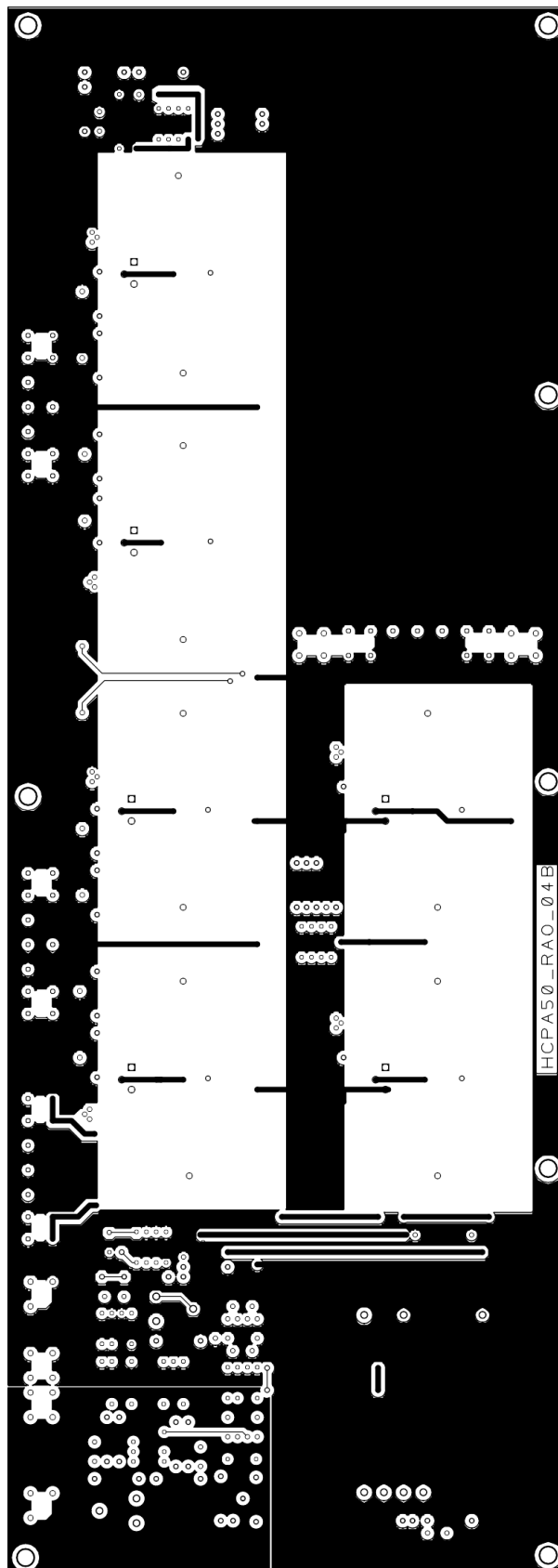
Příloha C – Rozmístění součástek základního schématu zesilovače

Příloha D – Návrh spodní vrstvy PCB základního schématu zesilovače



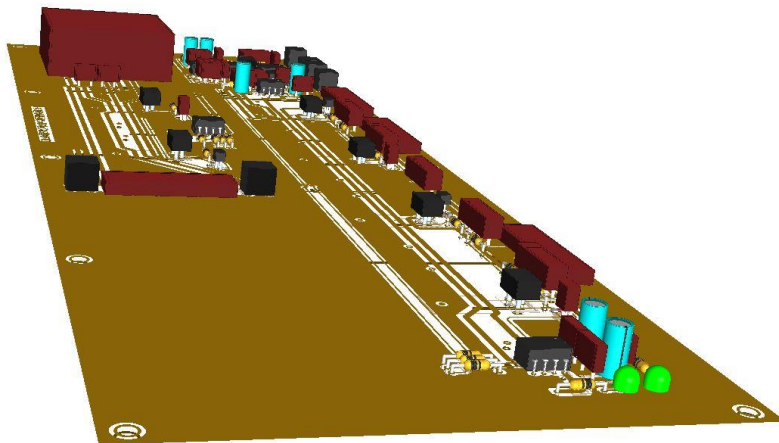
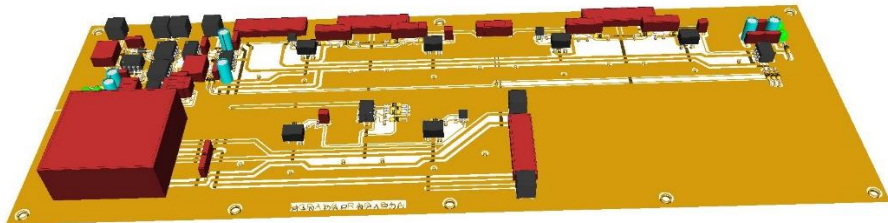
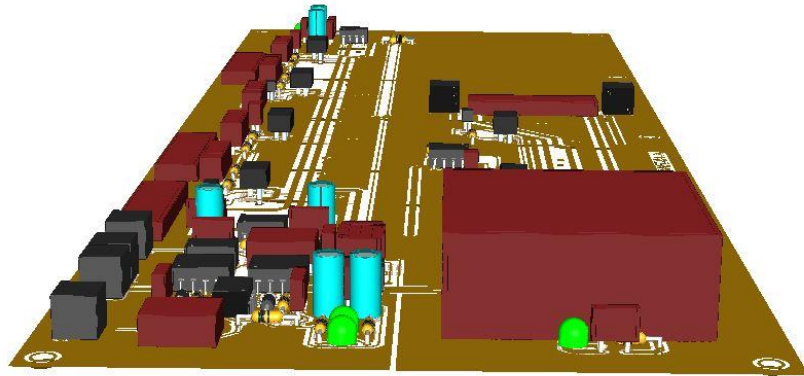
Příloha D – Návrh spodní vrstvy PCB základního schématu zesilovače

Příloha E – Návrh vrchní vrstvy PCB základního schématu zesilovače



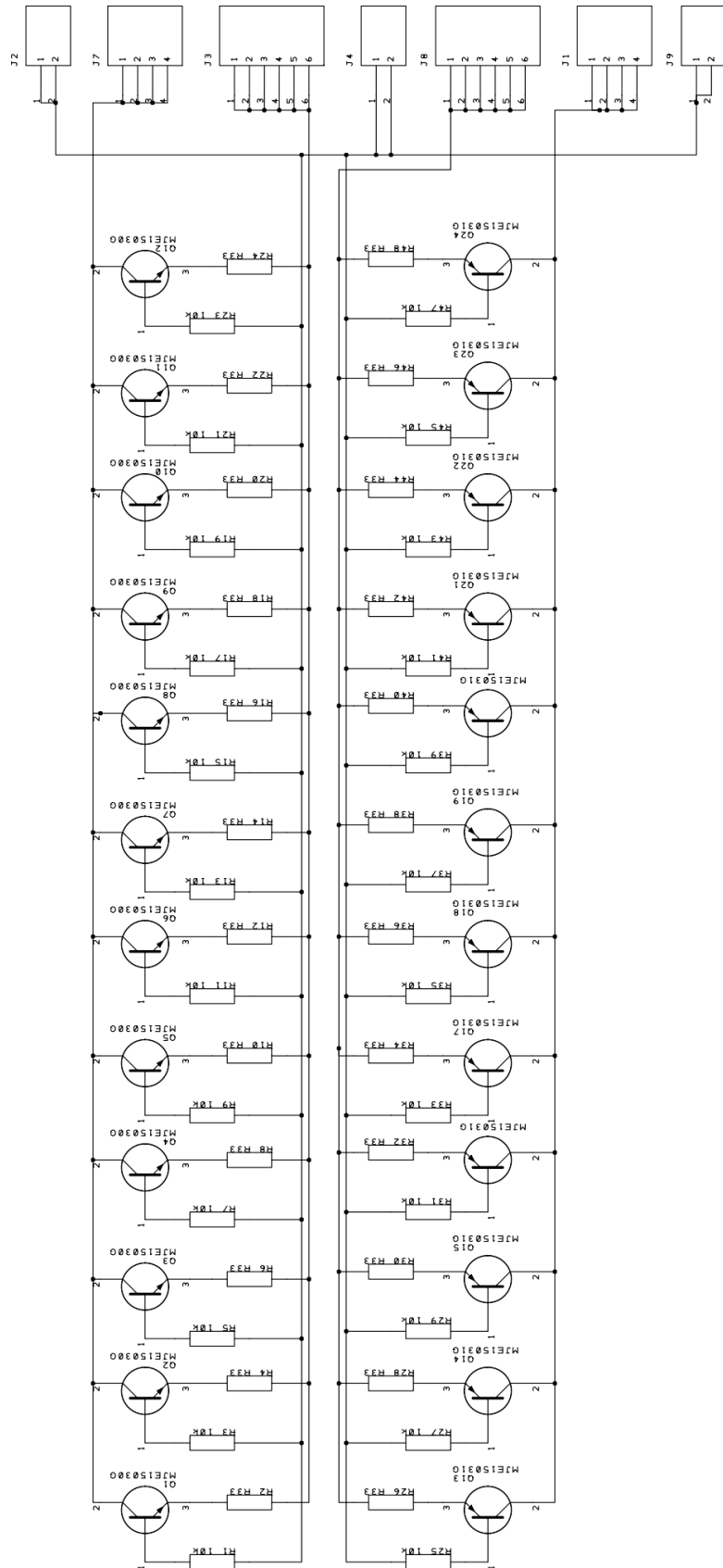
Příloha E – Návrh vrchní vrstvy PCB základního schématu zesilovače

Příloha F – 3D vizualizace PCB základního schématu zesilovače



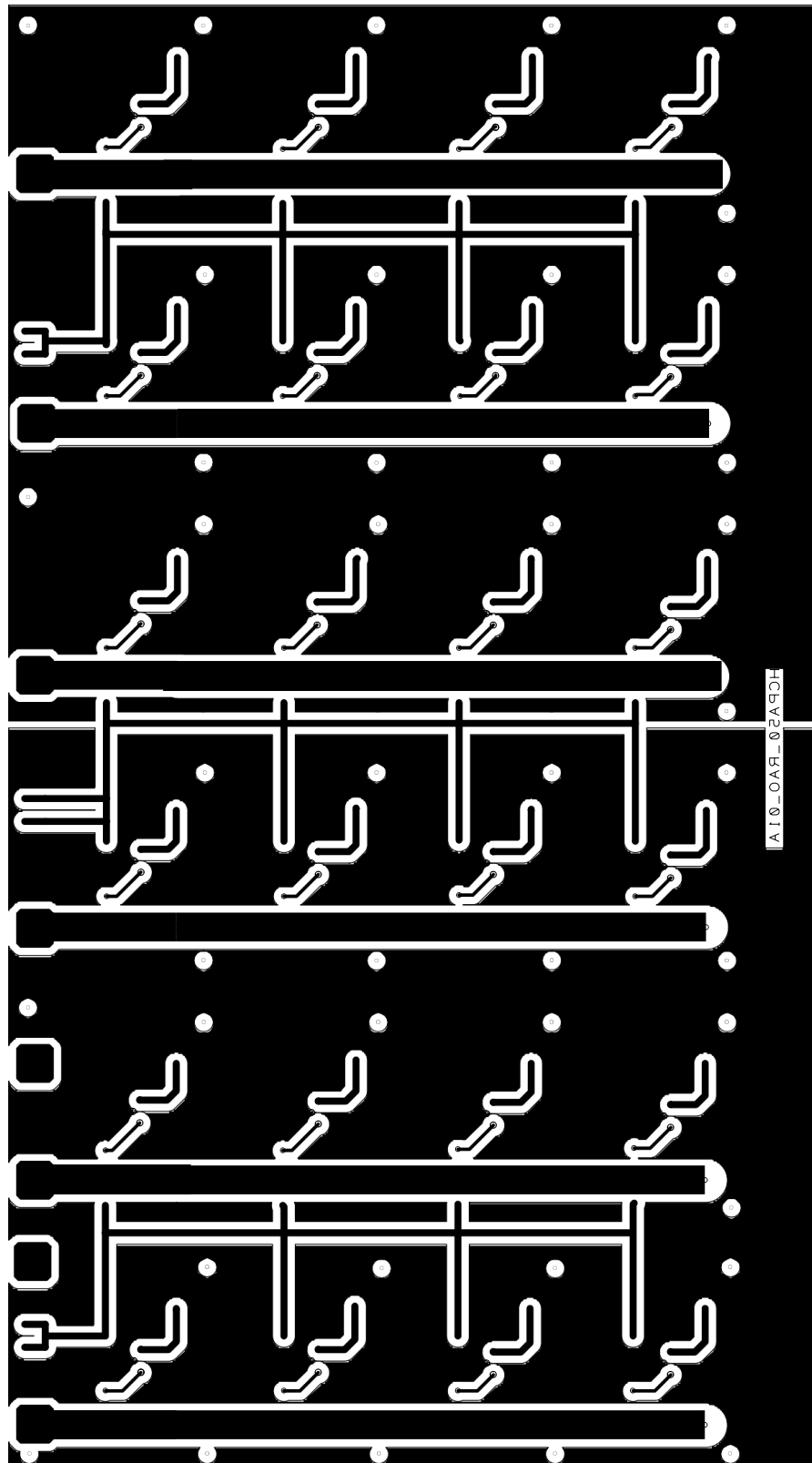
Příloha F - 3D vizualizace PCB základního schématu zesilovače

Příloha G – Schéma výkonové části zesilovače



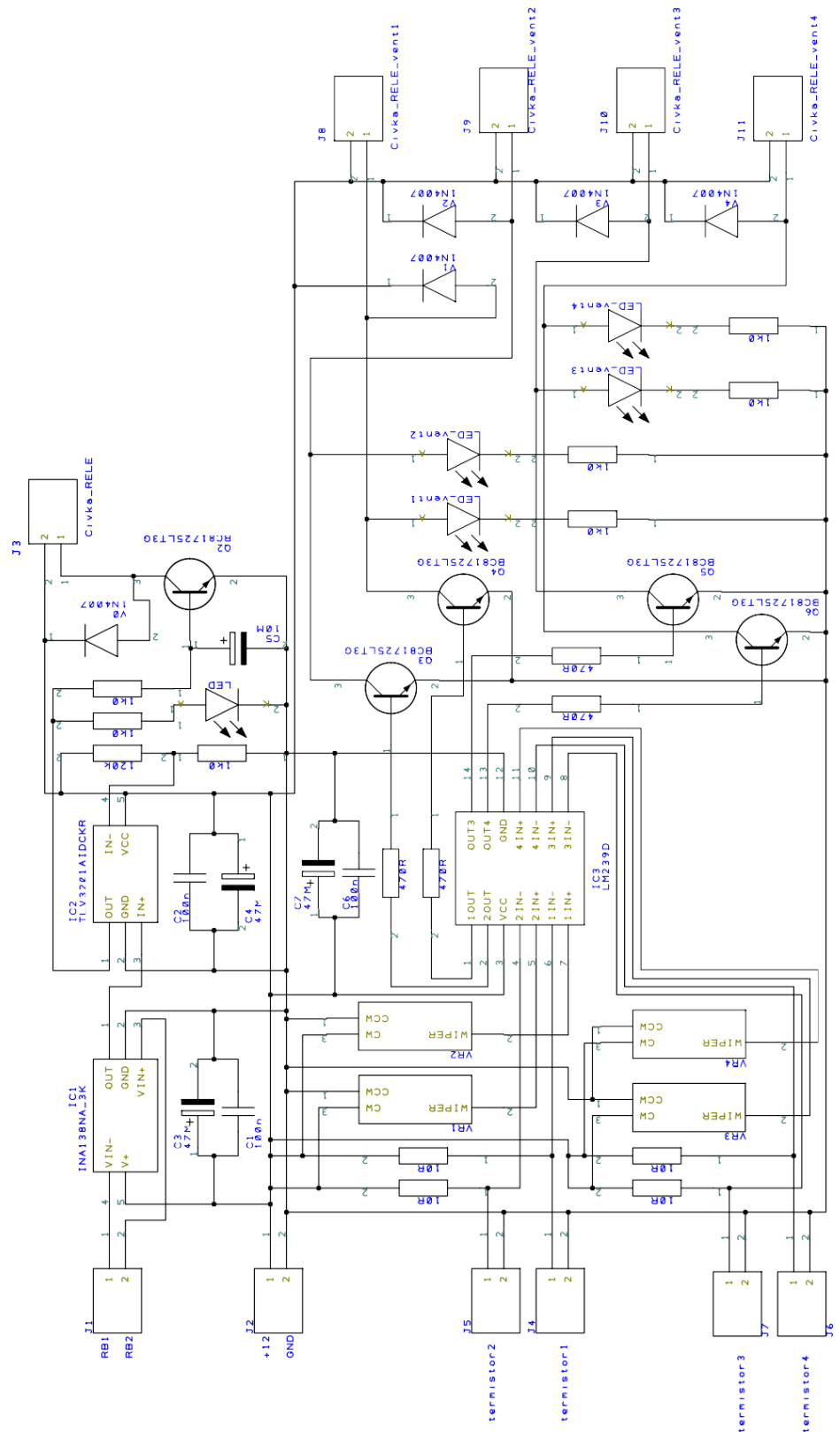
Příloha G – Schéma výkonové části zesilovače

Příloha I – Návrh spodní vrstvy PCB výkonové části zesilovače



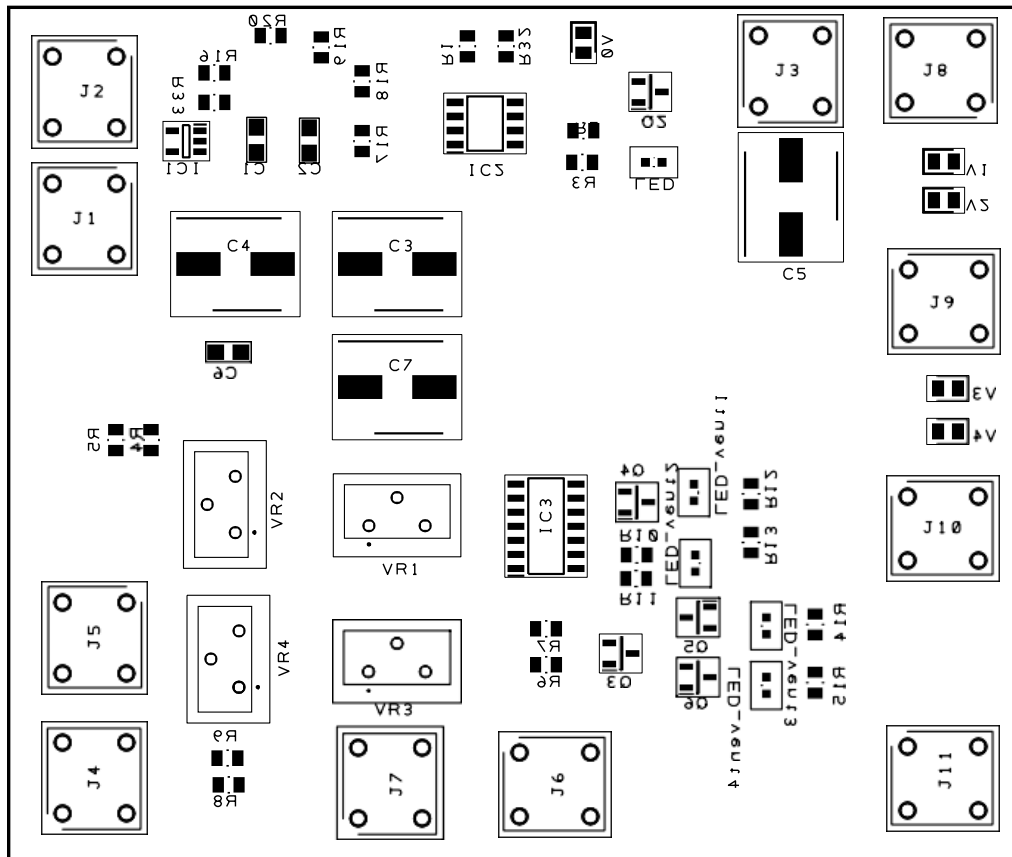
Příloha I – Návrh spodní vrstvy PCB základního schématu zesilovače

Příloha J – Schéma nadproudové ochrany zesilovače



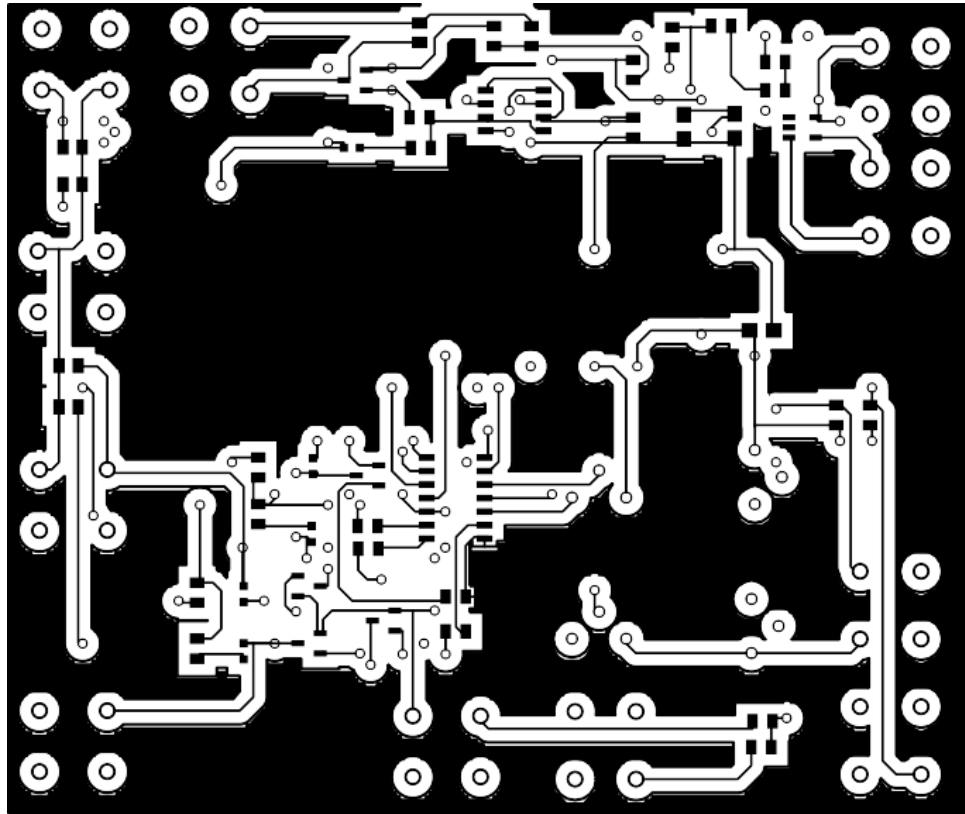
Příloha J – Schéma nadproudové ochrany zesilovače

Příloha K – Rozmístění součástek na PCB nadproudové ochrany



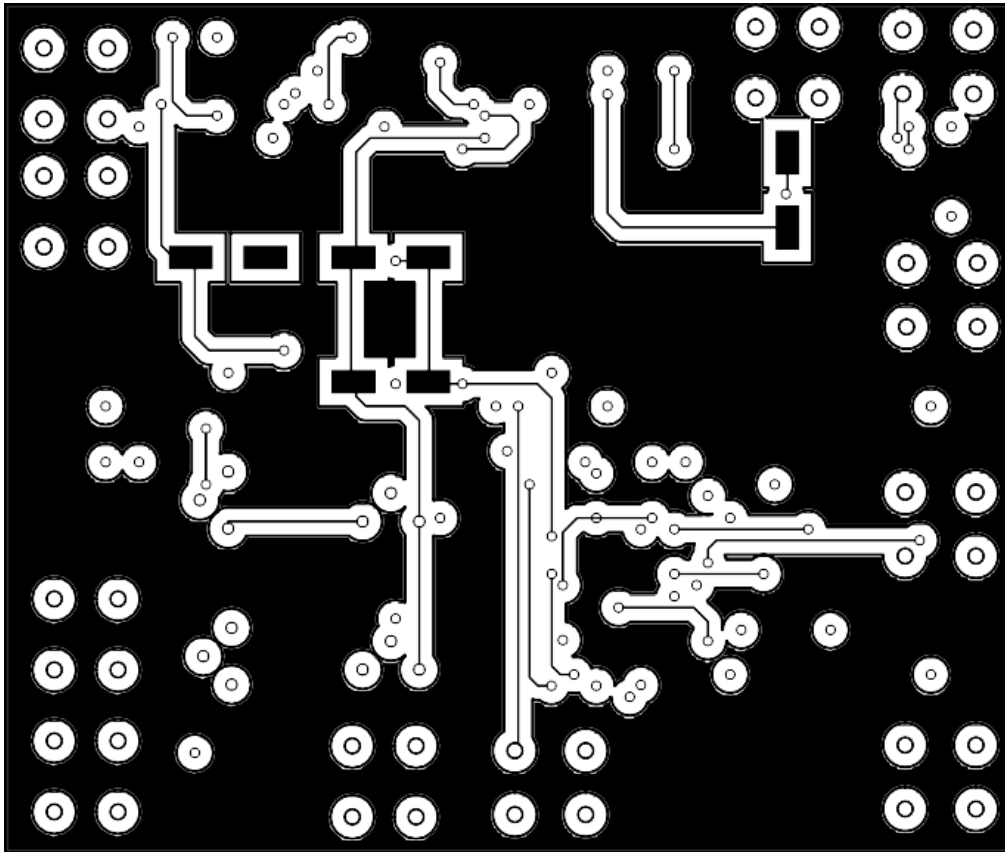
Příloha K - Rozmístění součástek na PCB nadproudové ochrany

Příloha L – Návrh spodní vrstvy PCB nadproudé ochrany



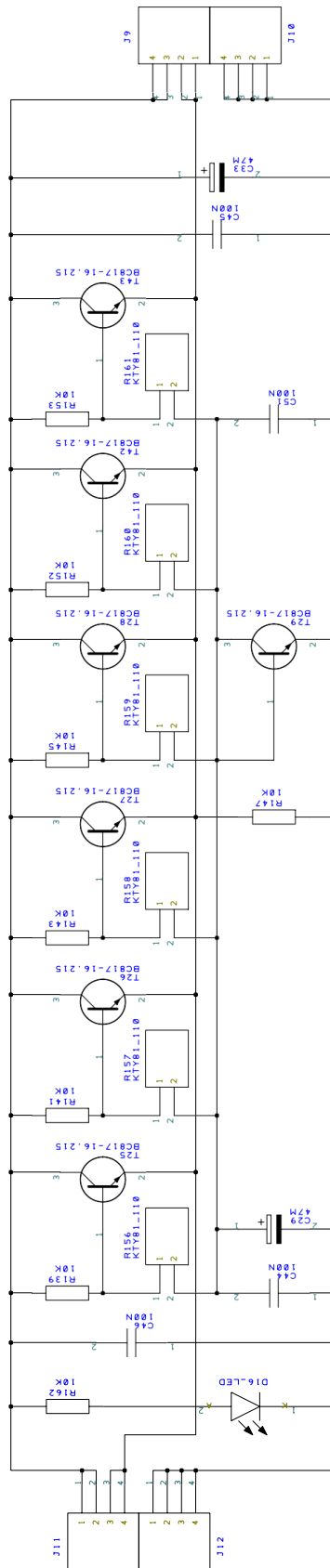
Příloha L – Návrh spodní vrstvy PCB nadproudé ochrany

Příloha M – Návrh vrchní vrstvy PCB nadproudé ochrany



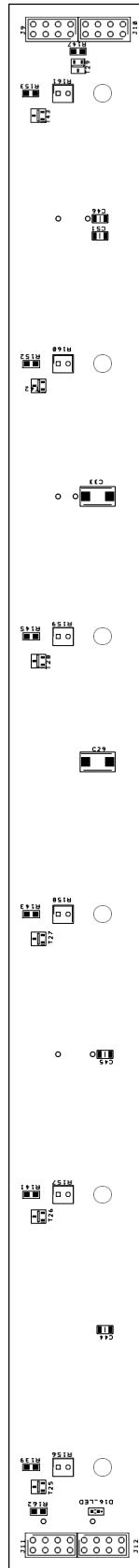
Příloha M – Návrh vrchní vrstvy PCB nadproudé ochrany

Příloha N – Schéma zapojení pro měření teploty koncových stupňů



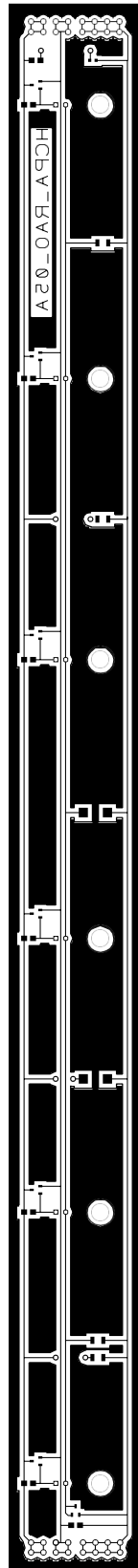
Příloha N – Schéma zapojení pro měření teploty koncových stupňů

Příloha O – Rozmístění součástek na PCB měření teploty



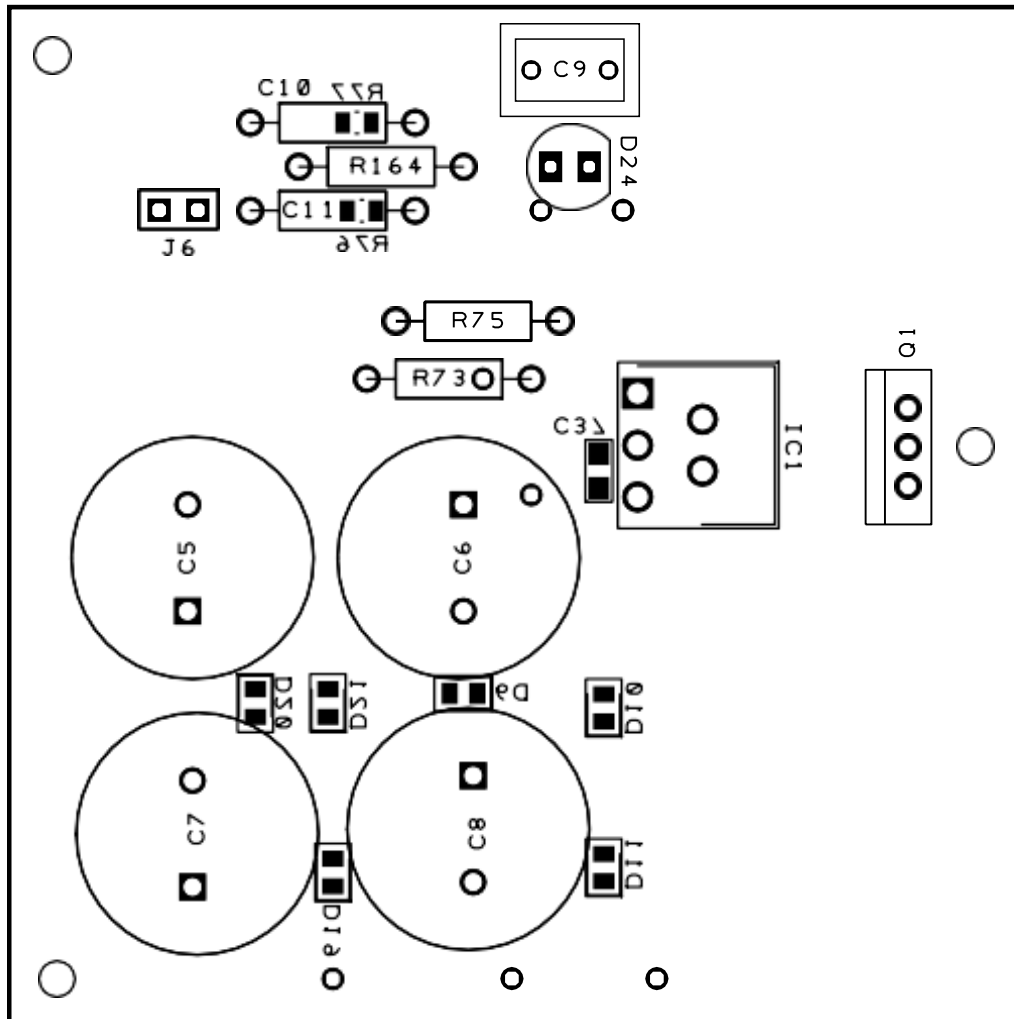
Příloha O – Rozmístění součástek na PCB měření teploty

Příloha P – Návrh PCB měření teploty



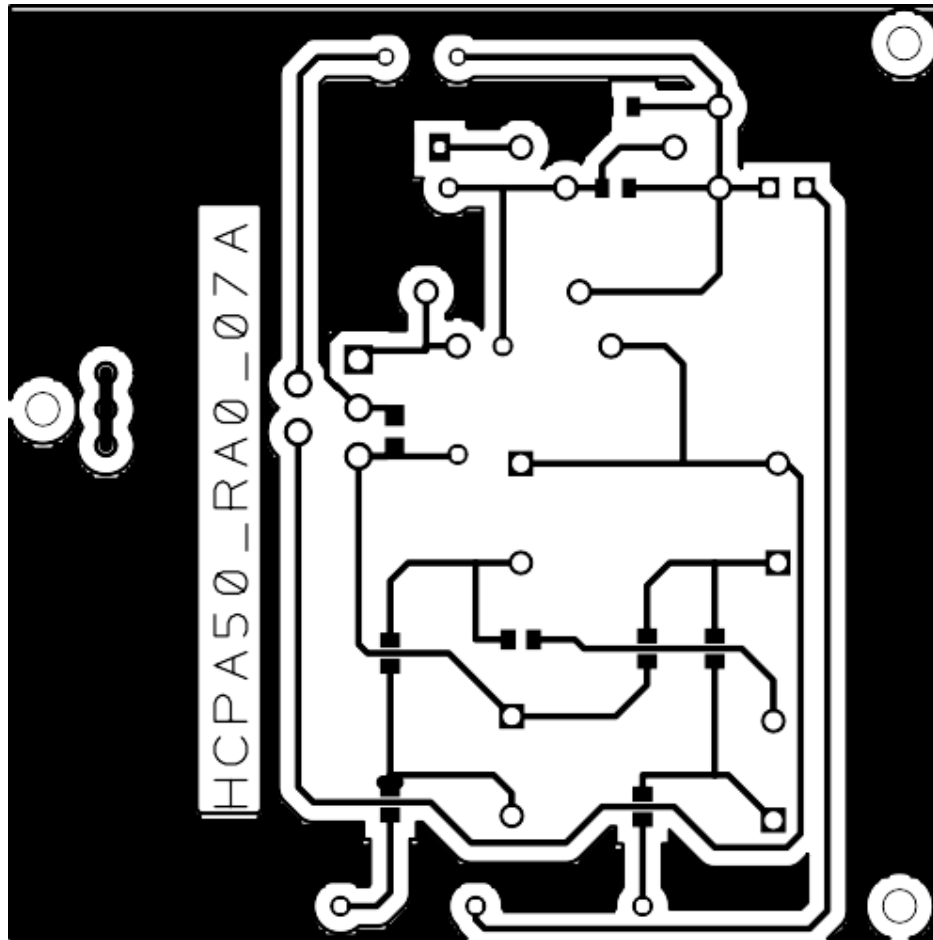
Příloha P – Návrh PCB měření teploty

Příloha Q – Rozmístění součástek na PCB nábojové pumpy



Příloha Q – Rozmístění součástek na PCB nábojové pumpy

Příloha R – Návrh PCB nábojové pumpy



Příloha R – Návrh PCB nábojové pumpy