



**VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ**

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH  
TECHNOLOGIÍ**

**ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION  
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

## **SIMULACE A REALIZACE VYBRANÉ VARIANTY KONCOVÉHO NF. ZESILOVAČE**

SIMULATION AND IMPLEMENTATION OF THE AUDIO POWER AMPLIFIER

**BAKALÁŘSKÁ PRÁCE**

BACHELOR'S THESIS

**AUTOR PRÁCE**

AUTHOR

**PAVEL SVADBÍK**

**VEDOUCÍ PRÁCE**

SUPERVISOR

**Ing. ROMAN ŠOTNER**

BRNO 2010



VYSOKÉ UČENÍ  
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky  
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

# Bakalářská práce

bakalářský studijní obor  
**Elektronika a sdělovací technika**

**Student:** Pavel Svadbík

**ID:** 109723

**Ročník:** 3

**Akademický rok:** 2009/2010

## NÁZEV TÉMATU:

**Simulace a realizace vybrané varianty koncového nf. zesilovače**

## POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se různými třídami koncových zesilovačů a jejich vlastnostmi. Vyberte několik zapojení koncových stupňů různých koncepcí (a tříd) a proveďte s nimi počítačové simulace v OrCAD. Na základně výsledků analýz se pokuste zhodnotit jejich vlastnosti (výstupní výkon, THD, frekvenční odezvu, vstupní ciltivost,...).

Na základně výsledků analýz vyberte nejvhodnější zapojení a to experimentálně realizujte a proměřte. Navrhněte a vyrobte desku plošného spoje. Výsledky měření srovnajte s výsledky počítačové analýzy.

## DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] VRBA, K., HERMAN, I., KUBÁNEK, D. Konstrukce elektronických zařízení. Elektronické skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2007.

[2] NOVOTNÝ, V. Nízkofrekvenční elektronika. Elektronické skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2002.

**Termín zadání:** 8.2.2010

**Termín odevzdání:** 28.5.2010

**Vedoucí práce:** Ing. Roman Šotner

**prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida**

*Předseda oborové rady*

## UPOZORNĚNÍ:

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

# LICENČNÍ SMLOUVA

## POSKYTOVANÁ K VÝKONU PRÁVA UŽÍT ŠKOLNÍ DÍLO

uzavřená mezi smluvními stranami:

### 1. Pan/paní

Jméno a příjmení: Pavel Svadbík  
Bytem: Kostelní 252, Boršice u Blatnice, 68763  
Narozen/a (datum a místo): 9. června 1988 v Uherském Hradišti

(dále jen „autor“)

a

### 2. Vysoké učení technické v Brně

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií  
se sídlem Údolní 53, Brno, 602 00  
jejímž jménem jedná na základě písemného pověření děkanem fakulty:  
prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida, předseda rady oboru Elektronika a sdělovací technika  
(dále jen „nabyvatel“)

### Čl. 1

#### Specifikace školního díla

1. Předmětem této smlouvy je vysokoškolská kvalifikační práce (VŠKP):

- disertační práce
  - diplomová práce
  - bakalářská práce
  - jiná práce, jejíž druh je specifikován jako .....
- (dále jen VŠKP nebo dílo)

Název VŠKP: Simulace a realizace vybrané varianty koncového nf. zesilovače

Vedoucí/ školitel VŠKP: Ing. Roman Šotner

Ústav: Ústav radioelektroniky

Datum obhajoby VŠKP: \_\_\_\_\_

VŠKP odevzdal autor nabyvateli\*:

- v tištěné formě – počet exemplářů: 2
- v elektronické formě – počet exemplářů: 2

2. Autor prohlašuje, že vytvořil samostatnou vlastní tvůrčí činností dílo shora popsané a specifikované. Autor dále prohlašuje, že při zpracovávání díla se sám nedostal do rozporu s autorským zákonem a předpisy souvisejícími a že je dílo dílem původním.

3. Dílo je chráněno jako dílo dle autorského zákona v platném znění.

4. Autor potvrzuje, že listinná a elektronická verze díla je identická.

---

\* hodící se zaškrtněte

## Článek 2

### Udělení licenčního oprávnění

1. Autor touto smlouvou poskytuje nabyvateli oprávnění (licenci) k výkonu práva uvedené dílo nevýdělečně užít, archivovat a zpřístupnit ke studijním, výukovým a výzkumným účelům včetně pořizování výpisů, opisů a rozmnoženin.
2. Licence je poskytována celosvětově, pro celou dobu trvání autorských a majetkových práv k dílu.
3. Autor souhlasí se zveřejněním díla v databázi přístupné v mezinárodní síti
  - ihned po uzavření této smlouvy
  - 1 rok po uzavření této smlouvy
  - 3 roky po uzavření této smlouvy
  - 5 let po uzavření této smlouvy
  - 10 let po uzavření této smlouvy  
(z důvodu utajení v něm obsažených informací)
4. Nevýdělečné zveřejňování díla nabyvatelem v souladu s ustanovením § 47b zákona č. 111/ 1998 Sb., v platném znění, nevyžaduje licenci a nabyvatel je k němu povinen a oprávněn ze zákona.

## Článek 3

### Závěrečná ustanovení

1. Smlouva je sepsána ve třech vyhotoveních s platností originálu, přičemž po jednom vyhotovení obdrží autor a nabyvatel, další vyhotovení je vloženo do VŠKP.
2. Vztahy mezi smluvními stranami vzniklé a neupravené touto smlouvou se řídí autorským zákonem, občanským zákoníkem, vysokoškolským zákonem, zákonem o archivnictví, v platném znění a popř. dalšími právními předpisy.
3. Licenční smlouva byla uzavřena na základě svobodné a pravé vůle smluvních stran, s plným porozuměním jejímu textu i důsledkům, nikoliv v tísní a za nápadně nevýhodných podmínek.
4. Licenční smlouva nabývá platnosti a účinnosti dnem jejího podpisu oběma smluvními stranami.

V Brně dne: 12. května 2010

.....  
Nabyvatel

.....  
Autor

## **ABSTRAKT**

Tato práce se zabývá simulací a analýzou nízkofrekvenčních koncových zesilovačů různých koncepcí a tříd. V teoretických poznátcích jsou uvedeny základní nezbytné znalosti elektrotechnických pojmů a principů nutných k osvojení problematiky, které se tato práce zabývá. U jednotlivých simulovaných zapojení je rozebrán jejich základní princip činnosti a zhodnoceny výsledky analýzy. Na základě výsledků je vybráno jedno zapojení, které je experimentálně realizováno a proměřeno. V závěru práce jsou diskutovány parametry získané jak simulacemi, tak praktickým měřením a jsou kompletně zhodnoceny vlastnosti realizovaného zesilovače.

## **KLÍČOVÁ SLOVA**

Nízkofrekvenční zesilovač, výkonový zesilovač, koncový zesilovač, simulace, třída A, třída B, třída AB, THD.

## **ABSTRACT**

This work deals with simulation and analysis of audio power amplifiers of various concepts and classes. The theoretical part presents the basic necessary knowledge of electrical concepts and principles necessary for mastery of issues that this work deals. For each simulated circuit are described the basic operating principles and evaluated the results of the analysis. Based on the results of the analysis is chosen circuit, which is experimentally realized and measurement. In conclusion discusses the parameters obtained by simulations and practical measurements, and are fully assessed characteristics realized amplifier.

## **KEYWORDS**

Audio amplifier, high power amplifier, final amplifier, simulation, class A, class B, class AB, THD.

SVADBÍK, P. *Simulace a realizace vybrané varianty koncového nf. zesilovače*.  
Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních  
technologií, 2010. 82 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Roman Šotner.

## **PROHLÁŠENÍ**

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Simulace a realizace vybrané varianty koncového nízkofrekvenčního zesilovače jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne .....

.....

(podpis autora)

## **PODĚKOVÁNÍ**

Děkuji vedoucímu bakalářské práce Ing. Romanu Šotnerovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne .....

.....

(podpis autora)

# OBSAH

<b>Úvod</b>	<b>1</b>
<b>1 TEORETICKÉ POZNATKY</b>	<b>2</b>
1.1 Parametry nf. koncových zesilovačů .....	2
1.1.1 Problematika šířky přenášeného pásma .....	5
1.2 Základní rozdělení nf. koncových zesilovačů.....	8
1.2.1 Rozdělení podle použitých aktivních prvků .....	8
1.2.2 Rozdělení podle polohy klidového pracovního bodu .....	8
1.2.3 Rozdělení podle zapojení výkonového stupně.....	9
1.3 Třídy nf. koncových zesilovačů.....	9
1.3.1 Třída „A“ .....	10
1.3.2 Třída „B“.....	10
1.3.3 Třída „AB“.....	12
1.3.4 Třída „D“ .....	12
1.3.5 Třída „T“.....	12
1.3.6 Třída „S“ .....	12
1.3.7 Třída „AA“ .....	12
<b>2 SIMULACE RŮZNÝCH KONCEPCÍ A TŘÍD KONCOVÝCH ZESILOVAČŮ</b>	<b>13</b>
2.1 Simulace zesilovače ve třídě A s bipolárními koncovými tranzistory....	13
2.2 Simulace zesilovače ve třídě B s bipolárními koncovými tranzistory....	19
2.3 Simulace zesilovače ve třídě AB s bipolárními koncovými tranzistory.	24
2.4 Simulace zesilovače ve třídě A s unipolárními koncovými tranzistory..	29
2.5 Simulace zesilovače ve třídě AB s unipolárními koncovými tranzistory	33
<b>3 ZHODNOCENÍ VÝSLEDKŮ SIMULACÍ</b>	<b>37</b>
<b>4 VÝBĚR, ÚPRAVA A SIMULACE VÝSLEDNÉHO ZAPOJENÍ</b>	<b>39</b>
4.1 Požadované úpravy zapojení zesilovače.....	39
4.2 Popis výsledného zapojení zesilovače .....	40
4.3 Simulace výsledného zapojení zesilovače .....	42
<b>5 REALIZACE ZESILOVAČE</b>	<b>46</b>
5.1 Dimenzování a výběr prvků.....	46



5.2	Chlazení .....	47
5.2.1	Způsoby chlazení a výběr vhodného řešení .....	47
5.2.2	Výpočty chladiče .....	48
<b>6</b>	<b>OCHRANNÝ A NAPÁJECÍ OBVOD</b>	<b>54</b>
6.1	Požadavky na ochranný obvod .....	54
6.2	Návrh ochranného obvodu .....	55
6.3	Výpočty ochranného obvodu .....	56
6.4	Návrh a výpočty napájecího obvodu .....	57
6.5	Celkové zapojení ochranného napájecího obvodu .....	59
6.6	Změřené charakteristiky obvodu .....	60
<b>7</b>	<b>KONSTRUKCE PŘÍPRAVKU</b>	<b>61</b>
7.1	Návrh mechanického uspořádání .....	61
7.2	Návrh DPS ochranného napájecího obvodu .....	63
7.3	Návrh DPS koncového zesilovače .....	64
<b>8</b>	<b>MĚŘENÍ NA HOTOVÉM VÝROBKU</b>	<b>65</b>
<b>9</b>	<b>ZHODNOCENÍ VÝSLEDKŮ MĚŘENÍ A SIMULACÍ</b>	<b>69</b>
<b>10</b>	<b>FOTODOKUMENTACE</b>	<b>71</b>
<b>11</b>	<b>ZÁVĚR</b>	<b>74</b>
	<b>Literatura</b>	<b>75</b>
	<b>Seznam symbolů, veličin a zkratk</b>	<b>77</b>
	<b>Seznam příloh</b>	<b>79</b>

# SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1.1	Spektrum zvuku lesního rohu s šumovým pozadím (převzato z [5]) .....	6
Obr. 1.2	Dílčí spektra zvuku lesního rohu s šum. pozadím s vyznačenými jednotlivými harmonickými, a) 320 Hz – 12 kHz, b) 15 kHz – 35 kHz, c) 60 kHz – 90 kHz (převzato z [5]) .....	7
Obr. 1.3	Zapojení koncových tranzistorů zesilovače: a) komplementární, b) kvazikomplementární .....	9
Obr. 1.4	a) Pracovní charakteristika s vyznačenými klidovými pracovními body, b) Vyznačení činnosti zesilovače při klidovém pracovním bodě v místě „A“ .....	10
Obr. 1.5	Vyznačení činnosti zesilovače: a) klidový pracovní bod je umístěn v místě „B“, b) klidový pracovní bod je umístěn v místě „AB“ .....	11
Obr. 1.6	Komplementární zapojení budících tranzistorů pro buzení kvazikomplementárních koncových tranzistorů (převzato z [6]) .....	11
Obr. 2.1	Schéma zapojení koncového zesilovače ve třídě A s bipolárními koncovými tranzistory .....	13
Obr. 2.2	Frekvenční charakteristika zisku zesilovače při různých hodnotách indukčnosti cívky L1 .....	14
Obr. 2.3	Závislost činitele harmonického zkreslení na výstupním výkonu zesilovače při frekvenci 1 kHz a zatěži 8 Ω .....	15
Obr. 2.4	Závislost činitele harmonického zkreslení na frekvenci při jmenovitém výkonu 18 W na zatěži 8 Ω .....	15
Obr. 2.5	Frekvenční charakteristika zisku a fázového posunu zesilovače .....	16
Obr. 2.6	Měření rychlosti přeběhu náběžné hrany při buzení obdélníkovým signálem o velikosti ± 1,1 V .....	17
Obr. 2.7	Měření rychlosti přeběhu sestupné hrany při buzení obdélníkovým signálem o velikosti ± 1,1 V .....	17
Obr. 2.8	Převodní charakteristika zesilovače při frekvenci 1 kHz .....	18
Obr. 2.9	Limitace výstupního napětí zesilovače při přebuzení ( $U_{IN} = 810$ mV) .....	18
Obr. 2.10	Schéma zapojení koncového zesilovače ve třídě B s bipolárními koncovými tranzistory .....	19
Obr. 2.11	Časové průběhy budícího napětí tranzistorů Q3 ( $U_{BE}(Q3)$ ), Q7 ( $U_{BE}(Q7)$ ) a výstupního napětí ( $U_{OUT}$ ) .....	20
Obr. 2.12	Detail časových průběhů budícího napětí tranzistorů Q3 ( $U_{BE}(Q3)$ ), Q7 ( $U_{BE}(Q7)$ ) a výstupního napětí ( $U_{OUT}$ ) .....	21

Obr. 2.13	Závislost činitele harmonického zkreslení na frekvenci při jmenovitém výkonu 25 W na zátěži 8 $\Omega$ .....	21
Obr. 2.14	Závislost činitele harmonického zkreslení na výstupním výkonu zesilovače při frekvenci 1 kHz a zátěži 8 $\Omega$ .....	22
Obr. 2.15	Frekvenční charakteristika zisku a fázového posunu zesilovače .....	22
Obr. 2.16	Převodní charakteristika zesilovače při frekvenci 1 kHz.....	23
Obr. 2.17	Část zapojení zesilovače ve třídě B (Obr. 2.10) s doplněným předpět'ovým zdrojem konstantního napětí .....	24
Obr. 2.18	Zdroje konstantního napětí: a) sériové řazení polovodičových diod, b) Zenerova dioda, c) nastavitelný zdroj s tranzistorem .....	24
Obr. 2.19	Schéma zapojení koncového zesilovače ve třídě AB s bipolárními koncovými tranzistory .....	25
Obr. 2.20	Časové průběhy budících napětí tranzistorů Q3 ( $U_{BE}(Q3)$ ), Q7 ( $U_{BE}(Q7)$ ) a výstupního napětí ( $U_{OUT}$ ) .....	25
Obr. 2.21	Detail časových průběhů budících napětí tranzistorů Q3 ( $U_{BE}(Q3)$ ), Q7 ( $U_{BE}(Q7)$ ) a výstupního napětí ( $U_{OUT}$ ) .....	26
Obr. 2.22	Závislost činitele harmonického zkreslení na frekvenci při jmenovitém výkonu 25 W na zátěži 8 $\Omega$ .....	26
Obr. 2.23	Závislost činitele harmonického zkreslení na výstupním výkonu zesilovače při frekvenci 1 kHz a zátěži 8 $\Omega$ .....	27
Obr. 2.24	Frekvenční charakteristika zisku a fázového posunu zesilovače.....	27
Obr. 2.25	Převodní charakteristika zesilovače při frekvenci 1 kHz.....	28
Obr. 2.26	Schéma zapojení koncového zesilovače ve třídě A s unipolárními koncovými tranzistory .....	29
Obr. 2.27	Závislost činitele harmonického zkreslení na frekvenci při jmenovitém výkonu 22 W na zátěži 8 $\Omega$ .....	30
Obr. 2.28	Závislost činitele harmonického zkreslení na výstupním výkonu zesilovače při frekvenci 1 kHz a zátěži 8 $\Omega$ .....	30
Obr. 2.29	Převodní charakteristika zesilovače při frekvenci 1 kHz.....	31
Obr. 2.30	Frekvenční charakteristika zisku a fázového posunu zesilovače.....	31
Obr. 2.31	Schéma zapojení koncového zesilovače ve třídě AB s unipolárními koncovými tranzistory .....	33
Obr. 2.32	Závislost činitele harmonického zkreslení na frekvenci při jmenovitém výkonu 25 W na zátěži 8 $\Omega$ .....	34
Obr. 2.33	Závislost činitele harmonického zkreslení na výstupním výkonu zesilovače při frekvenci 1 kHz a zátěži 8 $\Omega$ .....	34
Obr. 2.34	Převodní charakteristika zesilovače při frekvenci 1 kHz.....	35
Obr. 2.35	Frekvenční charakteristika zisku a fázového posunu zesilovače.....	35

Obr. 4.1	Výsledné schéma zapojení zesilovače .....	40
Obr. 4.2	Závislost maximálního nastavitelného klidového proudu zesilovače na natočení trimru P3 .....	41
Obr. 4.3	Závislost klidového proudu zesilovače na natočení potenciometru P2 pro různé polohy potenciometru P1 .....	41
Obr. 4.4	Frekvenční charakteristika zisku a fázového posunu zesilovače s vyznačenou šířkou pásma.....	43
Obr. 4.5	Převodní charakteristika zesilovače při frekvenci 1 kHz.....	43
Obr. 4.6	Závislost činitele harmonického zkreslení na frekvenci při výkonu 12 W na zátěži 8 $\Omega$ .....	44
Obr. 4.7	Závislost činitele harmonického zkreslení na výstupním výkonu zesilovače při kmitočtu 1 kHz a zátěži 8 $\Omega$ .....	44
Obr. 5.1	Znázornění způsobu uchycení výkonových tranzistorů k chladiči – boční pohled (1 – DPS, 2 - výkonový tranzistor, 3 – izolační průchodka, 4 – šroub, 5 – izol. slídová podložka, 6 – hliníkový L profil, 7 – přístrojová krabice, 8 – hlavní chladič).....	48
Obr. 5.2	Zjednodušené principiální schéma přenosu tepla z čipu do okolí .....	49
Obr. 5.3	Nákres hlavního chladiče (převzato z [22]).....	53
Obr. 6.1	Schéma zapojení ochranného obvodu.....	55
Obr. 6.2	Doporučené zapojení obvodů řady 78XX (převzato z [20]).....	57
Obr. 6.3	Celkové schéma zapojení ochranného napájecího obvodu.....	59
Obr. 7.1	Přístrojová krabice UKP-15 (převzato z [21]).....	61
Obr. 7.2	Znázornění rozmístění jednotlivých prvků na horní vodorovné straně přístrojové krabice – pohled shora.....	61
Obr. 7.3	Znázornění rozmístění jednotlivých bloků v přístrojové krabici – pohled shora (1 – DPS zesilovače, 2 – DPS ochrany, 3 – hliníkový L profil, 4 – hl. chladič, 5 – přístrojová krabice, 6 – výkonové tranzistory, 7 – výkonové rezistory) .....	62
Obr. 7.4	Znázornění proudění vzduchu uvnitř přístrojové krabice - pohled zepředu (1 – ventilátor, 2 – DPS, 3 – přístrojová krabice) .....	62
Obr. 7.5	Motiv desky plošných spojů ochranného napájecího obvodu – strana spojů (měřítko 1:1) .....	63
Obr. 7.6	Rozmístění součástek na desce plošných spojů ochranného napájecího obvodu (měřítko 1:1) .....	63
Obr. 7.7	Motiv desky plošného spoje zesilovače – strana spojů (zmenšeno na 60 %) .....	64
Obr. 7.8	Rozmístění součástek na desce plošného spoje zesilovače (zmenšeno na 60 %).....	64
Obr. 8.1	Převodní charakteristika zesilovače při frekvenci 1 kHz.....	65

Obr. 8.2	Závislost činitele harm. zkreslení na frekvenci při výkonu 15 W na zátěži 8 $\Omega$ .....	65
Obr. 8.3	Závislost činitele harmonického zkreslení na frekvenci při různých výkonech.....	66
Obr. 8.4	Závislost činitele harmonického zkreslení na výstupním výkonu při kmitočtu 1 kHz a zátěži 8 $\Omega$ .....	66
Obr. 8.5	Frekvenční charakteristika zisku s vyznačenou šířkou pásma.....	67
Obr. 8.6	Frekvenční charakteristika fázového posunu zesilovače s vyznačenou šířkou pásma .....	67
Obr. 8.7	Závislost teploty chladiče na čase.....	68
Obr. 9.1	Převodní charakteristika zesilovače získaná měřením a simulacemi při frekvenci 1 kHz.....	69
Obr. 9.2	Závislost činitele harmonického zkreslení na výstupním výkonu při kmitočtu 1 kHz získaná měřením a simulacemi .....	69
Obr. 9.3	Závislost činitele harmonického zkreslení na frekvenci při jmenovitém výstupním výkonu získaná měřením a simulacemi .....	70
Obr. 10.1	Fotografie kompletního chladiče .....	71
Obr. 10.2	Fotografie osazené desky koncového zesilovače.....	71
Obr. 10.3	Fotografie osazené desky ochranného napájecího obvodu.....	72
Obr. 10.4	Fotografie otevřeného laboratorního přípravku .....	72
Obr. 10.5	Fotografie laboratorního přípravku.....	73
Obr. 10.6	Fotografie laboratorního přípravku v provozu.....	73

## SEZNAM TABULEK

Tab. 2.1	Shrnutí parametrů koncového zesilovače třídy A s bipolárními koncovými tranzistory .....	19
Tab. 2.2	Shrnutí parametrů koncového zesilovače třídy B s bipolárními koncovými tranzistory .....	23
Tab. 2.3	Shrnutí parametrů koncového zesilovače třídy AB s bipolárními koncovými tranzistory .....	28
Tab. 2.4	Shrnutí parametrů koncového zesilovače třídy A s unipolárními koncovými tranzistory .....	32
Tab. 2.5	Shrnutí parametrů koncového zesilovače třídy AB s unipolárními koncovými tranzistory .....	36
Tab. 3.1	Přehled parametrů všech analyzovaných zapojení .....	37
Tab. 4.1	Přehled parametrů, při nichž byly prováděny jednotlivé simulace.....	42
Tab. 4.2	Přehled parametrů výsledného zapojení zesilovače získaných simulacemi	45
Tab. 5.1	Přehled výkonových ztrát s volbou jmenovitého zatížení vybraných rezistorů.....	46
Tab. 5.2	Přehled jednotlivých tranzistorů a jejich výkonových ztrát.....	47
Tab. 6.1	Parametry tyristoru TYN610 uváděné výrobcem [20] .....	56
Tab. 8.1	Přehled parametrů získaných měření na realizovaném zesilovači.....	68
Tab. 9.1	Srovnání vybraných parametrů zesilovače získaných simulacemi a měřeními .....	70

# ÚVOD

Nízkofrekvenční koncový zesilovač je zařízení, jehož hlavním úkolem je výkonové zesílení vstupního signálu v určité kvalitě. Tyto zesilovače jsou stále diskutovanou oblastí nízkofrekvenční elektroniky.

V dnešní moderní době jsou k dispozici mnohé výkonové integrované obvody s vynikajícími parametry, v kterých je integrován téměř celý koncový zesilovač. Vznikají nové techniky zpracování signálů se stále lepšími vlastnostmi. I přes tento fakt se stále setkáváme s velmi kvalitními zesilovači sestavenými z diskrétních součástek. Proto je tato práce zaměřena zejména na tyto diskrétní nf. koncové zesilovače.

V první části bakalářské práce jsou shrnuty teoretické základy o nf. zesilovačích. V následujících kapitolách jsou provedeny počítačové simulace jednotlivých zapojení nf. koncových zesilovačů. Na základě výsledků simulací je vybráno zapojení, které je realizováno formou laboratorního přípravku a následně proměřeno. Další kapitoly práce se věnují samotné konstrukci zesilovače. V závěru jsou pak zhodnoceny jednotlivé výsledky a přínosy této práce.

# 1 TEORETICKÉ POZNATKY

V následujících podkapitolách jsou shrnuty teoretické poznatky o nízkofrekvenčních koncových zesilovačích, které je nutné znát k provádění jednotlivých analýz zesilovačů.

## 1.1 Parametry nf. koncových zesilovačů

- Vstupní citlivost

Tento parametr udává velikost napětí, které je nutné přivést na vstup zesilovače k dosažení jmenovitého výstupního výkonu, respektive jmenovitého napětí na výstupu zesilovače.

- Přebuditelnost

Je to maximální velikost napětí, které lze přivést na vstup zesilovače, aniž by došlo k většímu zkreslení napětí na výstupu zesilovače.

- Výstupní výkon

Výstupní výkon lze vyjádřit několika způsoby. Většinou se udává jmenovitý, neboli sinusový výstupní výkon, také označovaný jako RMS. Tento výkon je definován jako výkon dodávající zesilovač do zátěže alespoň po dobu 10 minut při buzení sinusovým signálem o kmitočtu 1 kHz a dodržení jmenovitého činitele harmonického zkreslení [1].

Lze jej vypočítat z velikosti výstupního napětí a známé hodnoty zátěže podle vztahu 1.1.

$$P_{OUT} = \frac{U_{OUT}^2}{R_Z}, \quad (1.1)$$

kde  $U_{OUT}$  je efektivní hodnota výstupního napětí zesilovače,  $R_Z$  impedance zátěže (reproduktoru) a  $P_{OUT}$  velikost výstupního výkonu (RMS).

Dále se lze často setkat s výkonem P.M.P.O. (Peak Music Power Output). Tento výkon je definován více způsoby. Jednou z definic je, že výkon P.M.P.O. je výkon na zátěži při buzení takovou velikostí signálu, kdy výstupní napětí má maximální možnou velikost a při dalším zvyšování vstupního napětí již dále výstupní výkon nestoupá. Výstupní signál je v takovém případě silně limitován a má tvar obdélníkového signálu. Tato hodnota výkonu nemá tedy téměř žádný praktický význam a bývá často udávána nerenomovanými prodejci elektroniky.



- Zesílení

Zesílení je poměrová veličina definována jako podíl výstupního a vstupního napětí zesilovače. Nejčastěji se zesílení udává jako zisk zesilovače v decibelech, který je dán vztahem 1.2

$$A_U = 20 \cdot \log \frac{U_{OUT}}{U_{IN}}, \quad (1.2)$$

kde  $U_{OUT}$  je velikost výstupního napětí zesilovače,  $U_{IN}$  velikost vstupního napětí a  $A_U$  je zisk zesilovače v decibelech.

V pásmu zesilovaných kmitočtů by měl být zisk konstantní. Při průchodu signálu zesilovačem dochází ke zpoždění signálu a výstupní napětí má jinou fázi než vstupní. Fázový posun zesilovače by měl být při středních kmitočtech  $0^\circ$ , při dolním mezním kmitočtu  $+45^\circ$  a při horním  $-45^\circ$ . U zisku je tedy nutné udávat nejen jeho absolutní hodnotu, ale také jeho fázi. Zisk je tedy komplexní veličinou [1].

- Frekvenční charakteristika

Jak již bylo řečeno, zisk zesilovače je komplexní veličina. Pro její kompletní udání je tedy nutné znát jak její absolutní hodnotu, tak fázový posun. Frekvenční charakteristika zesilovače udává tedy průběh zisku zesilovače a fázového posunu výstupního napětí vůči vstupnímu v závislosti na kmitočtu signálu.

- Přenosové pásmo

Přenosové pásmo je definováno jako oblast kmitočtů, na kterých nepoklesne zisk zesilovače o více jak 3 dB. Poklesem o tuto úroveň je definován horní a dolní mezní kmitočet zesilovače. Přenášené pásmo, neboli také často nazývané jako šířka pásma zesilovače pak určíme podle vztahu 1.3.

$$B = f_{hm} - f_{dm}, \quad (1.3)$$

kde  $f_{hm}$  je horní mezní kmitočet zesilovače,  $f_{dm}$  dolní mezní kmitočet zesilovače a  $B$  šířka pásma zesilovače.

Ohledně velikosti přenosového pásma bylo vedeno mnoho diskusí. Jedná se o poměrně obsáhle téma, proto je detailnější popis této problematiky uveden v kap. 1.1.1

- Vstupní impedance

Pro optimální přizpůsobení zdroje signálu ke vstupu zesilovače je nezbytné znát jeho vstupní impedanci, kterou je zdroj zatížen. Reálná složka této impedance většinou značně převládá, proto hovoříme o vstupním odporu zesilovače.

Vstupní odpor zesilovače by měl být 5 – 10 krát větší, než výstupní impedance zdroje signálu. Zdroj pak pracuje „naprázdno“. Přetížení výstupu zdroje signálu vede ke snížení napětí a tím i ke snížení výstupního výkonu zesilovače [2].

- Výstupní impedance

Optimální výkonové přizpůsobení nastává, je-li výstupní impedance zesilovače rovna impedanci reproduktoru. Typické impedance reproduktoru jsou 4, 6, nebo 8 Ω. Koncové zesilovače mají však výstupní impedanci mnohokrát menší. Pracují tedy v režimu napětového zdroje, kdy je jeho výstupní impedance v ideálním případě nulová.

- Výkonová šířka pásma

Výkonová šířka pásma zesilovače udává frekvenční rozsah, v němž smí výstupní výkon poklesnout na polovinu, při dodržení jmenovitého činitele harmonického zkreslení. Pokles výstupního výkonu na polovinu představuje při konstantní zátěži pokles výstupního napětí, neboli zisku o 3 dB. Výkonová šířka pásma je tedy totožná s přenosovým pásmem zesilovače [2].

- Odstup cizích napětí

Každý zesilovač produkuje určité rušivé signály. Odstup cizích napětí je definován jako poměr mezi maximálním užitečným signálem a signálem zbytkovým (rušivým). Z pravidla se definuje v decibelech. U výkonových zesilovačů s výkonem pod 20 W je požadován odstup větší než 50 dB. U zesilovačů s výkonem větším než 20 W pak 60 dB [2].

- Činitel zkreslení

U lineárního zkreslení dochází k tomu, že nejsou věrně přenášeny amplitudy signálu, avšak frekvenční obsah je nezměněn.

U nelineárního zkreslení je ovlivněn frekvenční obsah signálu. Toto zkreslení vzniká například nelineární charakteristikou zesilovacích prvků nebo špatným nastavením pracovního bodu tranzistoru. Tím vznikají nové frekvence, které v původním signálu nejsou obsaženy. Nelineární zkreslení lze posuzovat podle tzv. činitele harmonického zkreslení označovaného jako *THD* (Total harmonic distortion). Tato veličina udává, kolik procent užitečného harmonického signálu představuje směs vyšších harmonických složek, které nejsou v původním signálu obsaženy. Při měření harmonického zkreslení se používá sinusový generátor, jehož vlastní zkreslení je menší než desetina předpokládaného zkreslení, které bude měřeno. Harmonické zkreslení zesilovače je pak rovno zkreslení na výstupu zesilovače [2, 3].

- Dynamika

Dynamika je poměr mezi maximální a minimální hodnotou výstupního napětí zesilovače. Minimální hodnota napětí je omezena šumem, případně brumem. Maximální hodnota je omezena maximálním výstupním napětím zesilovače [4].

- Vnitřní impedance (odpor) zesilovače

Vnitřní impedance zesilovače by měla být podle normy maximálně 1/3 zatěžovací impedance. Hodnotu vnitřní impedance lze vypočítat z rovnice 1.4.

$$R_I = \frac{U_{20} - U_2}{I}, \quad (1.4)$$

kde  $U_{20}$  je napětí na výstupu zesilovače bez připojené zátěže,  $U_2$  napětí na výstupu zesilovače s připojenou zátěží,  $I$  proud tekoucí zátěží a  $R_l$  je vnitřní odpor zesilovače [2].

- Činitel tlumení zátěže

Činitel tlumení je převrácenou hodnotou vnitřní impedance zesilovače. Jeho velká hodnota omezuje nežádoucí přechodné jevy. Činitel tlumení zátěže musí být podle normy minimálně 3 [2].

- Rychlost přeběhu

Rychlost přeběhu označována jako  $SR$  (slew rate) je definována jako změna výstupního napětí zesilovače za jednotku času. Zpravidla se udává v jednotkách  $V/\mu s$ . Tento parametr je úzce spjat s horní mezní frekvencí zesilovače a udává za jakou dobu je schopen zesilovač na svém výstupu vytvořit určitou hodnotu napětí.

Jestliže má být na výstupu zesilovače napětí o amplitudě 20 V (výkon 25 W při zátěži 8  $\Omega$ ) a frekvenci 20 kHz, pak na zátěži vzroste napětí na maximální hodnotu za dobu čtvrt periody, což je 12,5  $\mu s$ . Zesilovač musí být tedy schopen na výstupu vytvořit za dobu 12,5  $\mu s$  napětí 20 V, tj. musí mít rychlost přeběhu větší než 1,6  $V/\mu s$ , protože napětí nestoupá lineárně, ale kopíruje funkci sinus.

Rychlost přeběhu se měří přivedením obdélníkového signálu na vstup zesilovače. Měří se jak náběžná, tak sestupná hrana.

- Stabilita

Stabilita zesilovače se posuzuje podle toho, jak je zesilovač odolný proti rozkmitání. Při nestabilitě může dojít ke kmitání zesilovače na kmitočtu mimo akustické pásmo, což se projeví zahříváním, zvuk je lehce zkreslený a nedá se dosáhnout maximálního výkonu. V krajních případech to může vést až ke zničení zesilovače [4].

K zabránění takovému rozkmitání se omezuje šířka pásma zesilovače.

- Energetická účinnost

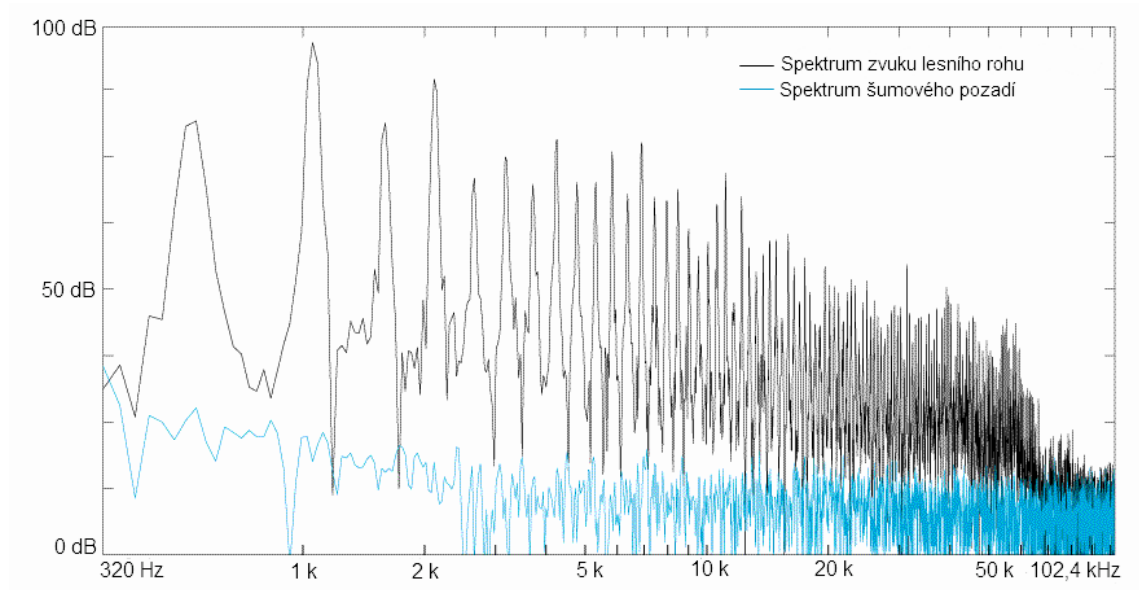
Tento parametr je zvláště důležitý u zesilovačů napájených z baterií. Mimo to vyšší účinnost snižuje nároky na chlazení zesilovače, protože ztrátový výkon přeměněný v teplo je menší. Pod pojmem účinnost rozumíme poměr mezi užitečným výkonem odevzdaným do zátěže a výkonem dodávaným napájecím zdrojem [2].

### 1.1.1 Problematika šířky přenášeného pásma

Ohledně velikosti šířky přenášeného pásma je vedeno mnoho diskusí. Názory odborníků i laiků lze rozdělit do dvou proudů. Prvním je tvrzení, že člověk nedokáže slyšet signály o frekvencích vyšších než 20 kHz, proto není potřeba, aby zesilovač měl šířku pásma větší než uváděných 20 kHz. Druhým tvrzením je, že člověk sice signály o frekvenci nad 20 kHz slyšet nedokáže, nicméně mozek na tyto signály stále reaguje. Zesilovač by měl mít šířku pásma tedy větší, než 20 kHz.

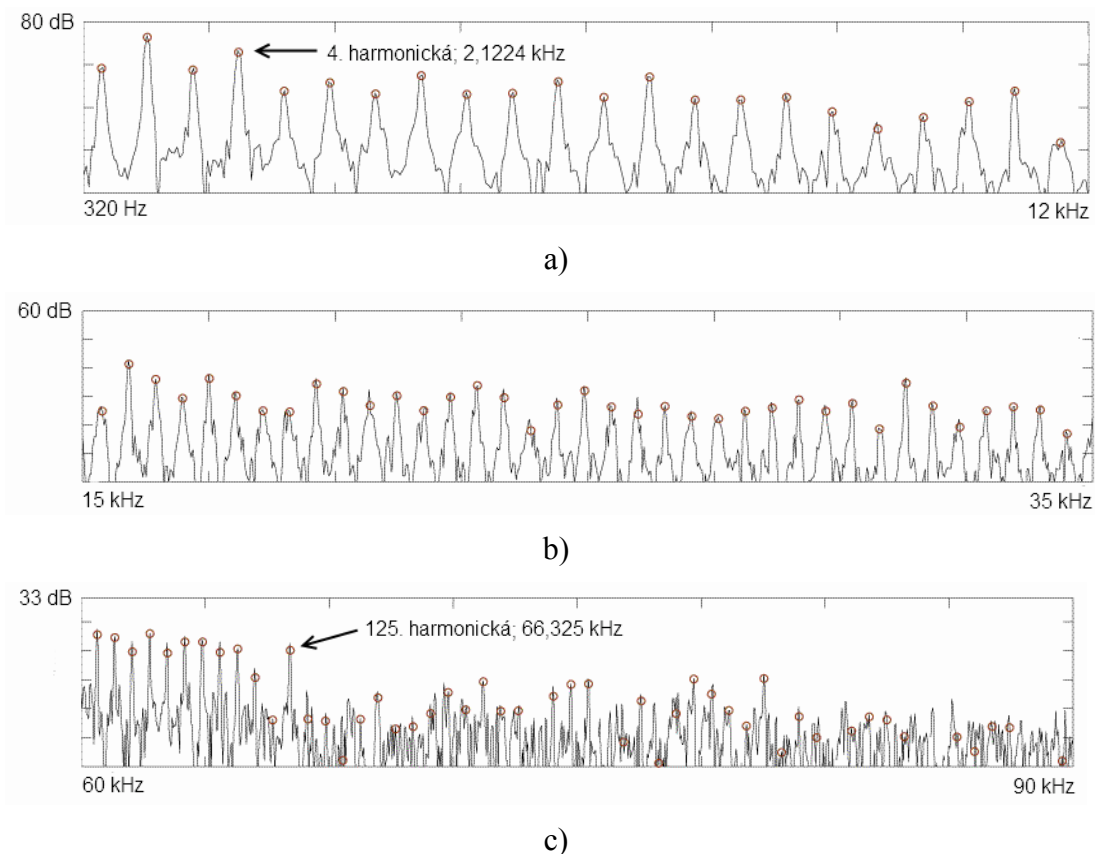
Výzkum spektra signálů reprodukováných různými hudebními nástroji dokázal, že alespoň jeden nástroj z každé rodiny (bicí, žesťové nástroje, strunné nástroje, apod.) produkuje signál, jehož kmitočet je vyšší než 20 kHz.

Pro ukázkou je na obr. 1.1 uvedeno spektrum zvuku lesního rohu. Jeho první harmonická je na kmitočtu 530,6 Hz.



Obr. 1.1 Spektrum zvuku lesního rohu s šumovým pozadím (převzato z [5])

Pro možnost identifikace jednotlivých vyšších harmonických složek bylo toto spektrum rozděleno na dílčí kmitočtová pásma (obr.1.2). V jednotlivých pásmech byly umístěny značky (červené kroužky) s rozestupem rovným kmitočtu první harmonické (530,6 Hz). Na obr. 1.2a a 1.2b je spektrum signálu do kmitočtu 35 kHz. Lze vidět, že při tomto kmitočtu jsou v signálu stále obsaženy harmonické složky, které převyšují horní práh slyšitelnosti. Na obr. 1.2c je zobrazeno spektrum v rozsahu 60 kHz až 90 kHz. Vidíme, že signál stále obsahuje harmonické složky až do kmitočtu kolem 65 kHz, kdy poslední detekovaná složka je 125. harmonická. Při vyšších kmitočtech jsou pak vyšší harmonické maskovány šumem [5].



Obr. 1.2 Dílčí spektra zvuku lesního rohu s šum. pozadím s vyznačenými jednotlivými harmonickými, a) 320 Hz – 12 kHz, b) 15 kHz – 35 kHz, c) 60 kHz – 90 kHz (převzato z [5])

Při zkoumání vlivu těchto vyšších harmonických na skupině posluchačů bylo zjištěno následující. Při reprodukci zvukového signálu s omezeným kmitočtovým pásmem do 20 kHz byly u jednotlivých posluchačů zaznamenány určité mozkové aktivity odpovídající vnímání zvuku. Při reprodukci samotného kmitočtového pásma nad 20 kHz žádné mozkové aktivity zaznamenány nebyly a posluchači signál na těchto vyšších frekvencích nijak nevnímali. Při další reprodukci signálu, tentokrát tvořeného pásmem do 20 kHz spolu s pásmem nad 20 kHz však byly zaznamenány mnohem větší mozkové aktivity, než při reprodukci prvního signálu do 20 kHz. Je tedy dokázáno, že mozek reaguje i na signály s kmitočtem nad 20 kHz [5].

Z výše uvedeného je tedy patrné, že při návrhu zesilovače, který bude provozován s kvalitními reproduktory, které dokáží reprodukovat signál nad akustickým pásmem by měla být šířka pásma zesilovače větší než 20 kHz. Optimální šířka pásma je doporučována kolem 200 kHz [5].

## 1.2 Základní rozdělení nf. koncových zesilovačů

### 1.2.1 Rozdělení podle použitých aktivních prvků

- Elektronkové zesilovače

Před tím, než se na trh dostaly polovodičové prvky, se ve velké míře používaly v zesilovačích elektronky. V dnešní době jsou zesilovače osazeny elektronkami těmi nejkvalitnějšími, čemuž odpovídá také cena těchto zesilovačů. Hlavním důvodem používáním elektronek je kvalitnější zvuk a „příjemnější“ vnímání zkreslení. Toto „příjemnější“ vnímání zkreslení je dáno tím, že pro elektronkové zesilovače je typické harmonické zkreslení sudými složkami, kdežto u zesilovačů tranzistorových, převažuje zkreslení složkami lichými. Lidské ucho vnímá lépe právě toto zkreslení sudými harmonickými složkami, než lichými [3].

I přes to, že elektronkové zesilovače mají větší harmonické zkreslení než kvalitní tranzistorové zesilovače, lze s jistotou považovat elektronkové zesilovače za zesilovače s kvalitnějším zvukem.

- Tranzistorové zesilovače

Tranzistorové zesilovače se staly hojně používanými po éře elektronek. Tyto zesilovače jsou osazeny tranzistory bipolárními, později i tranzistory unipolárními nebo jejich kombinací. U těchto zesilovačů lze dosáhnout velmi nízkého zkreslení a jsou používány dodnes.

- Zesilovače s integrovanými obvody

S postupem času a techniky se na trh dostávají stále dokonalejší integrované obvody, které na jednom čipu obsahují téměř celý koncový zesilovač. Integrované výkonové zesilovače jsou v dnešní době nejpoužívanějšími zesilovači. Typickými představiteli integrovaných obvodů pro konstrukci zesilovače jsou např. TDA 2020 ( $1 \times 20$  W), TDA2005 ( $2 \times 10$  W), LM3886 ( $1 \times 40$  W), aj. Cena těchto obvodů se pohybuje v hodnotách desítek až stovek korun.

- Zesilovače s kombinací různých aktivních prvků

Často se lze setkat se zesilovači, v kterých jsou jako výkonové prvky použity tranzistory, které jsou buzeny určitým typem integrovaného obvodu. Tyto obvody v sobě obsahují různé funkce a ochrany. Například funkce utlumení signálu MUTE, ochrana proti přebuzení signálu, nadproudová ochrana, a další. Tento typ zesilovačů je také hojně používán.

### 1.2.2 Rozdělení podle polohy klidového pracovního bodu

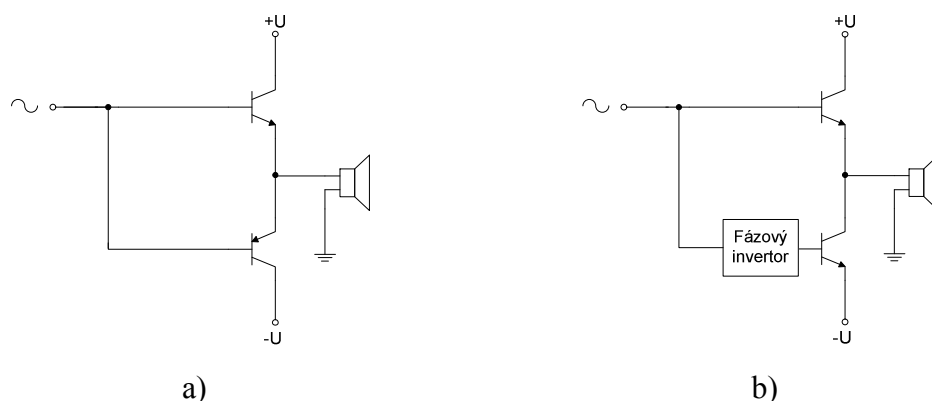
Podle polohy klidového pracovního bodu koncových tranzistorů lze zesilovače rozdělit do tzv. tříd A, B a AB (obr. 1.4a). Tyto třídy jsou podrobněji rozebrány v kap. 1.3. Další třídou je třída C, u které je pracovní bod nastaven do záporné oblasti pracovní charakteristiky. Tyto zesilovače se vyznačují vysokým zkreslením a v nf. technice se nepoužívají.

### 1.2.3 Rozdělení podle zapojení výkonového stupně

V zásadě lze rozdělit koncové zesilovače podle zapojení výkonového stupně na dva druhy a to na komplementární a kvazikomplementární.

- Komplementární

U komplementárního koncového stupně jsou použity tranzistory s rozdílnou vodivostí, ale stejnými (v praxi pouze podobnými) elektrickými parametry. Oba tyto tranzistory jsou vůči napájecímu napětí zapojeny v sérii. Při působení střídavého signálu jsou tranzistory zapojeny paralelně. Oba tranzistory jsou také buzeny stejným signálem, tedy soufázově (obr. 1.3a).



Obr. 1.3 Zapojení koncových tranzistorů zesilovače: a) komplementární, b) kvazikomplementární

Při kladné půlplně signálu zesiluje půlplnu aktivní tranzistor NPN. V době této půlplny je tranzistor PNP uzavřený (neaktivní). Při záporné půlplně vstupního signálu je pak neaktivní tranzistor NPN a na zesílení signálu se podílí tranzistor PNP.

- Kvazikomplementární

U tohoto typu zapojení koncového stupně se používají tranzistory téže vodivosti – buď PNP, nebo NPN. Jejich báze jsou buzeny totožným napětím, avšak u jednoho z tranzistorů pootočeným o  $180^\circ$ . Tyto budící signály jsou tedy v protifázi (obr. 1.3b).

Princip tohoto zapojení je opět velmi jednoduchý. Lze si představit, že při kladné půlplně vstupního napětí je horní tranzistor aktivní a díky fázovému invertoru je na spodním tranzistoru půlplna záporná – tranzistor je tedy neaktivní. Podobný stav nastává, při záporné půlplně. Tranzistor připojený přímo je uzavřený a tranzistor připojený přes fázový invertor je aktivní a zesiluje zápornou půlplnu signálu.

## 1.3 Třídy nf. koncových zesilovačů

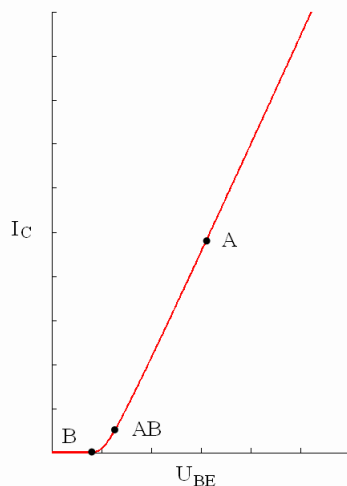
Podle principu činnosti zesilovače a nastavení klidového pracovního bodu koncových tranzistorů můžeme dělit zesilovače do tzv. tříd. V následujících podkapitolách jsou uvedeny základní principy tříd používaných v nízkofrekvenční technice.

Protože se tato práce zabývá zejména diskrétními zesilovači ve třídě A, B a AB, je právě těmto třídám věnována největší pozornost.

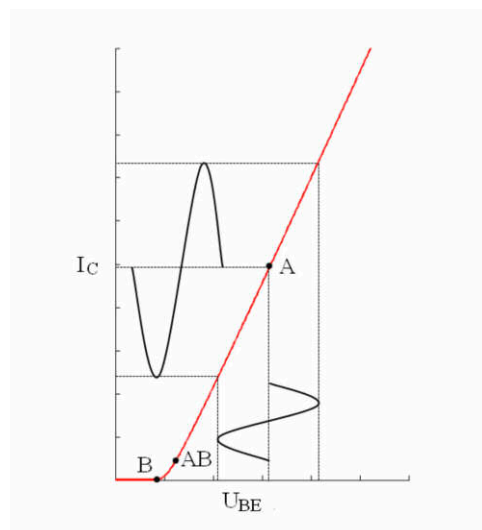
### 1.3.1 Třída „A“

Zesilovač v takto zapojené třídě má nastaven stejnosměrný pracovní bod doprostřed lineární části pracovní charakteristiky zesilovacího prvku – v tomto případě tranzistoru. Klidový pracovní bod je tedy nastaven do bodu A (obr. 1.4a). Díky tomuto nastavení má zesilovač maximální rozkmit napětí a zesilovány jsou kladná i záporná půlvlna vstupního signálu (obr. 1.4b). Optimální nastavení klidového pracovního bodu je velmi důležité. Jestliže bude nastaven pracovní bod příliš nízko v pracovní charakteristice, bude docházet při buzení signálem s větší amplitudou k dolní limitaci signálu – „oříznutí“ části záporné půlvlny. Naopak bude-li pracovní bod příliš vysoko, může docházet k horní limitaci signálu. Optimální je tedy takové nastavení, kdy při zvyšování amplitudy signálu dochází k horní i dolní limitaci signálu zároveň.

Nevýhodou zesilovače provozovaného v této třídě je vysoký klidový proud, který teče koncovým tranzistorem i bez jakéhokoli buzení.



a)



b)

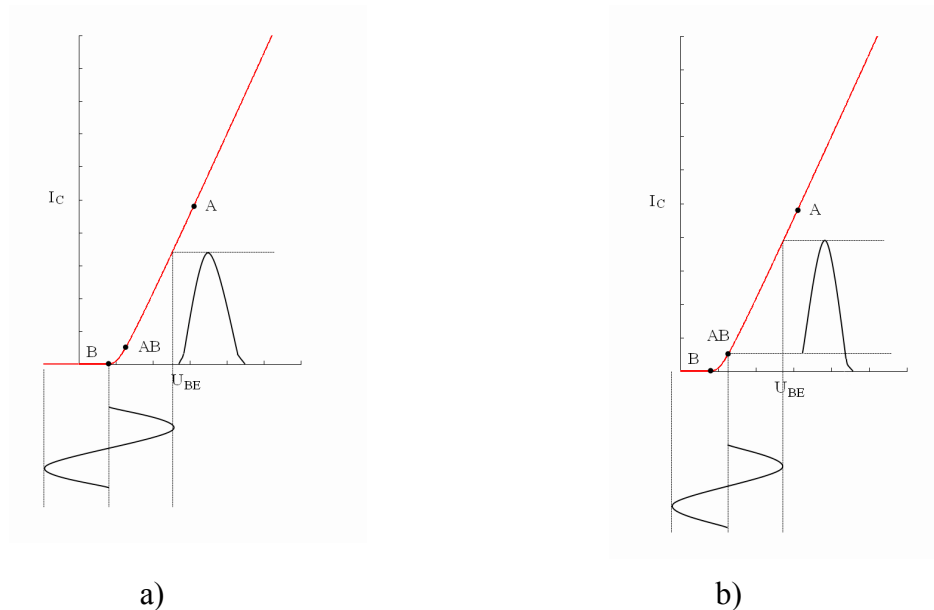
Obr. 1.4 a) Pracovní charakteristika s vyznačenými klidovými pracovními body, b) Vyznačení činnosti zesilovače při klidovém pracovním bodě v místě „A“

Tyto zesilovače se vyznačují velmi nízkým zkreslením, které je ovšem dosaženo na úkor nízké energetické účinnosti, která se pohybuje kolem 20 %.

### 1.3.2 Třída „B“

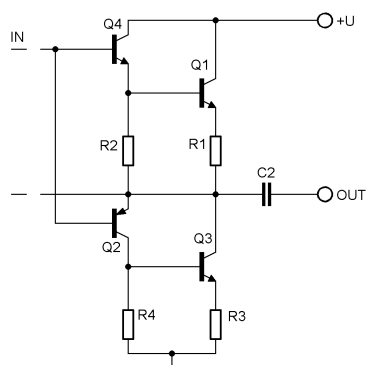
Zesilovač v takto zapojené třídě má na rozdíl od zesilovače třídy A nastaven pracovní bod na okraj převodní charakteristiky, čemuž odpovídá bod „B“ (obr. 1.4a). Při nulovém buzení neteče obvodem tedy téměř žádný klidový proud. Při buzení harmonickým signálem je schopen tranzistor zesilovat pouze jednu půlvlnu signálu. Jeli jako zesilovací prvek použit tranzistor vodivosti NPN, je kladná půlvlna vstupního signálu zesílena a v době půlvlny záporné je tranzistor uzavřen (obr. 1.5a). Pro správné zesílení celého signálu je tedy nutné zpracovat odděleně kladnou i zápornou část signálu. Toho je možné docílit použitím komplementárního či kvazikomplementárního zapojení tranzistorů (kap. 1.2.3).





Obr. 1.5 Vyznačení činnosti zesilovače: a) klidový pracovní bod je umístěn v místě „B“, b) klidový pracovní bod je umístěn v místě „AB“

U kvazikomplementárních zapojení bývají nejčastěji koncové tranzistory buzeny dvojicí komplementárních tranzistorů Q4 a Q2 (obr. 1.6). Při kladné půlvlně zesiluje signál tranzistor Q4 a budí koncový tranzistor Q1. Tranzistor Q2 je po tuto dobu neaktivní. Při půlvlně záporné pracuje naopak tranzistor Q2 a budí koncový tranzistor Q3.



Obr. 1.6 Komplementární zapojení budících tranzistorů pro buzení kvazikomplementárních koncových tranzistorů (převzato z [6])

Díky nulovému klidovému proudu toto zapojení zesilovačů vyniká energetickou účinností, která se pohybuje kolem 50 %.

Velkou nevýhodou této třídy je však tzv. přechodové zkreslení. Toto zkreslení má příčinu v nelineární pracovní charakteristice tranzistoru. Jestliže bude napětí mezi bází a emitorem koncového tranzistoru stoupat, tranzistor na tuto změnu nebude reagovat až do hodnoty prahového napětí přechodu báze - emitor (cca 0,7 V). Po tuto dobu nebude ani jeden z koncových tranzistorů otevřený a na výstupu bude nulové napětí. Tento jev se nazývá tzv. přechodové zkreslení.

Z tohoto důvodu se čistá třída B téměř nepoužívá. Výjimkou je bateriový provoz, kdy je dáván přednost nízké spotřebě za cenu vyššího zkreslení.

### **1.3.3 Třída „AB“**

Tato třída je určitým kompromisem mezi třídou A a třídou B. Stejnoseměrný pracovní bod je nastaven do bodu „AB“ pracovní charakteristiky (obr. 1.4a) tak, aby byla odstraněna největší nelinearita pracovní charakteristiky tranzistoru, která způsobuje přechodové zkreslení. Tranzistorem pak teče určitý klidový proud (obr. 1.5b).

Tranzistor v takto nastavené třídě stejně jako ve třídě B zesiluje pouze jednu půlvlnu signálu, proto je nutné používat dvojici tranzistorů pro zesílení celého signálu.

Díky zavedenému klidovému proudu je eliminováno přechodové zkreslení zesilovače. Energetická účinnost závisí na velikosti klidového proudu a je menší než 50 %.

### **1.3.4 Třída „D“**

Tento druh zesilovačů se od předešlých tříd A, B, AB liší zejména tím, že koncové tranzistory nepracují v lineární oblasti, ale v oblasti saturace. Principiální funkce tranzistoru je tedy spíše než proměnnému rezistoru podobná spínači, který je buď sepnut, nebo rozepnut. Díky tomuto je dosaženo vysoké účinnosti, která se pohybuje kolem 80 %. Tyto zesilovače zpracovávají signál s použitím pulsně šířkové modulace PWM. Na výstupu zesilovače je obdelníkový signál o vysokém kmitočtu s proměnnou šířkou, který nese informaci o zvukovém signálu. Aby bylo možné na výstupu získat užitečný audiosignál je nutné do cesty modulovanému signálu zařadit LC filtr typu dolní propust [7,8].

### **1.3.5 Třída „T“**

Zesilovače v této třídě pracují na podobném režimu jako ve třídě D, ale s použitím propracovaného algoritmu řízení. Výsledkem je energetická účinnost zesilovače kolem 90 %. Zesilovače v této třídě dosahují vynikajících zvukových parametrů. Tento typ zesilovačů byl vyvinut firmou Tripath Technology. Technologie kombinuje analogové i digitální zpracování signálů a celý algoritmus byl odvozen od algoritmů využívaných zejména v signálových procesorech v telekomunikacích [8].

### **1.3.6 Třída „S“**

Tyto zesilovače se od třídy D liší tím, že díky novějším metodám digitálního zpracování signálu již není potřeba na výstup zesilovače zapojovat LC filtr [8].

### **1.3.7 Třída „AA“**

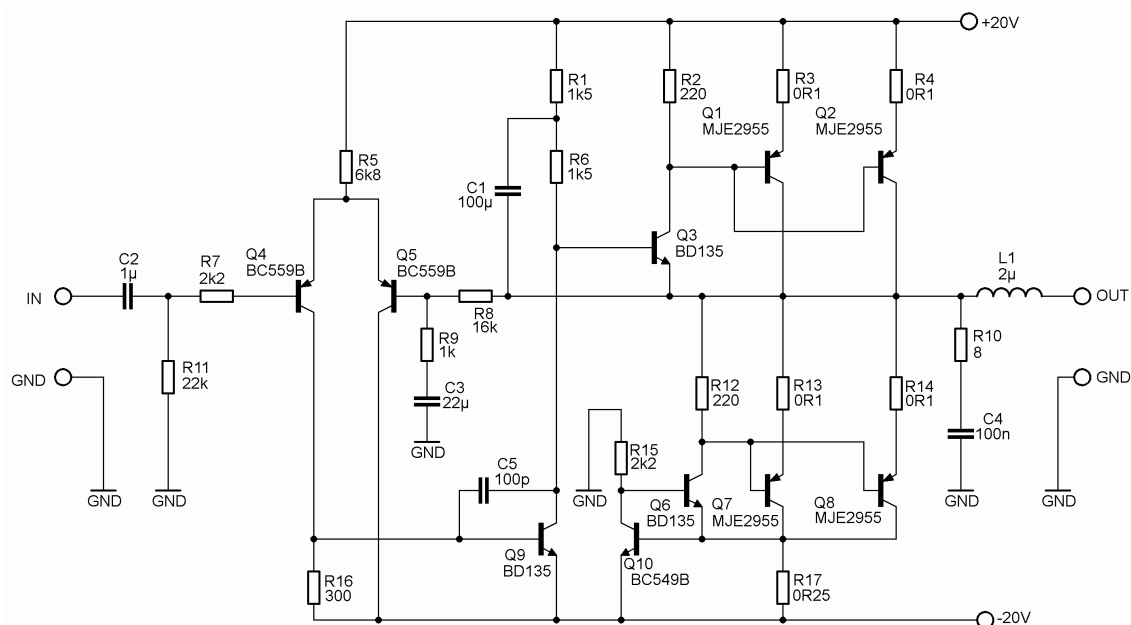
Třída AA, neboli také nazývána jako třída A+ byla vyvinuta firmou TRESHOLD a lze se s ní setkat u výkonových zesilovačů firmy TECHNICS. Výstupní zesilovač pracuje ve třídě A, který je napájen z plovoucího zdroje napětí. Tento zdroj je posouván zesilovačem pracujícím ve třídě B. Tím je zachováno nízké zkreslení třídy A při vyhovující energetické účinnosti třídy B [1].

## 2 SIMULACE RŮZNÝCH KONCEPCÍ A TŘÍD KONCOVÝCH ZESILOVAČŮ

Pro simulaci byly vybrány zapojení, které jsou u tranzistorových zesilovačů nejpoužívanější. Jsou to třídy A, B a AB. Simulace byly provedeny v programu OrCad a jednotlivé grafické výsledky byly zpracovány v prostředí MatLab pomocí vytvořeného skriptu v němž byla jednotlivá data interpolována pomocí po částech kubické interpolace zachovávající tvar.

### 2.1 Simulace zesilovače ve třídě A s bipolárními koncovými tranzistory

Toto zapojení bylo publikováno na stránkách konstruktéra Roda Elliotta [9] a bylo modifikováno změnou hodnot a typů použitých součástek k dosažení nižšího zkreslení a vyšší stability. Výsledné schéma zapojení je na obr. 2.1.



Obr. 2.1 Schéma zapojení koncového zesilovače ve třídě A s bipolárními koncovými tranzistory

Střídavý signál je přiveden ze zdroje signálu přes RC člen tvořený R11 a C2, sloužící jako horní propust. Dosazením hodnot součástek R11 a C2 do vztahu 2.1 byla vypočítána mezní frekvence 7,2 Hz.

$$f_m = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}, \quad (2.1)$$

kde  $R$  je hodnota odporu rezistoru,  $C$  kapacita kondenzátoru a  $f_m$  mezní frekvence propusti.

Signál je dále přiveden na diferenční zesilovač tvořený prvky Q4, Q5, R5 a R16. Rezistorem R5 je dán proud tekoucí tímto zesilovačem. Z kolektorového rezistoru R16 je dále signál přiveden na bázi tranzistoru Q9, z jehož kolektoru je buzen výkonový tranzistor Q3. Tento tranzistor má za úkol výkonově zesílit signál pro koncové tranzistory Q1 a Q2. Pracovní body těchto tranzistorů jsou nastaveny do bodu A pracovní charakteristiky (obr. 1.4a).

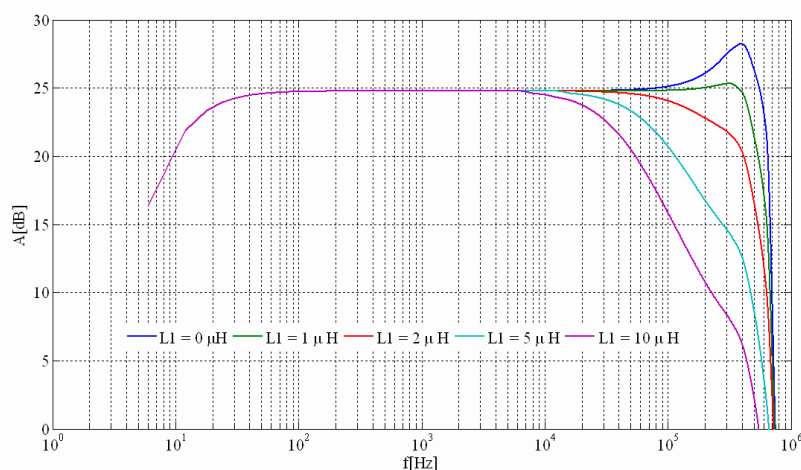
Tranzistory Q6, Q7, Q8 a Q10 slouží jako zdroj konstantního proudu, jehož hodnota je 2,91 A. Rezistory R8 a R9 slouží jako záporná zpětná vazba a lze změnou jejich hodnoty nastavit zisk zesilovače.

Na výstupu zesilovače je zapojen RC člen, který se nazývá Boucherotův člen. Je tvořen prvky R10 a C4. Tento člen má za úkol zabránit rozkmitání zesilovače na vysokých frekvencích. Cívka L1 slouží stejně jako Boucherotův člen k zabránění kmitání zesilovače na vysokých frekvencích. S rostoucí frekvencí roste reaktance cívky podle vztahu 2.2.

$$X_L = 2\pi \cdot f \cdot L, \quad (2.2)$$

kde  $f$  je frekvence signálu,  $L$  indukčnost cívky a  $X_L$  reaktance cívky.

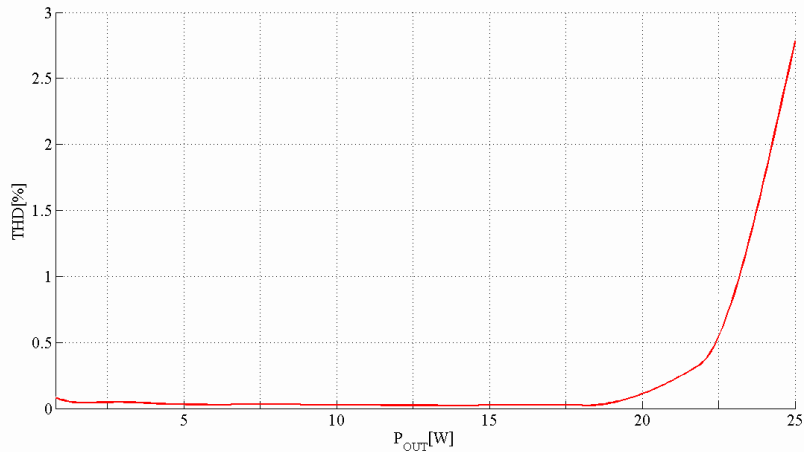
Z frekvenční charakteristiky zisku zesilovače při různých hodnotách indukčnosti cívky (obr. 2.2) lze vidět, že optimální indukčnost cívky je 2 až 5  $\mu\text{H}$ . Tato hodnota však není nijak kritická. Nesmí být ale natolik malá, aby docházelo při vysokých frekvencích k nárůstu zisku zesilovače, nebo naopak natolik velká, aby docházelo k tlumení signálu v akustickém pásmu a došlo tím k zúžení šířky přenášeného pásma zesilovače.



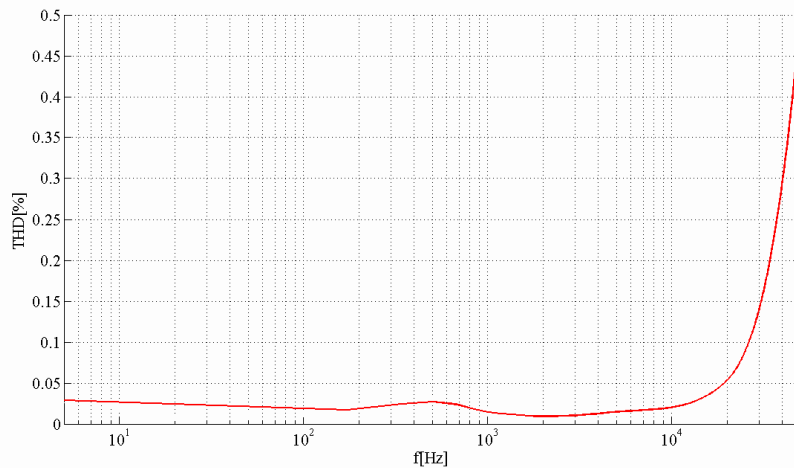
Obr. 2.2 Frekvenční charakteristika zisku zesilovače při různých hodnotách indukčnosti cívky L1

Zesilovač provozovaný ve třídě A se vyznačuje nízkým zkreslením, což lze vidět ze závislosti činitele harmonického zkreslení na výstupním výkonu (obr. 2.3) a na frekvenci (obr. 2.4). Závislosti zkreslení byly získány simulacemi v časové oblasti pro

různé hodnoty výstupního výkonu a frekvence signálu. Dílčí výsledky analýz byly interpolovány v programu Matlab. Energetická účinnost tohoto zesilovače je při maximálním buzení ( $U_{IN} = 777 \text{ mV}$ ) 18 %. Tato hodnota byla určena v časové analýze jako poměr efektivní hodnoty výkonu na zátěži a součtu hodnot výkonů na obou napájecích zdrojích.



Obr. 2.3 Závislost činitele harmonického zkreslení na výstupním výkonu zesilovače při frekvenci 1 kHz a zátěži  $8 \Omega$

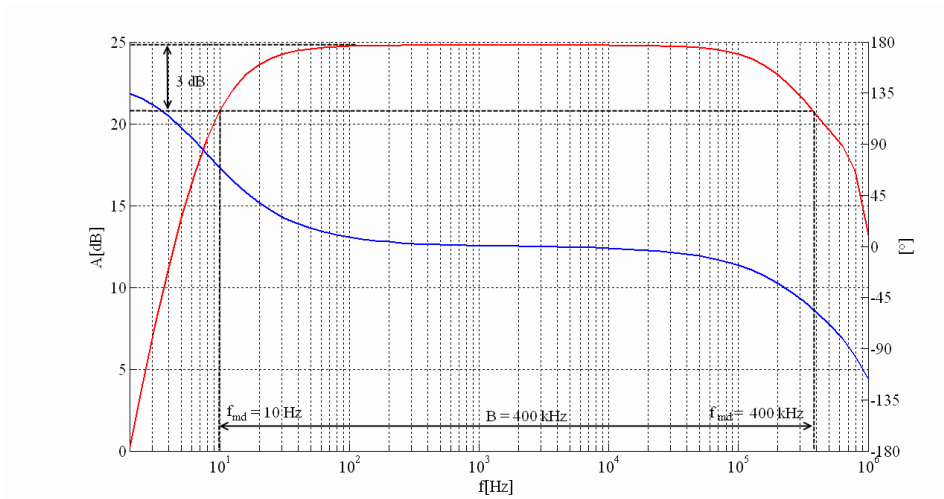


Obr. 2.4 Závislost činitele harmonického zkreslení na frekvenci při jmenovitém výkonu 18 W na zátěži  $8 \Omega$

Ve frekvenční charakteristice zisku zesilovače (obr. 2.5) lze vidět šířku přenášeného pásma s vyznačeným horním a dolním mezním kmitočtem, který je určen poklesem o 3dB od konstantního zisku zesilovače. Fázový posun zesilovače je při středních frekvencích  $0^\circ$ . Při horním a dolním mezním kmitočtu pak nabývá hodnot  $+45^\circ$  a  $-45^\circ$ .

Tato charakteristika stejně jako všechny ostatní frekvenční charakteristiky zisku a fáze byly získávány z časové analýzy při různých frekvencích. Střídavá analýza používá při výpočtech fázorovou metodu, kdy je každá veličina v obvodu charakterizována komplexním číslem udávající fází a amplitudu daného časového průběhu. Tato metoda

je ovšem použitelná jen za předpokladu, že vstupní i výstupní veličiny mají harmonický průběh o stejné frekvenci a liší se pouze fází a amplitudou. Při buzení zesilovače na jmenovitý výkon a při vyšších frekvencích je však výstupní signál silně deformován a není harmonický, z čehož plyne, že není splněna podmínka pro použití fázorové metody, kterou střídavá analýza využívá. Výpočet v této analýze proběhne, nicméně výsledky jsou neplatné. Je tedy nutné jednotlivé frekvenční charakteristiky získat z dílčích časových analýz při různých frekvencích [10].

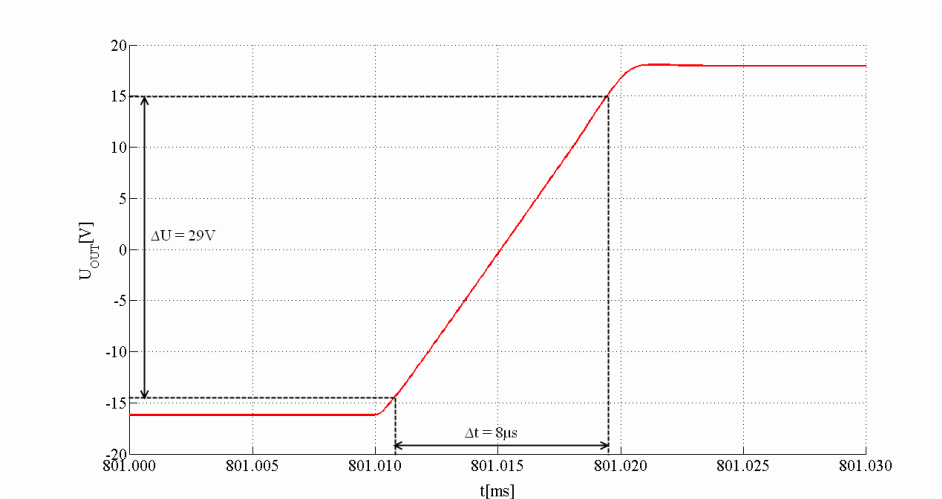


Obr. 2.5 Frekvenční charakteristika zisku a fázového posunu zesilovače

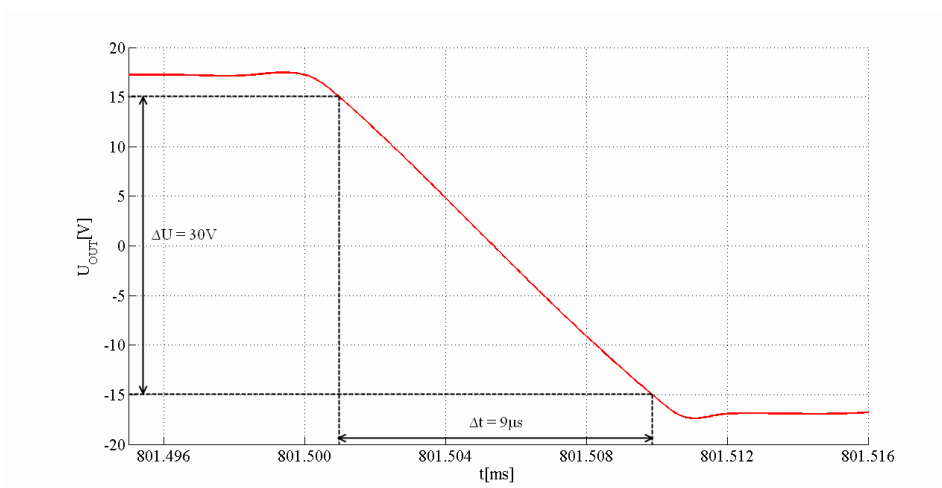
Při buzení zesilovače obdélníkovým signálem o kmitočtu 1 kHz a velikosti  $\pm 1,1$  V (maximální hodnota vstupního napětí před limitací výstupního napětí) byly určeny hodnoty  $\Delta U$  a  $\Delta t$  jak pro náběžnou (obr. 2.6), tak pro sestupnou hranu signálu (obr. 2.7). Rychlosti přeběhu obou hran jsou uvedeny v tab. 2.1. Jejich hodnoty byly vypočteny podle vztahu 2.3.

$$SR = \frac{\Delta U}{\Delta t}, \quad (2.3)$$

kde  $\Delta U$  je změna výstupního napětí zesilovače,  $\Delta t$  časový interval a  $SR$  rychlost přeběhu.

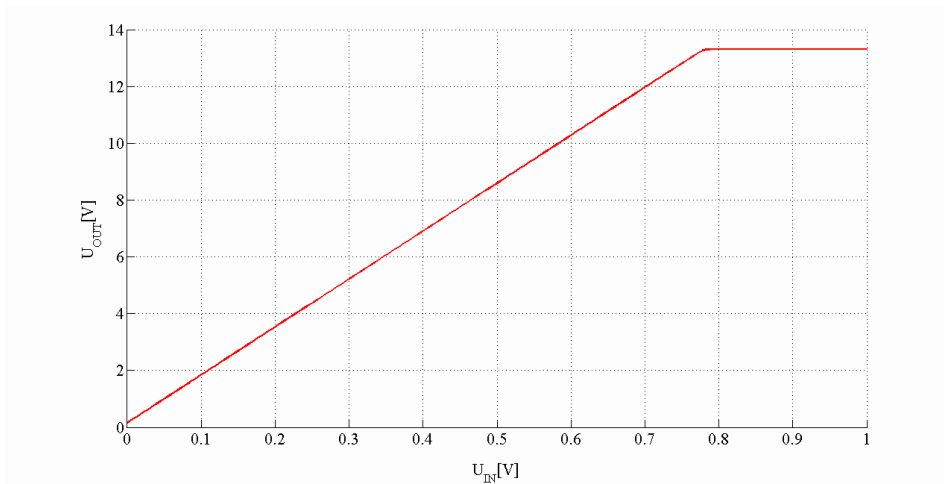


Obr. 2.6 Měření rychlosti přeběhu náběžné hrany při buzení obdélníkovým signálem o velikosti  $\pm 1,1$  V

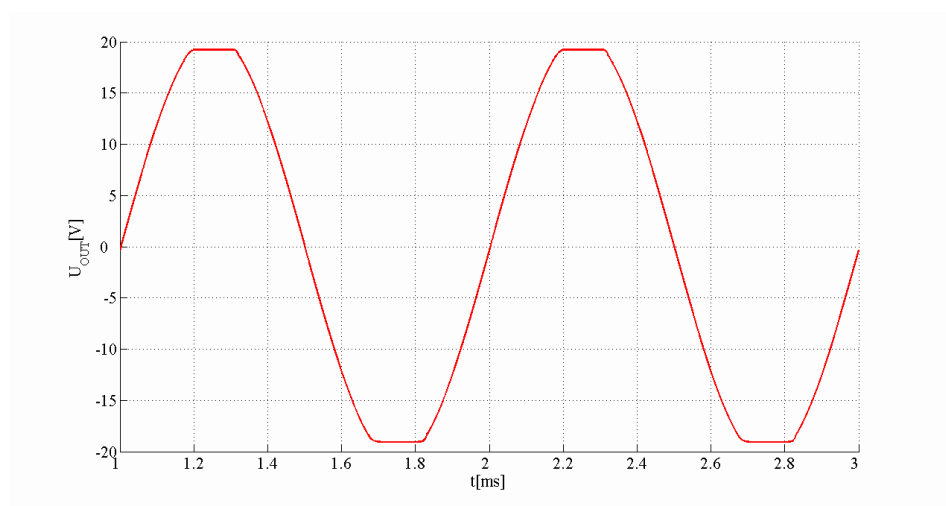


Obr. 2.7 Měření rychlosti přeběhu sestupné hrany při buzení obdélníkovým signálem o velikosti  $\pm 1,1$  V

Z převodní charakteristiky zesilovače (obr. 2.8) je vidět lineární závislost výstupního efektivního napětí ( $U_{OUT}$ ) na vstupním napětí ( $U_{IN}$ ). Při růstu vstupního napětí roste napětí výstupní až do hodnoty 777 mV, kdy dochází k limitaci zesilovače (obr. 2.9).



Obr. 2.8 Převodní charakteristika zesilovače při frekvenci 1 kHz



Obr. 2.9 Limitace výstupního napětí zesilovače při přebuzení ( $U_{IN} = 810$  mV)

V následující tabulce (tab. 2.1) jsou shrnuty všechny parametry zesilovače, které byly při simulaci získány. Simulace probíhaly při zátěži  $8 \Omega$ .

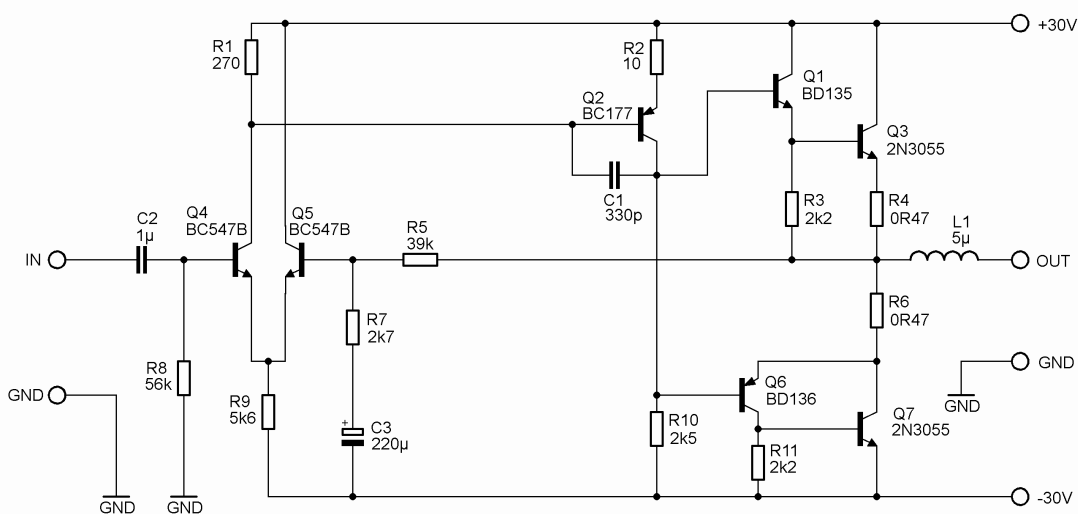


Tab. 2.1 Shrnutí parametrů koncového zesilovače třídy A s bipolárními koncovými tranzistory

Parametr	Hodnota
Vstupní citlivost (pro $P_{OUT} = 18 \text{ W}$ na zátěži $R_Z = 8 \Omega$ )	700 mV
Jmenovitý výstupní výkon (RMS) na zátěži $R_Z = 8 \Omega$ ( $U_{IN} = 700 \text{ mV}$ )	18 W
Výstupní napětí při jmenovitém výstupním výkonu ( $P_{OUT} = 18 \text{ W}$ )	12 V
Maximální vstupní napětí (přebuditelnost)	777 mV
Maximální výstupní výkon (RMS) na zátěži $R_Z = 8 \Omega$ ( $U_{IN} = 777 \text{ mV}$ )	23 W
Výstupní napětí při maximálním výstupním výkonu	13,5 V
Výstupní výkon P.M.P.O.	44 W
Vstupní odpor	21,9 k $\Omega$
Výstupní odpor	0,013 $\Omega$
THD ( $P = 18 \text{ W}, f = 1 \text{ kHz}$ )	0,023 %
Energetická účinnost ( $U_{IN} = 777 \text{ mV}, f = 1 \text{ kHz}, R_Z = 8 \Omega$ )	18 %
Rychlost přeběhu (SR) – náběžná, sestupná hrana	3,6 V/ $\mu\text{s}$ , 3,3 V/ $\mu\text{s}$
Šířka přenášeného pásma ( $U_{IN} = 700 \text{ mV}$ )	400 kHz
Dolní / horní mezní kmitočet	10 Hz / 400 kHz
Stejnoseměrná složka na výstupu	201 mV
Klidový odběr ze zdroje (kladná větev; záporná větev)	2,90 A; 2,91 A
Odběr ze zdroje při buzení $U_{IN} = 777 \text{ mV}$ (kladná větev; záporná větev)	3,6 A; 2,91 A

## 2.2 Simulace zesilovače ve třídě B s bipolárními koncovými tranzistory

Toto zapojení (obr. 2.10) bylo převzato z [11] a upraveno.

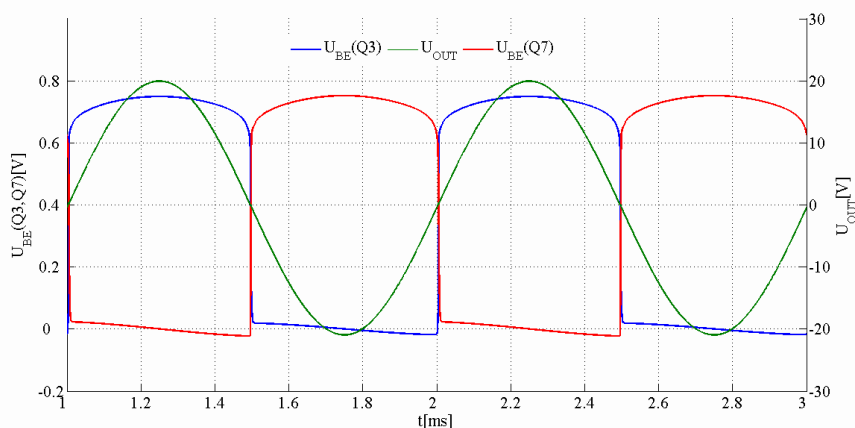


Obr. 2.10 Schéma zapojení koncového zesilovače ve třídě B s bipolárními koncovými tranzistory

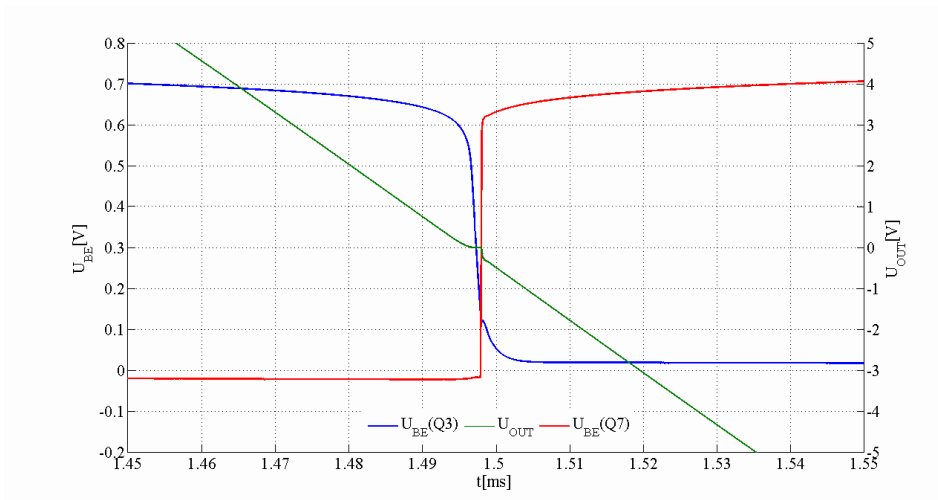
Budící signál je stejně jako u zapojení zesilovače ve třídě A přiveden přes horní propust tvořenou C2 a R8, jejíž mezní frekvence je 3 Hz. Za tímto RC členem následuje diferenční zesilovač tvořený prvky Q4, Q5, R1 a R9. Výstup tohoto zesilovače je přiveden na bázi tranzistoru Q2, který pracuje ve třídě A a zesiluje tedy celou periodu signálu. Z kolektoru tohoto tranzistoru jsou buzeny tranzistory Q1 typu NPN a Q6 typu PNP. Tyto tranzistory slouží jako budiče koncových výkonových tranzistorů, jejichž klidové pracovní body jsou umístěny do bodu „B“ pracovní charakteristiky (obr. 1.4a) a jsou schopny zesilovat pouze jednu půlplnu signálu. V tomto zapojení se tedy jedná o kvazikomplementární zapojení koncových tranzistorů buzených komplementární dvojicí tranzistorů.

Při kladné půlplně je aktivní tranzistor Q1 a budí koncový tranzistor Q3. V této době je tranzistor Q6 uzavřený a koncový tranzistor Q7 se nepodílí na zesílení signálu. V době záporné půlplny je naopak uzavřený tranzistor Q1. Tranzistor Q6 nyní budí koncový tranzistor Q7, který zesiluje zápornou část signálu. Tato činnost je přibližena v časových průbězích budícího napětí tranzistoru Q3 ( $U_{BE}(Q3)$ ), Q7 ( $U_{BE}(Q7)$ ) a výstupního napětí ( $U_{OUT}$ ) na obr. 2.11, kde je vidět, že při kladné půlplně výstupního napětí je buzen tranzistor Q3 a při záporné tranzistor Q7.

Protože jsou ovšem pracovní body tranzistorů nastavené do oblastí téměř nulového klidového proudu, dochází zde k přechodovému zkreslení, které je patrné při zobrazení detailu průběhu výstupního napětí zesilovače a budícího napětí tranzistorů Q3 a Q7 (obr. 2.12). Po dobu, kdy je okamžitá hodnota budícího napětí na tranzistorech Q3 či Q7 menší, než jejich prahová hodnota, jsou oba tranzistory uzavřeny a na výstupu zesilovače je nulové napětí. Se zvyšujícím se budícím napětím nad prahovou hodnotu tranzistorů se pracovní bod pohybuje po určité dobu v koleně pracovní charakteristiky a signál je zkreslený.



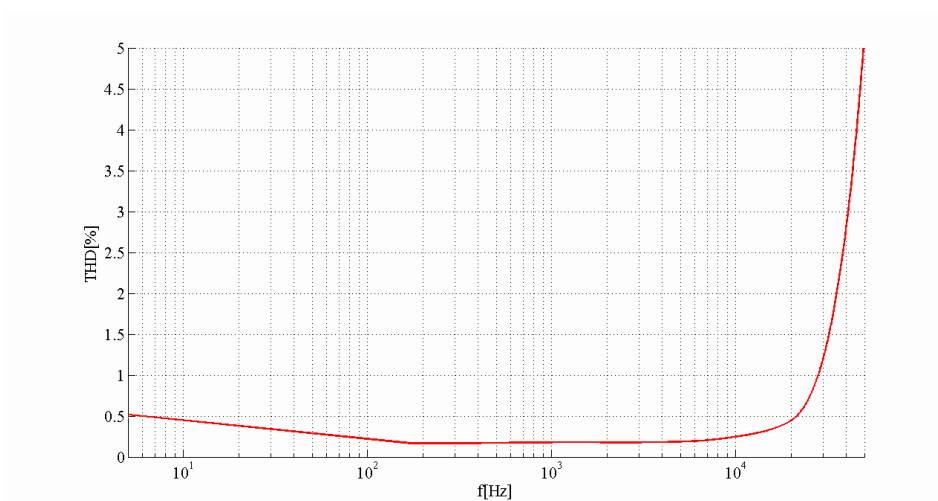
Obr. 2.11 Časové průběhy budícího napětí tranzistorů Q3 ( $U_{BE}(Q3)$ ), Q7 ( $U_{BE}(Q7)$ ) a výstupního napětí ( $U_{OUT}$ )



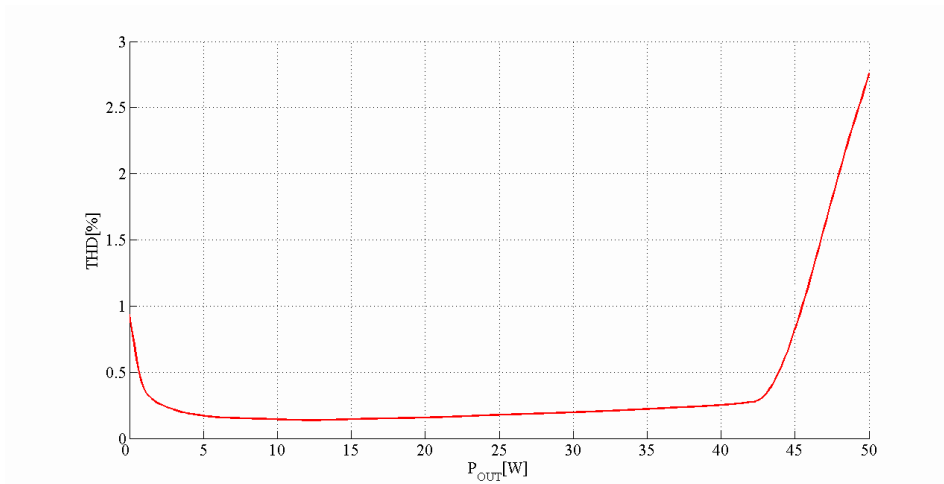
Obr. 2.12 Detail časových průběhů budícího napětí tranzistorů Q3 ( $U_{BE}(Q3)$ ), Q7 ( $U_{BE}(Q7)$ ) a výstupního napětí ( $U_{OUT}$ )

Na výstupu zesilovače je připojena opět cívka, která brání růstu zisku zesilovače na vysokých frekvencích a rozkmitání zesilovače. Stejně tak jako v minulém případě není hodnota této indukčnosti nijak kritická. Při zkoumání vlivu indukčnosti na velikosti výstupního signálu v kmitočtové oblasti bylo zjištěno, že by tato hodnota měla být větší než  $2 \mu\text{H}$ . Při zvyšování této hodnoty dochází ke zvyšování stability zesilovače a snižování horního mezního kmitočtu zesilovače.

Vlivem přechodového zkreslení má tento zesilovač při středních kmitočtech téměř o jeden řád vyšší činitel harmonického zkreslení, než zesilovač ve třídě A (obr. 2.13). S rostoucím výkonem pak zkreslení opět stoupá až do oblasti limitace, kdy činitel harmonického zkreslení prudce roste (obr. 2.14).

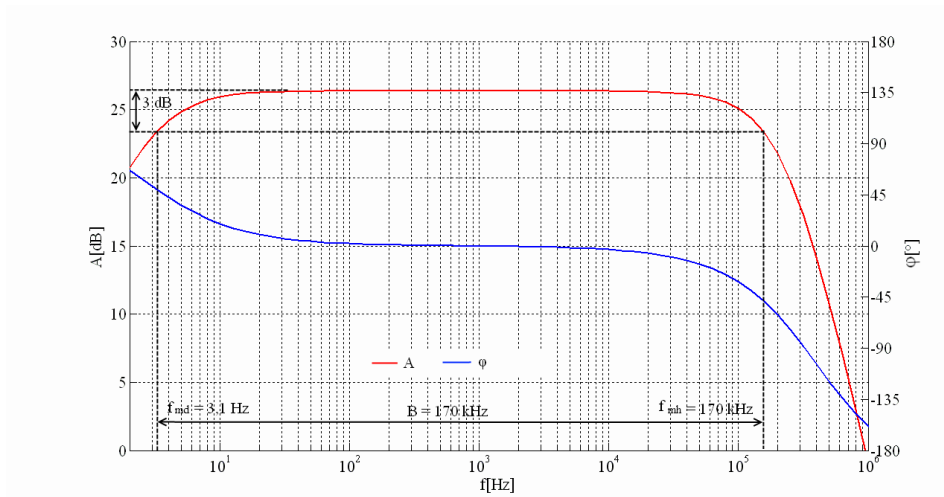


Obr. 2.13 Závislost činitele harmonického zkreslení na frekvenci při jmenovitém výkonu 25 W na zátěži  $8 \Omega$



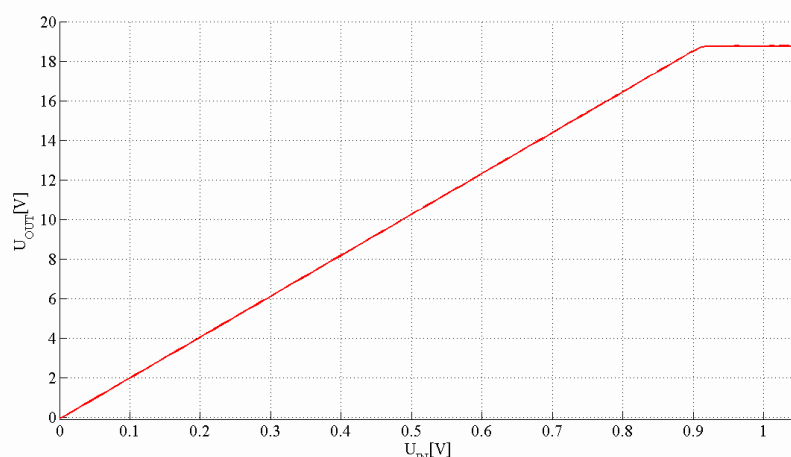
Obr. 2.14 Závislost činitele harmonického zkreslení na výstupním výkonu zesilovače při frekvenci 1 kHz a zátěži  $8 \Omega$

Na obr. 2.15 je uvedena frekvenční charakteristika zisku zesilovače s poklesem o 3 dB a šířkou přenášeného pásma, která je 170 kHz. Fázový posun zesilovače při středních kmitočtech je opět  $0^\circ$ .



Obr. 2.15 Frekvenční charakteristika zisku a fázového posunu zesilovače

Z převodní charakteristiky (obr. 2.16) pak lze vidět linearitu zesilovače a maximální hodnotu vstupního napětí před limitací signálu.



Obr. 2.16 Převodní charakteristika zesilovače při frekvenci 1 kHz

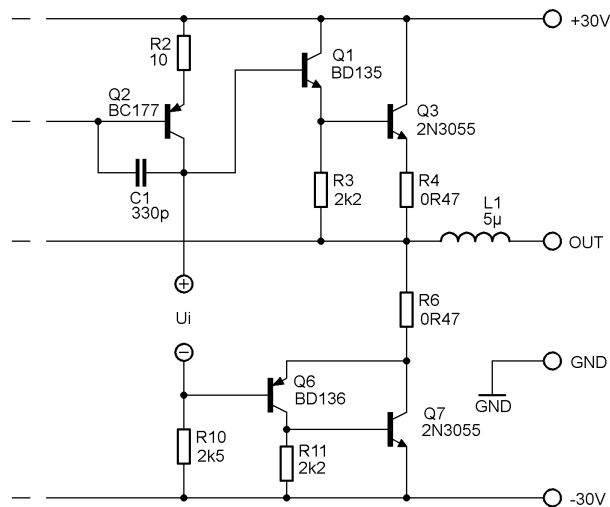
V tab. 2.2 jsou shrnuty všechny parametry zesilovače, které byly při simulaci získány. Simulace probíhaly opět při zátěži  $8 \Omega$ .

Tab. 2.2 Shrnutí parametrů koncového zesilovače třídy B s bipolárními koncovými tranzistory

Parametr	Hodnota
Vstupní citlivost (pro výkon $P_{OUT} = 25 \text{ W}$ na zátěži $R_Z = 8 \Omega$ )	700 mV
Jmenovitý výstupní výkon (RMS) na zátěži $R_Z = 8 \Omega$ ( $U_{IN} = 700 \text{ mV}$ )	25 W
Výstupní napětí při jmenovitém výkonu ( $P_{OUT} = 25 \text{ W}$ )	14,2 V
Maximální vstupní napětí(přebuditelnost)	920 mV
Maximální výstupní výkon (RMS) na zátěži $R_Z = 8 \Omega$ ( $U_{IN} = 700 \text{ mV}$ )	44 W
Výstupní napětí při maximálním výstupním výkonu	18,8 V
Výstupní výkon PMPO	88W
Vstupní odpor	49 k $\Omega$
Výstupní odpor	1,2 $\Omega$
THD ( $P = 25 \text{ W}, f = 1 \text{ kHz}$ )	0,18 %
Energetická účinnost ( $U_{IN} = 920 \text{ mV}, f = 1 \text{ kHz}, R_Z = 8 \Omega$ )	47 %
Rychlost přeběhu (SR) – náběžná, sestupná hrana	9,4 V/ $\mu\text{s}$ , 6,6 V/ $\mu\text{s}$
Šířka přenášeného pásma ( $U_{IN} = 700 \text{ mV}$ )	170 kHz
Dolní / horní mezní kmitočet	3,1 Hz / 170 kHz
Stejnoseměrná složka na výstupu	107 mV
Klidový odběr ze zdroje (kladná; záporná větev)	15,5 mA; 17,6 mA
Odběr ze zdroje při buzení $U_{IN} = 920 \text{ mV}$ (kladná větev; záporná větev)	1,53 A; 1,53 A

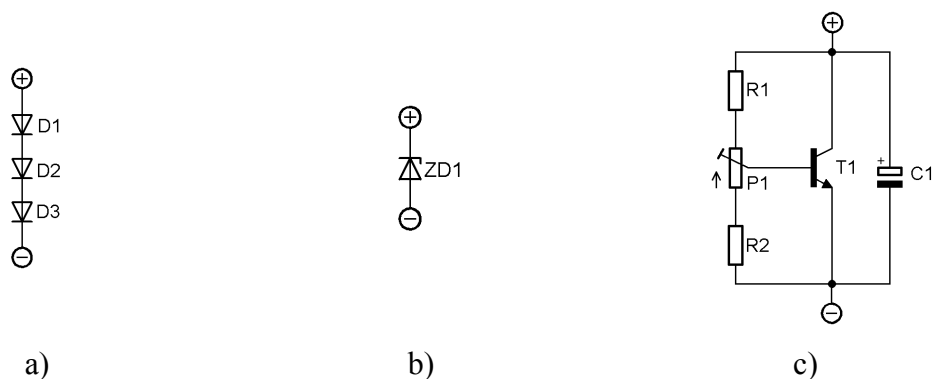
## 2.3 Simulace zesilovače ve třídě AB s bipolárními koncovými tranzistory

Zapojení tohoto zesilovače vychází z předešlého zapojení zesilovače pracujícího ve třídě B. Změna spočívá v přidání zdroje konstantního napětí  $U_i$  mezi bází tranzistoru Q1 a bází tranzistoru Q6 (obr. 2.17). Napětí tohoto zdroje se rozloží mezi rezistory R3, R6 a přechody báze - emitor tranzistorů Q1 a Q6. Díky tomuto předpětí mezi bází a emitorem teče tranzistory Q1 a Q6 klidový proud a stejnosměrný pracovní bod se posouvá do oblasti „AB“ pracovní charakteristiky (obr. 1.4a). Tímto způsobem je eliminováno přechodové zkreslení zesilovače.



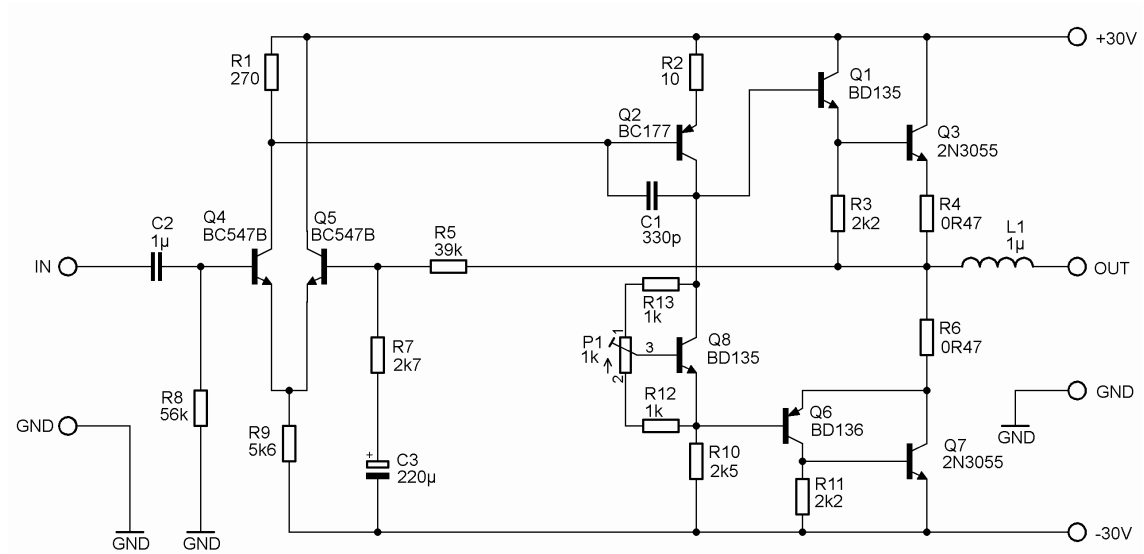
Obr. 2.17 Část zapojení zesilovače ve třídě B (Obr. 2.10) s doplněným předpětiovým zdrojem konstantního napětí

Zmiňovaný zdroj napětí k vytvoření předpětí na tranzistorech může být realizovaný řadou způsobů. Některé z nich jsou uvedeny na obr. 2.18.



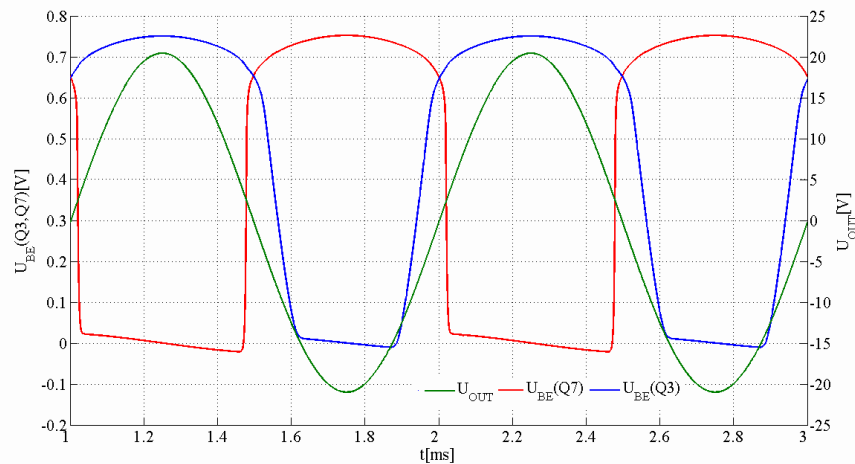
Obr. 2.18 Zdroje konstantního napětí: a) sériové řazení polovodičových diod, b) Zenerova dioda, c) nastavitelný zdroj s tranzistorem

Konečné schéma zapojení zesilovače s doplněným zdrojem předpětí je uvedeno na obr. 2.19.

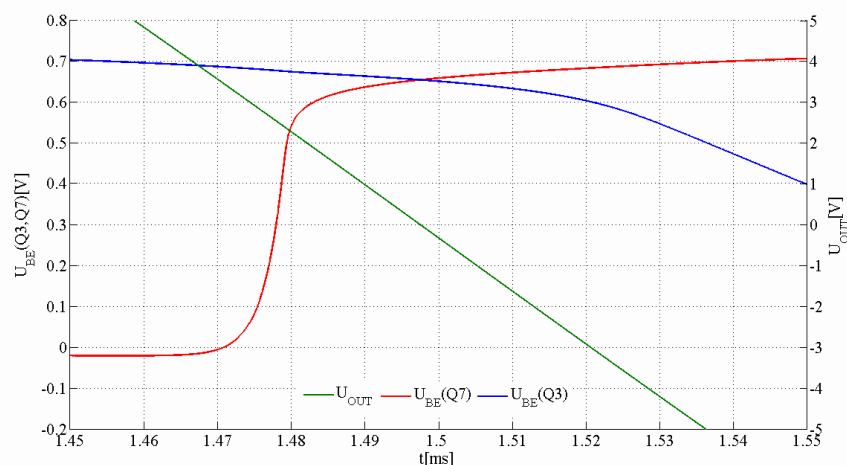


Obr. 2.19 Schéma zapojení koncového zesilovače ve třídě AB s bipolárními koncovými tranzistory

Funkce tohoto zesilovače je principiálně stejná jako funkce uvedeného zesilovače ve třídě B (kap. 2.2). Pouze je zde přidán zmíněný zdroj konstantního napětí, díky čemuž se pracovní bod nepohybuje v oblasti kolena pracovní charakteristiky a napětí  $U_{BE}$  bude vždy na jednom z tranzistorů Q3 či Q7 větší, než prahová hodnota tranzistorů. To má za následek eliminaci oblasti přechodového zkreslení (obr. 2.20), (obr. 2.21).

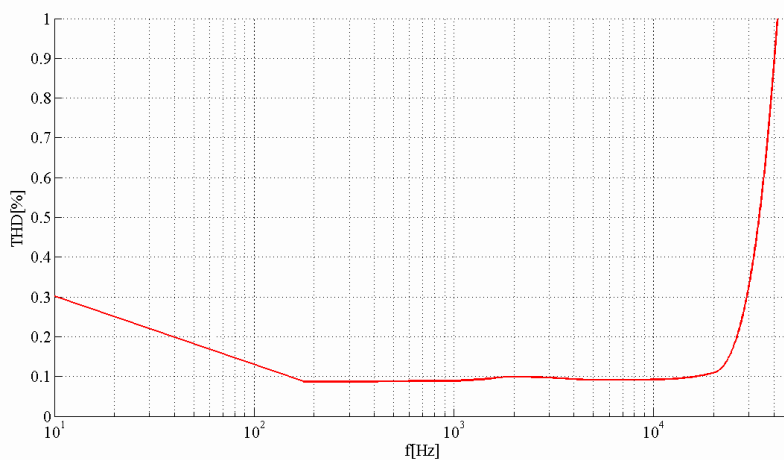


Obr. 2.20 Časové průběhy budících napětí tranzistorů Q3 ( $U_{BE}(Q3)$ ), Q7 ( $U_{BE}(Q7)$ ) a výstupního napětí ( $U_{OUT}$ )



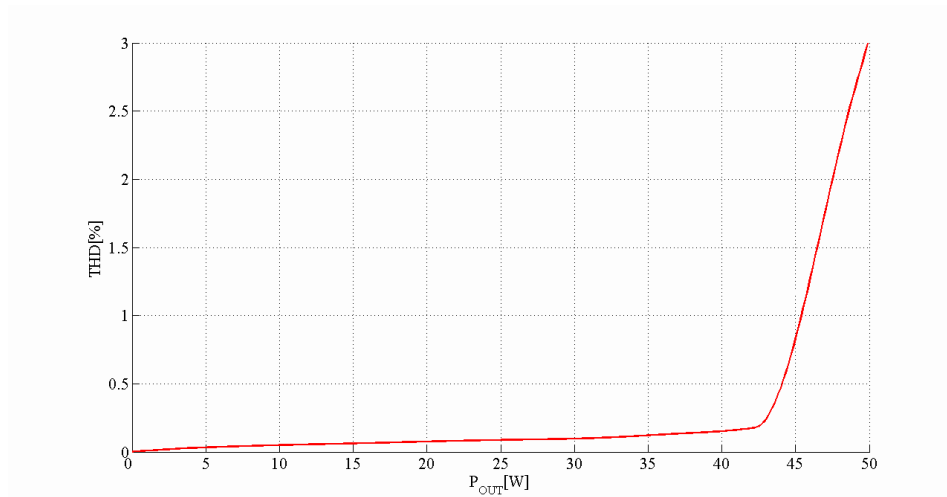
Obr. 2.21 Detail časových průběhů budících napětí tranzistorů Q3 ( $U_{BE}(Q3)$ ), Q7 ( $U_{BE}(Q7)$ ) a výstupního napětí ( $U_{OUT}$ )

Ze závislosti zkreslení na frekvenci (obr. 2.22) je vidět, že tento zesilovač má při středních kmitočtech až  $5\times$  menší zkreslení, než zesilovač provozovaný ve třídě B, ale naopak větší zkreslení, než ve třídě A. S rostoucím výstupním výkonem, pak zkreslení nepatrně roste až do hodnoty kolem 44 W (při buzení  $U_{IN} = 900$  mV), kdy se zesilovač dostává do limitace (obr. 2.23).



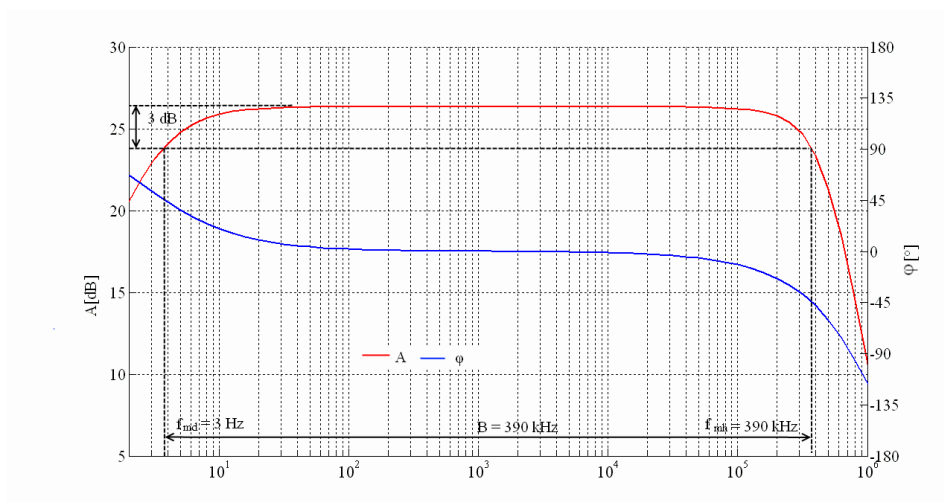
Obr. 2.22 Závislost činitele harmonického zkreslení na frekvenci při jmenovitém výkonu 25 W na zátěži  $8 \Omega$





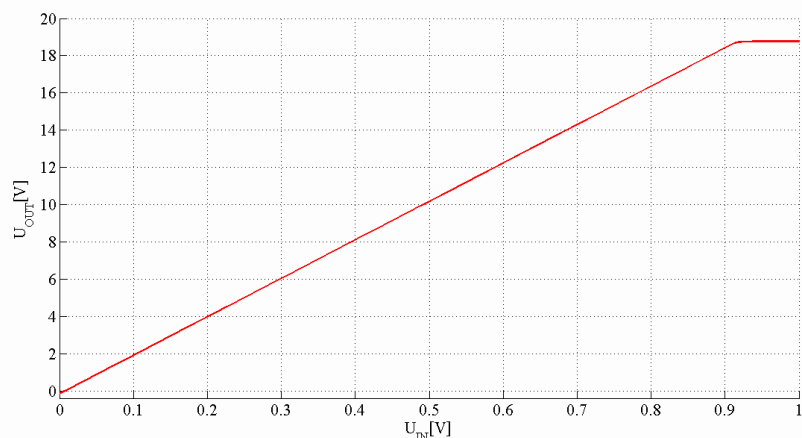
Obr. 2.23 Závislost činitele harmonického zkreslení na výstupním výkonu zesilovače při frekvenci 1 kHz a zátěži 8  $\Omega$

Přenosová šířka pásma tohoto zesilovače je 390 kHz, dolní mezní kmitočet 3 Hz a horní 390 kHz (obr. 2.24).



Obr. 2.24 Frekvenční charakteristika zisku a fázového posunu zesilovače

Z převodní charakteristiky (obr. 2.25) lze vidět linearitu zesilovače s maximálním vstupním napětím zesilovače před limitací.



Obr. 2.25 Převodní charakteristika zesilovače při frekvenci 1 kHz

V následující tabulce (tab. 2.3) jsou shrnuty všechny parametry zesilovače, které byly při simulacích získány. Všechny simulace probíhaly při zátěži  $8 \Omega$ .

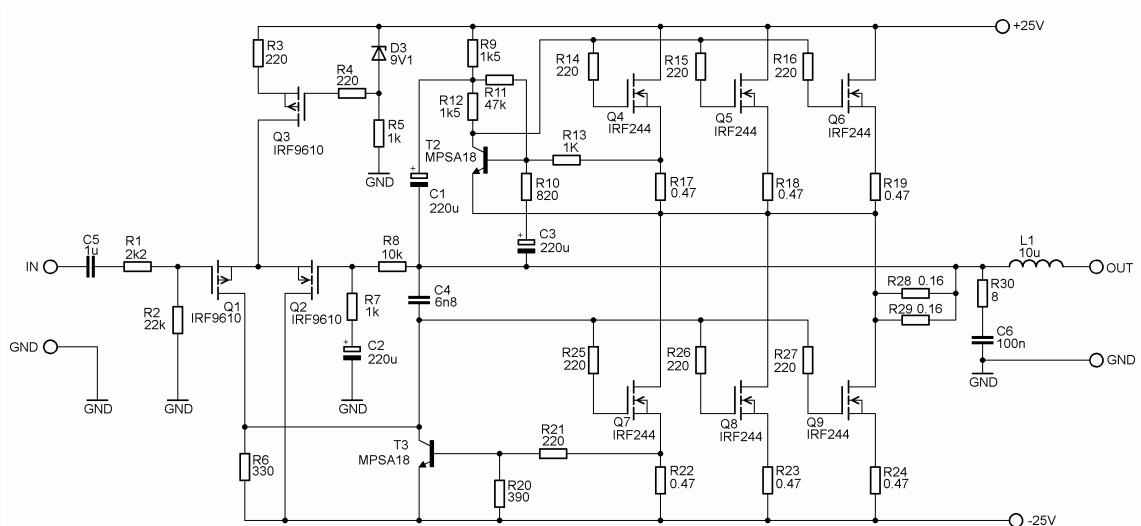
Tab. 2.3 Shrnutí parametrů koncového zesilovače třídy AB s bipolárními koncovými tranzistory

Parametr	Hodnota
Vstupní citlivost (pro $P_{OUT} = 25 \text{ W}$ na zátěži $R_Z = 8 \Omega$ )	700 mV
Jmenovitý výstupní výkon (RMS) na zátěži $R_Z = 8 \Omega$ ( $U_{IN} = 700 \text{ mV}$ )	25 W
Výstupní napětí při jmenovitém výstupním výkonu ( $P_{OUT} = 25 \text{ W}$ )	14,2 V
Maximální vstupní napětí (přebuditelnost)	900 mV
Maximální výstupní výkon (RMS) na zátěži $R_Z = 8 \Omega$ ( $U_{IN} = 900 \text{ mV}$ )	44 W
Výstupní napětí při jmenovitém výstupním výkonu	18,8 V
Výstupní výkon PMPO	88 W
Vstupní odpor	49 k $\Omega$
Výstupní odpor	0.009 $\Omega$
THD ( $P = 25 \text{ W}, f = 1 \text{ kHz}$ )	0,09 %
Energetická účinnost ( $U_{IN} = 900 \text{ mV}, f = 1 \text{ kHz}, R_Z = 8 \Omega$ )	42 %
Rychlost přeběhu (SR) – náběžná, sestupná hrana	7,9 V/ $\mu\text{s}$ , 7,8V/ $\mu\text{s}$
Šířka přenášeného pásma ( $U_{IN} = 700 \text{ mV}$ )	390 kHz
Dolní / horní mezní kmitočet	3 Hz / 390 kHz
Stejnoseměrná složka na výstupu	223 mV
Klidový odběr ze zdroje (kladná; záporná větev)	133 mA; 161 mA
Odběr ze zdroje při buzení $U_{IN} = 900 \text{ mV}$ (kladná větev; záporná větev)	1,75 A; 1,76 A

## 2.4 Simulace zesilovače ve třídě A s unipolárními koncovými tranzistory

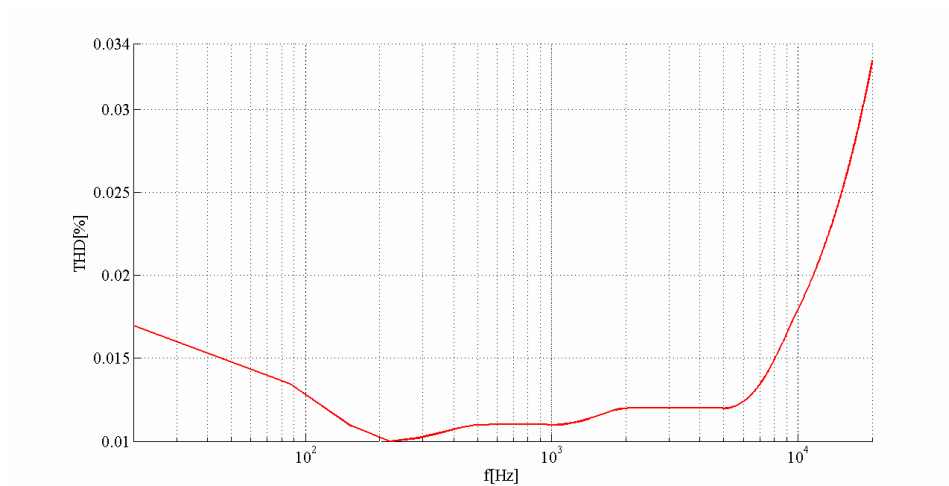
Toto zapojení (obr. 2.26) vychází z originálního zapojení Nelsona Passe, uveřejněného v [12] pod názvem Pass Aleph 3.

Střídavý signál je přiveden přes vazební kondenzátor C5, který spolu s rezistorem R2 určuje dolní mezní frekvenci zesilovače, která je 7,2 Hz. Signál je dále přiveden na diferenční zesilovač tvořený unipolárními tranzistory Q1 a Q2. Tento diferenční zesilovač je napájen ze zdroje konstantního proudu tvořeného prvky Q3, R3, R4, R5 a D3. Z výstupu rozdílového zesilovače je signál přiveden na gate paralelně spojených tranzistorů Q7, Q8 a Q9, jejichž pracovní body jsou nastaveny do bodu „A“ (obr.1.4a) a zesilují kladnou i zápornou půlvlnu signálu. Stejně jako u zesilovače třídy A s bipolárními tranzistory je i zde zdroj konstantního proudu. Tento zdroj je tvořen tranzistory Q4, Q5 a Q6.

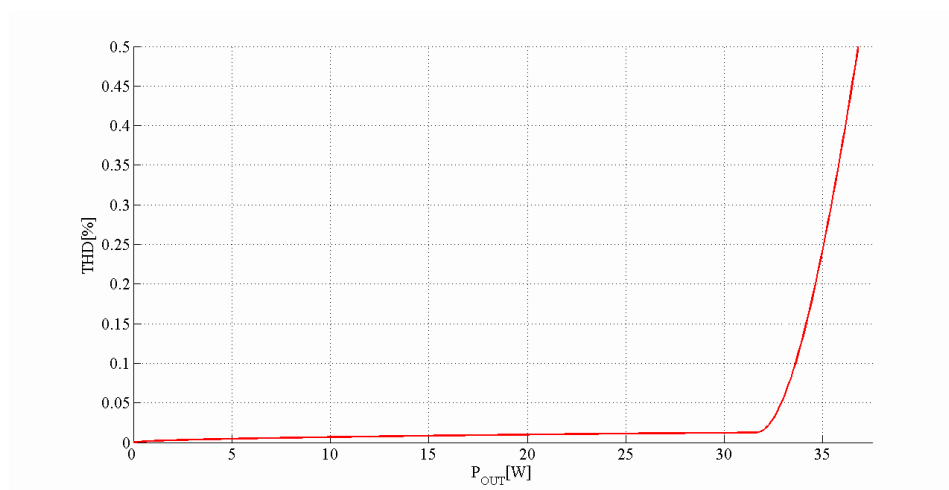


Obr. 2.26 Schéma zapojení koncového zesilovače ve třídě A s unipolárními koncovými tranzistory

Tento zesilovač se vyznačuje velmi nízkým zkreslením, které při středních kmitočtech není větší než 0,015 % (obr. 2.27). Při zvyšování vstupního napětí a tím i výstupního výkonu zkreslení nepatrně roste. Při výkonu nad 33 W ( $U_{IN} > 960$  mV) dochází k limitaci výstupního napětí zesilovače a činitel harmonického zkreslení prudce vzrůstá (obr. 2.28).

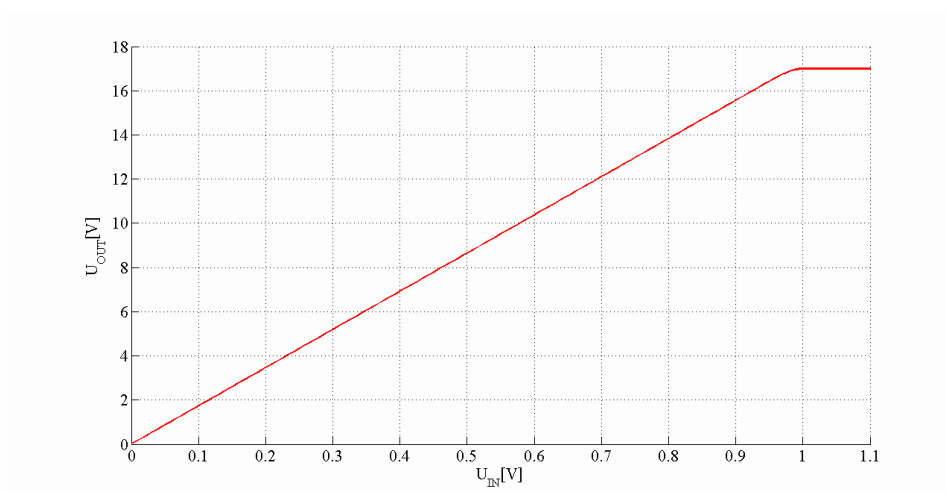


Obr. 2.27 Závislost činitele harmonického zkreslení na frekvenci při jmenovitém výkonu 22 W na zátěži 8  $\Omega$



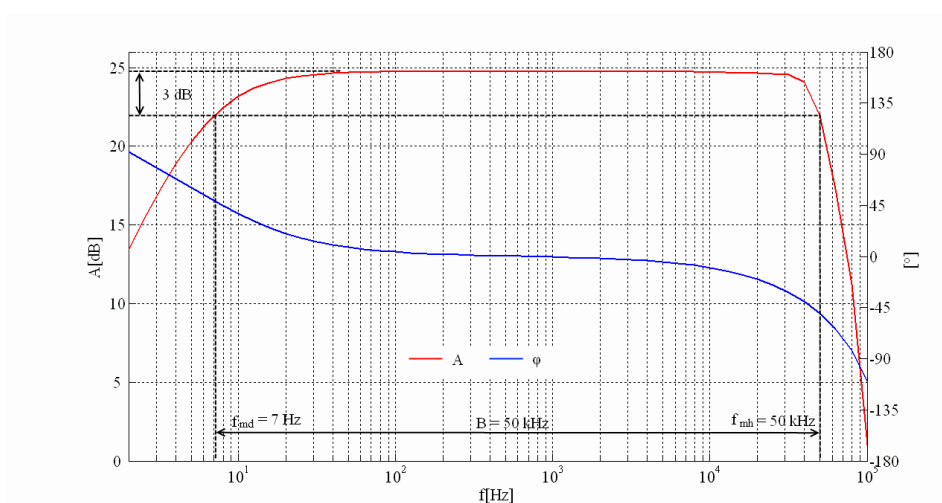
Obr. 2.28 Závislost činitele harmonického zkreslení na výstupním výkonu zesilovače při frekvenci 1 kHz a zátěži 8  $\Omega$

Převodní charakteristika zesilovače je uvedena na obr. 2.29.



Obr. 2.29 Převodní charakteristika zesilovače při frekvenci 1 kHz

Ve frekvenční charakteristice zisku zesilovače (obr. 2.30) je vyznačena šířka pásma 50 kHz.



Obr. 2.30 Frekvenční charakteristika zisku a fázového posunu zesilovače

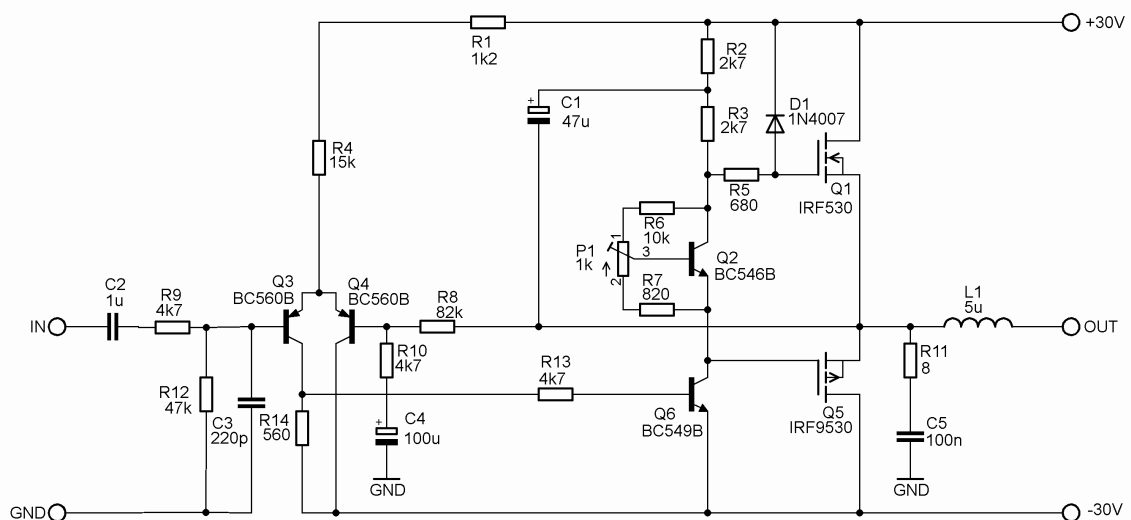
V níže uvedené tabulce (tab. 2.4) jsou uvedeny parametry zesilovače při zatížení  $8 \Omega$ .

Tab. 2.4 Shrnutí parametrů koncového zesilovače třídy A s unipolárními koncovými tranzistory

<b>Parametr</b>	<b>Hodnota</b>
Vstupní citlivost (pro $P_{OUT} = 22 \text{ W}$ na zátěži $R_Z = 8 \Omega$ )	778 mV
Jmenovitý výstupní výkon (RMS) na zátěži $R_Z = 8 \Omega$ ( $U_{IN} = 778 \text{ mV}$ )	22 W
Výstupní napětí při jmenovitém výstupním výkonu ( $P_{OUT} = 22 \text{ W}$ )	13,3 V
Maximální vstupní napětí (přebuditelnost)	960 mV
Maximální výstupní výkon (RMS) na zátěži $R_Z = 8 \Omega$ ( $U_{IN} = 960 \text{ mV}$ )	33 W
Výstupní napětí při maximálním výstupním výkonu	16,2 V
Výkon P.M.P.O.	72 W
Vstupní odpor	24 k $\Omega$
Výstupní odpor	0,05 $\Omega$
THD ( $P = 22 \text{ W}, f = 1 \text{ kHz}$ )	0,011 %
Energetická účinnost ( $U_{IN} = 960 \text{ mV}, f = 1 \text{ kHz}, R_Z = 8 \Omega$ )	23 %
Rychlost přeběhu (SR) – náběžná, sestupná hrana	1,9 V/ $\mu\text{s}$ , 1,6 V/ $\mu\text{s}$
Šířka přenášeného pásma ( $U_{IN} = 778 \text{ mV}$ )	50 kHz
Dolní / horní mezní kmitočet	7 Hz / 50 kHz
Stejnoseměrná složka na výstupu	12,4 mV
Klidový odběr ze zdroje (kladná; záporná větev)	2,59 A; 2,57 A
Odběr ze zdroje při buzení $U_{IN} = 960 \text{ mV}$ (kladná větev; záporná větev)	2,85 A; 2,87 A

## 2.5 Simulace zesilovače ve třídě AB s unipolárními koncovými tranzistory

Toto zapojení (obr. 2.31) bylo převzato z [11].

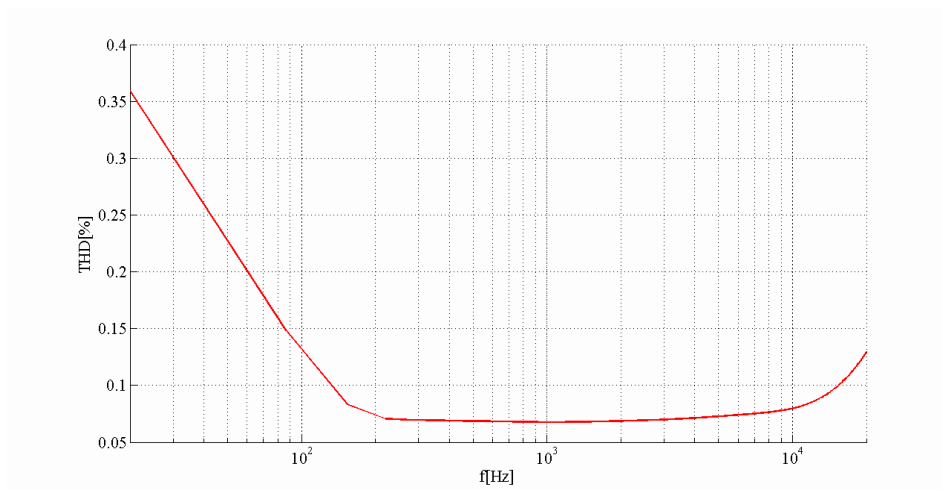


Obr. 2.31 Schéma zapojení koncového zesilovače ve třídě AB s unipolárními koncovými tranzistory

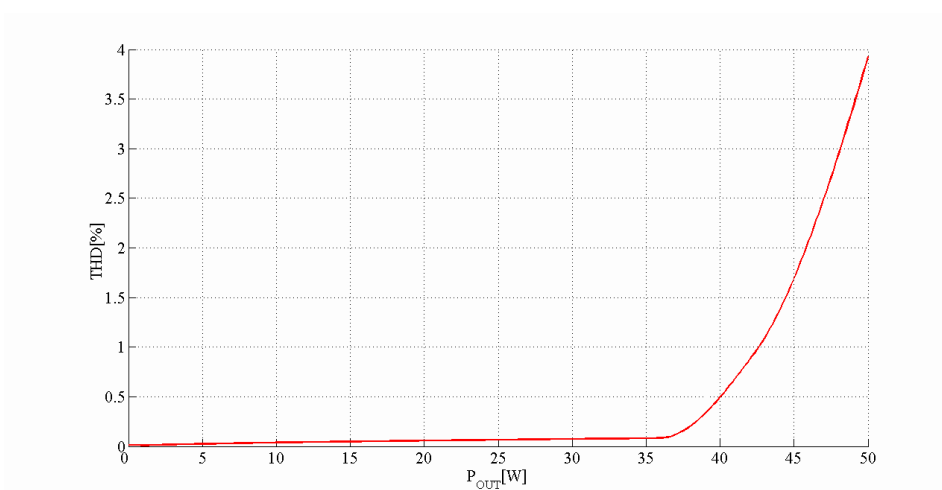
Vstupní signál je přiveden na Wienův článek, jehož dolní mezní frekvence je určena hodnotami součástek C2, R12 a horní mezní frekvence hodnotami R9 a C3. Propouští tedy frekvence od 3,4 Hz do 154 kHz. Signál je veden na diferenční zesilovač tvořený Q3, Q4, R4 a R14. Z výstupního rezistoru R14 je signál přiveden na bázi tranzistoru Q6, který budí koncové výkonové tranzistory Q1 a Q5. Prvky Q2, R6, R7 a P1 slouží jako plovoucí předpětový zdroj napětí, kterým je nastaven klidový pracovní bod koncových tranzistorů do bodu „AB“ (obr. 1.4a). U tohoto zapojení si lze všimnout, že na rozdíl od zapojení zesilovače v třídě AB s bipolárními tranzistory zde nejsou použity výkonové tranzistory jako budiče pro koncové tranzistory. Důvodem je použití unipolárních tranzistorů, do jejichž řídicí elektrody gate neteče téměř žádný proud, ale jsou řízeny pouze napětím. Proto signál pro buzení těchto tranzistorů není nutno zesilovat výkonově, ale pouze napěťově.

Dioda D1 zabraňuje tomu, aby se na gate Q1 dostalo plné napájecí napětí z rezistorů R2 a R3. Zpětnovazební rezistory R8, R10 určují zisk zesilovače. Sériová kombinace R10, C4 zlepšuje kmitočtovou charakteristiku v oblasti nízkých kmitočtů. Na výstupu zesilovače jsou zapojeny Boucherotův člen a cívka L1. Tyto prvky omezují zisk zesilovače na vysokých kmitočtech a zabraňují tak rozkmitání zesilovače [11].

Činitel harmonického zkreslení tohoto zesilovače se pohybuje při středních kmitočtech kolem 0,07 % (obr. 2.32). Při buzení napětím větším než 840 mV a výstupním výkonu 35 W dochází k nárůstu zkreslení. Při buzení nad 930 mV přesahuje výkon 42 W a dochází k limitaci výstupního napětí. Zkreslení roste nad 1 % (obr. 2.33).



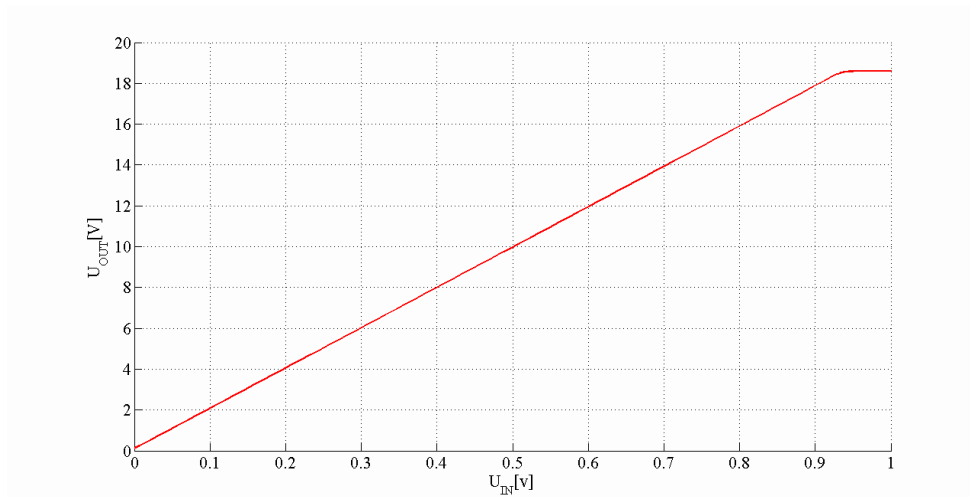
Obr. 2.32 Závislost činitele harmonického zkreslení na frekvenci při jmenovitém výkonu 25 W na zátěži 8  $\Omega$



Obr. 2.33 Závislost činitele harmonického zkreslení na výstupním výkonu zesilovače při frekvenci 1 kHz a zátěži 8  $\Omega$

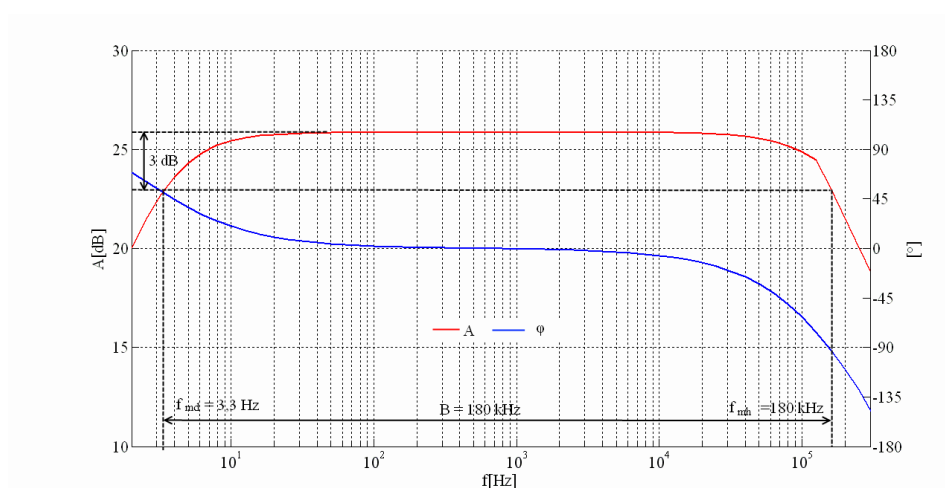
Z převodní charakteristiky (obr. 2.34) lze opět odečíst efektivní hodnotu vstupního napětí při níž dochází k limitaci signálu. Tato hodnota je spolu s ostatními parametry uvedena v tab. 2.5.





Obr. 2.34 Převodní charakteristika zesilovače při frekvenci 1 kHz

Šířka přenášeného pásma je spolu s mezními kmitočty vyznačena v obr. 2.35.



Obr. 2.35 Frekvenční charakteristika zisku a fázového posunu zesilovače

V tab. 2.5 je uveden přehled parametrů získaných při jednotlivých simulacích, které probíhaly při zatížení  $8 \Omega$ .

Tab. 2.5 Shrnutí parametrů koncového zesilovače třídy AB s unipolárními koncovými tranzistory

Parametr	Hodnota
Vstupní citlivost (pro $P_{OUT} = 25 \text{ W}$ na zátěži $R_Z = 8 \Omega$ )	700 mV
Jmenovitý výstupní výkon (RMS) na zátěži $R_Z = 8 \Omega$ ( $U_{IN} = 700 \text{ mV}$ )	25 W
Výstupní napětí při jmenovitém výstupním výkonu ( $P_{OUT} = 25 \text{ W}$ )	14,2 V
Maximální vstupní napětí(přebuditelnost)	930 mV
Maximální výstupní výkon (RMS) na zátěži $R_Z = 8 \Omega$ ( $U_{IN} = 930 \text{ mV}$ )	42 W
Výstupní napětí při maximálním výstupním výkonu	18,3 V
Výkon P.M.P.O.	86,5 W
Vstupní odpor	50 k $\Omega$
Výstupní odpor	0,035 $\Omega$
THD ( $P = 25 \text{ W}, f = 1 \text{ kHz}$ )	0,068 %
Energetická účinnost ( $U_{IN} = 930 \text{ mV}, f = 1 \text{ kHz}, R_Z = 8 \Omega$ )	44 %
Rychlost přeběhu (SR) – náběžná, sestupná hrana	1,7 V/ $\mu\text{s}$ , 1,9 V/ $\mu\text{s}$
Šířka přenášeného pásma ( $U_{IN} = 700 \text{ mV}$ )	180 kHz
Dolní / horní mezní kmitočet	3,3 Hz / 180 kHz
Stejnoseměrná složka na výstupu	160 mV
Klidový odběr ze zdroje (kladná; záporná větev)	165 mA; 144 mA
Odběr ze zdroje při buzení $U_{IN} = 930 \text{ mV}$ (kladná větev; záporná větev)	1,55 A; 1,6 A

### 3 ZHODNOCENÍ VÝSLEDKŮ SIMULACÍ

V níže uvedené tabulce (tab. 3.1) jsou shrnuty parametry jednotlivých zapojení získané při jejich analýze.

Tab. 3.1 Přehled parametrů všech analyzovaných zapojení

Parametr	Typ zesilovače				
	A Bipolar.	B Bipolar.	AB Bipolar.	A Unipolar.	AB Unipolar.
Vstupní citlivost (pro jm. výkon)	700 mV	700 mV	700 mV	778 mV	700 mV
Jmenovitý výstupní výkon (RMS)	18 W	25 W	25 W	22 W	25 W
Výstupní napětí při jm. výst. výkonu	12 V	14,2 V	14,2 V	13,3 V	14,2 V
Maximální vstupní napětí (přebuditelnost)	777 mV	920 mV	900 mV	960 mV	930 mV
Maximální výstupní výkon (RMS)	23 W	44 W	44 W	33 W	42 W
Výstupní napětí při max. výkonu	13,5 V	18,8 V	18,8 V	16,2 V	18,3 V
Výstupní výkon P.M.P.O.	44 W	88 W	88 W	72 W	86,5 W
Vstupní odpor	21,9 k $\Omega$	49 k $\Omega$	49 k $\Omega$	24 k $\Omega$	50 k $\Omega$
Výstupní odpor	0,013 $\Omega$	1,2 $\Omega$	0,009 $\Omega$	0,05 $\Omega$	0,035 $\Omega$
THD (pro jm. výstupní výkon)	0,023 %	0,18 %	0,09 %	0,011 %	0,068 %
Energetická účinnost	18 %	47 %	42 %	23 %	44 %
Rychlost přeběhu (SR) – náběžná, sestupná hrana	3,6 V/ $\mu$ s, 3,3 V/ $\mu$ s	9,4 V/ $\mu$ s, 6,6 V/ $\mu$ s	7,9 V/ $\mu$ s, 7,8 V/ $\mu$ s	1,9 V/ $\mu$ s , 1,6 V/ $\mu$ s	1,7 V/ $\mu$ s, 1,9 V/ $\mu$ s
Šířka přenášeného pásma	400 kHz	170 kHz	390 kHz	50 kHz	180 kHz
Dolní / horní mezní kmitočet	10 Hz / 400 kHz	3,1 Hz / 170 kHz	3 Hz / 390 kHz	7 Hz / 50 kHz	3,3 Hz / 180 kHz
Stejnoseměrná složka na výstupu	201 mV	107 mV	223 mV	12,4 mV	160 mV
Klid. odběr ze zdroje (kladná; záporná větev)	2,90 A; 2,91 A	15,5 mA; 17,6 mA	133 mA; 161 mA	2,59 A; 2,57 A	165 mA; 144 mA

Porovnáme-li činitele harmonického zkreslení a účinnosti všech simulovaných zapojení, vidíme, že nejnižší zkreslení má zesilovač ve třídě A s unipolárními tranzistory. Jeho účinnost je 23 %. Dalším zapojením s o něco vyšším zkreslením bylo zapojení zesilovače v téže třídě s tranzistory bipolárními. Toto zapojení má účinnost však pouze 18 %.

Zapojení opět s o něco vyšším zkreslením bylo zapojení zesilovače ve třídě AB s unipolárními tranzistory, kde bylo dosaženo zkreslení 0,068 % a účinnosti 44 %. V téže třídě zapojený zesilovač s bipolárními tranzistory měl zkreslení 0,09 % a účinnost 42 %.

Zapojení zesilovače s nejvyšším zkreslením bylo ve třídě B s bipolárními tranzistory. Jeho zkreslení je 0,18 %. Výhodou je vyšší účinnost 47 %.

Lze tedy říci, že simulace těchto zapojení potvrdily teoretické základy o zkreslení a účinnostech jednotlivých zesilovačů. Dále můžeme říct, že zesilovače konstruované s unipolárními tranzistory dosahují vyšší účinnosti a nižšího zkreslení než zesilovače s tranzistory bipolárními. Lze tedy konstatovat, že zesilovače s unipolárními tranzistory dosáhly lepších parametrů než zesilovače s tranzistory bipolárními.

## 4 VÝBĚR, ÚPRAVA A SIMULACE VÝSLEDNÉHO ZAPOJENÍ

V předchozí kapitole byly zhodnoceny výhody a nevýhody jednotlivých simulovaných zapojení. Jako optimální řešení nf. zesilovače je zapojení ve třídě AB s unipolárními tranzistory, kdy byla zachována relativně přijatelná účinnost s relativně nízkým harmonickým zkreslením.

I přes tento fakt bylo ovšem rozhodnuto realizovat zesilovač s co nejnižším zkreslením a to i na úkor nízké energetické účinnosti. Hlavním důvodem tohoto rozhodnutí je získání reálných parametrů zkreslení, posouzení kvality reprodukováného zvuku a následné diskutování, zda lze běžným poslechem na průměrných reproduktorech poznat rozdíl mezi zesilovačem třídy A a zesilovače s vyšším harmonickým zkreslením. Bude tedy potvrzeno či vyvráceno časté tvrzení z různých zdrojů o zvukovém rozdílu zesilovačů ve třídě A a zesilovačů s nižší kvalitou zvuku.

Zesilovač s nejnižším zkreslením byl zesilovač ve třídě A s unipolárními tranzistory (obr. 2.26). Tento zesilovač obsahuje 6 kusů tranzistorů IRF244, jejichž cena se pohybuje v přepočtu kolem 250 Kč. Proto byl z finančních důvodů zvolen zesilovač ve třídě A s tranzistory bipolárními (obr. 2.1), které jsou běžně dostupné za přijatelnou cenu.

Celý zesilovač bude konstruován formou laboratorního přípravku s externím napájecím zdrojem. Na přípravku pak bude možné podrobně prozkoumat činnost zesilovače v praxi. Požadavky kladené na zesilovač jsou uvedeny v následující kapitole.

### 4.1 Požadované úpravy zapojení zesilovače

Původní zapojení (obr. 2.1) bylo upraveno k dosažení následujících vlastností.

- Možnost nastavení klidového pracovního bodu v přiměřeném rozsahu

Klidový pracovní bod by měl být nastavitelný v takovém rozsahu, aby bylo možné snižováním klidového proudu pozorovat vznik dolní limitace a naopak bylo možné nastavit takový proud, kdy dochází současně k dolní i horní limitaci – optimální stav.

- Indikace nastaveného klidového pracovního bodu

Velikost nastaveného klidového proudu musí být zobrazována na LCD displeji s dostatečnou přesností.

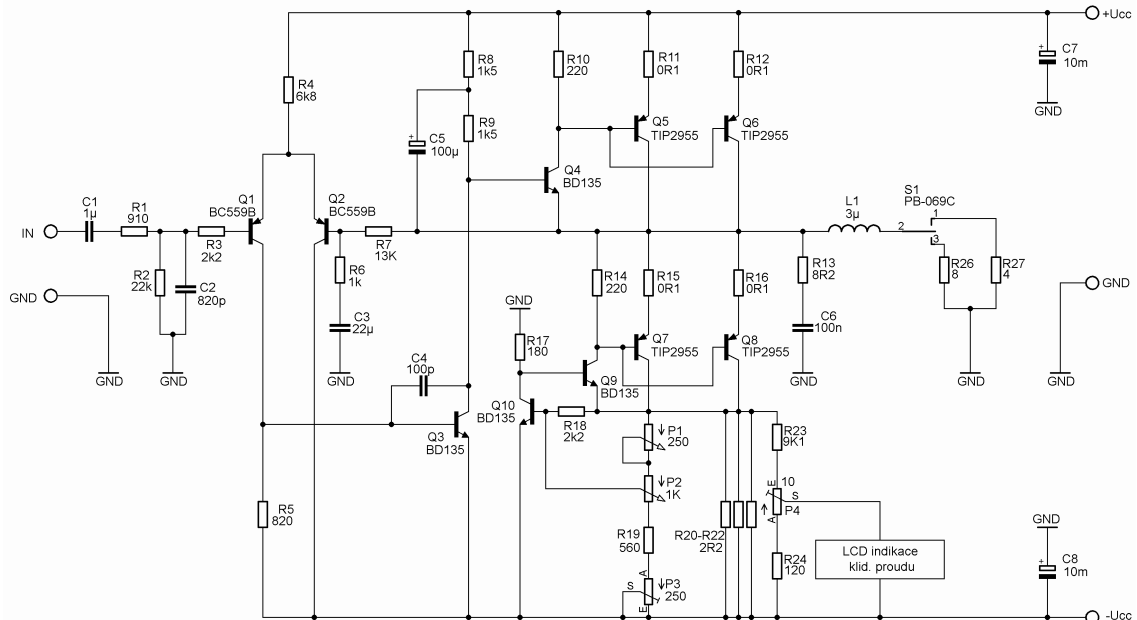
- Každý prvek musí být z běžně používaných řad el. součástek
- Zesilovač musí mít přepínatelnou zátěž – 8  $\Omega$ , 4  $\Omega$ , externí zátěž
- Koncové tranzistory musí mít co nejmenší tepelný odpor přechodu čip - pouzdro

Největší část energie se přeměňuje v teplo v koncových výkonových tranzistorech, proto je vhodné, aby tyto tranzistory měly co nejmenší tepelný odpor přechodu čip – pouzdro.

- Snížení harmonického zkreslení na nejnižší možnou hodnotu

## 4.2 Popis výsledného zapojení zesilovače

Kompletní schéma zapojení zesilovače, které splňuje požadavky z kap. 4.1 je uvedeno na obr. 4.1

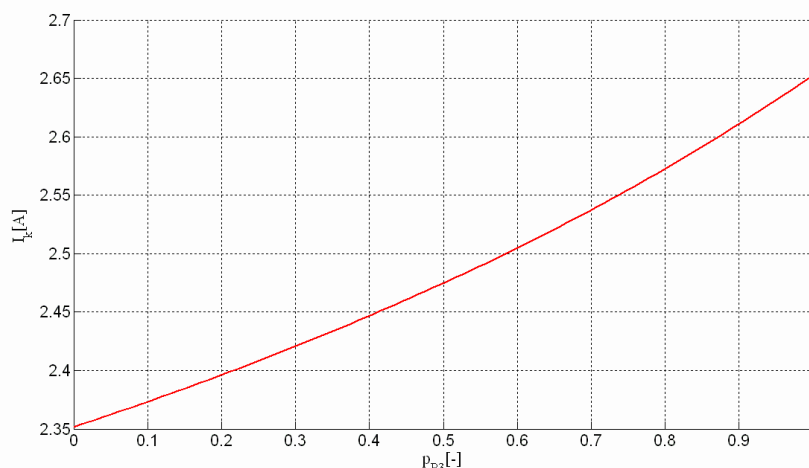


Obr. 4.1 Výsledné schéma zapojení zesilovače

Princip činnosti je totožný s principem původního zapojení uvedeného v kap. 2.1, proto budou popsány pouze provedené úpravy zapojení.

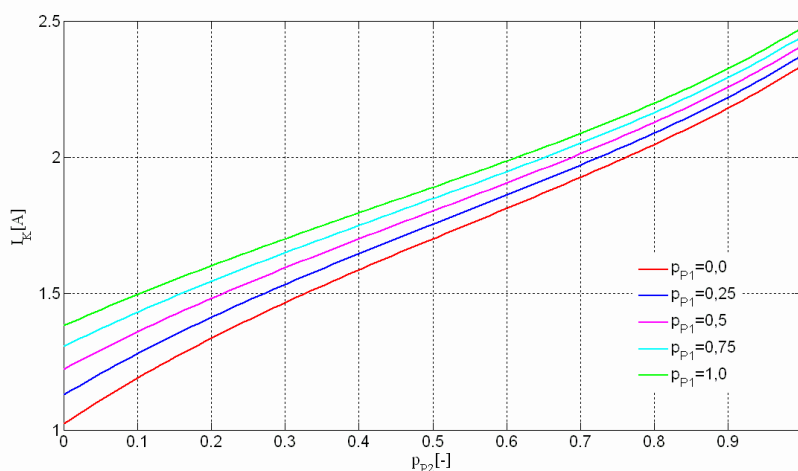
V kap. 1.1.1 bylo řečeno, že optimální šířka pásma zesilovače je kolem 200 kHz. Pro omezení šířky pásma na tuto hodnotu byl na vstupu zesilovače použit Wienův článek tvořený R1, C1, R2 a C2.

V kolektorech tranzistorů Q7 a Q8 jsou z důvodu velkého výkonového namáhání použity paralelně zapojené rezistory R20 až R22 (dále jen paralelní rezistory), jejichž výsledný odpor je  $0,733 \Omega$ . Velikost tohoto odporu má vliv na velikost klidového proudu zesilovače. Z úbytku napětí na paralelních rezistorech je buzen tranzistor Q10 přes nastavitelný dělič tvořený P1, P2, P3 a R19. Potenciometry P1 a P2 lze v určitých mezích regulovat klidový proud. Trimr P3 spolu s rezistorem R19 slouží k omezení maximálního nastavitelného proudu na požadovanou hodnotu. Tímto trimrem lze tedy nastavit horní hranici proudu v mezích 2,35 A až 2,65 A. Závislost maximálního proudu na natočení trimru P3 je uvedena na obr. 4.2



Obr. 4.2 Závislost maximálního nastavitelného klidového proudu zesilovače na natočení trimru P3

Potenciometr P1 slouží pro jemné a potenciometrem P2 pro hrubé nastavení dělicího poměru děliče. Změnou tohoto poměru dochází ke změně budícího napětí tranzistoru Q10. Při natáčení potenciometru P2 dochází ke zvyšování odporu děliče mezi bází a emitorem Q10 a tím k otevírání tohoto tranzistoru. Toto otevírání způsobuje připojování báze tranzistoru Q9 na záporné napájecí napětí a tím dochází k jeho uzavírání. V době uzavírání tranzistoru Q9 se na tranzistory Q7 a Q8 dostává kladnější napětí a tyto tranzistory se také uzavírají. Dochází tak ke snížení klidového proudu zesilovače. Lze si všimnout zmenšení hodnoty odporu rezistoru R16 a náhrady tranzistoru Q10 za výkonnější typ BD135-16. Při velkém odporu R16 se pracovní bod tranzistoru Q10 pohyboval v koleně pracovní charakteristiky a závislost velikosti klidového proudu zesilovače na natočení regulačních potenciometrů byla značně nelineární. Zmenšením hodnoty tohoto odporu došlo ke zvýšení proudu tranzistorem Q10 do lineární části prac. charakteristiky a dosažení tak přibližně lineární závislosti klidového proudu na natočení potenciometrů (obr. 4.3).



Obr. 4.3 Závislost klidového proudu zesilovače na natočení potenciometru P2 pro různé polohy potenciometru P1

Pro indikaci velikosti proudu klidového prac. bodu se využívá faktu, že tento proud protéká paralelními rezistory a děličem P1, P2, P3 a R19. Tento dělič má však mnohonásobně větší odpor, než zmíněná paralelní kombinace, jejíž odpor je 0,733 Ω. Proto lze předpokládat, že klidový proud protéká pouze paralelně spojenými rezistory R20 - R22. Podle Ohmova zákona je tedy klidový proud přímo úměrný úbytku napětí na těchto rezistorech. Konstantou úměrnosti je vodivost paralelně spojených rezistorů. Pro indikaci velikosti klidového proudu se tedy využívá tohoto úbytku napětí.

Pro zobrazování bylo zvoleno digitální LCD panelové měřidlo PM438BL s 3,5 místným podsvíceným displejem. Využívá se rozsahu 199,9 mV a posunutí desetinné tečky o jedno místo doleva. Maximální zobrazovaná hodnota je tedy 19,99 při napětí 199,9 mV. V zesilovači však bude využita maximální hodnota 2,50. Vhodným děličem napětí je tedy nutné převést úbytek napětí na paralelních rezistorech na takovou velikost, aby při protékajícím proudu 1,0 A až 2,5 A bylo na výstupu děliče napětí 10,0 mV až 25,0 mV. Při takovémto napětí bude LCD indikovat hodnoty 1,00 až 2,50. Dělič je tvořen rezistory R23, R24 a víceotáčkovým trimrem P4, kterým lze jemně nastavit požadovanou zobrazovanou hodnotu proudu.

Jako zátěž jsou použity 20 W výkonové rezistory 8 Ω a 4 Ω, které jsou připojeny přes 3 polohový přepínač. Může být připojena tedy jedna z vnitřních zátěží, nebo žádná a je možné připojit zátěž externí.

Poslední úpravou bylo přidání filtračních elektrolytických kondenzátorů o kapacitě 10 mF, které pokrývají rychlé proudové odběry ze zdroje.

### 4.3 Simulace výsledného zapojení zesilovače

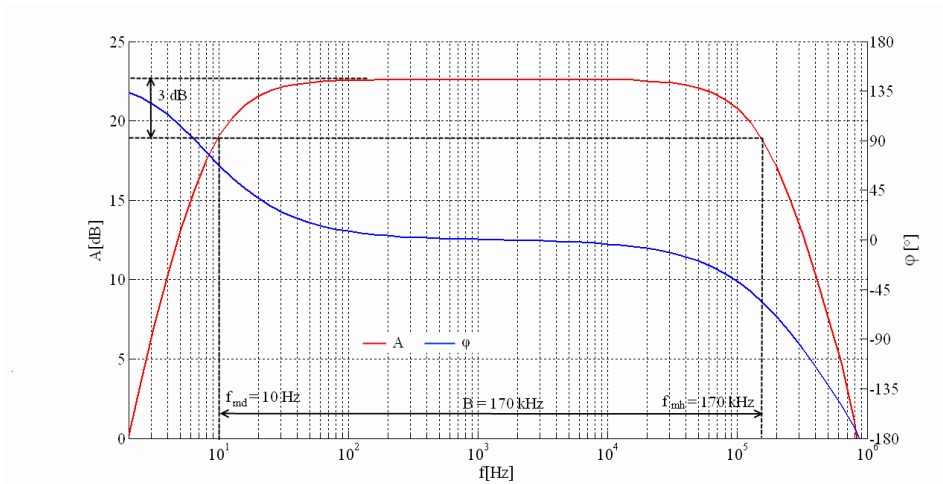
Simulacemi zapojení uvedeného na obr. 4.1 byly zjištěny následující charakteristiky a parametry. Všechny simulace byly získány při parametrech uvedených v tab. 4.1.

Tab. 4.1 Přehled parametrů, při nichž byly prováděny jednotlivé simulace

Parametr	Hodnota
Velikost napájecího napětí	± 20 V
Odpor zátěže	8 Ω
Klidový prac. bod - proud $I_c(Q8) + I_c(Q9)$	1,45 A

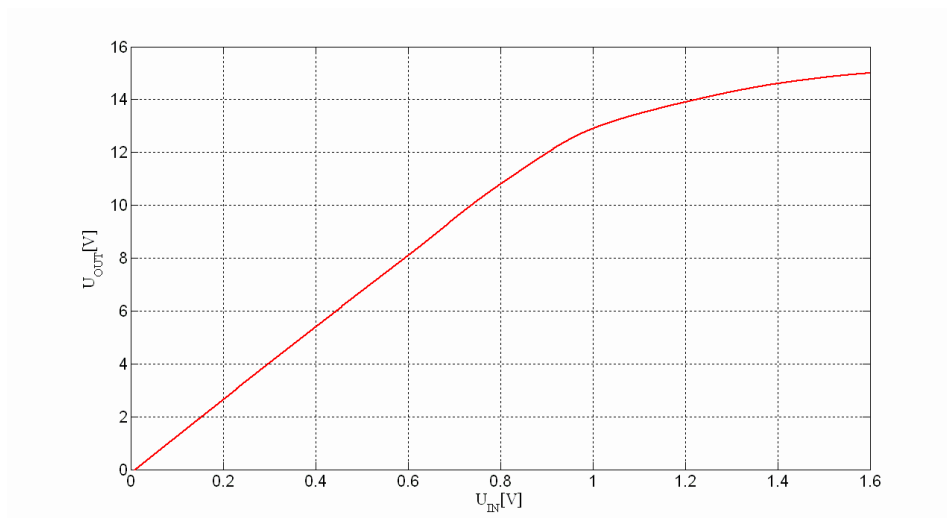
Frekvenční charakteristika zisku a fázového posunutí výstupního napětí vůči vstupnímu je uvedena na obr. 4.4. Při středních kmitočtech má zesilovač konstantní zesílení, které je 22,5 dB. Při poklesu o 3 dB pod tuto úroveň jsou určeny dolní a horní mezní kmitočty, které určují šířku přenášeného pásma zesilovače. Jednotlivé hodnoty jsou uvedeny v grafu.





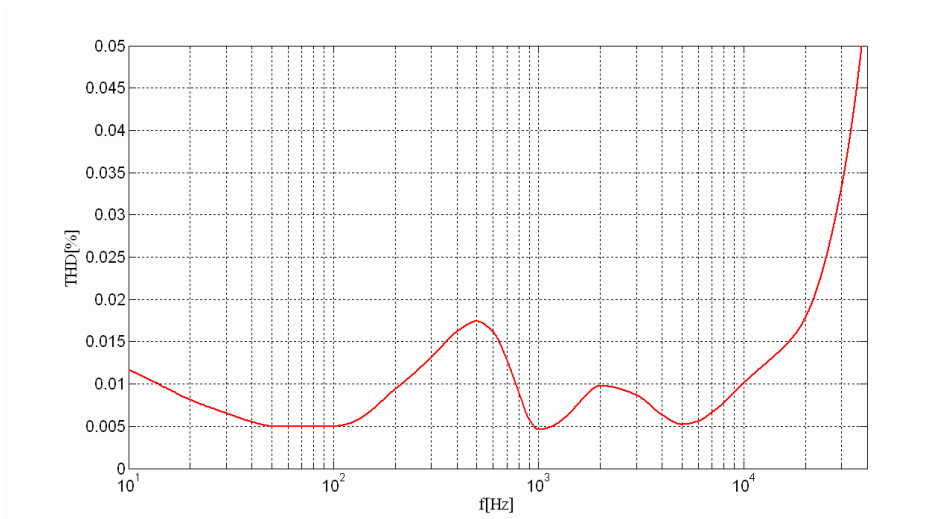
Obr. 4.4 Frekvenční charakteristika zisku a fázového posunu zesilovače s vyznačenou šířkou pásma

Na obr. 4.5 je uvedena převodní charakteristika zesilovače. Z této charakteristiky můžeme vidět linearitu zesilovače až do hodnoty vstupního napětí přibližně 1 V, kdy dochází k limitaci výstupního napětí.



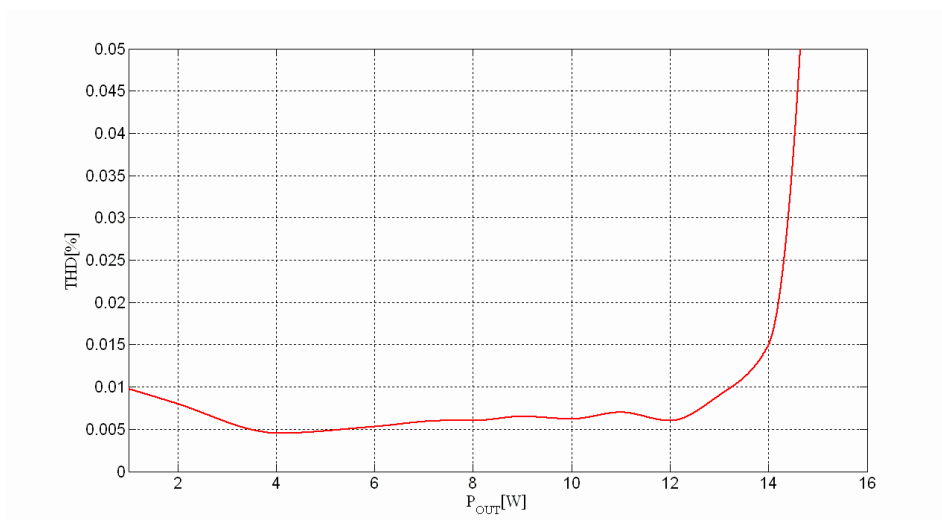
Obr. 4.5 Převodní charakteristika zesilovače při frekvenci 1 kHz

Na obr. 4.6 je uvedena frekvenční závislost zkreslení zesilovače. Ze závislosti lze vidět, že v celém akustickém pásmu má zesilovač zkreslení menší než 0,02 %. Při vyšších kmitočtech pak dochází k deformaci tvaru výstupního signálu a nárůstu zkreslení. Stejně tak při nízkých kmitočtech dochází k mírnému zvýšení zkreslení.



Obr. 4.6 Závislost činitele harmonického zkreslení na frekvenci při výkonu 12 W na zátěži 8  $\Omega$

Zkreslení zesilovače při kmitočtu 1 kHz v závislosti na výstupním výkonu je uvedeno na obr. 4.7. Ze závislosti je vidět, že při výkonech přibližně do 14 W je zkreslení menší než 0,01 %. Při větších výkonech dochází k deformaci výstupního signálu a nárůstu zkreslení. Při velmi nízkých výkonech je pak signál ovlivněn šumem a zkreslení opět roste.



Obr. 4.7 Závislost činitele harmonického zkreslení na výstupním výkonu zesilovače při kmitočtu 1 kHz a zátěži 8  $\Omega$

V níže uvedené tabulce (tab. 4.2) jsou shrnuty jednotlivé parametry, které byly při simulacích získány. Všechny simulace probíhaly při zátěži  $8 \Omega$ .

Tab. 4.2 Přehled parametrů výsledného zapojení zesilovače získaných simulacemi

Parametr	Hodnota
Vstupní citlivost (pro $P_{OUT} = 12 \text{ W}$ na zátěži $R_Z = 8 \Omega$ )	730 mV
Jmenovitý výstupní výkon (RMS) na zátěži $R_Z = 8 \Omega$ ( $U_{IN} = 730 \text{ mV}$ )	12 W
Výstupní napětí při jmenovitém výstupním výkonu ( $P_{OUT} = 12 \text{ W}$ )	9,8 V
Maximální vstupní napětí (přebuditelnost)	790 mV
Maximální výstupní výkon (RMS) na zátěži $R_Z = 8 \Omega$ ( $U_{IN} = 790 \text{ mV}$ )	14 W
Výstupní napětí při maximálním výstupním výkonu	10,6 V
Výstupní výkon P.M.P.O.	36 W
Zisk	22,5 dB
Vstupní odpor	22,8 k $\Omega$
Výstupní odpor	0,0013 $\Omega$
THD ( $P = 12 \text{ W}, f = 1 \text{ kHz}$ )	0,007 %
Energetická účinnost ( $U_{IN} = 790 \text{ mV}, f = 1 \text{ kHz}, R_Z = 8 \Omega$ )	13 %
Rychlost přeběhu (SR) – náběžná; sestupná hrana	7,9 V/ $\mu\text{s}$ ; 5,7 V/ $\mu\text{s}$
Šířka přenášeného pásma ( $U_{IN} = 730 \text{ mV}$ )	170 kHz
Dolní / horní mezní kmitočty	10 Hz / 170 kHz
Stejnoseměrná složka na výstupu	65 mV
Klidový pracovní bod	2,45 A
Klidový odběr ze zdroje (kladná větev; záporná větev)	2,51 A; 2,50 A
Odběr ze zdroje při buzení $U_{IN} = 790 \text{ mV}$ (kladná větev; záporná větev)	2,90 A; 2,50 A

# 5 REALIZACE ZESILOVAČE

## 5.1 Dimenzování a výběr prvků

Při simulacích zesilovače byly použity prvky, které nebyly nijak výkonově, proudově či napěťově omezeny. Rovněž nebyly nijak specifikovány typy použitých součástek. Před realizací je však velmi důležité věnovat velkou pozornost výběru vhodných typů součástek.

V zapojení zesilovače se vyskytují následující prvky: rezistory, kondenzátory, cívka a tranzistory. Výběr těchto jednotlivých součástek byl následující.

- Rezistory

Z důvodu velkého šumu běžných uhlíkových rezistorů, není vhodné tyto rezistory v zesilovačích používat. Byly zvoleny tedy rezistory metalizované. Odporová vrstva těchto rezistorů je vytvořena z kovových kysličníků nebo slitin. Tyto rezistory mají nižší šum než rezistory uhlíkové a jsou vhodnějším řešením [13].

Při simulacích byly zjištěny výkonové ztráty na jednotlivých rezistorech a byly vybrány rezistory s vyhovujícím jmenovitým zatížením. V tab. 5.1 jsou uvedeny rezistory, které jsou více výkonově namáhány a nemohly být proto použity základní rezistory s jmenovitým zatížením 0,5 W.

Tab. 5.1 Přehled výkonových ztrát s volbou jmenovitého zatížení vybraných rezistorů

Označení	Výkonová ztráta	Jmenovité zatížení
R16	1,7 W	2 W
R20 – R22	1,3 W	
R11, R12, R15, R16*	160 mW	

(\* Z důvodu značného protékajícího proudu těmito rezistory, byly zvoleny i přes nízkou výkonovou ztrátu rezistory s jmenovitým zatížením 2 W)

- Kondenzátory

Při výběru kondenzátorů byly všechny kondenzátory, vyjímaje C5 a filtračních kondenzátorů C7, C8 voleny typu FKP, které jsou vhodné pro audiotechniku. Tyto kondenzátory představují nejlepší třídu mezi fóliovými kondenzátory. Jejich dielektrikum je tvořeno polypropylénem a tzv. filmem. Mají výbornou samoobnovovací schopnost, nízký ztrátový činitel a vysoký izolační odpor [14].

Velkou pozornost je také nutné věnovat výběru filtračních kondenzátorů. Tyto kondenzátory musí mít dostatečně velké nabíjecí a vybíjecí proudy a vývody nejlépe typu snap-in (robustní zalisované kovové vývody). Tyto požadavky splňují kondenzátory vyráběné firmou JAMICON [15].

- Tranzistory

V tab. 5.2 jsou uvedeny jednotlivé tranzistory a jejich výkonové ztráty. Nutnost chlazení jednotlivých tranzistorů je řešena v kap. 5.2.

Tab. 5.2 Přehled jednotlivých tranzistorů a jejich výkonových ztrát

Ozn.	Typ	Max. výkon	Výk. ztráta	Ozn.	Typ	Max. výkon	Výk. ztráta
Q1	BC559B	625 mW	18 mW	Q6	TIP2955	90 W	18 W
Q2	BC559B	625 mW	48 mW	Q7	TIP2955	90 W	28 W
Q3	BD135	8 W	0,2 W	Q8	TIP2955	90 W	28 W
Q4	BD135	8 W	0,6 W	Q9	BD135	8 W	0,7 W
Q5	TIP2955	90 W	18 W	Q10	BD135	8 W	0,3 W

- Cívka

Indukčnost cívky je požadována 3  $\mu\text{H}$ . Předpokládaný protékající proud pro výstupní výkon max. 20 W na zátěži  $8\Omega$  je 1,6 A.

Cívka byla navinuta měděným smaltovaným vodičem průměru 1,7 mm. Pro přijatelný poměr průměru cívky k její délce byly zvoleny tyto parametry: 19 závitů, průměr cívky 20 mm, délka cívky 35 mm.

Výpočet indukčnosti cívky s danými parametry je uveden vztahem 5.1.

$$L = N^2 \cdot d \cdot k = 19^2 \cdot 2 \cdot 0,0043 = 3,1 \mu\text{H}, \quad (5.1)$$

kde  $L$  je indukčnost cívky v  $\mu\text{H}$ ,  $d$  je průměr cívky v cm,  $k$  je tabulkový činitel cívky daný poměrem průměru a délky cívky [16].

Skutečná indukčnost navinuté cívky byla 2,9  $\mu\text{H}$ .

## 5.2 Chlazení

Realizovaný zesilovač má účinnost pouhých 14 %. Zbytek energie (86 %) se tedy v zesilovači přemění na teplo, které je nutné z jednotlivých součástek vhodným způsobem odvádět a rozptýlit do okolí. U výkonových součástek na nichž dochází ke značným ztrátám je tedy nutné zajistit patřičným způsobem chlazení.

### 5.2.1 Způsoby chlazení a výběr vhodného řešení

Způsoby chlazení elektronických součástek lze rozdělit do dvou skupin:

- Chlazení vzduchové

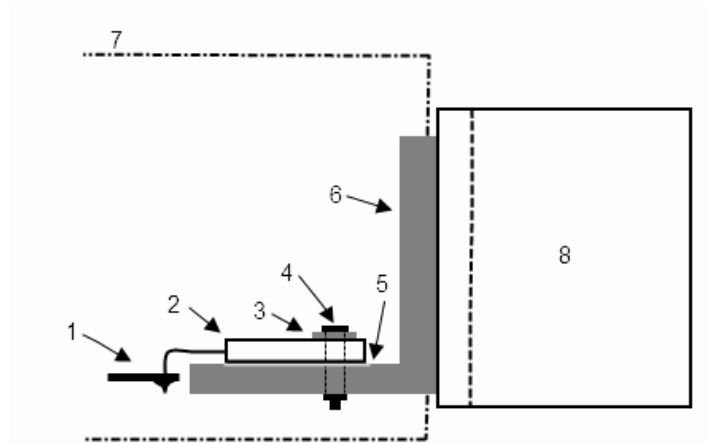
U tohoto způsobu chlazení se využívá předávání tepla do okolí pomocí velkých ploch chladičů. Tento způsob chlazení lze rozdělit opět do dvou skupin. Je to chlazení přirozené a chlazení nucené. U přirozeného chlazení je teplo z jednotlivých součástek předáváno přes vhodný chladič do okolí. U nuceného chlazení je princip stejný jako v předchozím případě s tím rozdílem, že proudění okolního vzduchu je podporováno

ventilátorem. Vzduch tak proudí rychleji a je možné zmenšit rozměr chladiče. Nevýhodou tohoto řešení je však nutnost zdroje napětí pro ventilátor a hlučnost ventilátoru. U velkých ztrátových výkonů je však použití ventilátoru, či několika ventilátorů nutností. Pro snížení hlučnosti ventilátoru je pak možné použít elektronickou regulaci otáček, případně jsou na trhu ventilátory s extrémně tichým provozem [17, 18].

- Chlazení kapalinové

U tohoto typu chlazení je místo vzduchu použita speciální chladicí kapalina. Největší výhodou tohoto chlazení je, že při stejné rychlosti pohybu chladicího média jako u chlazení vzduchového se přenos tepla zvětší více než stonásobně. Toto chlazení je však v elektronice používáno jen zřídka. Jeho nevýhodou je složitost, nutná preciznost celého chladicího zařízení, nutnost použití čerpadla, hadic, tepleného výměníku, atd. [19]

Pro odvod tepla bylo zvoleno přirozené vzduchové chlazení. Koncové výkonové tranzistory budou umístěny přes hliníkový L profil na hlavní žebrový chladič podle obr. 5.1.



Obr. 5.1 Znárodnění způsobu uchycení výkonových tranzistorů k chladiči – boční pohled (1 – DPS, 2 - výkonový tranzistor, 3 – izolační průchodka, 4 – šroub, 5 – izol. slídivá podložka, 6 – hliníkový L profil, 7 – přístrojová krabička, 8 – hlavní chladič)

Tranzistory (2) jsou přes izolační průchodky (3) přišroubovány (4) k L profilu (6). Každý tranzistor je od tohoto profilu izolován slídivou podložkou (5). Samotný L profil je pak přišroubován k hl. chladiči (8). Pro zlepšení přechodu tepla je použita teplovodivá pasta. Hlavní chladič je umístěn mimo přístrojovou krabičku (7).

### 5.2.2 Výpočty chladiče

Jednotlivé výpočty byly prováděny podle [11, 17].

Parametry tranzistoru TIP2955 udané výrobcem [20]:

Maximální pracovní teplota čipu:

$$T_j = 150 \text{ }^\circ\text{C}$$

Tepelný odpor čip – pouzdro:

$$R_{thj-case} = 1,4 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

Tepelný odpor čip – okolí:

$$R_{thj-amb} = 35,7 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

Parametry tranzistoru BD135-16 udané výrobcem [20]:

Maximální pracovní teplota čipu:

$$T_j = 150 \text{ }^\circ\text{C}$$

Tepelný odpor čip – okolí:

$$R_{thj-amb} = 100 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

Zavedené konstanty [11]:

Teplota okolí (volená hodnota):

$$T_a = 40 \text{ }^\circ\text{C}$$

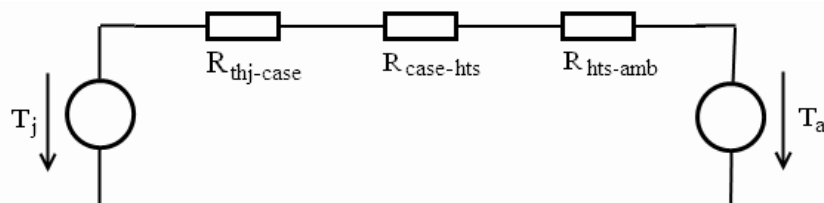
Konstanta eloxovaného chladiče:

$$R_{(th)E} = 0,4 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

Tepelný odpor pouzdro – chladič (odpor slíd. podložky):

$$R_{case-hts} = 0,6 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

Zjednodušené principiální schéma přenosu tepla z čipu do okolí je uvedeno na obr. 5.2. Ve schématu je zanedbán přenos tepla z povrchu součástky do okolí. Na výpočty však toto zjednodušení nemá prakticky žádný vliv.



Obr. 5.2 Zjednodušené principiální schéma přenosu tepla z čipu do okolí

V obrázku je zavedená následující symbolika:  $T_j$  je teplota čipu,  $T_a$  teplota okolí,  $R_{thj-case}$  tepelný odpor přechodu čip - pouzdro,  $R_{case-hts}$  je tepelný odpor přechodu pouzdro - chladič a  $R_{hts-amb}$  je tepelný odpor přechodu chladič - okolí.

Celkový tepelný odpor přechodu čip – okolí ( $R_{thj-amb}$ ) lze získat tedy sečtením jednotlivých tepelných odporů podle vztahu 5.2.

$$R_{thj-amb} = R_{thj-case} + R_{case-hts} + R_{hts-amb} \quad (5.2)$$

Maximální ztrátový výkon tranzistoru bez použití chladiče je dán rozdílem teploty čipu ( $T_j$ ) a okolní teploty ( $T_a$ ) poděleného tepelným odporem přechodu čip – okolí ( $R_{thj-amb}$ ). Výrobce uvádí jak teplotu čipu, tak tepelný odpor čip - okolí. Je tedy možné podle vztahu 5.3 vypočítat maximální ztrátové výkony pro jednotlivé tranzistory bez přídavného chlazení.

$$P_{max} = \frac{T_j - T_a}{R_{thj-amb}}, \quad (5.3)$$

kde  $P_{max}$  je maximální ztrátový výkon tranzistoru bez použití chladiče,  $T_j$  maximální teplota čipu,  $T_a$  teplota okolí a  $R_{thj-amb}$  je tepelný odpor přechodu čip – okolí.

Výpočet maximálního zatížení tranzistoru BD135-16 bez chladiče:

$$P_{\max} = \frac{T_j - T_a}{R_{thj-amb}} = \frac{150 - 40}{100} = 1,1 \text{ W}, \quad (5.4)$$

kde  $T_j$  je maximální teplota čipu uvedená na začátku této kapitoly v sekci: Parametry tranzistoru BD135-16 udané výrobcem,  $R_{thj-amb}$  je tepelný odpor přechodu čip – okolí, který uveden v téže sekci a  $T_a$  je teplota okolí, která je uvedena na začátku kapitoly v sekci: Zavedené konstanty.

Výpočet maximálního zatížení tranzistoru TIP2955 bez chladiče:

$$P_{\max} = \frac{T_j - T_a}{R_{thj-amb}} = \frac{150 - 40}{35,7} = 3,08 \text{ W}, \quad (5.5)$$

kde  $T_j$  je maximální teplota čipu uvedená na začátku této kapitoly v sekci: Parametry tranzistoru TIP2955 udané výrobcem,  $R_{thj-amb}$  je tepelný odpor přechodu čip – okolí, který uveden v téže sekci a  $T_a$  je teplota okolí, která je uvedena na začátku kapitoly v sekci: Zavedené konstanty.

Porovnáním maximálního zatížení ( $P_{\max}$ ) jednotlivých tranzistorů se ztrátovými výkony uvedenými v tab. 5.2 bylo zjištěno, že je nutné chladit pouze tranzistory Q5, Q6, Q7 a Q8.

Matematickou úpravou vztahu 5.3 získáme vztah (5.6) pro výpočet potřebného tepelného odporu čip – okolí ( $R_{thj-amb}$ ) při daném výkonovém zatížení.

$$R_{thj-amb} = \frac{T_j - T_a}{P_Q}, \quad (5.6)$$

kde  $R_{thj-amb}$  je tepelný odpor přechodu čip - okolí,  $T_j$  je maximální teplota čipu,  $T_a$  teplota okolí a  $P_Q$  je ztrátový výkon tranzistoru.

Známe-li tedy potřebný tepelný odpor přechodu čip – okolí ( $R_{thj-amb}$ ), čip - pouzdro ( $R_{thj-case}$ ) a pouzdro – chladič ( $R_{case-hts}$ ), můžeme úpravou vztahu 5.2 získat vztah (5.7) pro výpočet tepelného odporu chladiče pro jeden tranzistor ( $R_{(th)Q}$ ).

$$R_{(th)Q} = R_{thj-amb} - R_{case-hts} - R_{thj-case}, \quad (5.7)$$

kde  $R_{(th)Q}$  je tepelný odpor chladiče pro jeden tranzistor,  $R_{thj-amb}$  je tepelný odpor přechodu čip - okolí,  $R_{case-hts}$  je tepelný odpor přechodu pouzdro – chladič a  $R_{thj-case}$  je tepelný odpor přechodu čip – pouzdro.

Výpočet tepelného odporu chladiče pro tranzistor Q5 (Q6):

Tranzistory Q5 a Q6 jsou stejného typu a jsou stejně výkonově namáhány. Výpočty tedy platí jak pro tranzistor Q5, tak i pro tranzistor Q6.



Vztahem 5.8 je určen potřebný tepelný odpor přechodu čip – okolí ( $R_{thj-amb}$ ).

$$R_{thj-amb} = \frac{T_j - T_a}{P_{Q56}} = \frac{150 - 40}{18} = 6,11 \text{ } ^\circ\text{C} / \text{W} , \quad (5.8)$$

kde  $R_{thj-amb}$  je tepelný odpor přechodu čip – okolí,  $T_j$  je maximální teplota čipu uvedená na začátku této kapitoly v sekci: Parametry tranzistoru TIP2955 udané výrobcem,  $T_a$  je teplota okolí, která je uvedena na začátku kapitoly v sekci: Zavedené konstanty a  $P_{Q56}$  je ztrátový výkon tranzistoru Q5 či Q6 uvedený v tab. 5.2.

Následující vztah (5.9) určuje potřebný tepelný odpor chladiče ( $R_{(th)56}$ ) pro jeden tranzistor Q5 či Q6.

$$R_{(th)56} = R_{thj-amb} - R_{case-hts} - R_{thj-case} = 6,11 - 0,6 - 1,4 = 4,11 \text{ } ^\circ\text{C} / \text{W} , \quad (5.9)$$

kde  $R_{(th)56}$  je tepelný odpor chladiče pro jeden z tranzistorů Q5 či Q6,  $R_{thj-amb}$  je tepelný odpor přechodu čip – okolí vypočítaný pomocí předchozího vztahu (5.8),  $R_{case-hts}$  a  $R_{thj-case}$  jsou tepelné odpory přechodu pouzdro – chladič a čip – pouzdro, které jsou uvedeny na začátku této kapitoly v sekci: Parametry tranzistoru TIP2955 udané výrobcem.

#### Výpočet tepelného odporu chladiče pro tranzistory Q7 (Q8):

Tranzistory Q7 a Q8 jsou opět stejného typu a jsou stejně výkonově namáhány. Výpočty tedy platí jak pro tranzistor Q7, tak i pro tranzistor Q8.

Níže uvedeným vztahem (5.10) je určen požadovaný tepelný odpor přechodu čip – okolí ( $R_{thj-amb}$ ).

$$R_{thj-amb} = \frac{T_j - T_u}{P_{Q78}} = \frac{150 - 40}{28} = 3,92 \text{ } ^\circ\text{C} / \text{W} , \quad (5.10)$$

kde  $R_{thj-amb}$  je tepelný odpor přechodu čip – okolí,  $T_j$  je maximální teplota čipu uvedená na začátku této kapitoly v sekci: Parametry tranzistoru TIP2955 udané výrobcem,  $T_a$  je teplota okolí, která je uvedena na začátku kapitoly v sekci: Zavedené konstanty a  $P_{Q78}$  je ztrátový výkon tranzistoru Q7 či Q8 uvedený v tab. 5.2.

Vztah 5.11 určuje potřebný tepelný odpor chladiče ( $R_{(th)78}$ ) pro jeden tranzistor Q7 či Q8.

$$R_{(th)78} = R_{thj-amb} - R_{case-hts} - R_{thj-case} = 3,92 - 0,6 - 1,4 = 1,92 \text{ } ^\circ\text{C} / \text{W} , \quad (5.11)$$

kde  $R_{(th)78}$  je tepelný odpor chladiče pro jeden z tranzistorů Q7 či Q8,  $R_{thj-amb}$  je tepelný odpor přechodu čip – okolí vypočítaný pomocí předchozího vztahu (5.10),  $R_{case-hts}$  a  $R_{thj-case}$  jsou tepelné odpory přechodu pouzdro – chladič a čip – pouzdro, které jsou uvedeny na začátku této kapitoly v sekci: Parametry tranzistoru TIP2955 udané výrobcem.

### Výpočet tepelného odporu společného chladiče pro tranzistory Q5, Q6, Q7 a Q8:

Při použití společného chladiče se jednotlivé tepelné odpory všech čtyř chladičů pro jednotlivé tranzistory paralelně sčítají. Celkový tepelný odpor chladiče je tedy dán vztahem 5.12.

$$R_{(th)C} = \frac{1}{2 \cdot \frac{1}{R_{(th)56}} + 2 \cdot \frac{1}{R_{(th)78}}} = \frac{1}{2 \cdot \frac{1}{4,11} + 2 \cdot \frac{1}{1,92}} = 0,654 \text{ } ^\circ\text{C} / \text{W} , \quad (5.12)$$

kde  $R_{(th)C}$  je tepelný odpor celkového chladiče,  $R_{(th)56}$  a  $R_{(th)78}$  jsou tepelné odpory chladiče pro tranzistor Q5 či Q6 a tranzistor Q7 či Q8 vypočítané v předchozích vztazích (5.9 a 5.11).

Při použití eloxovaného chladiče se k celkovému tepelnému odporu přičítá konstanta eloxovaného chladiče ( $R_{(th)E}$ ). Díky této povrchové úpravě je snížen tepelný odpor přechodu chladič - okolí o hodnotu 0,4 °C/W. O tuto hodnotu může mít pak chladič menší tepelný odpor. Potřebný tepelný odpor chladiče je tedy dán vztahem 5.13.

$$R_{(th)CE} = R_{(th)C} + R_{(th)E} = 0,654 + 0,4 = 1,054 \text{ } ^\circ\text{C} / \text{W} , \quad (5.13)$$

kde  $R_{(th)CE}$  je tepelný odpor celkového eloxovaného chladiče,  $R_{(th)C}$  tepelný odpor celkového chladiče bez povrchové úpravy vypočítaný pomocí předchozího vztahu (5.12) a  $R_{(th)E}$  je konstanta eloxovaného chladiče uvedena na začátku této kapitoly v sekci: Zavedené konstanty.

Pro chlazení tranzistorů je tedy nutné použít eloxovaný chladič s tepelným odporem maximálně 1,05 °C/W.

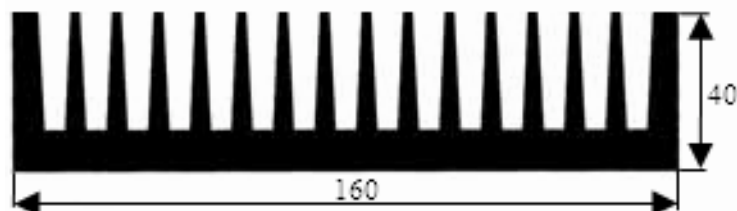
### Volba vhodného chladiče:

Celkový chladič se skládá z hliníkového L profilu přišroubovaného přes teplovodivou pastu na hlavní chladič. L profil slouží pro přenos tepla z tranzistorů na hlavní chladič. Zvolen byl profil z čistého hliníku délky 90 mm, jehož tepelný odpor je  $R_{(th)L} = 4 \text{ } ^\circ\text{C} / \text{W}$ . Ze znalosti tepelného odporu L profilu ( $R_{(th)L}$ ) a tepelného odporu celkového chladiče ( $R_{(th)CE}$ ) tvořeného spojením hlavního chladiče a L profilu, můžeme podle vztahu 5.14 vypočítat potřebný tepelný odpor hlavního chladiče ( $R_{(th)CH}$ ).

$$R_{(th)CH} = \frac{1}{\frac{1}{R_{(th)CE}} - \frac{1}{R_{(th)L}}} = \frac{1}{\frac{1}{1,054} - \frac{1}{4}} = 1,43 \text{ } ^\circ\text{C} / \text{W} , \quad (5.14)$$

kde  $R_{(th)CH}$  je tepelný odpor hlavního chladiče,  $R_{(th)CE}$  je tepelný odpor celkového eloxovaného chladiče vypočítaný v předchozím vztahu (5.13) a  $R_{(th)L}$  je tepelný odpor L profilu uvedený v předchozím textu.

Hlavní chladič by tedy měl mít tedy tepelný odpor maximálně  $1,43 \text{ }^\circ\text{C/W}$ . Byl zvolen chladič, jehož náčrt je na obr. 5.3. Tepelný odpor tohoto chladiče je  $1,2 \text{ }^\circ\text{C/W}$ . V horní straně přístrojové krabičky bude dále umístěn ventilátor pro nucené proudění vzduchu. Díky tomu je dostatečná rezerva pro zanedbání tepelného odporu přechodu mezi L profilem a hlavním chladičem a zanedbání použití L profilu bez povrchové úpravy.



Obr. 5.3 Náčrt hlavního chladiče (převzato z [22])

## 6 OCHRANNÝ A NAPÁJECÍ OBVOD

Jelikož je zesilovač realizován formou laboratorního přípravku, je nutné doplnit zapojení o obvod ochrany proti nesprávnému používání, které by mohlo vést k poškození či zničení zesilovače. Dále je nutné z napájecího napětí vytvořit vhodným způsobem potřebná napětí pro napájení LCD displeje indukujícího klidový proud a ventilátoru zajišťujícího potřebnou cirkulaci vzduchu uvnitř přístrojové krabice.

### 6.1 Požadavky na ochranný obvod

Ze strany uživatele může dojít k následujícím chybám:

- a) Připojení vyššího napájecího napětí než je dovoleno

V takovémto případě hrozí nebezpečí filtračním elektrolytickým kondenzátorům připojených přímo na napájecí napětí. Při překročení jejich jmenovitého napětí dojde ke zničení těchto kondenzátorů. Pokud by napětí bylo příliš velké, dojde v celém obvodu ke zvýšení protékajících proudů a tím ke zvýšení ztrátových výkonů na jednotlivých prvcích. To může vést k přetížení a následnému poškození zesilovače. Napájecí napětí nesmí tedy přesáhnout velikost jmenovitého napětí filtračních kondenzátorů (25 V).

- b) Přepólování napájecího napětí

V tomto stavu může opět dojít ke zničení elektrolytických kondenzátorů připojených na napájecí napětí. Tomuto stavu musí být taktéž zabráněno.

- c) Nepřipojení některého z napájecích vodičů

Simulacemi bylo zjištěno, že tato situace nijak neohrožuje zesilovač a není ho třeba proti tomuto stavu chránit.

- d) Připojení nevhodné zátěže na výstup zesilovače

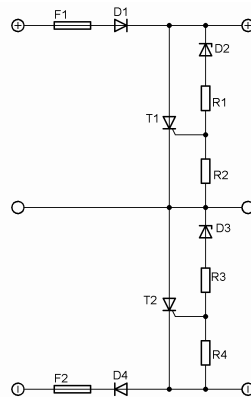
V tomto případě mohou nastat dva limitní stavy, a to  $R_Z \rightarrow \infty \Omega$  a  $R_Z \rightarrow 0 \Omega$ . V prvním případě se nejedná o nebezpečný stav, protože po odpojení zátěže dojde jen k mírnému nárůstu výstupního napětí vlivem nezátížení zesilovače. Při zatíženém zesilovači je výstupní napětí menší o úbytek napětí na výstupním odporu zesilovače, který je  $0,0013 \Omega$ . Tento stav se běžně používá při měření výstupního odporu zesilovače.

K druhému případu dojde při zkratování výstupu zesilovače. Tento stav může být u některých zesilovačů nežádoucí a může vést k jejich zničení. V realizovaném zapojení však tento stav nebezpečný není. V zapojení je zavedena záporná zpětná vazba přes zpětnovazební kmitočtově závislý dělič R6, R7 a C3. V případě, že dojde ke zkratování zátěže se tento zkrat projeví zkratováním vstupu zpětnovazebního děliče. Na vstupu zesilovače je budící napětí ze zdroje signálu a na vstupu zpětnovazebního děliče 0 V. Rozdílové napětí na R5 je tedy větší než za běžného stavu. Toto napětí plně otevře tranzistor Q3. Báze tranzistoru Q4 je v tomto okamžiku připojena na záporné napájecí napětí přes otevřený Q3. Tranzistor Q4 je uzavřený a rezistorem R10 neteče téměř žádný proud. Báze tranzistorů Q5 a Q6 jsou připojeny přes rezistor R10 na téměř plně kladné napájecí napětí, což způsobí uzavření obou těchto tranzistorů. Obvodem kladné napájecí větve teče tedy jen minimální proud. V záporné větvi je zapojen zdroj

konstantního proudu, který bez ohledu na velikost zátěže udržuje stanovenou hodnotu proudu. Zkratování výstupu zesilovače se tedy v záporné větvi nijak neprojeví. Tento stav není tedy také nijak nebezpečný pro zesilovač. Zesilovač můžeme považovat za zkratuvzdorný.

## 6.2 Návrh ochranného obvodu

Za nepřijatelné stavy je tedy nutné považovat přepólování a překročení maximální velikosti napájecího napětí. Pro eliminaci těchto stavů byl navržen jednoduchý ochranný obvod uvedený na obr. 6.1.



Obr. 6.1 Schéma zapojení ochranného obvodu

Funkci ochranného prvku zde plní pro kladnou napájecí větev tavná pojistka F1 a pro zápornou větev pojistka F2.

Obvod je zcela symetrický, proto bude popsána pouze kladná část obvodu. Záporná část má naprosto stejnou činnost. Pro popis obvodu budeme vycházet ze dvou možných stavů. Prvním stavem je takový stav, kdy je napájecí napětí menší než maximální povolená hodnota. Druhý stav nastává při překročení povolené hodnoty napájecího napětí.

V prvním případě, kdy je napájecí napětí menší než max. povolená hodnota (tato hodnota je dána Zenerovým napětím Zenerovy diody D2), Zenerovou diodou neprotéká téměř žádný proud a na rezistorech nevzniká tedy žádný úbytek napětí. Díky tomu není také mezi gate a katodou tyristoru T1 potřebné napětí pro jeho sepnutí. Obvodem tedy protéká proud, který je dán pouze závěrným proudem Zenerovy diody a tyristoru T1. Tento proud se pohybuje v desetinách  $\mu\text{A}$ .

V případě druhém, kdy napětí překročí maximální povolenou hodnotu, začne Zenerovou diodou protékat proud, který vyvolá úbytek napětí na rezistoru R2. Napětí na tomto rezistoru pak způsobí sepnutí tyristoru T1. Tyristor zkratuje napájecí zdroj, který je připojen přes tavnou pojistku F1, která se přepálí. Zesilovač je tak odpojen od nebezpečného napětí.

Dioda D1 slouží jako ochrana proti přepólování napájecího napětí.

### 6.3 Výpočty ochranného obvodu

Pro správnou a spolehlivou funkci obvodu je nutné zvolit vhodné hodnoty jednotlivých součástí.

#### Volba tyristoru:

Tyristor byl zvolen typu TYN610, jehož základní parametry jsou uvedeny v tab. 6.1.

Tab. 6.1 Parametry tyristoru TYN610 uváděné výrobcem [20]

Parametr	Ozn.	Hodnota
Efektivní hodnota trvalého proudu	$I_{T(RMS)}$	10 A
Špičková hodnota proudu působícího po dobu max. 10 ms	$I_{TSM}$	100 A
Max. proud do gate při sepnutí tyristoru	$I_{GT}$	15 mA
Napětí mezi gate a katodou potřebné pro sepnutí tyristoru	$U_{GT}$	1,5 V
Maximální proudový impuls do gate	$I_{GM}$	4 A

#### Volba Zenerovy diody:

Maximální napájecí napětí nesmí přesáhnout jmenovité napětí elektrolytických filtračních kondenzátorů, které je 25 V. Napětí Zenerových diod bylo tedy z dostupných hodnot zvoleno s dostatečnou rezervou na 22 V.

#### Volba rezistorů :

Při výpočtech se vychází z druhého stavu, kdy je napájecí napětí větší než dovolená hodnota.

Při překročení hodnoty napětí Zenerovy diody, začne sériovou kombinací D2, R1, R2 protékat proud. Hodnota proudu, při které dojde k sepnutí tyristoru byla zvolena 1 mA. Při tomto proudu musí být na rezistoru R2 úbytek napětí potřebný pro sepnutí tyristoru. Velikost tohoto odporu lze vypočítat podle vztahu 6.1.

$$R_2 = \frac{U_{GT}}{I_S} = \frac{1,5}{1 \cdot 10^{-3}} = 1500 \Omega, \quad (6.1)$$

kde  $R_2$  je odpor rezistoru R2,  $U_{GT}$  je maximální napětí potřebné pro sepnutí tyristoru T1, které je uvedeno v tab. 6.1 a  $I_S$  je proud tekoucí sériovou kombinací D2, R1 a R2, při kterém dojde k sepnutí tyristoru.

Rezistor R1 slouží jako ochranný rezistor pro obvod gate tyristoru T1. Zajišťuje, aby do gate nemohl protéct proudový impuls větší než jeho maximální povolená hodnota  $I_{GM}$ . Velikost odporu rezistoru R1 lze určit podle vztahu 6.2.

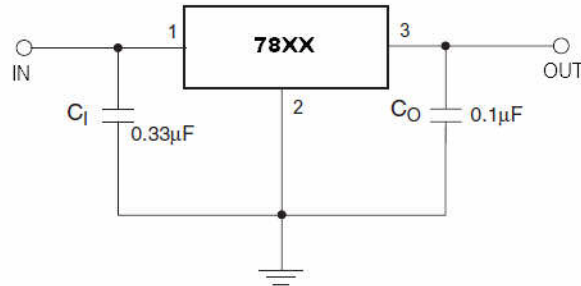
$$R_1 = \frac{U - U_{ZD}}{I_{GM}} = \frac{30 - 22}{4} = 2 \Omega, \quad (6.2)$$

kde  $R_1$  je velikost odporu rezistoru R1,  $U$  je velikost napájecího napětí,  $U_{ZD}$  je napětí Zenerovy diody a  $I_{GM}$  je maximální proudový impuls do gate uvedený v tab. 6.1.

## 6.4 Návrh a výpočty napájecího obvodu

Úkolem napájecího obvodu je vytvoření napětí 12 V pro napájení ventilátoru a napětí 9 V pro napájení LCD displeje.

Základem obvodu jsou napěťové stabilizátory 7812 a 7805, jejichž doporučené zapojení od výrobce je uvedeno na obr. 6.2.



Obr. 6.2 Doporučené zapojení obvodů řady 78XX (převzato z [20])

Tyto stabilizátory jsou zapojeny do kaskády, kdy je z napájecího napětí 20 V vytvořeno napětí 12 V pomocí stabilizátoru 7812. Z tohoto napětí je dále napájen stabilizátor 7809, který vytváří napětí 9 V pro napájení LCD displeje.

Pro správnou a spolehlivou činnost je nutné zjistit výkonové namáhání jednotlivých stabilizátorů a zvolit vhodné chlazení.

Parametry stabilizátoru 7809 a 7812 uvedené výrobcem [20]:

Maximální pracovní teplota čipu:

$$T_j = 150 \text{ }^\circ\text{C}$$

Tepelný odpor čip – okolí:

$$R_{thj-amb} = 60 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

Parametry ventilátoru a LCD displeje uvedené výrobcem [20]:

Napájecí napětí ventilátoru:

$$U_{vent} = 12 \text{ V}$$

Odběr ventilátoru:

$$I_{vent} = 90 \text{ mA}$$

Napájecí napětí LCD displeje:

$$U_{LCD} = 6 - 12 \text{ V}$$

Odběr LCD displeje:

$$I_{LCD} = 1 \text{ mA}$$

Jednotlivé hodnoty byly vypočítány podle [17].

Výpočet maximálního zatížení stabilizátoru 7809 a 7812 bez chladiče:

$$P_{\max} = \frac{T_j - T_a}{R_{thj-amb}} = \frac{150 - 40}{60} = 1,83 \text{ W}, \quad (6.3)$$

kde  $T_j$  je maximální teplota čipu,  $T_a$  teplota okolí a  $R_{thj-amb}$  tepelný odpor přechodu čip – okolí.

Bez použití chladiče nesmí tedy výkonový ztráta na jednotlivých stabilizátorech přesáhnout 1,83 W.

Výpočet výkonové ztráty stabilizátoru 7812:

$$P_{7812} = (U_{IN} - U_{OUT}) \cdot I_{OUT} = (20 - 12) \cdot 0,1 = 0,8 \text{ W} , \quad (6.4)$$

kde  $P_{7812}$  je ztrátový výkon stabilizátoru 7812,  $U_{IN}$  velikost vstupního napětí (napájecí napětí přípravku),  $U_{OUT}$  velikost výstupního napětí (výstupní napětí stabilizátoru 7812) a  $I_{OUT}$  velikost výstupního proudu (odběr ventilátoru a LCD), který je uveden na začátku této kapitoly v sekci: Parametry ventilátoru a LCD displeje uvedené výrobcem.

Stejným způsobem lze vypočítat ztrátový výkon na stabilizátoru 7809.

Výpočet výkonové ztráty stabilizátoru 7809:

$$P_{7809} = (U_{IN} - U_{OUT}) \cdot I_{OUT} = (12 - 9) \cdot 1 \cdot 10^{-3} = 3 \cdot 10^{-3} \text{ W} , \quad (6.5)$$

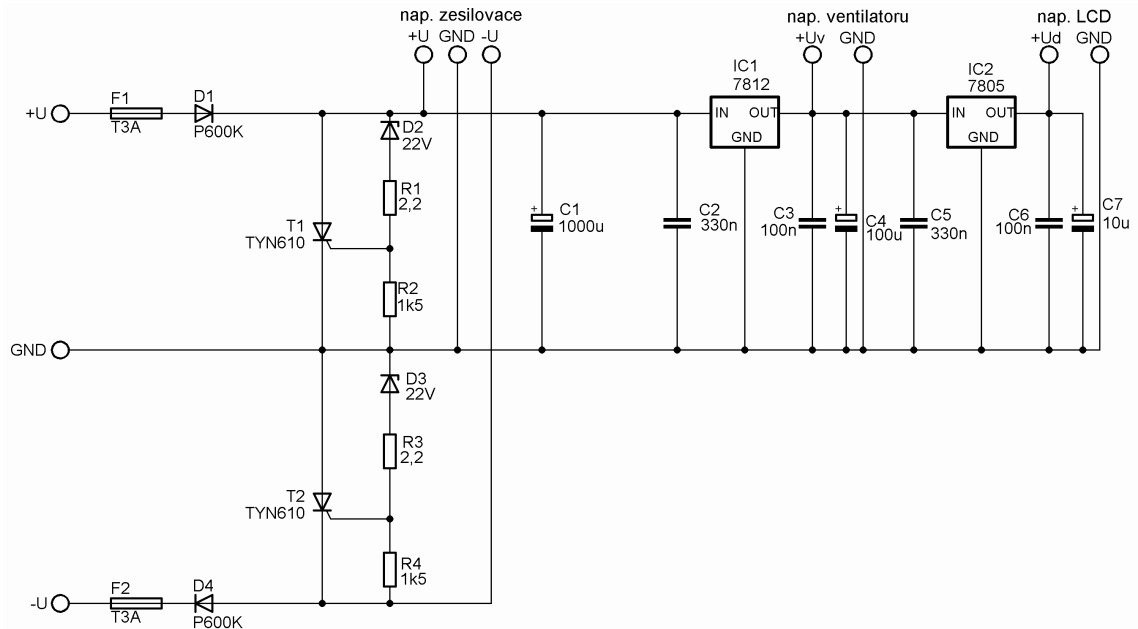
kde  $P_{7809}$  je ztrátový výkon stabilizátoru 7809,  $U_{IN}$  velikost vstupního napětí (výstupní napětí stabilizátoru 7812),  $U_{OUT}$  velikost výstupního napětí (výstupní napětí stabilizátoru 7809) a  $I_{OUT}$  velikost výstupního proudu (odběr LCD displeje), který je uveden na začátku této kapitoly v sekci: Parametry ventilátoru a LCD displeje uvedené výrobcem.

Porovnáním ztrátových výkonů  $P_{7812}$  a  $P_{7809}$  lze vidět, že výkonové ztráty na jednotlivých stabilizátorech jsou menší, než maximální dovolená ztráta bez použití chladiče ( $P_{max}$ ). Není tedy nutné z jednotlivých stabilizátorů odvádět teplo pomocí přídavných chladičů.



## 6.5 Celkové zapojení ochranného napájecího obvodu

Na obr. 6.3 je uvedeno celkové schéma zapojení ochranného napájecího obvodu, který se skládá z ochranného obvodu pro zesilovač a napájecího obvodu pro ventilátor a LCD displej.

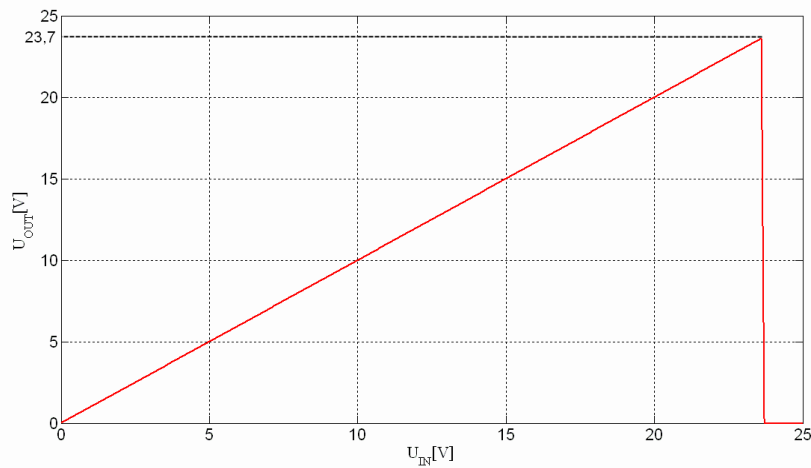


Obr. 6.3 Celkové schéma zapojení ochranného napájecího obvodu

Ventilátor i LCD displej jsou napájeny z kladné větve napájecího zdroje. Pro vytvoření jednotlivých napětí byly použity stabilizátory 7812 a 7805, které jsou zapojeny podle jejich doporučených zapojení (obr. 6.2). Kondenzátor C1 je hlavní filtrační kondenzátor společný pro napájení LCD i ventilátoru. Za jednotlivými stabilizátory jsou pak další filtrační kondenzátory zvláště pro LCD a zvláště pro ventilátor [23].

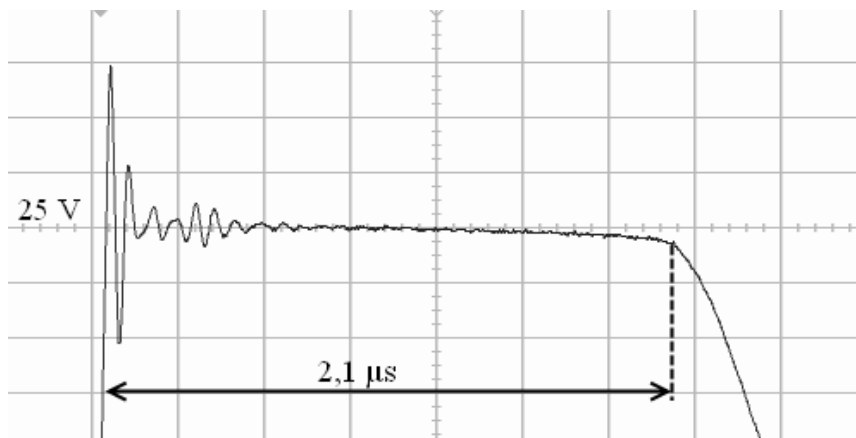
## 6.6 Změřené charakteristiky obvodu

Na obr. 6.4 je uvedena závislost výstupního napětí ochranného napájecího obvodu na velikosti vstupního napájecího napětí.



Obr. 6.4 Závislost napájecího napětí zesilovače ( $U_{OUT}$ ) na vstupním napájecím napětí přípravku ( $U_{IN}$ )

Při vstupním napájecím napětí menším než 23,7 V je velikost výstupního napětí shodná se vstupním napětím. Při dosažení hodnoty 23,7 V dojde k sepnutí tyristoru, přepálení pojistky a následnému poklesu výstupního napětí na hodnotu 0 V. Tento pokles však není okamžitý. Pro změření doby působení zakázaného napětí byl použit obdelníkový signál s amplitudou 25 V. Detail napěťové špičky výstupního napětí ochranného napájecího obvodu je na obr. 6.5.



Obr. 6.5 Oscilogram napěťové špičky výstupního napětí ochranného napájecího obvodu

Při skokové změně napájecího napětí na 25 V bude po dobu 2,1  $\mu$ s toto napětí i na výstupu ochranného obvodu. Tuto dobu lze označit jako reakční dobu tyristoru. Při zvyšování vstupního napájecího napětí se tato doba snižuje. Zákmity na začátku impulsu byly způsobeny zákmity vstupního obdelníkového signálu. Doba od připojení zakázaného napětí po přepálení pojistky je dána součtem reakční doby tyristoru a reakční doby pojistky, která závisí na velikosti protékajícího proudu

## 7 KONSTRUKCE PŘÍPRAVKU

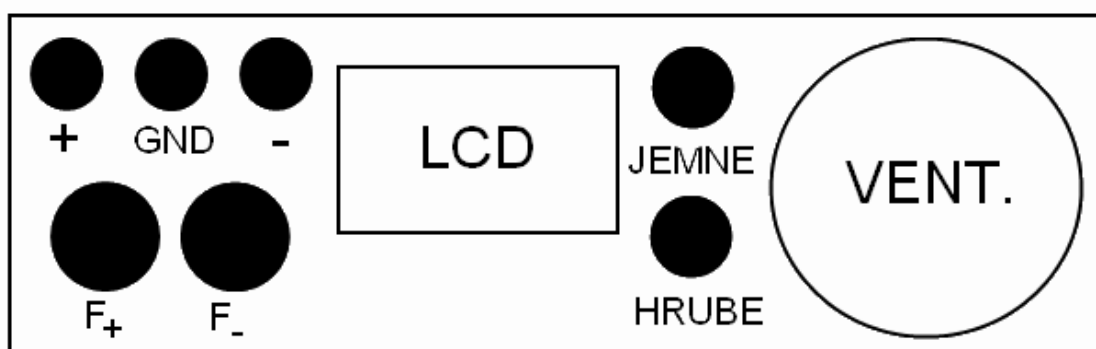
### 7.1 Návrh mechanického uspořádání

Celé zařízení je umístěno do přístrojové krabičky typu UKP-15 (obr. 7.1).



Obr. 7.1 Přístrojová krabička UKP-15 (převzato z [21])

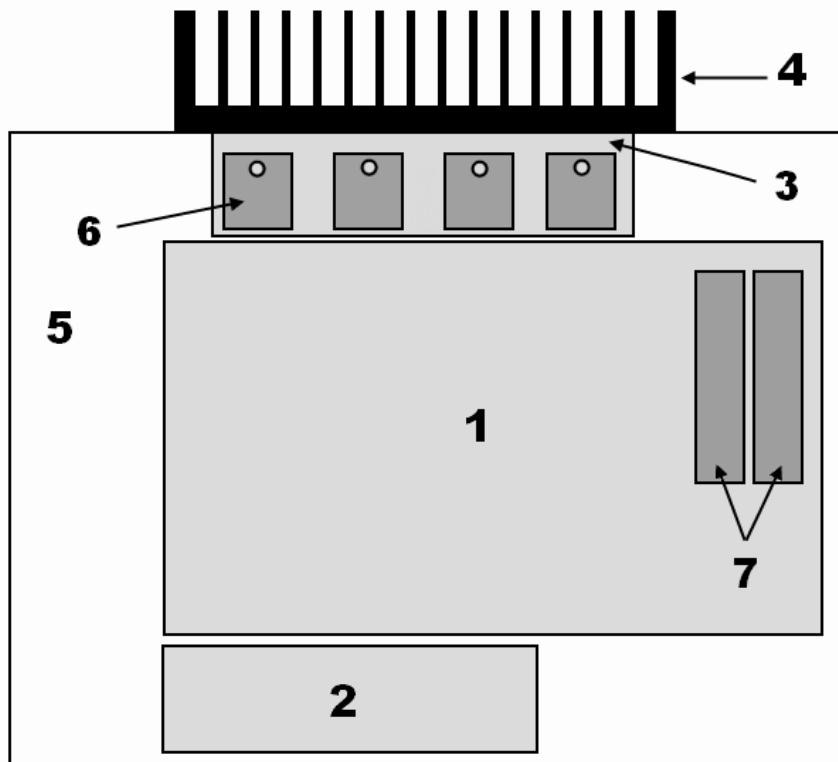
Na šikmé horní straně je vyobrazeno základní schéma zapojení zesilovače spolu s vyvedenými měřicími body do přístrojových zdírek. Na vodorovné horní straně jsou vyvedeny napájecí konektory (+, GND, -), pojistková pouzdra (F<sub>+</sub>, F<sub>-</sub>), LCD displej spolu s regulačními prvky (JEMNE, HRUBE) a ventilátor (VENT.). Rozmístění prvků je naznačeno na obr. 7.2.



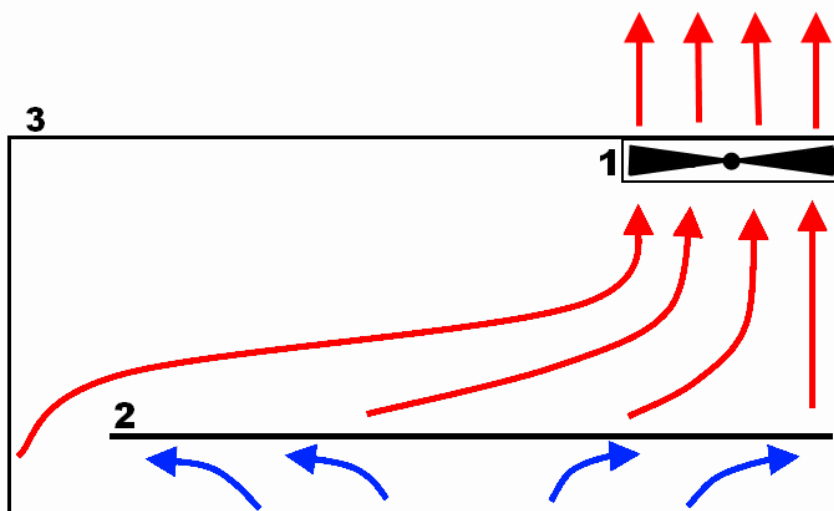
Obr. 7.2 Znázornění rozmístění jednotlivých prvků na horní vodorovné straně přístrojové krabičky – pohled shora

Rozmístění jednotlivých bloků uvnitř přístrojové krabičky je znázorněno na obr. 7.3. Z předešlého obrázku (obr. 7.2) lze vidět, že ventilátor je umístěn v pravém horním rohu přístrojové krabičky na vodorovné straně. Tento ventilátor nasává chladný vzduch

větracími otvory ze spodní strany přístrojové krabičky. Ohřátý vzduch je pak vyfukován ventilátorem ven do okolí. Tento koloběh je jednoduše znázorněn na obr. 7.4.



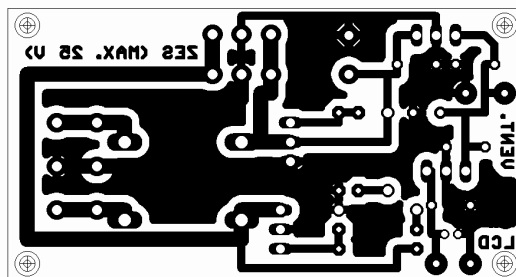
Obr. 7.3 Znázornění rozmístění jednotlivých bloků v přístrojové krabičce – pohled shora (1 – DPS zesilovače, 2 – DPS ochrany, 3 – hliníkový L profil, 4 – hl. chladič, 5 – přístrojová krabička, 6 – výkonové tranzistory, 7 – výkonové rezistory)



Obr. 7.4 Znázornění proudění vzduchu uvnitř přístrojové krabičky - pohled zepředu (1 – ventilátor, 2 – DPS, 3 – přístrojová krabička)

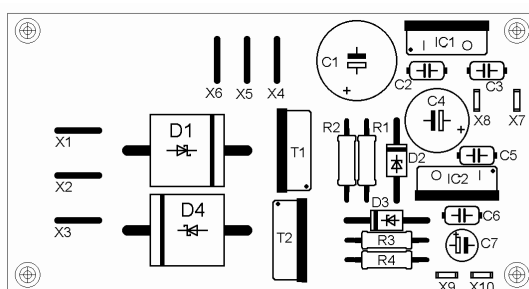
## 7.2 Návrh DPS ochranného napájecího obvodu

Šířky jednotlivých spojů na DPS byly navrženy podle jejich proudových namáhání [23]. Motiv desky plošných spojů je uveden na obr. 7.5.



Obr. 7.5 Motiv desky plošných spojů ochranného napájecího obvodu – strana spojů (měřítko 1:1)

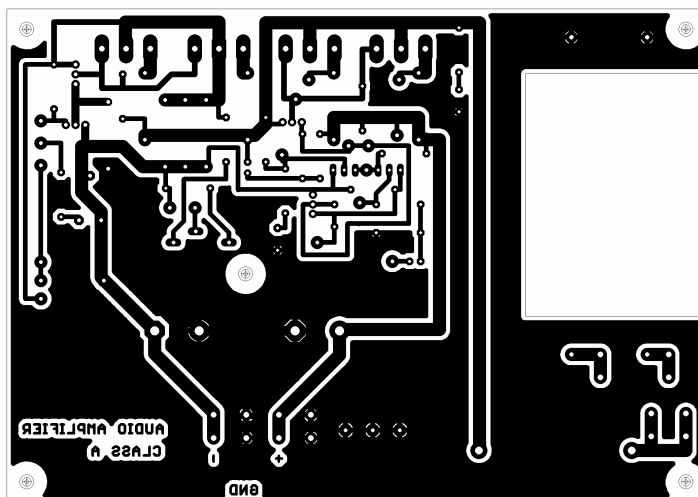
Na obr. 7.6 je rozmístění jednotlivých součástek na DPS. Vstupní napájecí napětí (konektory X1 až X3) a výstupní napětí pro napájení zesilovače (konektory X4 až X6) je vyvedeno pomocí konektorů Faston 4,8 mm. Pro napájení LCD displeje (konektory X9 a X10) a ventilátoru (konektory X7 a X8) jsou použity konektory Faston 2,8 mm.



Obr. 7.6 Rozmístění součástek na desce plošných spojů ochranného napájecího obvodu (měřítko 1:1)

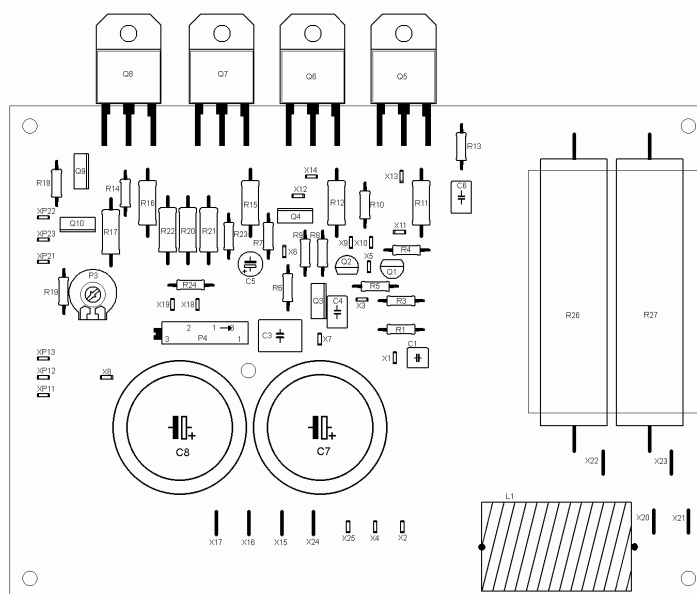
### 7.3 Návrh DPS koncového zesilovače

Deska plošného spoje byl navržena podle schématu na obr. 4.1. Na desce jsou vyvedeny jednotlivé měřící body, které z důvodu zachování přehlednosti nejsou ve schématu uvedeny. Šířky jednotlivých spojů na DPS byly navrženy podle jejich proudových namáhání [23]. Motiv desky plošných spojů je uveden na obr. 7.7



Obr. 7.7 Motiv desky plošného spoje zesilovače – strana spojů (zmenšeno na 60 %)

Na obr. 7.8 je uvedeno rozmístění jednotlivých součástek na desce plošných spojů. Pro lepší proudění vzduchu kolem výkonových rezistorů R26 a R27 je pod těmito rezistory výřez v DPS. Připojení napájecího napětí (konektory X15 až X17) a zátěže (konektory X20 až X24) je přes konektory Faston 4,8 mm. Jednotlivé měřící body a vývody na regulační potenciometr P1 (konektory XP11 až XP13) a P2 (konektory XP21 až XP23) jsou vyvedeny pomocí konektorů Faston 2,8 mm.

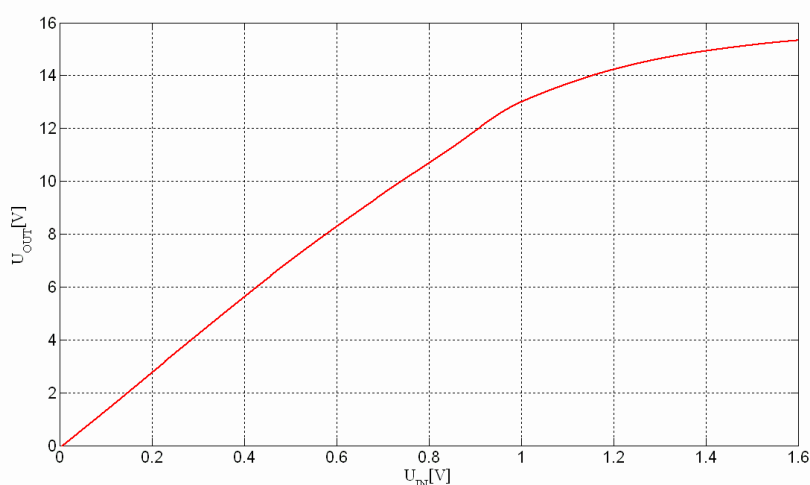


Obr. 7.8 Rozmístění součástek na desce plošného spoje zesilovače (zmenšeno na 60 %)

## 8 MĚŘENÍ NA HOTOVÉM VÝROBKU

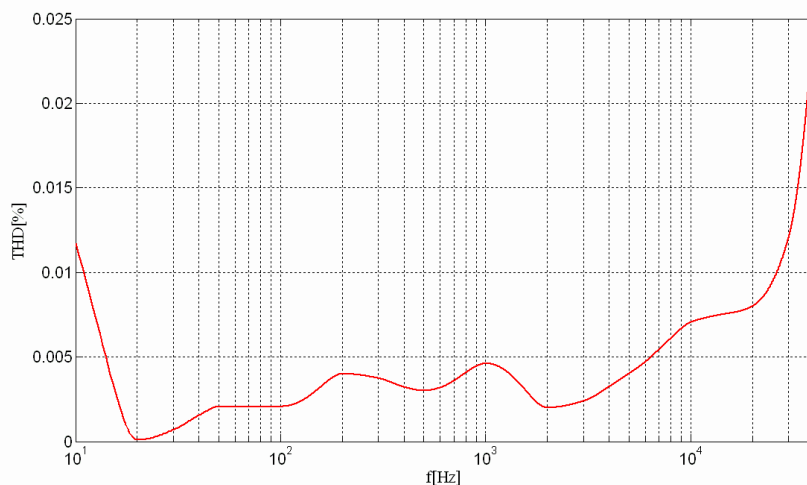
Při měření charakteristik byl nastaven klidový pracovní bod na hodnotu 2,25 A. Při tomto proudu docházelo současně k dolní i horní limitaci výstupního signálu. Již zde můžeme vidět první odchylku od simulovaného zapojení, kde byl optimální proud 2,45 A. Jednotlivé závislosti byly stejně jako u simulací graficky zpracovány v prostředí Matlab pomocí vytvořeného skriptu, v němž byla jednotlivá data interpolována pomocí po částech kubické interpolace zachovávající tvar.

Na obr. 8.1 je uvedena převodní charakteristika zesilovače. Ze závislosti lze vidět, že při vstupním napětí kolem 1 V dochází k limitaci výstupního napětí a odchylce od lineární závislosti.



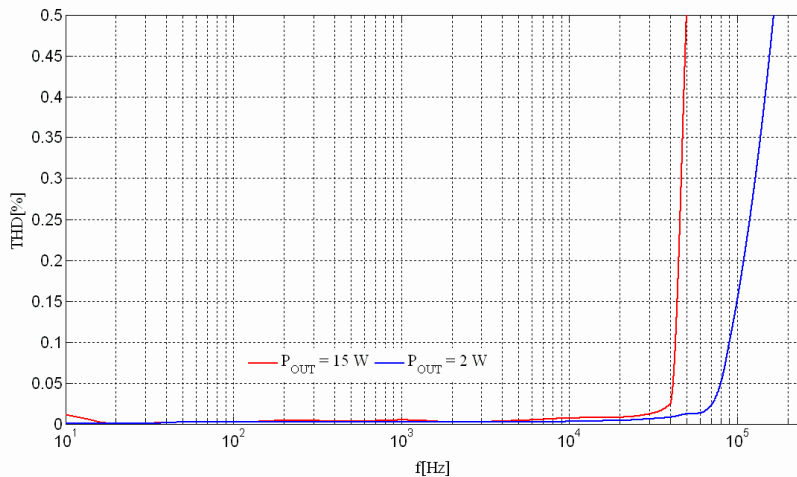
Obr. 8.1 Převodní charakteristika zesilovače při frekvenci 1 kHz

Frekvenční závislost zkreslení zesilovače je uvedena na obr. 8.2. Při středních kmitočtech není zkreslení zesilovače větší než 0,005 %, v celém kmitočtovém pásmu pak není větší než 0,01 %.



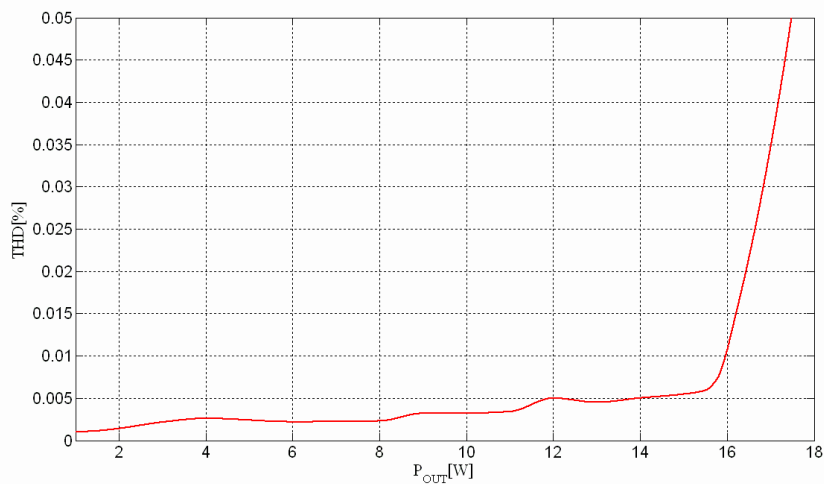
Obr. 8.2 Závislost činitele harm. zkreslení na frekvenci při výkonu 15 W na zátěži 8  $\Omega$

Na obr. 8.3 je uvedena závislost harmonického zkreslení na frekvenci při výkonu 15 W a 2 W. Lze vidět, že při výkonu 15 W je zkreslení signálu 0,5 % již při kmitočtu 50 kHz. Kdežto u výkonu 2 W je totéž zkreslení téměř při 200 kHz. Je tedy zřejmé, že je zesilovač schopen přenášet vyšší harmonické nižších úrovní bez většího zkreslení.



Obr. 8.3 Závislost činitele harmonického zkreslení na frekvenci při různých výkonech

Závislost zkreslení zesilovače na výstupním výkonu je uvedena na obr. 8.4. S rostoucím výkonem harmonické zkreslení nepatrně roste. Při hodnotě kolem 16 W dochází k deformaci a limitaci výstupního signálu, což se projevuje nárůstem zkreslení.



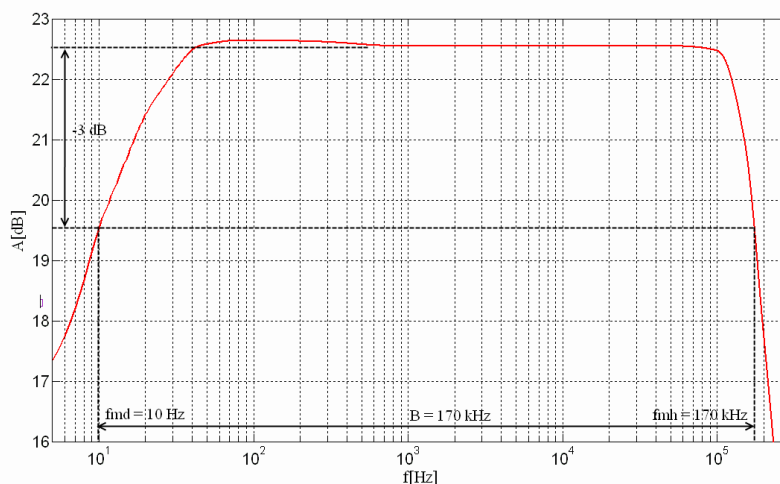
Obr. 8.4 Závislost činitele harmonického zkreslení na výstupním výkonu při kmitočtu 1 kHz a zátěži 8  $\Omega$

Při měření harmonického zkreslení byl použit generátor se zkreslením 0,004 %. I přesto nebylo možné dosáhnout podmínky, aby zkreslení generátoru bylo menší než desetina předpokládaného měřeného zkreslení. Zkreslení bylo tedy určováno jako rozdíl zkreslení na výstupu zesilovače a zkreslení generátoru.

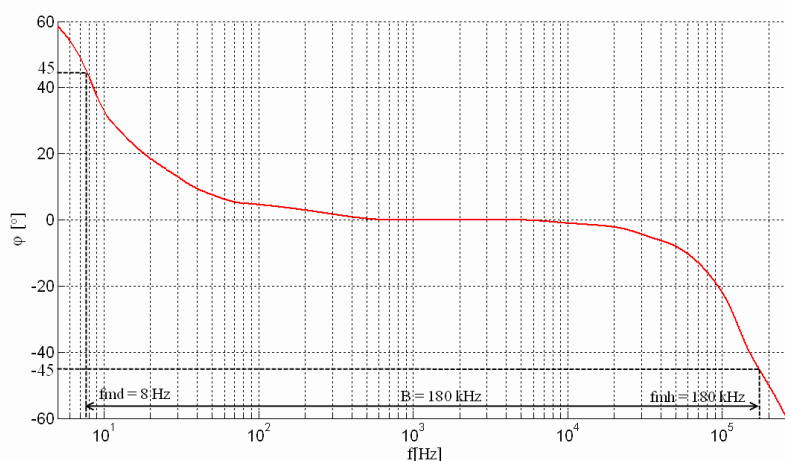
Porovnáme-li šířky přenášených pásem určených pomocí frekvenční charakteristiky zisku (obr. 8.5) a frekvenční charakteristiky fázového posunu zesilovače



(obr. 8.6) lze vidět, že jednotlivé šířky jsou přibližně shodné. Odchytky jsou způsobeny nepřesným odečítáním jak zisku, tak fázového posunu v jednotlivých charakteristikách.



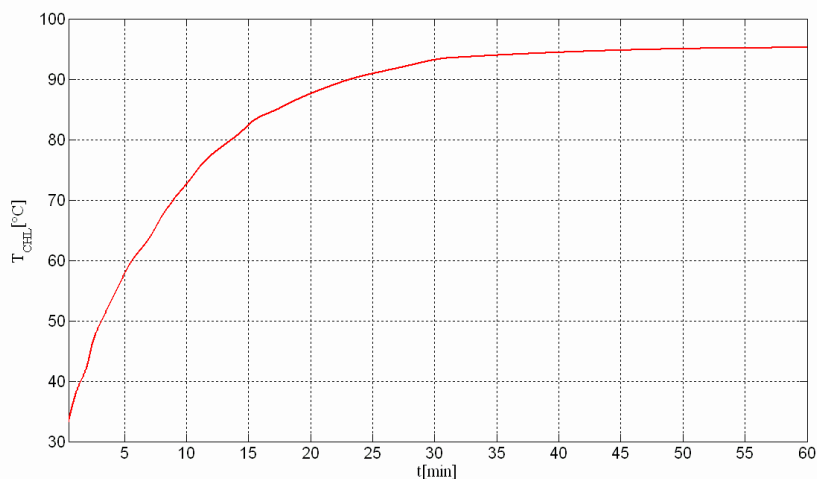
Obr. 8.5 Frekvenční charakteristika zisku s vyznačenou šířkou pásma



Obr. 8.6 Frekvenční charakteristika fázového posunu zesilovače s vyznačenou šířkou pásma

Všechny výše uvedené závislosti byly měřeny při zatížení  $8 \Omega$ . Při měření zesilovače při zátěži  $4 \Omega$  bylo zkreslení zesilovače přibližně stejné jako při zátěži  $8 \Omega$ . Maximální výkon zesilovače byl však jen  $9 \text{ W}$  při vstupním napětí  $440 \text{ mV}$ .

Na obr. 8.7 je uvedena časová závislost teploty chladiče, z které lze vidět, že po uplynutí přibližně 30 minut od zapnutí zesilovače se teplota ustálí na hodnotě  $95 \text{ }^\circ\text{C}$ . Teprve po této době jsou jednotlivé obvodové veličiny ustáleny a je možné provádět měření.



Obr. 8.7 Závislost teploty chladiče na čase

V následující tabulce (tab. 8.1) jsou shrnuty jednotlivé parametry získané měřením

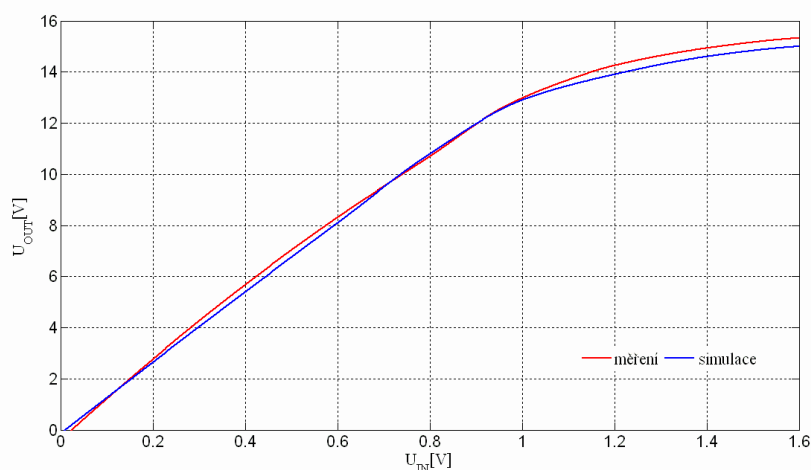
Tab. 8.1 Přehled parametrů získaných měřením na realizovaném zesilovači

Parametr	Hodnota
Vstupní citlivost (pro $P_{OUT} = 15 \text{ W}$ na zátěži $R_Z = 8 \Omega$ )	820 mV
Jmenovitý výstupní výkon (RMS) na zátěži $R_Z = 8 \Omega$ ( $U_{IN} = 820 \text{ mV}$ )	15 W
Výstupní napětí při jmenovitém výstupním výkonu ( $P_{OUT} = 15 \text{ W}$ )	11,0 V
Maximální vstupní napětí (přebuditelnost)	840 mV
Maximální výstupní výkon (RMS) na zátěži $R_Z = 8 \Omega$ ( $U_{IN} = 840 \text{ mV}$ )	16 W
Výstupní napětí při maximálním výstupním výkonu	11,3 V
Vstupní odpor	20 k $\Omega$
Výstupní odpor	0,003 $\Omega$
THD ( $P = 15 \text{ W}$ , $f = 1 \text{ kHz}$ )	0,006 %
Energetická účinnost ( $U_{IN} = 840 \text{ mV}$ , $f = 1 \text{ kHz}$ , $R_Z = 8 \Omega$ )	17,6 %
Rychlost přeběhu (SR) – náběžná, sestupná hrana	6,3 V/ $\mu\text{s}$ , 5,3 V/ $\mu\text{s}$
Šířka přenášeného pásma ( $U_{IN} = 820 \text{ mV}$ )	180 kHz
Dolní / horní mezní kmitočet	10 Hz / 180 kHz
Odstup cizích napětí	55,5 dB
Dynamika	54 dB
Klidový pracovní bod	2,25 A
Klidový odběr ze zdroje (kladná větev; záporná větev)	2,25 A; 2,25 A
Odběr ze zdroje při buzení $U_{IN} = 840 \text{ mV}$ (kladná větev; záporná větev)	2,3 A; 2,25 A

## 9 ZHODNOCENÍ VÝSLEDKŮ MĚŘENÍ A SIMULACÍ

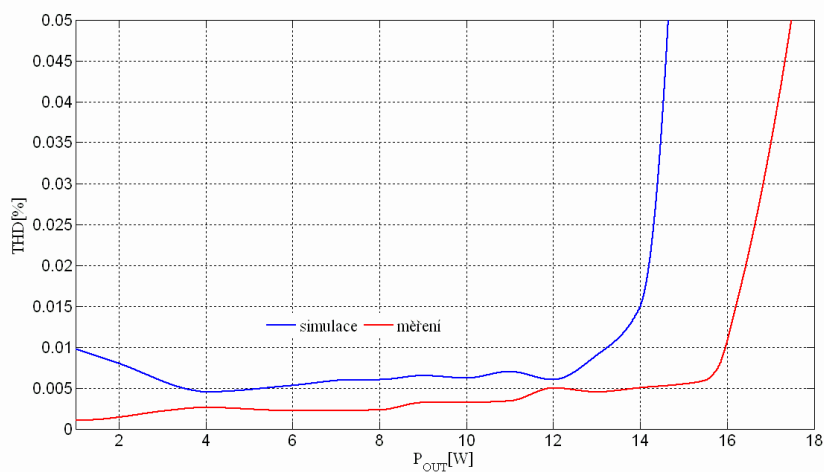
V této kapitole jsou srovnány výsledky praktického měření na zesilovači s výsledky získanými simulacemi.

Na obr. 9.1 je uvedena převodní charakteristiku zesilovače získaná simulacemi a měřením. Obě charakteristiky jsou přibližně shodné s tím rozdílem, že při simulacích dochází k limitaci výstupního signálu při nepatrně nižším vstupním napětí.



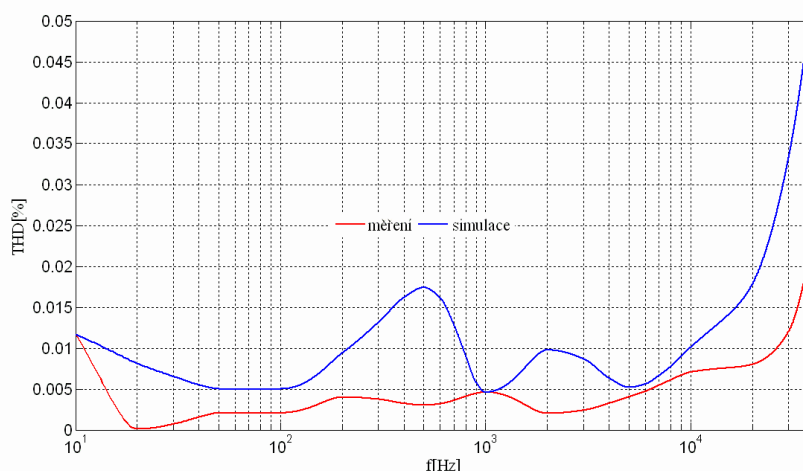
Obr. 9.1 Převodní charakteristika zesilovače získaná měřením a simulacemi při frekvenci 1 kHz

Ze závislosti činitele harmonického zkreslení na výstupním výkonu (obr. 9.2) je vidět, že realizovaný zesilovač má nižší zkreslení, než zkreslení které bylo získáno při simulaci. Při simulacích byl maximální výkon 14 W. Při výkonech vyšších docházelo k prudkému nárůstu zkreslení. Při praktickém měření byl tento výkon až 16 W.



Obr. 9.2 Závislost činitele harmonického zkreslení na výstupním výkonu při kmitočtu 1 kHz získaná měřením a simulacemi

Nižší zkreslení získané praktickým měřením lze vidět i ze závislosti činitele harmonického zkreslení na frekvenci (obr. 9.3).



Obr. 9.3 Závislost činitele harmonického zkreslení na frekvenci při jmenovitém výstupním výkonu získaná měřením a simulacemi

Při simulacích závislosti klidového pracovního bodu na teplotě bylo zjištěno, že se zvyšující se teplotou dochází k nárůstu klidového proudu. Při praktickém měření tomu však bylo naopak. Při nárůstu teploty docházelo k poklesu klidového proudu a to až z maximální hodnoty 2,5 A na hodnotu 2,1 A. Tato opačná závislost mohla být způsobena rozdílnou teplotou jednotlivých tranzistorů, kdy např. tranzistor Q10 měl vyšší teplotu, protékal jím větší proud a tím uzavíral výkonové tranzistory určující klidový proud. V zesilovači pak musela být upravena hodnota rezistoru R19, který určuje max. nastavitelný proud.

Pro srovnání jsou v tab. 9.1 uvedeny některé parametry zesilovače získané jak simulacemi, tak měřením na hotovém přípravku.

Tab. 9.1 Srovnání vybraných parametrů zesilovače získaných simulacemi a měřením

Parametr	Simulace	Měření
Klidový pracovní bod	2,45 A	2,25 A
Zisk	22,5 dB	22,5 dB
Maximální vstupní napětí (přebuditelnost)	790 mV	840 mV
Maximální výstupní výkon (RMS)	14 W	16 W
Energetická účinnost	13 %	17,6 %
Vstupní odpor	22,8 k $\Omega$	20 k $\Omega$
Výstupní odpor	0,0013 $\Omega$	0,003 $\Omega$
Rychlost přeběhu (SR) – náběžná; sestupná hrana	7,9 V/ $\mu$ s; 5,7 V/ $\mu$ s	6,3 V/ $\mu$ s; 5,3 V/ $\mu$ s
Šířka přenášeného pásma	170 kHz	180 kHz

## 10 FOTODOKUMENTACE



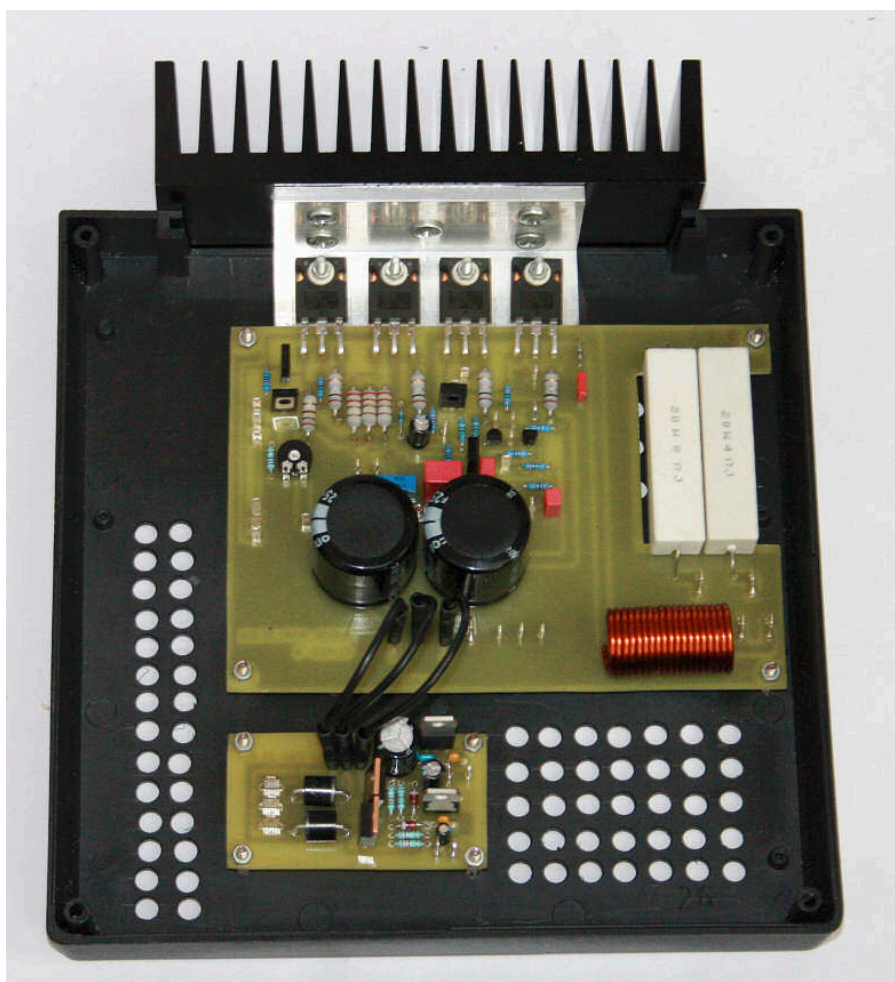
Obr. 10.1 Fotografie kompletního chladiče



Obr. 10.2 Fotografie osazené desky koncového zesilovače

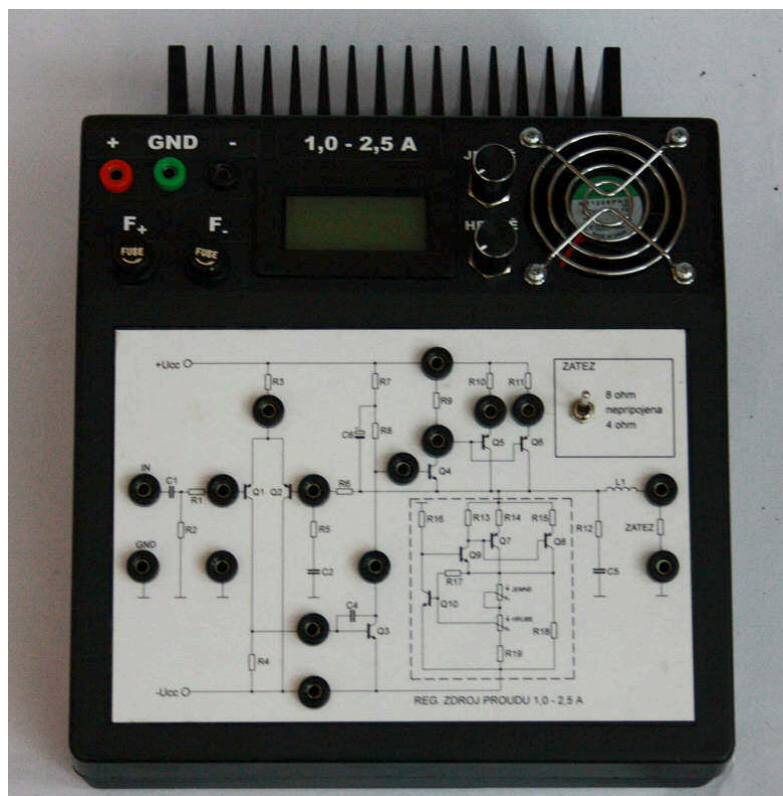


Obr. 10.3 Fotografie osazené desky ochranného napájecího obvodu

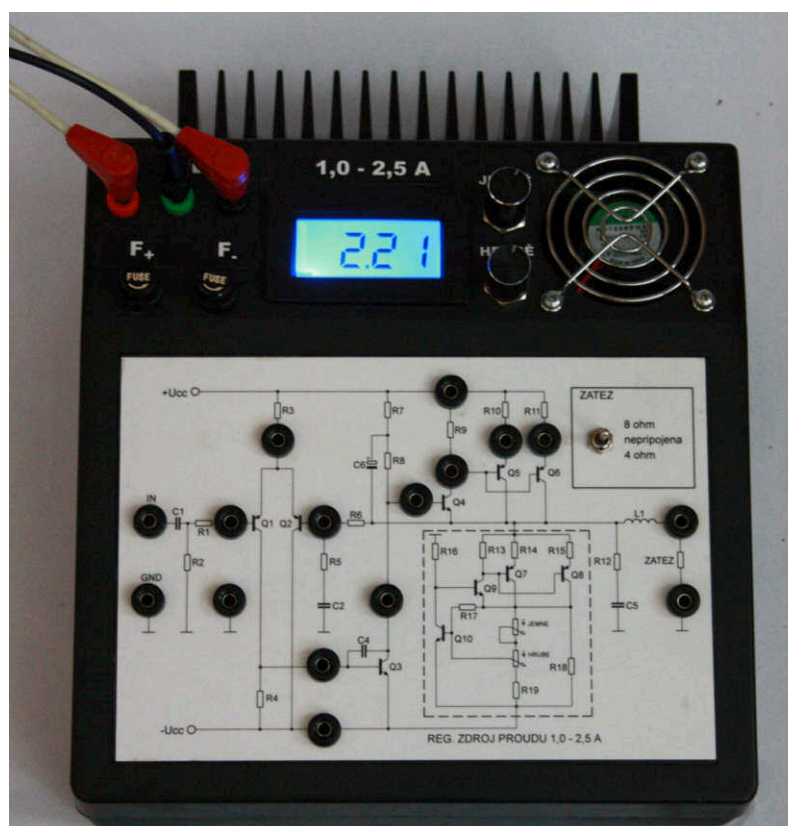


Obr. 10.4 Fotografie otevřeného laboratorního přípravku





Obr. 10.5 Fotografie laboratorního přípravku



Obr. 10.6 Fotografie laboratorního přípravku v provozu

# 11 ZÁVĚR

V této práci bylo popsáno a simulováno několik zapojení nf. koncových zesilovačů různých koncepcí a tříd. Provedené simulace potvrzují teoretické základy o jednotlivých třídách a parametrech zesilovačů.

Pro realizaci bylo vybráno zapojení zesilovače ve třídě A s bipolárními koncovými tranzistory. V práci byla dále popsána metoda výpočtu chladiče a byl navržen ochranný napájecí obvod zesilovače.

Zesilovač byl realizován formou laboratorního přípravku a detailně proměřen. Lze konstatovat že simulace realizovaného zapojení s dostatečnou přesností napodobily charakteristiky a parametry reálného zapojení na kterém bylo prováděno měření. Na realizovaném přípravku byla poměrně vysoká teplota chladiče. V budoucích návrzích je tedy vhodné chladič předimenzovat a vyhnout se tak vysokým teplotám.

Díky dostatečnému počtu měřících bodů, možnosti nastavení klidového pracovního bodu a připojení různých zátěží je laboratorní přípravek vhodný pro prohloubení a ověření teoretických znalostí zesilovače v praxi.

Při porovnání kvality zvuku konstruovaného zesilovače třídy A se zesilovačem, jehož základem byl integrovaný obvod TDA2030 se zkreslením 0,5 % lze konstatovat následující. Při porovnání kvality zvuku obou zesilovačů na kvalitních sloupových reproduktorech byl zřetelně poznat rozdíl na nízkých a vysokých kmitočtech. Hlubší tóny zesilovače ve třídě A byly „mohutné a silné“, kdežto u zesilovače s obvodem TDA2030 tyto tóny nebyly tak kvalitní. Při vysokých tónech byl pak zvuk zesilovače třídy A velmi „čistý a příjemný“. U zesilovače TDA2030 působily tyto vyšší frekvence „tlumeně“.

Při porovnávání zvuku na reproduktorech spotřební elektroniky byl tento rozdíl již malý a téměř nepozorovatelný.

Závěrem lze tedy říci, že zesilovače provozované ve třídě A zajišťují znatelně kvalitnější poslech, než zesilovače v „nižších“ třídách. Kvalitní poslech je však podmíněn použitím kvalitních značkových reproduktorů. Pro kvalitní poslech lze tedy zesilovače v této třídě bezesporu doporučit. Pro běžný poslech jsou však tyto zesilovače vzhledem k jejich nízké účinnosti nevhodné. Pro většinu aplikací lze vystačit se zesilovači s vyšší účinností dosažené na úkor vyššího zkreslení. Vhodnou volbou jsou tedy zesilovače ve třídě AB, či spínané třídě D.



# LITERATURA

- [1] LÁNÍČEK, R. *Elektronika, obvody-součástky-děje*. BEN - Technická literatura. Praha, 1998. ISBN 80-86056-25-2
- [2] WIRSUM, S. *Abeceda NF techniky*. BEN – Technická literatura. Praha, 1998. ISBN 80-86056-26-0
- [3] HW server s.r.o., Teorie a praxe, Dokumentace, *Měření a parametry zesilovačů – 1.část* – [cit.15.11.2009]. Dostupné na: <<http://hw.cz>>
- [4] Zesilovače, Seznam rubrik, *Zesilovače, Stabilita audio zesilovačů* – [cit.27.11.2009]. Dostupné na: <[www.zesilovace.cz](http://www.zesilovace.cz)>
- [5] Kalifornia institute of technology, Project in Music & Science, *A survey of musical-Instrument Spektra to 102.4 kHz* – [cit. 16.3.2010]. Dostupné na: <<http://www.cco.caltech.edu/~boyk>>
- [6] NOVOTNÝ, V. *Nízkofrekvenční elektronika*. Brno: FEKT VUT v Brně, 1988.
- [7] ŠTÁL, P. *Výkonové audio zesilovače pracující ve třídě D*. BEN – Technická literatura. Praha, 2008. ISBN 978-80-7300-230-5
- [8] Elektronika, *nízkofrekvenční zesilovače* – [cit. 22.11.2009]. Dostupné na: <<http://elnika.sweb.cz>>
- [9] Elliott sound products, Projects, *Power Amplifiers and Accessories* – [cit. 19.10.2009]. Dostupné na: <<http://sound.westhost.com>>
- [10] KOLKA, Z. *Počítačové řešení elektronických obvodů*. Elektronické skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2007
- [11] KOTISA, Z. *NF zesilovače – 3 díl tranzistorové výkonové zesilovače*. BEN – Technická literatura. Praha, 2003. ISBN 80-7300-065-2
- [12] Kingdom of secret, Audio, *Pass Aleph 3* – [cit. 2.10.2009]. Dostupné na: <<http://engel.ic.cz>>
- [13] Zesilovače, Seznam rubrik, *Zesilovače, Šumové vlastnosti zesilovačů* – [cit.4.3.2009]. Dostupné na: <<http://www.zesilovace.cz>>
- [14] WIMA, Products, *Capacitors in PCM 2.5 mm* – [cit. 4.3.2009]. Dostupné na: <<http://www.wima.com>>
- [15] Aldax, Články, *Napájecí zdroje zesilovačů, Filtrační kondenzátory* – [cit. 14.4.2010]. Dostupné na: <<http://www.aldax.cz>>
- [16] Elektrotechnický magazín Pandatron, Články, *Teorie a výpočty, výpočet cívky* – [cit. 1.2.2010]. Dostupné na: <<http://pandatron.cz>>
- [17] ŠEBESTA, J. *Napájení elektronických zařízení, Přednášková prezentace BNEZ č. 11*, Brno: FEKT VUT v Brně, 2009
- [18] Termo-Bit, *Ventilátory* – [cit. 9.4.2010]. Dostupné na: <<http://www.termobit.eu>>
- [19] Fukátko, J., T. *Teplo a chlazení v elektronice 2*. BEN - Technická literatura. Praha, 2006. ISBN 80-7300-199-3
- [20] GM Electronic, *elektronické součástky* – [cit. 22.3.2010]. Dostupné na: <<http://www.gme.cz>>

- [21] GM Electronic, Elektronické součástky, Konstrukční krabičky, Plastové krabičky, *U-KP15* – [cit. 9.3.2010]. Dostupné na: <<http://www.gme.cz>>
- [22] Ges Electronic, E-shop, Konstrukční prvky, Chladiče, Chladiče žebrové, *V6506E* – [cit. 26.3.2010]. Dostupné na: <<http://www.ges.cz>>
- [23] VRBA, K., HERMAN, I., KUBÁNEK, D. *Konstrukce elektronických zařízení*. Elektronické skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2007

## SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

$f$	frekvence signálu
$A_U$	zisk zesilovače
$R_Z$	impedance reproduktoru
$U_{IN}$	efektivní hodnota vstupního napětí zesilovače
$U_{OUT}$	efektivní hodnota výstupního napětí zesilovače
$\varphi$	fázový posun výstupního napětí zesilovače k vstupnímu napětí
$B$	šířka přenášeného pásma zesilovače
$f_{hm}$	horní mezní frekvence zesilovače
$f_{dm}$	dolní mezní frekvence zesilovače
$P_{OUT}$	výstupní výkon zesilovače
$THD$	činitel harmonického zkreslení
$SR$	rychlost přeběhu
$GND$	nulový potenciál
$IN$	vstupní svorka zesilovače
$OUT$	výstupní svorka zesilovače
$C$	kapacita
$L$	indukčnost
$X_L$	reaktance cívky
$\Delta U$	rozdílové napětí
$\Delta t$	časový interval
$t$	čas
$U_{BE}$	napětí mezi bází a emitorem tranzistoru
$U_{20}$	napětí na výstupu zesilovače bez připojené zátěže
$U_2$	napětí na výstupu zesilovače s připojenou zátěží
$R_i$	vnitřní odpor zesilovače
$I_K$	klidový proud zesilovače
$I_{OUT}$	výstupní proud
$R_{thj-amb}$	tepelný odpor přechodu čip – okolí
$R_{thj-case}$	tepelný odpor přechodu čip – pouzdro
$R_{case-hts}$	tepelný odpor přechodu pouzdro – chladič

$R_{hts-amb}$	tepelný odpor přechodu chladič – okolí
$R_{(th)C}$	tepelný odpor celkového hladiče
$R_{(th)CE}$	tepelný odpor celkového eloxovaného chladiče
$R_{(th)E}$	konstanta eloxovaného chladiče
$R_{(th)CH}$	tepelný odpor hlavního chladiče
$R_{(th)L}$	tepelný odpor L profilu
$R_{(th)Q}$	tepelný odpor chladiče pro jeden tranzistor
$R_{(th)56}$	tepelný odpor chladiče pro tranzistor Q5 a Q6
$R_{(th)78}$	tepelný odpor chladiče pro tranzistor Q7 a Q8
$T_{CHL}$	teplota chladiče
$p_{P1}$	natočení potenciometru P1
$p_{P2}$	natočení potenciometru P2
$p_{P3}$	natočení trimtu P3
$N$	počet závitů cívky
$d$	průměr cívky
$k$	tabulkový činitel cívky
$U_{ZD}$	Zenerovo napětí
$U_{vent}$	napájecí napětí ventilátoru
$I_{vent}$	proudový odběr ventilátoru
$U_{LCD}$	napájecí napětí LCD displeje
$I_{LCD}$	proudový odběr LCD displeje
$T_a$	teplota okolí
$T_j$	teplota čipu
$P_{max}$	maximální ztrátový výkon
$P_{Q56}$	ztrátový výkon tranzistoru Q5 a Q6
$P_{Q78}$	ztrátový výkon tranzistoru Q7 a Q8
$P_{7812}$	ztrátový výkon stabilizátoru 7812
$P_{7809}$	ztrátový výkon stabilizátoru 7809
$I_{T(RMS)}$	efektivní hodnota trvalého proudu procházejícího tyristorem
$I_{TSM}$	špičková hodnota proudu tyristorem působícího po dobu max. 10 ms
$I_{GT}$	max. proud do gate potřebný pro sepnutí tyristoru
$U_{GT}$	napětí mezi gate a katodou potřebné pro sepnutí tyristoru
$I_{GM}$	maximální proud do gate tyristoru
$DPS$	deska plošného spoje

# SEZNAM PŘÍLOH

<b>A</b>	<b>Kompletní seznam součástek</b>	<b>80</b>
A.1	Seznam součástek koncového zesilovače .....	80
A.2	Seznam součástek ochranného napájecího obvodu .....	81
A.3	Seznam součástek pro konstrukci .....	82

# A KOMPLETNÍ SEZNAM SOUČÁSTEK

## A.1 Seznam součástek koncového zesilovače

Označení	Hodnota	Poznámka
R1	910 $\Omega$	Metalizovaný rezistor 0,5 W
R2	22 k $\Omega$	Metalizovaný rezistor 0,5 W
R3	2,2 k $\Omega$	Metalizovaný rezistor 0,5 W
R4	6,8 k $\Omega$	Metalizovaný rezistor 0,5 W
R5	820 $\Omega$	Metalizovaný rezistor 0,5 W
R6	1 k $\Omega$	Metalizovaný rezistor 0,5 W
R7	13 k $\Omega$	Metalizovaný rezistor 0,5 W
R8	1,5 k $\Omega$	Metalizovaný rezistor 0,5 W
R9	1,5 k $\Omega$	Metalizovaný rezistor 0,5 W
R10	220 $\Omega$	Metalizovaný rezistor 0,5 W
R11	0,1 $\Omega$	Metalizovaný rezistor 2 W
R12	0,1 $\Omega$	Metalizovaný rezistor 2 W
R13	8,2 $\Omega$	Metalizovaný rezistor 0,5 W
R14	220 $\Omega$	Metalizovaný rezistor 0,5 W
R15	0,1 $\Omega$	Metalizovaný rezistor 2 W
R16	0,1 $\Omega$	Metalizovaný rezistor 2 W
R17	180 $\Omega$	Metalizovaný rezistor 2 W
R18	2,2 k $\Omega$	Metalizovaný rezistor 0,5 W
R19	560 $\Omega$	Metalizovaný rezistor 0,5 W
R20	2,2 $\Omega$	Metalizovaný rezistor 2 W
R21	2,2 $\Omega$	Metalizovaný rezistor 2 W
R22	2,2 $\Omega$	Metalizovaný rezistor 2 W
R23	9,1 k $\Omega$	Metalizovaný rezistor 0,5 W
R24	120 $\Omega$	Metalizovaný rezistor 0,5 W
R26	8 $\Omega$	Metal oxidový rezistor 20 W
R27	4 $\Omega$	Metal oxidový rezistor 20 W
P1	250 $\Omega$	Lin. potenciometr – PC16ML
P2	1 k $\Omega$	Lin. potenciometr – PC16ML
P3	250 $\Omega$	Trimr – ležatý – PT10V
P4	10 $\Omega$	Víceotáčkový trimr – ležatý – PM19
C1	1 $\mu$ F/50 V	FKP kondenzátor
C2	820 pF/63 V	FKP kondenzátor
C3	22 $\mu$ F/50 V	FKP kondenzátor
C4	100 pF/63 V	FKP kondenzátor

C5	100 $\mu$ F/25 V	Elektrolytický kondenzátor
C6	100 nF/63 V	FKP kondenzátor
C7	10 mF/25 V	Elektrolytický kondenzátor (SNAP-IN)
C8	10 mF/25 V	Elektrolytický kondenzátor (SNAP-IN)
L1	3 $\mu$ H	viz text
Q1	BC559B	
Q2	BC559B	
Q3	BD135-16	
Q4	BD135-16	
Q5	TIP2955	
Q6	TIP2955	
Q7	TIP2955	
Q8	BD135-16	
Q9	BD135-16	
Q10	BD135-16	

## A.2 Seznam součástek ochranného napájecího obvodu

Označení	Hodnota	Poznámka
R1	2,2 $\Omega$	Metalizovaný rezistor 0,5 W
R2	1,5 k $\Omega$	Metalizovaný rezistor 0,5 W
R3	2,2 $\Omega$	Metalizovaný rezistor 0,5 W
R4	1,5 k $\Omega$	Metalizovaný rezistor 0,5 W
D1	P600K	800 V/6 A
D2	22V	1,3 W
D3	22V	1,3 W
D4	P600K	800 V/6 A
T1	TYN610	
T2	TYN610	
C1	1000 $\mu$ F/25 V	Elektrolytický kondenzátor
C2	330 nF/63 V	Keramický kondenzátor
C3	100 nF/63 V	Keramický kondenzátor
C4	100 $\mu$ F/16 V	Elektrolytický kondenzátor
C5	330 nF/63 V	Keramický kondenzátor
C6	100 nF/63 V	Keramický kondenzátor
C7	10 $\mu$ F/16 V	Elektrolytický kondenzátor
IC1	7812	
IC2	7809	
F1	T3A	Tavná skleněná pojistka
F2	T3A	Tavná skleněná pojistka

### A.3 Seznam součástí pro konstrukci

Typ	Poč. ks.	Typ. označení	Poznámka
Přístrojová krabička	1	UKP - 15	
LCD displej	1	PM438BL	Modré podsvícení
Přístrojový knoflík	2	PS0016-B	
Zdířka do panelu – černá	17	SBZ-BLACK	
Zdířka do panelu – červená	1	SBZ-RED	
Zdířka do panelu – zelená	1	SBZ-GREEN	
Pojistkové pouzdro	2	K220	
Ventilátor	1	KD1206PHS2	12 V/1,1 W
Mřížka na ventilátor	1	50 mm	
Hlavní chladič	1	V6506E	1,2 °C/W, eloxovaný hliník
Chladič – L profil	1	L = 90 mm	4 °C/W, čistý hliník
Přepínač	1	P-KNX3	3 polohový přepínač
Slídová podložka	4	SIS-TO218	Pro pouzdro T0-218
Izolační průchodka	4	IB5	Pro šroub 3 mm
Konektor Faston – vidlice	27	LST1315	Vidlice 2,8 mm do DPS
Konektor Faston - vidlice	11	LS1560	Vidlice 4,8 mm do DPS
Konektor Faston – zásuvka	27	FH28X08M2	Zásuvka 2,8 mm na kabel
Konektor Faston – zásuvka	11	FH48X08M1	Zásuvka 4,8 mm na kabel