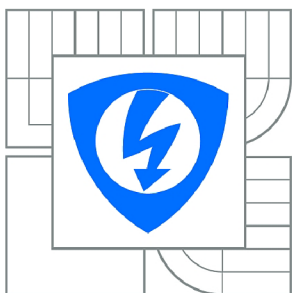




VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ**

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

NÁVRH A KONSTRUKCE AUDIO VÝKONOVÉHO ZESILOVAČE VE TŘÍDĚ H

CLASS H AUDIO POWER AMPLIFIER DESIGN

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

TOMÁŠ SPÁČIL

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. MARTIN DUŠEK

BRNO 2012



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Tomáš Spáčil

ID: 125639

Ročník: 3

Akademický rok: 2011/2012

NÁZEV TÉMATU:

Návrh a konstrukce audio výkonového zesilovače ve třídě H

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s problematikou návrhu nízkofrekvenčních výkonových zesilovačů ve třídě H. Navrhněte schéma diskrétního koncového stupně výkonového zesilovače ve třídě H, který je schopen dodat výstupní výkon minimálně 2 x 50 W do zátěže 4 ohm. Navrhněte vhodnou napájecí jednotku k navrženému koncovému zesilovači. Základní vlastnosti navrženého zapojení simulujte v programu PSpice.

Navrhněte desky plošných spojů koncových stupňů zesilovače a napájecího zdroje. Zařízení oživte a proměřte základní charakteristiky koncového stupně. Vytvořte prototyp konečné podoby zařízení a proměřte vlastnosti celého zařízení. Výsledky měření srovnajte s počítačovou simulací a očekávanými parametry.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] SLONE, G. High-power audio amplifier construction manual : 50 to 500 Watts for the audio perfectionist. New York : McGraw-Hill, 1988.

[2] SELF, D. Audio Power Amplifier Design Handbook. 3rd ed. Oxford : Newnes, 2002.

Termín zadání: 6.2.2012

Termín odevzdání: 25.5.2012

Vedoucí práce: Ing. Martin Dušek

Konzultanti bakalářské práce:

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.

ABSTRAKT

Tato bakalářská práce se zabývá návrhem nízkofrekvenčního koncového zesilovače třídy H z diskretních součástek. Obsahem práce je seznámení se základními pojmy a třídami koncových stupňů nízkofrekvenčních zesilovačů. Je zde podrobně popsán koncový stupeň ve třídě H včetně možných způsobů jeho řešení. Vlastní návrh zesilovače ve třídě H je doplněn simulacemi a plošnými spoji jednotlivých částí. Výstupem práce je prototyp konečné podoby zařízení se záznamem o měření jeho základních vlastností a jejich zhodnocení.

KLÍČOVÁ SLOVA

Nízkofrekvenční zesilovač, výkonový zesilovač, třída H, ztrátový výkon, spínaný zdroj, snižující měnič napětí, simulace, napájecí zdroj, účinnost, korekční předzesilovač, modul ochran

ABSTRACT

This bachelor's thesis is dealing with a plan of a low frequency ending amplifier of class H that is made of discreet parts. Content of this work is an explanation of basic terms and classes of ending levels low frequency amplifiers. The ending level in class H is written in detail including its possible kinds of solution. The own solution of amplifier in class H is completed by simulation and areal connectors to individual parts. The aim of this work is a prototype of a final look of a device with record about measurement of its basic qualities and their evaluation.

KEYWORDS

Low frequency amplifier, high power amplifier, class H, power dissipation, switching power supply, step down converter, simulation, power supply unit, efficiency, correction preamplifier, module protection

SPÁČIL, T. *Návrh a konstrukce audio výkonového zesilovače ve třídě H*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2011. 53 s., 17 s. příloh. Bakalářská práce. Vedoucí práce: Ing. Martin Dušek.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Návrh a konstrukce audio výkonového zesilovače ve třídě H 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/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

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

V Brně dne

.....

(podpis autora)

OBSAH

Seznam obrázků	8
Seznam grafů	9
Seznam tabulek	9
Úvod	10
1 Audio výkonové zesilovače	11
1.1 Základní pojmy	11
1.2 Nízkofrekvenční přenosový řetězec.....	11
1.2.1 Předzesilovač	11
1.2.2 Mezilehlý zesilovač	12
1.2.3 Koncový zesilovač.....	12
1.3 Třídy zesilovačů koncového stupně.....	13
1.3.1 Třída A	13
1.3.2 Třída B	14
1.3.3 Třída AB	14
1.3.4 Třída C	15
1.3.5 Třída D.....	15
1.3.6 Třída G	15
1.3.7 Třída S.....	16
1.3.8 Třída T	16
2 Zesilovač ve třídě H	17
2.1 Plynulé řízení napětí koncových tranzistorů.....	17
2.1.1 Spínaný zdroj	17
2.1.2 Snižující měnič napětí (step-down converter)	18
2.1.3 Koncový stupeň ve třídě H se snižujícím měničem napětí	19
2.2 Skoková změna řídicího napětí koncových tranzistorů	20
3 Vlastní návrh zesilovače	23
3.1 Blokové schéma zesilovače ve třídě H	23
3.2 Korekční předzesilovač.....	24
3.2.1 Popis zapojení korekčního předzesilovače	24

3.2.2	Výsledky simulací korekčního předzesilovače.....	25
3.3	Návrh výkonového zesilovače ve třídě AB	26
3.3.1	Popis zapojení zesilovače ve třídě AB.....	26
3.3.2	Výpočty parametrů zesilovače ve třídě AB	28
3.3.3	Výsledky simulací zesilovače ve třídě AB	29
3.3.4	Popis zapojení modulu ochrany zesilovače ve třídě AB.....	31
3.4	Vlastní řešení koncového stupně ve třídě H	32
3.4.1	Výpočty hodnot součástek snižujícího měniče napětí	32
3.4.2	Popis zapojení měničů napětí	33
3.4.3	Výsledky simulací měničů v LTspice.....	35
3.5	Návrh napájecí jednotky	37
3.5.1	Jednotlivé části napájecího zdroje zesilovače.....	37
3.5.2	Výpočty napájecího zdroje	38
3.5.3	Popis celkového zapojení napájecího zdroje	39
3.6	Návrh a výpočet chladiče.....	40
3.7	Mechanická a konstrukční řešení.....	41
3.7.1	Přístrojová skříň a její úpravy	41
3.7.2	Uspořádání jednotlivých komponentů v přístrojové skříni.....	41
4	zpracování výsledků měření	43
4.1	Měření korekčního předzesilovače	43
4.1.1	Měření přenosových charakteristik.....	43
4.1.2	Měření harmonického zkreslení a přeslechů mezi kanály	44
4.2	Měření koncových stupňů.....	44
4.2.1	Měření přenosových charakteristik.....	44
4.2.2	Měření maximálního výkonu.....	45
4.2.3	Měření harmonického zkreslení a rychlosti přeběhu	45
4.3	Měření řízeného napájení koncových tranzistorů.....	46
4.3.1	Samostatné oživení	46
4.3.2	Měření po připojení ke koncovému stupni	47
5	Závěr	49
	Literatura	50
	Seznam symbolů, veličin a zkratk	51

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1.1: Nízkofrekvenční přenosový řetězec	11
Obr. 1.2: Architektura koncového zesilovače.....	12
Obr. 1.3: Průběhy a umístění pracovního bodu základních tříd (převzato z [3]).	14
Obr. 1.4: Časový průběh na kolektoru a zapojení koncového stupně třídy G (převzato z [2]).....	16
Obr. 2.1: Blokované schéma spínaného zdroje (převzato z [16]).	18
Obr. 2.2: Snižující měnič: a) tranzistor Q1 sepnut, b) tranzistor Q1 rozepnut	19
Obr. 2.3: Plynulé řízení napájecího napětí koncových tranzistorů ve třídě H.....	20
Obr. 2.4: Princip sledování napěťových špiček ve třídě H (převzato z [7]).....	20
Obr. 2.5: Vnitřní struktura integrovaného obvodu TDA1562Q (převzato z [4]).	21
Obr. 2.6: Průběh řízeného napětí obvodu TDA1562Q v závislosti na výkonu (převzato z [4]).....	21
Obr. 2.7: Skokové řízení napájecího napětí koncových tranzistorů ve třídě H	22
Obr. 3.1: Blokované schéma zesilovače ve třídě H.....	23
Obr. 3.2: Schéma zapojení korekčního předzesilovače při simulaci v PSpice.....	24
Obr. 3.3: Přenosová charakteristika průběhu korekcí předzesilovače	25
Obr. 3.4: Přenosová charakteristika předzesilovače pro zdůraznění středních kmitočtů	25
Obr. 3.5: Blokované schéma koncového zesilovače ve třídě AB.....	26
Obr. 3.6: Zapojení výkonového zesilovače ve třídě AB při simulaci v PSpice.....	27
Obr. 3.7: Fázová a přenosová charakteristika zesilovače ve třídě AB	29
Obr. 3.8: Ztrátový výkon koncových tranzistorů a průběhy při maximálním výkonu ...	29
Obr. 3.9: Průběhy výstupního napětí při buzení harm. signálem o kmitočtu 1 kHz.....	30
Obr. 3.10: Průběhy výstupního napětí při buzení harm. signálem o kmitočtu 20 kHz...	30
Obr. 3.11: Schéma zapojení modulu ochran.....	31
Obr. 3.12: Zapojení snižujícího měniče napětí kladné větve při simulaci v LTspice.....	34
Obr. 3.13: Zapojení snižujícího měniče napětí záporné větve při simulaci v LTspice...	35
Obr. 3.14: Simulace snižujícího měniče pro kladnou větev na kmitočtu 1 kHz.....	35
Obr. 3.15: Simulace snižujícího měniče pro zápornou větev na kmitočtu 1 kHz.....	36
Obr. 3.16: Simulace snižujícího měniče pro kladnou větev na kmitočtu 20 kHz.....	36
Obr. 3.17: Simulace snižujícího měniče pro zápornou větev na kmitočtu 20 kHz.....	37
Obr. 3.18: Navržené schéma zapojení napájecího zdroje	39

Obr. 3.19: Vnitřní uspořádání v přístrojové skříni.....	42
Obr. 4.1: Průběhy výstupních napětí měničů po jeho oživení	46
Obr. 4.2: Průběhy výstupního napětí měničů po připojení ke koncovému stupni	47
Obr. 4.3: Chování měničů napětí v limitaci.....	48
Obr. 4.4: Průběh změny střídý spínání tranzistorů MOS-FET měničů napětí.....	48

SEZNAM GRAFŮ

Graf 4.1: Závislost modulu přenosu na kmitočtu předzesilovače.....	43
Graf 4.2: Závislost modulu přenosu na kmitočtu předzesilovače s omezením korekcí .	43
Graf 4.3: Závislost modulu přenosu na kmitočtu koncových stupňů	44
Graf 4.4: Závislost harmonického zkreslení na výstupním výkonu	45

SEZNAM TABULEK

Tab. 3.1: Vybraný toroidní transformátor pro zesilovač	39
Tab. 3.2: Rozměry vybrané přístrojové skříně	41
Tab. 4.1: Měření harmonického zkreslení korekčního předzesilovače	44
Tab. 4.2: Měření přeslechů korekčního předzesilovače	44
Tab. 4.3: Měření maximálního výkonu koncových stupňů	45
Tab. 4.4: Měření harmonického zkreslení koncových stupňů	45
Tab. 4.5: Měření rychlosti přeběhu koncových stupňů	46

ÚVOD

Tato práce se zabývá kompletním návrhem nízkofrekvenčního zesilovače s koncovým stupněm ve třídě AB a jeho úpravou na třídu H zavedením vhodného způsobu napájení koncových tranzistorů. Tímto řízeným napájením dosáhneme snížení ztrátového výkonu eliminací napěťových úbytků na koncových tranzistorech při zachování parametrů typickým pro třídu AB.

Plánováno bylo vytvořit audio výkonový zesilovač pro domácí poslech. Výkonové zesilovače zpravidla bývají převážně větších rozměrů, a to jednak z důvodu vyšších výstupních výkonů, tak hlavně nároků na jejich chlazení, které s nimi rostou. Pro účel kdy chceme dosáhnout snížení ztrátového výkonu a současně zachovat dostatečný výstupní výkon se jeví třída H jako velice vhodným řešením. Výsledný zesilovač tak může být menší a lehčí, také nezabere příliš místa a přitom dosáhne slušných parametrů.

Celá práce je rozdělena do čtyř částí. První kapitola představuje seznámení se základními pojmy výkonových zesilovačů, popis a umístění jednotlivých částí z hlediska přenosového řetězce. Dále jsou zde uvedeny veškeré známé třídy zesilovačů, jejich výhody a nevýhody. V samostatné kapitole je pak podrobně popsána třída H a způsoby řešení jejího koncového stupně. Hlavní kapitola obsahuje návrh blokové struktury, základní výpočty a celková schémata zapojení s jejich podrobným popisem. K návrhům jsou doloženy simulace jednotlivých obvodů v simulačních programech PSpice a LTspice. Na základě navržených a simulovaných schémat zapojení jsou poté vytvořeny desky plošných spojů. Nechybí zde ani návrh a výpočet chladiče pro koncové tranzistory a celkového napájecího zdroje včetně výběru vhodného transformátoru. Z hlediska mechanické konstrukce je zde uvedena vybraná přístrojová skříň s provedenými úpravami a návrhem uspořádání jednotlivých částí do výsledného vzhledu celkového zařízení. Poslední kapitola představuje záznam o měření základních vlastností navrženého zesilovače.

1 AUDIO VÝKONOVÉ ZESILOVAČE

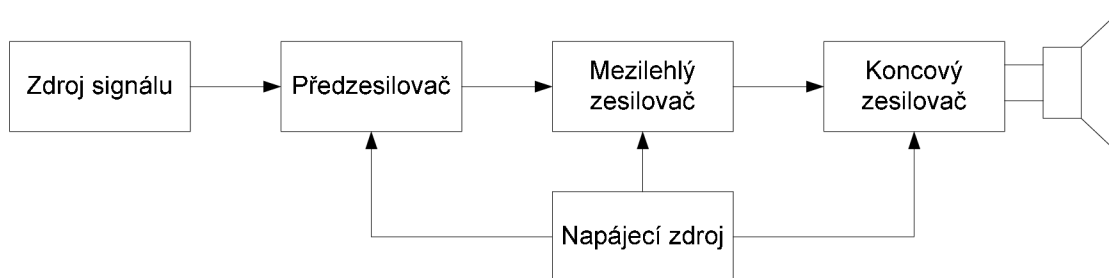
1.1 Základní pojmy

Zesilovač je obecně zařízení, které slouží pro zesílení výkonu signálu na požadovanou úroveň vhodnou pro reprodukci. K zesílení výstupního výkonu dojde za pomoci dodané energie z vnějšího stejnosměrného zdroje. Přeměna energie však není ideální a podle velikosti účinnosti zesilovače, se část energie ztratí ve formě tepla.

Pojmem audio se myslí pracovní oblast, ve které zesilovač pracuje. Ta souvisí s vnímáním jednotlivých kmitočtů lidského ucha. Nejcitlivější je právě v pásmu od 20 Hz do 20 kHz. Zesilovače označené tedy jako audio, mají kladeny největší požadavky na kvalitu reprodukce právě v tomto pásmu, nazývaném také jako audio frekvenční. Vysoká kvalita reprodukce působící na posluchače příjemným dojmem je označována výrobcí jako Hi-Fi. Ta je dále specifikována příslušnou normou DIN 45 500.

1.2 Nízkofrekvenční přenosový řetězec

Nízkofrekvenční zesilovač se skládá z několika funkčních bloků, které tvoří tzv. nízkofrekvenční přenosový řetězec. Jak je zobrazeno na obr. 1.1, tvoří tento řetězec zdroj signálu (mikrofon, přehrávač), předzesilovač, mezilehlý zesilovač (korekční zesilovač, ekvalizér), koncový zesilovač (výkonový zesilovač), zátěž (reproduktor) a zdroj (napájení komponentů).



Obr. 1.1: Nízkofrekvenční přenosový řetězec

1.2.1 Předzesilovač

Tvoří druhý blok nízkofrekvenčního přenosového řetězce a je prvním článkem audio zesilovače. Jeho hlavním úkolem je úrovně přizpůsobit vstupní signál na požadovanou úroveň vhodnou pro dalšího blok z přenosového řetězce (mezilehlý zesilovač, nebo přímo koncový stupeň). Úroveň vstupního signálu pro předzesilovač je většinou normovaná. Zpravidla se jedná o linkovou úroveň, jehož hraniční hodnota je 0,775 V. Tato hodnota odpovídá maximální přípustné vstupní úrovni při, které ještě nedochází k limitaci.

Dále je důležité, aby zesilovač příliš nezatěžoval zdroj signálu a neovlivňoval tak jeho správnou činnost. Proto dalším úkolem předzesilovače je i impedanční přizpůsobení a to jak pro zdroj, tak i pro následující stupeň (velká vstupní impedance a malá výstupní).

Důležitými požadavky pro předzesilovač je velké zesílení, odolnost proti přebuzení, a protože zesiluje malá napětí, musí být odolný vůči šumu a cizím napětím. Jeho vlastní úroveň šumu by měla být co nejmenší, obvykle se pohybuje okolo 90 dB až 100 dB pod jmenovitou úrovní. Z hlediska rušení cizím napětím bývá vstup řešen jako diferenční. Například pomocí operačního zesilovače, kdy je užitečný signál přiváděn na jeho vstupy a je tak zesilován pouze jejich rozdíl. Naopak souhlasný signál představující právě nežádoucí napětí se odečte.

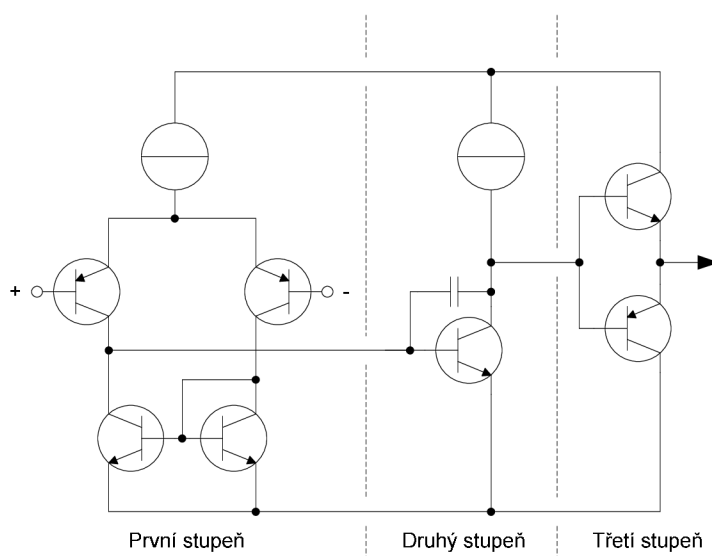
1.2.2 Mezilehlý zesilovač

Tento blok slouží pro úpravu spektra přenášeného signálu. Jedná se tedy z pravidla o korekční zesilovač nebo ekvalizér. Ty umožňují upravovat tvar frekvenční přenosové charakteristiky a to zdůrazněním nebo potlačením určitých frekvenčních pásem. Dále umožňují nastavení hlasitosti a vyvážení kanálů (balance) pro stereo.

Důvod úpravy frekvenčních pásem vychází z principu Fletcher-Munsonových křivek. Lidské ucho vyžaduje různou hladinu akustického tlaku na určitých kmitočtech, tak aby tyto kmitočty byly vnímány stejně hlasitě. Je tedy žádoucí upravit spektrum přenášeného signálu (fyziologická regulace hlasitosti).

1.2.3 Koncový zesilovač

Je posledním článkem přenosového řetězce. Zesiluje vstupní signál na požadovaný výkon do zátěže za přijatelně nízkého zkreslení. Má tedy za úkol zesílit signál jak napěťově tak i proudově. Architektura koncového zesilovače je nejčastěji založena na třech základních stupních jak popisuje obr. 1.2.



Obr. 1.2: Architektura koncového zesilovače

První stupeň tvoří zdroj proudu řízený napětím (transkonduktance). Skládá se z diferenciálního zesilovače, konstantního zdroje proudu a obvykle i proudového zrcadla. Diferenciální zesilovač je tvořen dvěma totožnými tranzistory. Proudů těmito tranzistory jsou řízeny z konstantního zdroje proudu, který bývá nejčastěji realizován tranzistorem nebo rezistorem s velkým odporem v jednodušších aplikacích [2].

Druhý stupeň je napěťový zesilovač a tvoří naopak zdroj napětí řízený proudem (transimpedance). Převádí proud z prvního stupně na vysokou napěťovou úroveň signálu. Kondenzátor zde slouží pro potlačení případného vzniku kladné zpětné vazby, která může ve svém důsledku způsobit rozkmitání zesilovače. Kladná zpětná vazba vzniká díky velkému fázovému posuvu mezi vstupem a výstupem [2].

Třetí stupeň slouží jako proudový zesilovač, který dodává již požadované výkonové zesílení na výstup do zátěže. Tento stupeň obsahuje také obvod pro nastavení klidového proudu a dále může obsahovat i limitaci proudu jako ochranu při zkratu na zátěži [2].

Obvodové řešení koncového zesilovače se završuje zavedením silné záporné zpětné vazby z výstupu na vstup pomocí odporového děliče. Ta sice zmenšuje napěťové zesílení zesilovače, ale působí pozitivně na jeho parametry. Především zvětšuje šířku přenášeného pásma a zmenšuje celkové zkreslení zesilovače.

1.3 Třídy zesilovačů koncového stupně

Existuje několik tříd zesilovačů, přičemž základní čtyři třídy vycházejí z nastavení pracovního bodu aktivního prvku. Zbylé třídy představují buď určité modifikace ve snaze vylepšit parametry zesilovače (ztrátový výkon, účinnost), nebo jsou zaleženy na modernějších principech (třída D, třída T, třída S atp.).

1.3.1 Třída A

Pracovní bod je umístěn asi uprostřed lineární části dynamické převodní charakteristiky, takže tranzistorem teče velký klidový proud a tranzistor je tak aktivní po celou dobu periody vstupního střídavého signálu (zpracovává obě půlperiody), a proto se používá obvykle v jednočinném zapojení. Průběhy signálu v koncovém stupni třídy A popisuje obr. 1.3a [3].

Výhodou velkého klidového proudu je nejnižší zkreslení, kterým tato třída disponuje. Cenou je zde však malá účinnost, protože s rostoucím proudem roste i příkon zesilovače a ten se ve větší části změní v teplo [3].

Zesilovač vyžaduje velice robustní konstrukci s dobrým odvodem tepla z výkonových součástek a jsou v něm kladeny značné nároky jak na výkonové součástky zesilovače, tak i na napájecí zdroj. Vše si žádá poměrně vysoké finanční náklady na výrobu. To je hlavní důvod proč se tato třída moc nepoužívá (na Hi-End trhu činí jejich podíl asi 10 %) [3].

1.3.2 Třída B

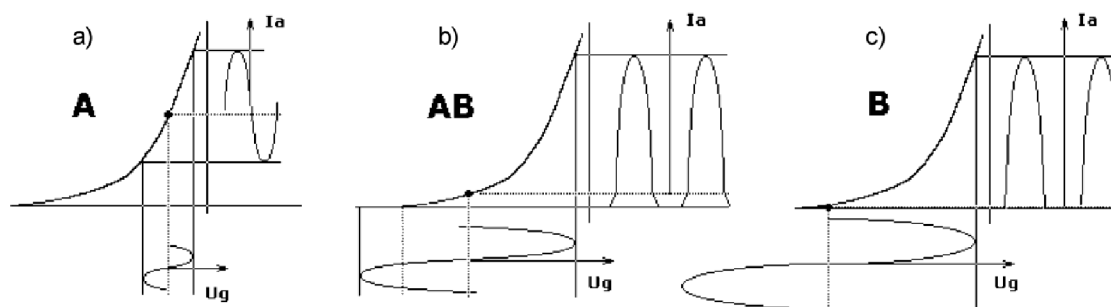
Umístění pracovního bodu je v oblasti zániku kolektorového proudu. Tranzistorem tedy v klidovém stavu neteče téměř žádný proud, ale jen zanedbatelný, který je daný napětím tranzistoru U_{CE} . V tomto důsledku dokáže tranzistor pracovat pouze s jednou půlvlnou vstupního signálu a tak se používá ve dvojčinném zapojení (push-pull). V jedné polovině koncového stupně jsou součástky aktivní pouze při kladné půlvlně zpracovávaného signálu a naopak v druhé polovině při záporné půlvlně (doplňují se v činnosti). Průběhy signálu v koncovém stupni třídy B popisuje obr. 1.3c [3].

Střídání výkonových tranzistorů má však svůj negativní dopad na zkreslení, kdy během průchodu nulou (stav kdy jsou oba tranzistory téměř nevodivé) vzniká tzv. přechodové zkreslení. Toto zkreslení je slyšitelné a uplatňuje se nejvíce u signálů s malou amplitudou. Z těchto důvodů se tato třída v nf technice příliš neuplatňuje. Výhodou je naopak poměrně velká účinnost pohybující se okolo 78 % díky malému odběru proudu a tak se používá spíše ve vf technice [3].

1.3.3 Třída AB

Kompromisem mezi třídami A a B je třída AB. Pracovní bod je umístěn tak, že tranzistorem prochází malý klidový proud, zavedením předpětí. Přesněji se tedy jedná o třídu B se zavedeným malým klidovým proudem (cca 20 mA). Vyšší klidový proud sice zvětšuje spotřebu a zmenšuje účinnost, ale ne zdaleka tak jak ve třídě A. Výhodou je pak podstatné zmenšení přechodového zkreslení typického pro třídu B [3].

Můžeme tak říci, že zesilovač ve třídě AB pracuje při malých vstupních signálech jako zesilovač ve třídě A a při větších signálech jako zesilovač ve třídě B. Tato třída nachází největší uplatnění právě v nf technice. Průběhy signálu koncového stupně třídy AB popisuje obr. 1.3b [3].



Obr. 1.3: Průběhy a umístění pracovního bodu základních tříd (převzato z [3]).

1.3.4 Třída C

Výkonové součástky mají nulový klidový proud a navíc zavedeno předpětí, které je dále zavírá. Přecházejí z nevodivého do aktivního stavu až ve špičkách vstupního signálu, jejichž velikost dosahuje řádu desítek procent napájecího napětí. Zkreslení výstupního signálu je mnohem výraznější než ve třídě B. V nf technice tedy nepoužitelné, ve vf technice v jednočinném nebo dvojitěnném zapojení ve vysílačích [3].

1.3.5 Třída D

Nepatří do kategorie lineárních zesilovačů, protože pro zpracování signálu používají techniku pulzní šířkové modulace PWM a označují se jako digitální zesilovače. Největší předností je vysoká účinnost (80 % a více), způsobená použitím spínacího režimu tranzistorů. Vyžadují na výstupu LC filtry pro odstranění vf spínání, které působí na okolí rušivě a při špatném návrhu filtru se může zesilovač chovat jako vysílač. Nevýhodou je dále větší zkreslení ve srovnání se třídou A, AB [3].

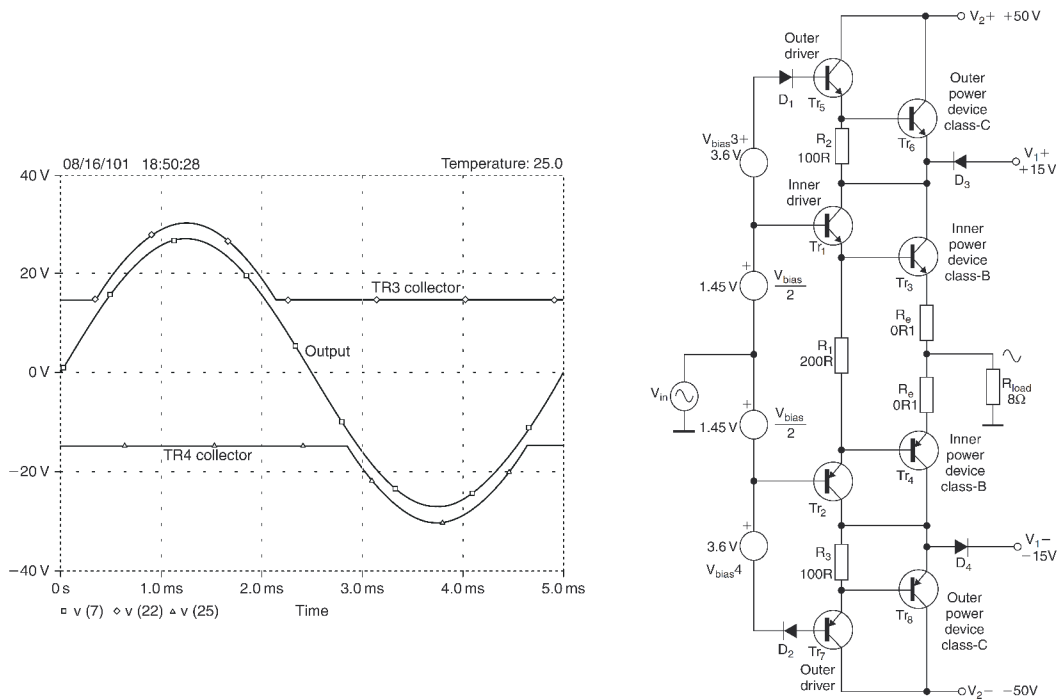
1.3.6 Třída G

Zpravidla používají koncový stupeň ve třídě AB, liší se však ve způsobu napájení koncových tranzistorů, které je dvou nebo i víceúrovňové. Zjednodušeně to znamená, že se velikost napájecího napětí přizpůsobuje velikosti požadovaného výstupního výkonu. Při menším výkonu pracuje zesilovač s menším napájecím napětím, a když výstupní výkon přesáhne určitou nastavenou velikost, připojí se vyšší napájecí napětí. Výhodou je zvětšená účinnost oproti pracovní třídě AB, menší konstrukční rozměry zesilovače, nevýhodou složitější návrh zapojení [3].

Tímto způsobem je třída G nejčastěji popisována ve většině technických literatur. Samotný název, třída G, však přesněji představuje typ zapojení koncového stupně, který byl v roce 1976 navrhnout a představen firmou Hitachi. Jedná se o určité zdvojení tranzistorů klasického koncového stupně (AB nebo B) a to ve dvou variantách (sériově nebo paralelně). Sériový způsob zapojení je uveden na obr. 1.4 a oproti paralelnímu zapojení je běžnější, protože nevyžaduje dimenzování vnějších tranzistorů na plné napájecí napětí, ale pouze na rozdíl použitých úrovní [2].

První stupeň tranzistorů (vnitřní) je napájen nižším napětím a tvoří část koncového stupně, který pracuje ve třídě AB nebo B do zpracovávaného signálu menšího, než je toto napětí. Druhý stupeň (vnější) je napájen vyšším napětím a je v činnosti pouze během napěťové špičky a tranzistory tak pracují ve třídě C. Nejedná se tedy o přepínání napájecích úrovní se skokovou změnou jak je tato třída popisována. Důkazem je i průběh napětí na kolektoru tranzistoru vnitřního koncového stupně vystižený na obr. 1.4. Můžeme tak říci, že z principu je toto zapojení bližší spíše třídě H [2].

Nevýhodou těchto koncových stupňů je nutnost použití většího počtu napájecích zdrojů nebo vinutí odpovídajících počtu napájecích úrovní. Jelikož napájecí zdroj je často nejdrazším komponentem, je vhodné při návrhu zvážit, do jaké míry je výhodné investovat do dalšího napájecího zdroje, nežli do většího chladiče při klasické koncepci AB. Proto se toto zapojení uplatňuje spíše u zesilovačů velkých výkonů.



Obr. 1.4: Časový průběh na kolektoru a zapojení koncového stupně třídy G (převzato z [2]).

1.3.7 Třída S

Výkonové součástky jsou spínané (digitální), od třídy D se liší tím, že díky implementaci nových digitálních metod zpracování již nepotřebují na výstupu LC filtr ve funkci dolní propusti k potlačení spínacího kmitočtu a dalších produktů spínání. Nazývají se také jako spínané zesilovače „Filterless“ [3].

1.3.8 Třída T

Výkonové zesilovače pracují na podobném principu jako ve třídě D, ale s použitím vylepšeného a dobře propracovaného algoritmu řízení. Označení bylo zavedeno firmou Tripath. Výsledkem je účinnost kolem 90 % a vynikající zvukové parametry, zkreslení pod 0,1 %, malé nároky na chlazení [3].

2 ZESILOVAČ VE TŘÍDĚ H

Stejně jako zesilovač ve třídě G se opírá o tutéž myšlenku. Vycházejí z principu, že signálové špičky napětí v audio signálu trvají jen určitou dobu. Během reprodukce dosahuje asi 80 % přirozeného hudebního signálu mnohem menší výstupní úrovně, než představují tyto dynamické špičky. Z tohoto důvodu není nutné napájet koncové tranzistory na plné napájecí napětí během celého provozu. Zavedením určitého způsobu řízení koncových tranzistorů dosáhneme tedy snížení ztrátového výkonu těchto součástek a tedy i zvýšení účinnosti celého zesilovače, který je jinak řešen ve třídě B nebo AB [8].

Podobnost třídy H s třídou G je tak úzce spjatá, že její přesná definice není jednoznačně sjednocená ve většině technických literatur. Tento fakt je pravděpodobně způsoben tím, že různé návrhy koncových stupňů představují různé modifikace ve způsobu napájení koncových tranzistorů s kompromisem složitosti návrhu a samotného účelu použití. Proto se např. třída H může v některých případech jevit jako třída G a naopak.

V technických literaturách je třída H nejčastěji odlišována od třídy G tím, že napětí koncových tranzistorů v této třídě se nemění skokem, ale přesně sleduje velikost vstupního signálu. Napájecí napětí koncových tranzistorů je tedy vždycky takové, aby tyto tranzistory pracovali v optimálním režimu s konstantním úbytkem napětí bez závislosti na velikosti zpracovaného signálu. Tedy nejlépe v lineárním režimu [3].

Pokud se však např. zaměříme na samotný princip integrovaného koncového stupně třídy H, přesněji TDA1562Q (podrobněji dále), zjistíme, že není založen na plynulé změně napájecího napětí, nýbrž skokové. Zde se tedy dostáváme do rozporu z definicí. Těchto případů je více, a proto si dovolíme rozdělit třídu H do skupiny se skokovou a plynulou změnou napájecího napětí koncových tranzistorů.

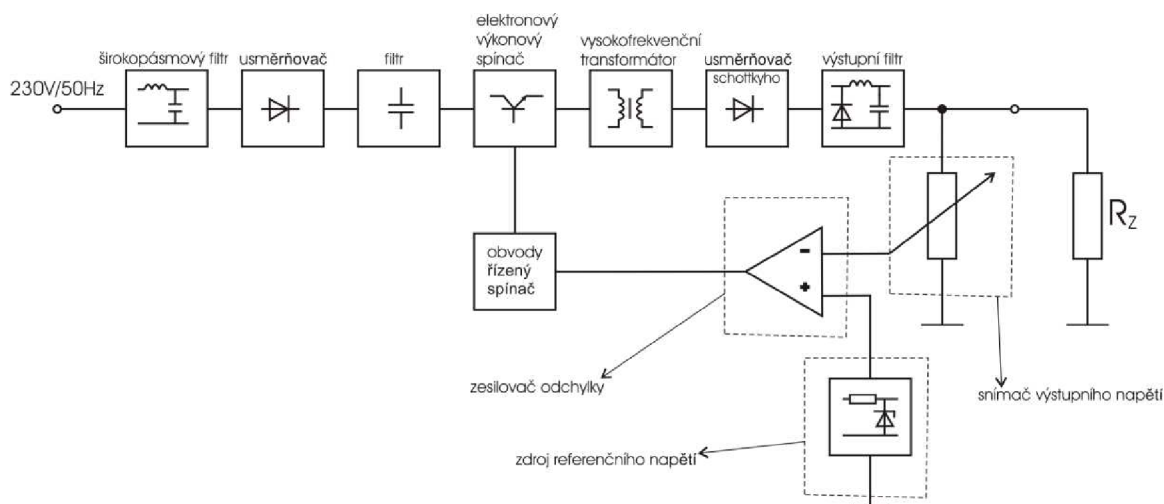
2.1 Plynulé řízení napětí koncových tranzistorů

V tomto případě mluvíme o napájecím napětí, které je dynamicky proměnné. Toho dosáhneme jen tehdy, bude-li řízené napětí realizované jako regulovaný zdroj. Velikost jeho napětí se bude měnit v závislosti na velikosti zpracovávaného signálu. Odezva však musí být dostatečně rychlá, aby regulovaný zdroj stihl zareagovat ještě před příchodem napěťové špičky, jinak by došlo k limitaci. V tomto případě mluvíme o regulovaném zdroji spínaném.

2.1.1 Spínaný zdroj

Účinnost klasických lineárních zdrojů není příliš velká a zpravidla se jedná o zařízení velkých rozměrů, čemuž odpovídá i cena. Proto se začínaly nahrazovat spínanými zdroji a měniči napětí, které jsou mnohem menší a dosahují větších účinností.

Princip spínaného zdroje popisuje jeho blokové schéma na obr. 2.1.



Obr. 2.1: Blokové schéma spínaného zdroje (převzato z [16]).

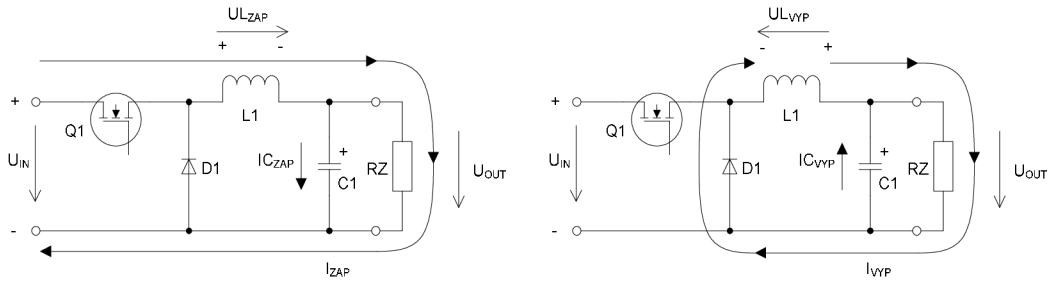
Napětí ze sítě je pomocí usměrňovače usměrněno a pomocí kondenzátoru vyhlazeno. Širokopásmový filtr na vstupu zde slouží k zabránění pronikání rušivých signálů ze sítě. Pomocí výkonového spínače je napětí převedené na sled pulzů, jejichž frekvence je dána rychlostí spínání v řádu desítek kHz. Toto napětí je pomocí vysokofrekvenčního transformátoru převedeno na požadovanou velikost. Transformované napětí se usměrňuje rychlými Schottkyho diodami. Ze sledu obdélkových pulzů se získá vyfiltrováním pomocí výstupního filtru střední hodnota napětí. Její velikost je dána střídou spínání výkonového spínače.

O stabilitu výstupního napětí se stará zpětná vazba, která je zavedena z výstupu na obvod, který řídí spínání. Tento obvod pro řízení spínače pracuje na principu PWM modulace. Tedy obsahuje komparátor a oscilátor generující vysokofrekvenční nosný signál pilového průběhu, který je v komparátoru porovnáván s výstupním napětím zesilovače odchylky. Řídící obvod tedy generuje vždy odpovídající střídu pulzů pro spínání výkonového spínače.

Pokud však nebudeme spínat přímo napětí ze sítě, ale již určitou velikost stejnosměrného napětí, mluvíme pak o regulátorech napětí, které se v principu neliší. Nevyžadují již však na vstupu usměrňovač a filtr.

2.1.2 Snižující měnič napětí (step-down converter)

Jedná se o neizolovaný měnič (konvertor) dolů. Na vstupu máme tedy pevné stejnosměrné napětí a výstupem je vyfiltrovaná vždy menší (podle účinnosti) stejnosměrná složka závislá na střídě spínání Jeho schéma zapojení je uvedeno na obr. 2.2 a to ve dvou fázích.



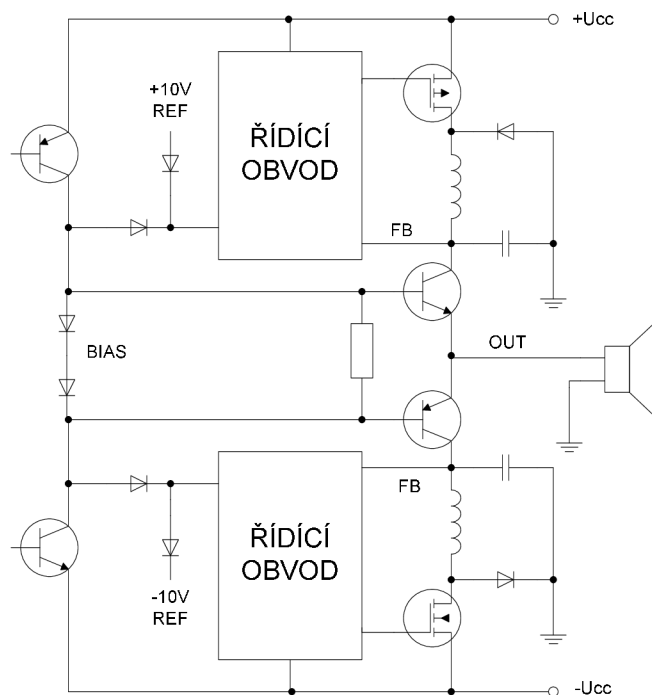
Obr. 2.2: Snižující měnič: a) tranzistor Q1 sepnut, b) tranzistor Q1 rozepnut

Proud do zátěže je během sepnutí tranzistoru Q_1 veden přímo z napájecího zdroje přes cívku L_1 do zátěže, během rozeznutí tranzistoru Q_1 se stává zdrojem napětí cívka L_1 a proud se z ní uzavírá do zátěže přes diodu D_1 . Cívka L_1 se tedy v případě sepnutého tranzistoru Q_1 chová jako spotřebič a napětí U_{LZAP} je na ní ve stejném smyslu s protékajícím proudem I_{ZAP} . Jakmile tranzistor Q_1 rozezne, přechází cívka L_1 do režimu zdroje, proud I_{VYP} zachovává směr, ale napětí U_{LVYP} obrací polaritu. Limitou (maximem) výstupního napětí U_{OUT} je hodnota vstupního napětí U_{IN} . Protože v první fázi (tranzistor Q_1 je sepnut) výstupní napětí U_{OUT} roste, roste i napětí na kondenzátoru C_1 a ten se nabíjí proudem I_{CZAP} . V druhé fázi (tranzistor Q_1 rozepnut) se mění polarita proudu kondenzátorem, kondenzátor se vybíjí do zátěže R_Z proudem I_{CVYP} a podporuje tak proud tekoucí do zátěže z cívky. Z toho je patrné, že růst kapacity kondenzátoru C_1 má za následek zmenšování výstupního zvlnění [5].

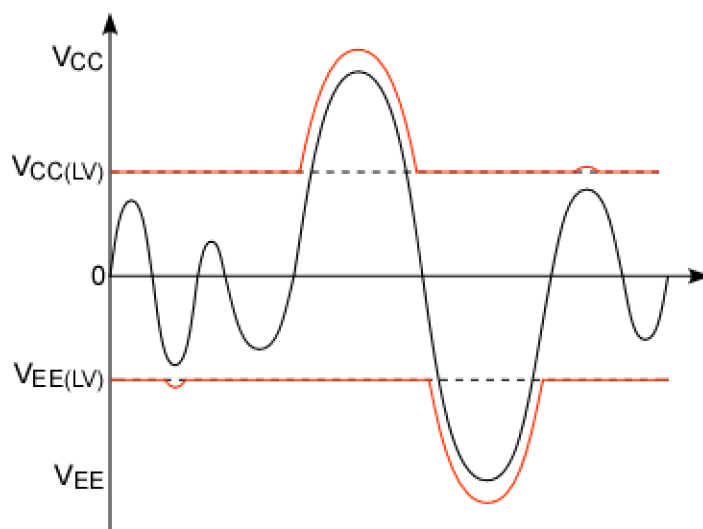
2.1.3 Koncový stupeň ve třídě H se snižujícím měničem napětí

Tento způsob řešení, který pochází ze zdroje [6] popisuje obr. 2.3. Koncové tranzistory jsou napájeny přes dvojici DC/DC měničů, nejčastěji typu step-down, tedy měniče snižujícího. Měniče napětí jsou řízeny pomocí vhodného integrovaného obvodu, který je schopný měnit střihu spínání tranzistorů MOS-FET na základě proměnné vstupní reference. Mluvíme tedy o PWM modulaci.

Při zpracování signálu, jehož rozkmit napětí je menší, než minimální napájecí napětí pro koncové tranzistory, generuje řídicí obvod střihu PWM signálu podle pevné reference. Ta může být např. 10 V a je realizována Zenerovou diodou. Zesilovač tak pracuje ve třídě B, nebo AB. Při zvětšení rozkmitu signálu, tedy příchodu napěťové špičky, mění řídicí obvod střihu PWM signálu již podle proměnné reference. Ta je vytvořena snímáním napětí z rozkmitu. Je však vůči rozkmitu posunuta o minimální velikost napětí tak aby nedocházelo k limitaci. Tento stav popisuje obr. 2.4.



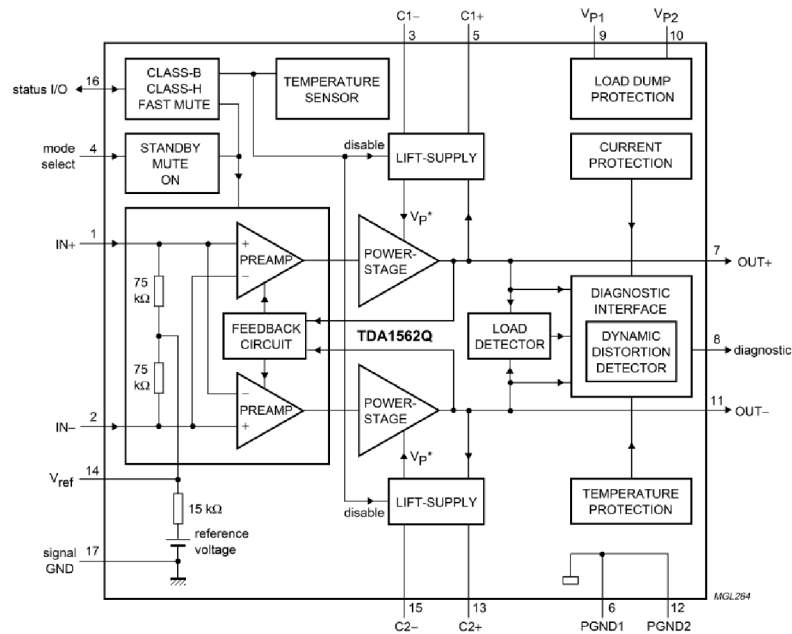
Obr. 2.3: Plynulé řízení napájecího napětí koncových tranzistorů ve třídě H



Obr. 2.4: Princip sledování napěťových špiček ve třídě H (převzato z [7])

2.2 Skoková změna řídicího napětí koncových tranzistorů

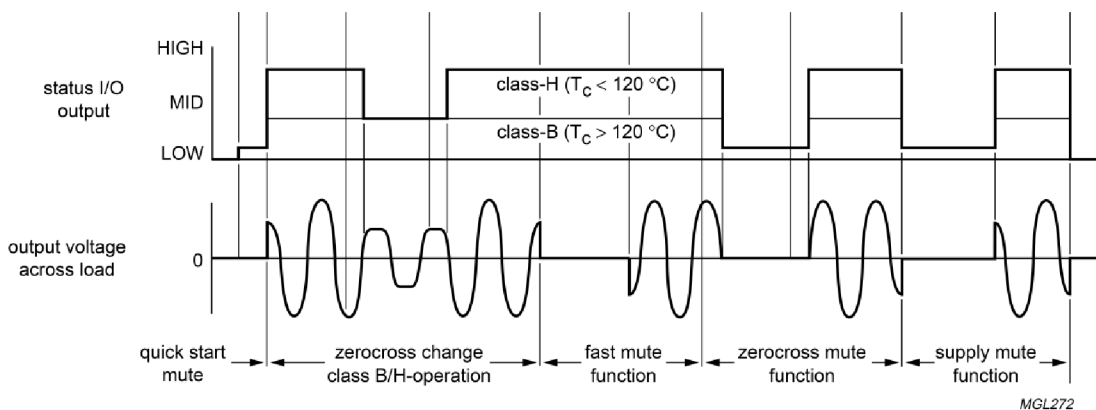
Prvním představitelem této skupiny je samotný integrovaný obvod zesilovače ve třídě H označovaný jako TDA1562Q jak už bylo uvedeno dříve. Jeho principiální (blokové) schéma je uvedeno na obr. 2.5.



Obr. 2.5: Vnitřní struktura integrovaného obvodu TDA1562Q (převzato z [4]).

Tento integrovaný obvod se používá nejčastěji jako zesilovač do automobilu, protože ke své činnosti mu postačí pouze 12 V a přesto je schopen dosáhnout výkonu až 70 W při THD = 10 % a 55 W při THD = 0,5 % jak popisuje katalog výrobce [6]. To je způsobeno právě řízenou strukturou napájení. Ke koncovému stupni, který pracuje do cca 18 W jako můstkový zesilovač třídy B se při potřebě dosažení většího výkonu připojují pomocné kondenzátory, jak je vidět z vnitřní struktury na obr. 2.5. Tyto kondenzátory jsou nabíjeny vnitřními měniči pro kladnou i zápornou větev ± 12 V. Tedy ve své podstatě může být koncový stupeň napájen až 36 V (± 18 V). Toto napětí není však na koncovém stupni přítomno neustále, ale pouze na krátký okamžik vlivem rychlého vybití pomocných kapacit. Tedy během napěťových špiček v audiosignálu.

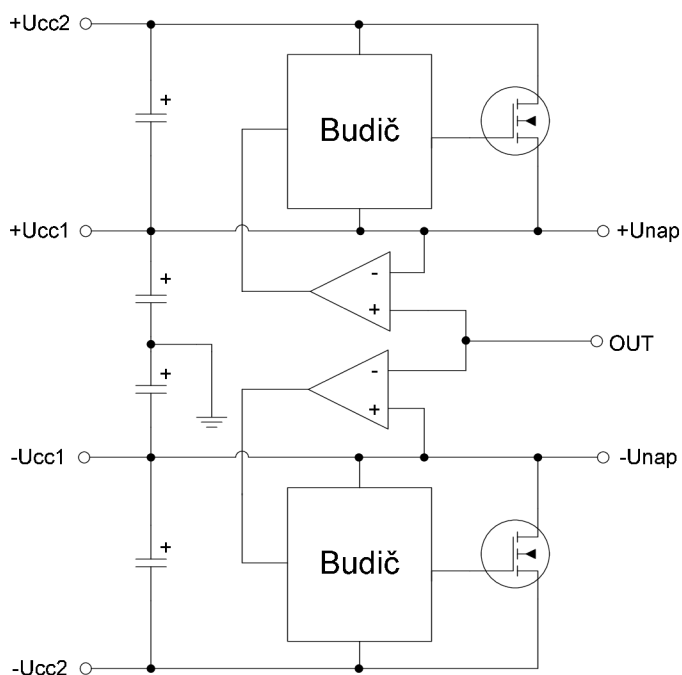
Reakce obvodu na audiosignál je uvedena na obr. 2.6. Můžeme vidět, že s příchodem větší napěťové špičky je přídavná energie s kondenzátorů dodána formou skokové změny.



Obr. 2.6: Průběh řízeného napětí obvodu TDA1562Q v závislosti na výkonu (převzato z [4]).

Další uvedený způsob řešení se skokovou změnou napájecího napětí koncových tranzistorů označovaný opět jako třída H, je jeden z nejčastěji se vyskytujících uveřejněných zapojení koncových stupňů této třídy. Využívají obvykle dvě až tři napájecí úrovně. Na rozdíl od zesilovače ve třídě G jsou tyto napěťové úrovně děleny tak, že jejich rozdílový potenciál je vždy stejný (není to však pravidlem). Tato výhoda umožňuje použití jednoho zdroje z více navzájem stejných vinutí. To může být ve většině aplikací lepší variantou jak z hlediska ceny, tak hlavně v úspoře místa, než použití většího počtu zdrojů jako ve třídě G. Další výhodou je možnost použití napěťově menších filtračních kapacit, protože jejich cena výrazně roste s velikostí napětí, na které jsou dimenzovány. V tomto případě je můžeme dimenzovat pouze na rozdíl potenciálů.

Principiální schéma tohoto řešení je naznačeno na obr. 2.7. Koncové tranzistory jsou napájeny z jedné dvojice vinutí a tvoří tak nižší úroveň napětí. Druhá dvojice sekundárních vinutí, která po usměrnění je zapojena tak, aby tvořila vyšší úroveň, se připojuje až v okamžiku potřeby. Pokud je napájecí napětí symetrické, jako v tomto případě, tak se toto vyšší napětí připojuje pro každou větev nezávisle na sobě. Spínač napájecího napětí bývá nejčastěji realizován pomocí komparátoru, který porovnává nižší napěťovou úroveň s okamžitou hodnotou výstupního napětí zesilovače. Pokud se výstupní napětí blíží napájecímu, komparátor překlápí a je tak aktivován vyšší obvod tvořený obvykle tranzistorem MOS-FET jako spínačem. Ten připojí jen po dobu trvání napěťové špičky druhou dvojici vinutí. Tento způsob řešení byl uveden v [8].

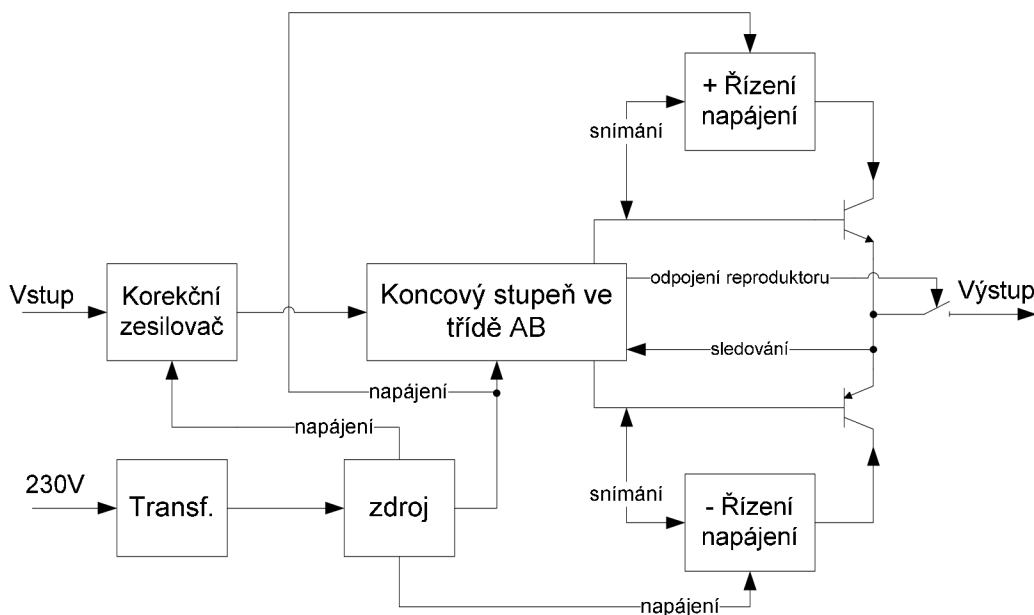


Obr. 2.7: Skokové řízení napájecího napětí koncových tranzistorů ve třídě H

3 VLASTNÍ NÁVRH ZESILOVAČE

3.1 Blokové schéma zesilovače ve třídě H

Celá koncepce je řešena jako zesilovač ve třídě AB s řízením napájení koncových tranzistorů. Blokové schéma je dále pro lepší názornost uvedeno pouze pro jeden kanál. Bližší popis a parametry jednotlivých bloků budou popsány v samostatných kapitolách.



Obr. 3.1: Blokové schéma zesilovače ve třídě H

- Korekční zesilovač:** Je řešen jako korekční předzesilovač s možností nastavení hlasitosti a úpravy frekvenčního pásma pomocí korekcí a to ve stereofonním provedení. Korekce je rozdělena do dvou pásem. Tedy regulace basů a výšek.
- Koncový zesilovač ve třídě AB:** Tvoří jádro celé koncepce, obsahuje výkonový zesilovač třídy AB. Zesiluje vstupní signál na požadovaný výkon. Součástí koncového stupně je i jednoduchý modul ochrany zajišťující zpožděné připojení reproduktoru a jeho odpojení při ss složce na výstupu.
- Řízení napájení:** Představuje zdroj napětí pro koncové tranzistory. Toto napětí se mění podle požadavku na velikost zesilovaného signálu, respektive požadovaný výkon do zátěže.
- Transformátor:** Transformuje napětí ze sítě na požadovanou hodnotu.
- Zdroj:** Obsahuje zdroj pro koncový zesilovač (usměrňovač a filtr) a pro předzesilovač a další obvody (stabilizovaný z napětí pro koncový stupeň).

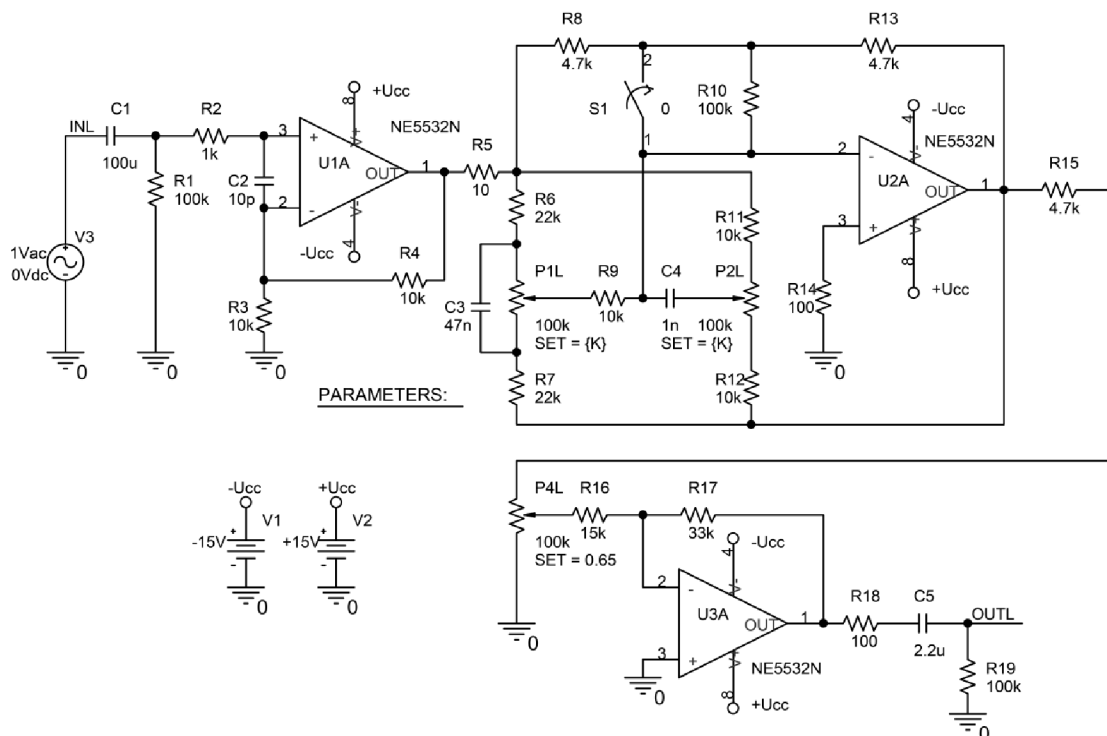
3.2 Korekční předzesilovač

3.2.1 Popis zapojení korekčního předzesilovače

Uvedené zapojení na obr. 3.2 představuje pouze jeden kanál stereofonního korekčního předzesilovače, který byl uveden ve zdroji [17] a také s malými obměnami v amatérském rádiu 2004 č. 8.

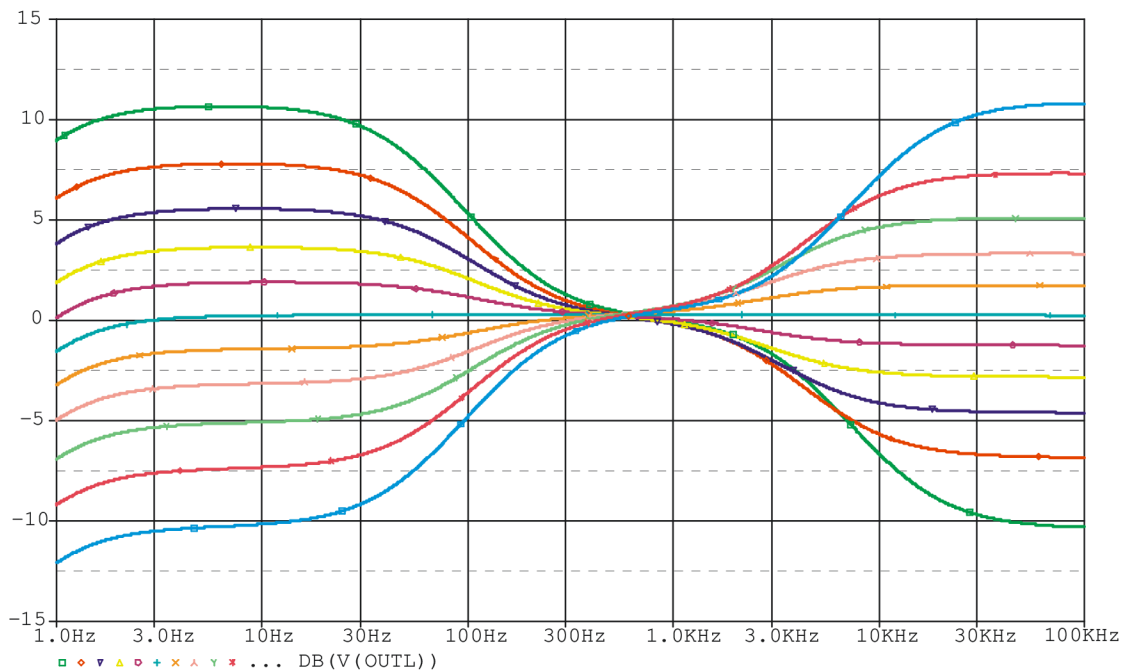
Vstupní signál je přiveden přes vazební kondenzátor C_1 . Ten zde však není nezbytný díky velkému vstupnímu odporu R_1 a proto může být vynechán. Následuje neinvertující OZ U1A se ziskem 6 dB tedy 2x. Poté je signál veden na dvoupásmové korekce v zapojení ve zpětné vazbě OZ U2A. Korekce jsou doplněny spínačem S1, který omezuje rozsah korekcí zejména u hlubších kmitočtů a celkově ponechává střední pásmo kmitočtů neměnné. Tento spínač se uplatní při použití kvalitní aparatury, která již nevyžaduje razantní zvukové korekce. Dále následuje potenciometr P4, který umožňuje regulaci hlasitosti ze ziskem až 13 dB. Za odporem R_{15} je mezi jednotlivými kanály připojen ještě monofonní potenciometr P3 pro regulaci stereováhy, který je uveden pouze v celkovém schématu zapojení obou kanálů v příloze. Poslední OZ U3A je zapojen jako invertující a dorovnává tak zpět fázi posunutou OZ U2A. Jeho zisk je zde opět 6 dB (2x). OZ byly použity nízkošumové NE5532N.

Celý korekční předzesilovač je napájen symetrickým napětím ± 15 V. U každého OZ je nezbytné připojit blokovací keramický kondenzátor 100 nF mezi vývody 4 a 8 a to co nejbližše pouzdra. Při odběrových špičkách v napájení pak slouží také jako dočasný zdroj energie. Stabilitu zajišťují dva elektrolytické kondenzátory o hodnotě např. 100 μ F připojení mezi daný potenciál a zem.

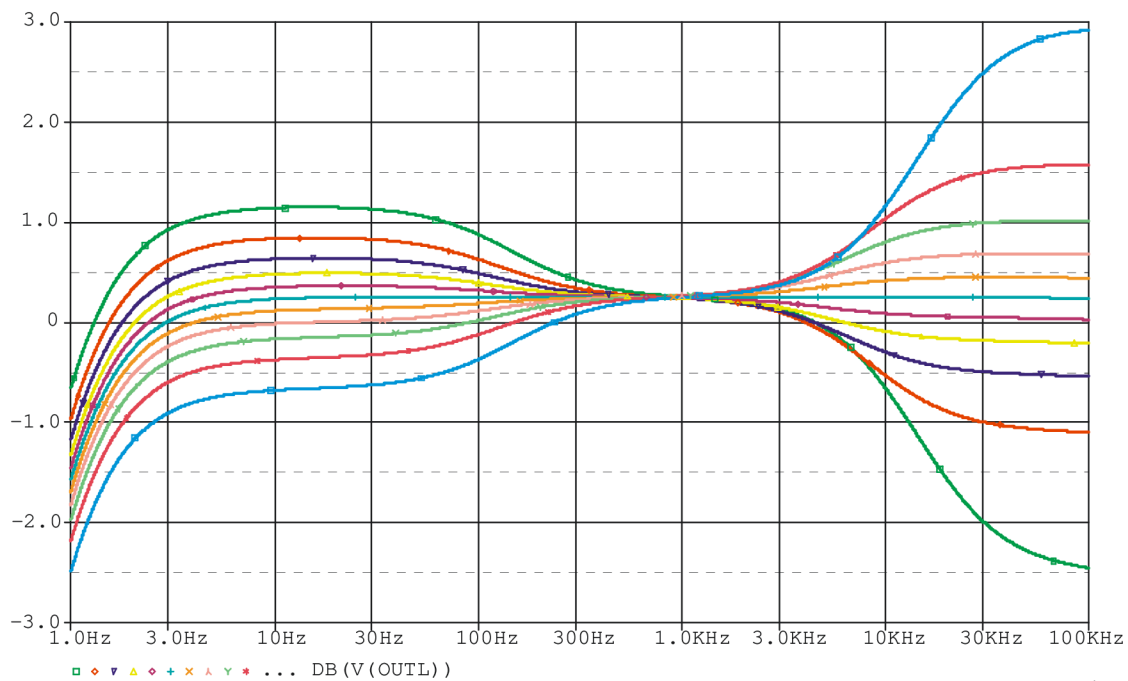


Obr. 3.2: Schéma zapojení korekčního předzesilovače při simulaci v PSpice

3.2.2 Výsledky simulací korekčního předzesilovače



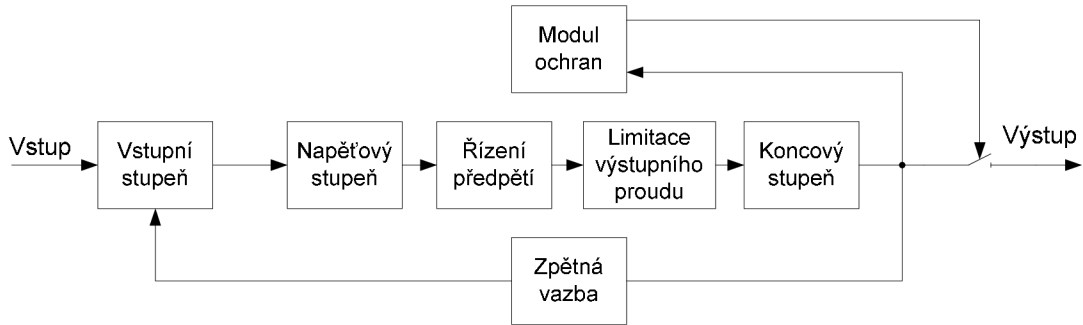
Obr. 3.3: Přenosová charakteristika průběhu korekcí předzesilovače



Obr. 3.4: Přenosová charakteristika předzesilovače pro zdůraznění středních kmitočtů

3.3 Návrh výkonového zesilovače ve třídě AB

Navržené zapojení představuje základní topologii výkonového zesilovače, která byla popsána již v kapitole základních pojmů. Obsah jednotlivých částí tohoto zesilovače popisuje jeho blokové schéma uvedené na obr. 3.5.



Obr. 3.5: Blokové schéma koncového zesilovače ve třídě AB

3.3.1 Popis zapojení zesilovače ve třídě AB

Navržené schéma zapojení koncového zesilovače bylo inspirováno schématem z [9] a je upraveno pomocí několika zdrojů.

Vstupní signál je přiveden přes oddělovací kondenzátor C_1 , který s rezistorem R_2 vytváří horní propust, která má vliv na dolní mezní kmitočet zesilovače. Naopak kondenzátor C_2 a rezistorem R_1 tvoří dolní propust, která zabraňuje pronikání vf rušení do zesilovače. Tranzistory T_3 a T_4 jsou nízkošumové (BC550C) a vytvářejí spolu diferenciální vstup zesilovače. Tyto tranzistory jsou napájeny ze zdroje konstantního proudu o velikosti cca 2 až 3 mA, který je tvořen dvojicí tranzistorů T_5 a T_7 . Tento typ zdroje proudu je převzat z [1]. Proudové zrcadlo tvořené tranzistory T_1 a T_2 zajišťuje, aby proudy tekoucí do tranzistorů tvořící diferenciální vstup byly stejné a rovny polovině celkového proudu. Trimr P_1 slouží pro kompenzování vstupní napěťové nesymetrie diferenciálního vstupu. Rozdílnost tranzistorů T_3 a T_4 má pak vliv na velikost stejnosměrné složky na výstupu zesilovače a její přítomnost je nežádoucí. Tranzistory T_3 a T_4 se vyberou nejlépe tak, aby při střední poloze trimru P_1 byla tato stejnosměrná složka co nejvíce rovna nule.

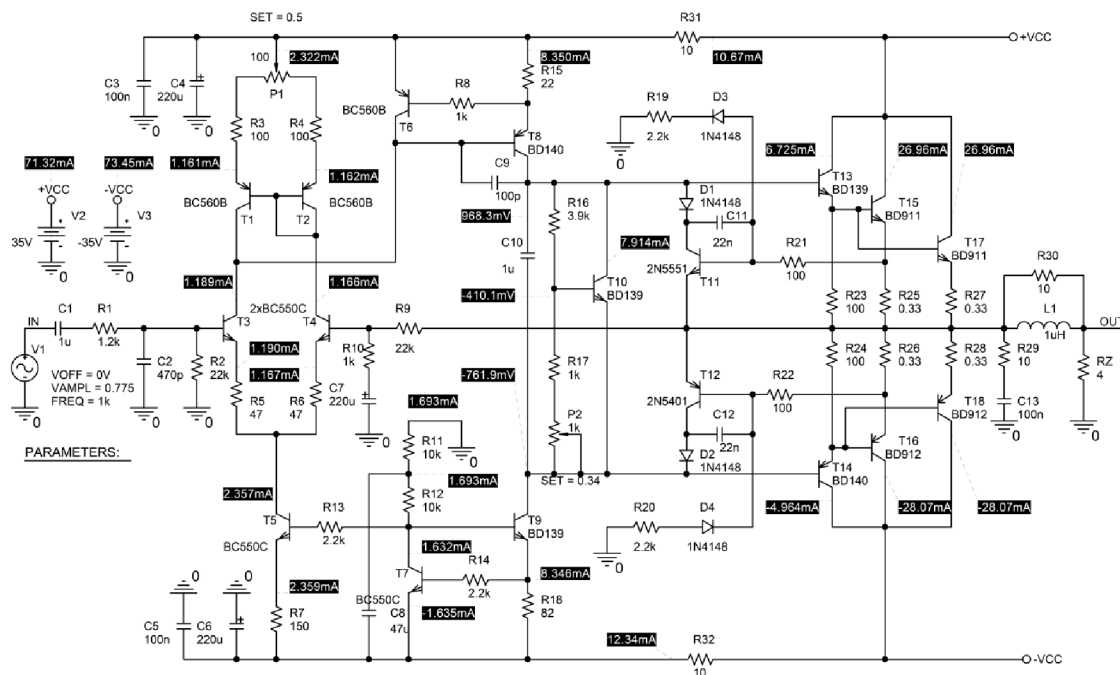
Napěťový stupeň, čili rozkmitová část je tvořena tranzistory T_8 a T_9 . Rozkmitová část musí být z hlediska stability co nejrychlejší. Zde je lepší zvolit tranzistory s vyšší výkonovou ztrátou s možností širšího rozsahu napájení celého zesilovače. Z dostupných tranzistorů na trhu byly vybrány BD139-16 a BD140-16. Tranzistor T_8 spolu s tranzistorem T_6 , který pro něj představuje ochranu před náběhem do saturace, tvoří napěťový zesilovač a tranzistor T_9 představuje pro něj zdroj proudu. Stabilitu rozkmitového stupně zajišťuje kondenzátor C_{10} . Hodnoty rezistorů R_{15} a R_{18} byly stanoveny tak, aby proud rokmitem byl asi 8 mA.

Řízení předpětí je realizováno pomocí tranzistoru T_{10} s odporovým děličem R_{16} , R_{17} a trimrem pro nastavení klidového proudu P_2 . Dále je doplněn kondenzátor C_{11} , který upravuje dynamické vlastnosti obvodu a jeho kapacita není kritická. Tranzistor T_{10} je teplotně svázan s koncovými tranzistory a představuje tedy jejich teplotní čidlo. Bude tedy přišroubován na společném chladiči.

Obvod pro limitaci výstupního proudu byl přebrán ze zapojení zesilovače typu DPA220, dle [10]. Tvoří jej tranzistory T_{11} a T_{12} , diody D_2 až D_4 , kondenzátory C_{12} , C_{13} a rezistory R_{19} až R_{22} .

Jako budiče byly opět zvoleny tranzistory typu BD139-16 a BD140-16 s parametry: $f_T = 100$ MHz, $I_C = 1,5$ A a $P_Z = 12,5$ W. V původním schématu byly použity tranzistory typu BD131, které mají větší kolektorový proud $I_C = 3$ A a menší tranzitní frekvenci, což je z hlediska budiče koncových tranzistorů výhodnější. Tento typ se však již nevyrábí. Dále byly zvažovaný tranzistory MJE243 a MJE253, které mají velice podobné parametry, ale jejich dodání bylo až několik týdnů. Koncové tranzistory byly použity typu DB911 a BD912 s parametry $f_T = 3$ MHz, $I_C = 15$ A a $P_Z = 90$ W. Kvůli svému malému výkonovému rozptylu jsou v zapojení zdvojeny paralelně.

O stabilitu celého zesilovače se stará mimo jiné i Boucherotův člen. Tvoří jej rezistor R_{29} s kondenzátorem C_{13} a cívka L_1 navinutá na tělísko rezistoru R_{30} , který musí mít větší zatížitelnost cca 2 W. Rezistory R_{33} a R_{34} tvoří s kondenzátory C_4 a C_6 dolní propust pro odstranění vysokofrekvenčního rušení ze zdroje.



Obr. 3.6: Zapojení výkonového zesilovače ve třídě AB při simulaci v PSpice.

Jak je vidět ze simulace klidový proud koncovými tranzistory je nastaven asi na 60 mA při úbytku na tranzistoru T_{10} asi 1,73 V. Proud rozkmitem je 8 mA a proud vstupní částí je asi 2,5 mA. Celkový odběr je tedy asi 70 mA na každou větev napájení.

3.3.2 Výpočty parametrů zesilovače ve třídě AB

Výpočet rezistorů zpětné vazby ze zadaného zisku zesilovače:

Uvažujeme zisk 27 dB:

$$A_U = 10^{\frac{a_U}{20}} = 10^{\frac{27}{20}} = \underline{\underline{22,38}} \quad (3.1)$$

kde A_U je napěťové zesílení absolutní a a_U je napěťové zesílení v dB.

R_{10} volíme 1 k Ω , při menší hodnotě by bylo nutné zvětšit kapacitu C_8 :

$$R_9 = R_{10} \cdot (A_U - 1) = 1 \cdot 10^3 \cdot (22,38 - 1) = \underline{\underline{21,38k\Omega}} \quad (3.2)$$

kde R_9 a R_{10} jsou rezistory zpětné vazby. R_9 volíme z řady 22 k Ω .

Výpočet hodnot součástek vstupních filtrů RC:

Dolní mezní kmitočet uvažujeme maximálně $f_D = 10$ Hz a hodnota odporu R_2 by měla být stejná s hodnotou R_9 čili 22 k Ω pak tedy kapacita kondenzátoru je:

$$C_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_D \cdot R_2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10 \cdot 22 \cdot 10^3} = \underline{\underline{0,73\mu F}} \quad (3.3)$$

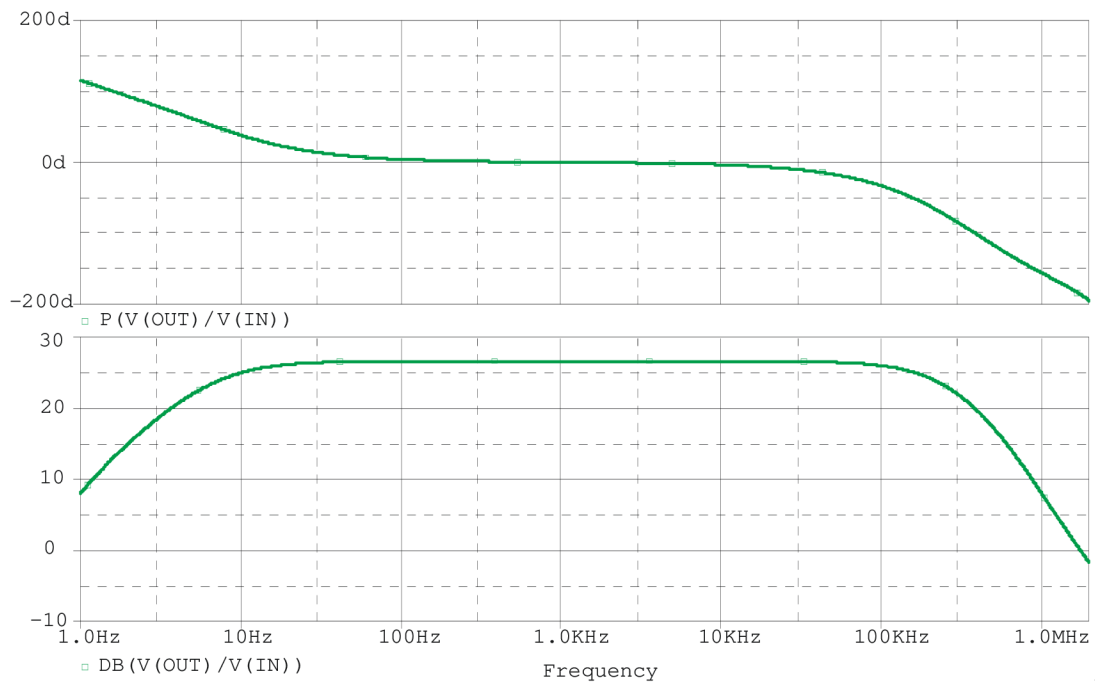
kde C_1 je kondenzátor a R_2 je rezistor článku RC ovlivňující dolní mezní kmitočet zesilovače a f_D je dolní mezní kmitočet.

C_1 volíme z řady 1 μ F pak skutečný mezní kmitočet bude ještě menší cca 7Hz. Velikost mezní frekvence vstupního filtru pro odstranění vf rušení není kritická, proto hodnoty součástek zvolíme $R_1 = 1,2$ k Ω a $C_2 = 470$ pF pak mezní frekvence je:

$$f_H = \frac{1}{2\pi \cdot R_1 \cdot C_2} = \frac{1}{2\pi \cdot 1,2 \cdot 10^3 \cdot 470 \cdot 10^{-12}} = \underline{\underline{282kHz}} \quad (3.4)$$

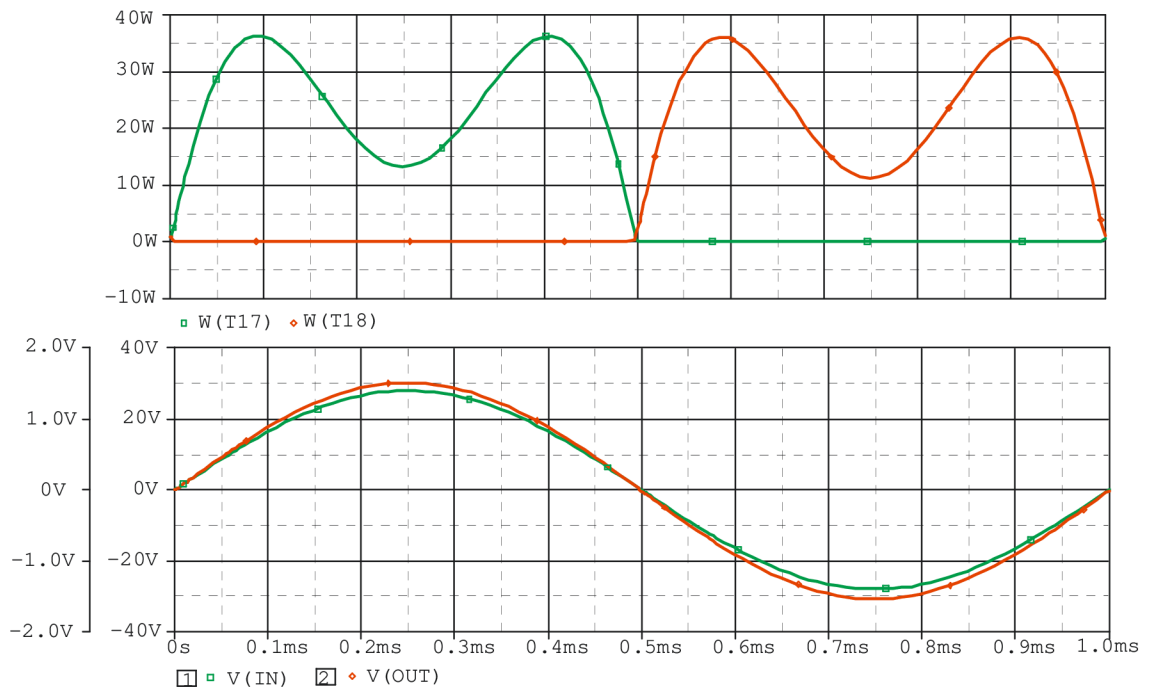
kde C_2 je kondenzátor a R_1 je rezistor článku RC filtru pro odstranění vf rušení a f_H je horní mezní kmitočet.

3.3.3 Výsledky simulací zesilovače ve třídě AB

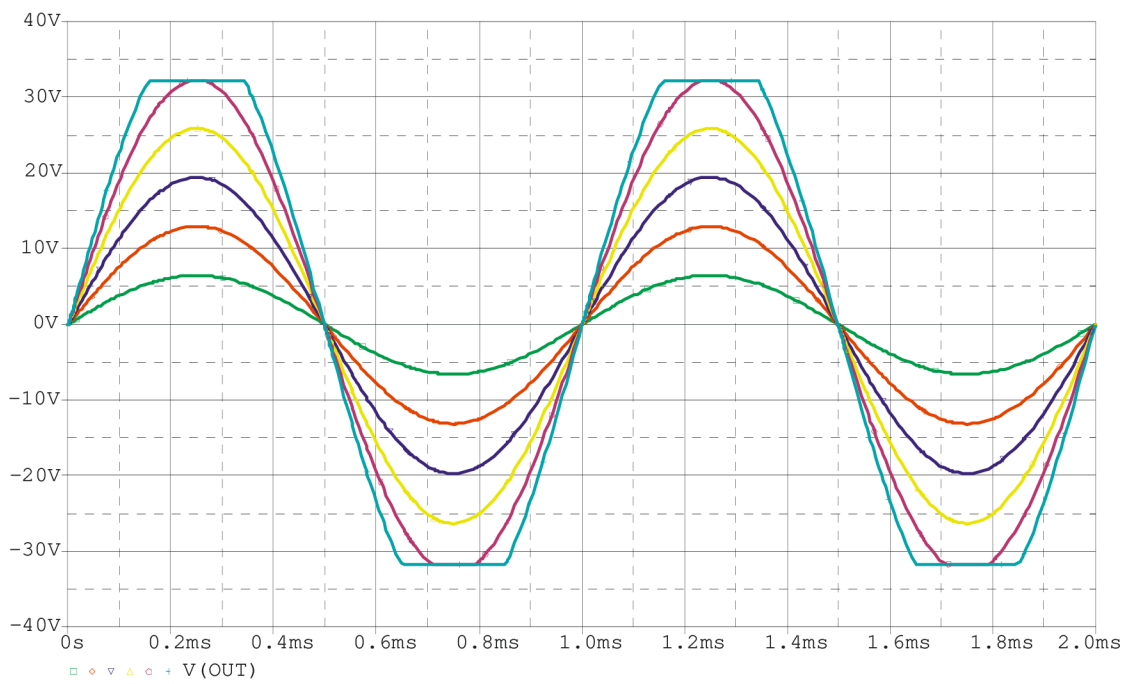


Obr. 3.7: Fázová a přenosová charakteristika zesilovače ve třídě AB

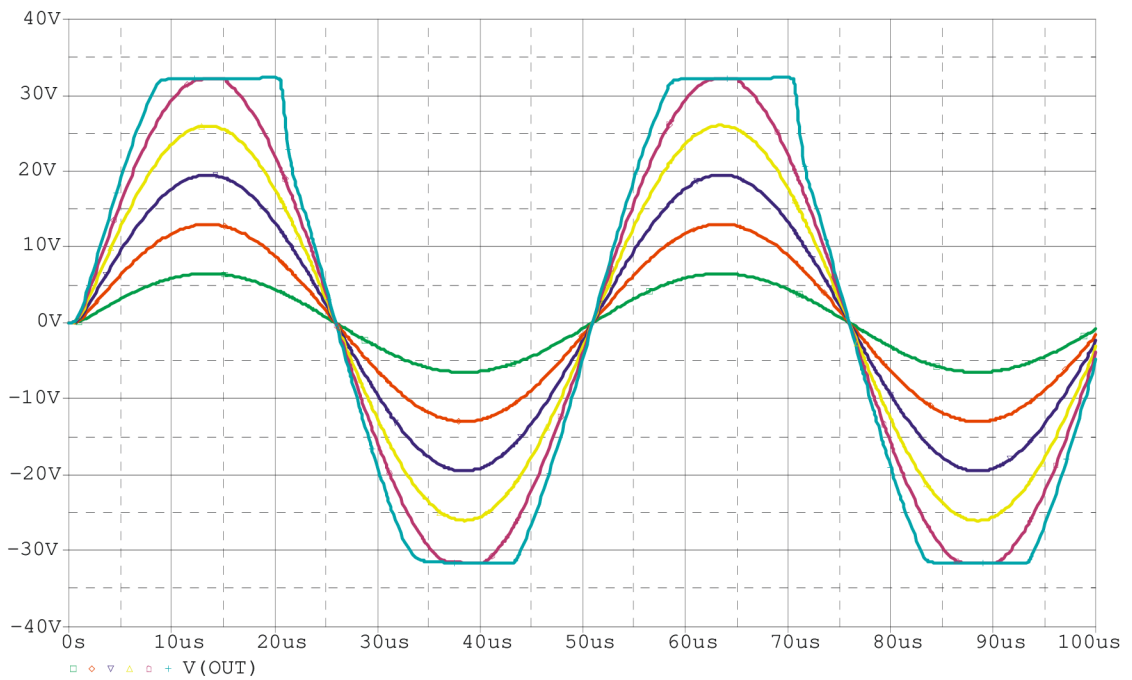
Odečtené mezní kmitočty při poklesu o 3 dB: $f_D = 6,98$ Hz a $f_H = 223,87$ kHz.



Obr. 3.8: Ztrátový výkon koncových tranzistorů a průběhy při maximálním výkonu



Obr. 3.9: Průběhy výstupního napětí při buzení harm. signálem o kmitočtu 1 kHz



Obr. 3.10: Průběhy výstupního napětí při buzení harm. signálem o kmitočtu 20 kHz

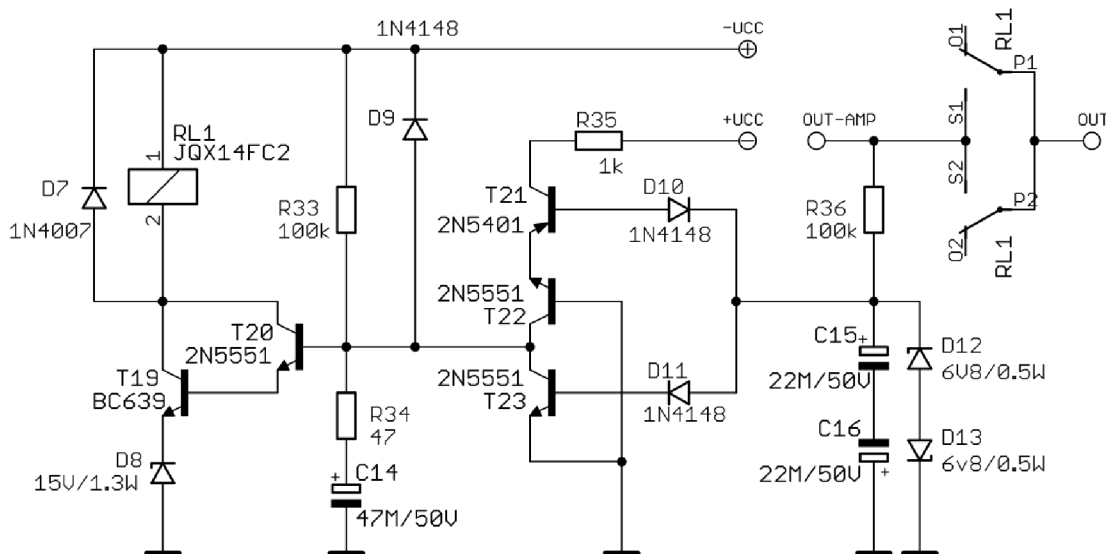
3.3.4 Popis zapojení modulu ochran zesilovače ve třídě AB

Kvůli lepší přehlednosti a jednoduššímu odladění nebyl ve schématu koncového zesilovače uveden modul ochran, který je však umístěn na společné DPS. Na simulace nemá vliv, pouze zvětší odběr řádově o 10 mA, s čímž pak musíme počítat při nastavování klidového proudu při oživování zesilovače. Tento modul ochran je tvořen zpožděných připojením reproduktoru, zajišťující odstranění lupenců vzniklých při přechodových dějích při zapínání zesilovače a dále automatickým odpojením zátěže při výskytu nežádoucí stejnosměrné složky na výstupu zesilovače. Zapojení modulu ochran bylo uvedeno na stránkách audioweby [18].

Výstup zesilovače je připojen přes RC článek R_{36} a C_{15} , který propouští prakticky pouze stejnosměrnou složku. Stejnosměrná složka na výstupu zesilovače se objeví na kondenzátoru C_{15} respektive C_{16} (pro záporné napětí) a toto napětí je dále přivedeno na bázi tranzistoru T_{23} respektive T_{21} . Diody D_{10} a D_{11} slouží jako ochranné a Zenerovy diody D_{12} a D_{13} zajišťují, aby se na tranzistorech neobjevilo příliš velké napětí. Pokud je toto napětí vyšší než 1 V respektive nižší než -1,7 V příslušný tranzistor sepne, čímž je báze tranzistoru T_{20} připojena na zem, přes cívku relé neprotéká proud a zátěž je tak odpojena. Tato část obvodu tedy tvoří ochranu proti stejnosměrné složce na výstupu.

Zpožděné připojení zátěže tvoří časová konstanta C_{14} a R_{33} . Při zapnutí zesilovače je kondenzátor C_{14} nabíjen přes rezistory R_{33} a R_{34} . Poté co sepne tranzistor T_{20} , vlivem napětí na jeho bázi, začne protékat proud přes cívku relé a zátěž je tak připojena. Diody D_9 zajišťuje vybití kondenzátoru C_{14} při odpojení napájení a tak je zachována časová konstanta i pro tento stav.

Tranzistory T_{19} a T_{20} tvoří Darlingtonovu dvojici, tedy spínač proudu pro cívku relé. Zenerova dioda D_8 se použije při větším napájecím napětí zesilovače, než je jmenovité napětí relé. V tomto případě pro 24 V relé a napájecí napětí 35 V byla použita 15 V Zenerova dioda. Diody D_7 je ochranná a zajišťuje, aby se napětí vzniklé na cívce relé při odpojení nepřičetlo k napájecímu napětí a neprorazilo tak spínací tranzistory.



Obr. 3.11: Schéma zapojení modulu ochran

3.4 Vlastní řešení koncového stupně ve třídě H

Prvním uvažovaným řešením řízení koncových tranzistorů bylo pomocí dvou úrovní napájení vyvedených z jednoho zdroje formou dvou vinutí. Zesilovač by tedy pracoval ve třídě AB a při napěťové špičce by bylo připojeno napětí vyšší například pomocí oprotu. Jednalo se však o skokovou změnu napájení. Aby bylo dodrženo přesnějšího (neboli častějšího) znění definice třídy H, která byla popsána v kapitole základních pojmů, byla snaha vytvořit plynulé řízení napájecího napětí koncových tranzistorů a tak bylo od původního řešení upuštěno.

Dalším řešením je tedy pomocí snižujícího měniče napětí, představující plynulé řízení napájení koncových tranzistorů. Návrh byl nejprve uvažován s pomocí dostupných součástek. Bylo potřeba vybrat vhodný integrovaný obvod pro řízení PWM modulace tak aby výsledný měnič napětí dokázal dodat potřebný proud a napětí pro výkonové tranzistory.

Zvolen byl obvod TL494, který se často používá v počítačových zdrojích. Uvedené schéma zapojení řízení koncových tranzistorů vychází z doporučeného zapojení snižujícího měniče napětí uvedeného v katalogovém listu výrobce [13]. Jak již bylo zmíněno, je pro řízení nutné vytvořit tyto měniče dva, do každé větve jeden z důvodu symetrického napájení výkonového zesilovače. Protože celková koncepce výkonového zesilovače je dle zadání řešena jako stereo, bylo by potřeba vytvořit celkem až čtyři tyto měniče. Budeme-li však uvažovat, že signál v obou kanálech má přibližně stejnou velikost při reprodukci, postačí toto řízení vytvořit pro oba kanály společně. Aby však nedocházelo k limitaci, bude nutné zajistit, aby velikost řízeného napětí byla vytvářena vždy pro větší rozkmit signálu z příslušných kanálů.

3.4.1 Výpočty hodnot součástek snižujícího měniče napětí

Výpočet hodnot součástek pro stanovení frekvence spínání:

Kvůli rychlé odezvě požadujeme co možná nejvyšší frekvenci spínání. Katalog výrobce [13] uvádí maximální frekvenci spínání 200 kHz. Jiný zdroj [12] uvádí až 300 kHz. Kompromisem tedy volíme frekvenci spínání 250 kHz a pro výpočet odporu R_T volíme kondenzátor $C_T = 1$ nF. Uvedený postup a jednotlivé vzorce vycházejí z [12].

$$R_T = \frac{1,1}{f_{osc} \cdot C_T} = \frac{1,1}{250 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^{-9}} = \underline{\underline{4400\Omega}} \quad (3.6)$$

kde R_T je rezistor a C_T je kondenzátor pro nastavení kmitočtu oscilátoru a f_{osc} je frekvence oscilátoru. Volíme velikost odporu z řady 4,3 k Ω .

Výpočet hodnoty tlumivky měniče:

Při výpočtu tlumivky volíme maximální proud měničem 4 A z důvodu použití pro stereo. Pro co největší využití cívky by měl být proud ΔI_L co možná největší. S jeho nárůstem se však zvětšují nároky na filtrační kondenzátor. Z praktického hlediska je vhodné tento proud volit jako 10 - 50 % proudu výstupního. Volíme jej, jako 40 % výstupního proudu tedy 1,6 A. Dále vycházíme z toho, že výstupní napětí nebude pevné ale proměnné a indukčnost cívky je na něm závislá. Největší indukčnost cívky je však při střídě 0,5 a proto volíme tento případ.

$$L_1 = \frac{(U_{IN} - U_{OUT}) \cdot 0,5}{f_{OSC} \cdot \Delta I_L} = \frac{(35 - 17,5) \cdot 0,5}{250 \cdot 10^3 \cdot 1,6} = \underline{\underline{21,9 \mu H}} \quad (3.7)$$

kde L_1 je tlumivka měniče, U_{IN} je vstupní napětí měniče, U_{OUT} je výstupní napětí měniče a ΔI_L je zvlnění proudu cívkou.

Výpočet hodnoty kondenzátoru měniče:

Výpočet kondenzátoru uvažujeme pro výstupní zvlnění 0,1 V.

$$C_6 = \frac{\Delta I_L}{8 \cdot f_{OSC} \cdot \Delta U} = \frac{1,6}{8 \cdot 250 \cdot 10^3 \cdot 0,1} = \underline{\underline{8 \mu F}} \quad (3.8)$$

kde C_6 je výstupní kondenzátor měniče a ΔU je zvlnění výstupního napětí.

Výpočet sériového odporu kondenzátoru dle:

$$ESR = \frac{\Delta U}{\Delta I_L} = \frac{0,1}{2} = \underline{\underline{50 m\Omega}} \quad (3.9)$$

Malé hodnoty ESR při konstrukci dosáhneme zapojením několika kondenzátorů paralelně. Malá hodnota ESR se výrazně podílí na zmenšení výstupního zvlnění.

3.4.2 Popis zapojení měničů napětí

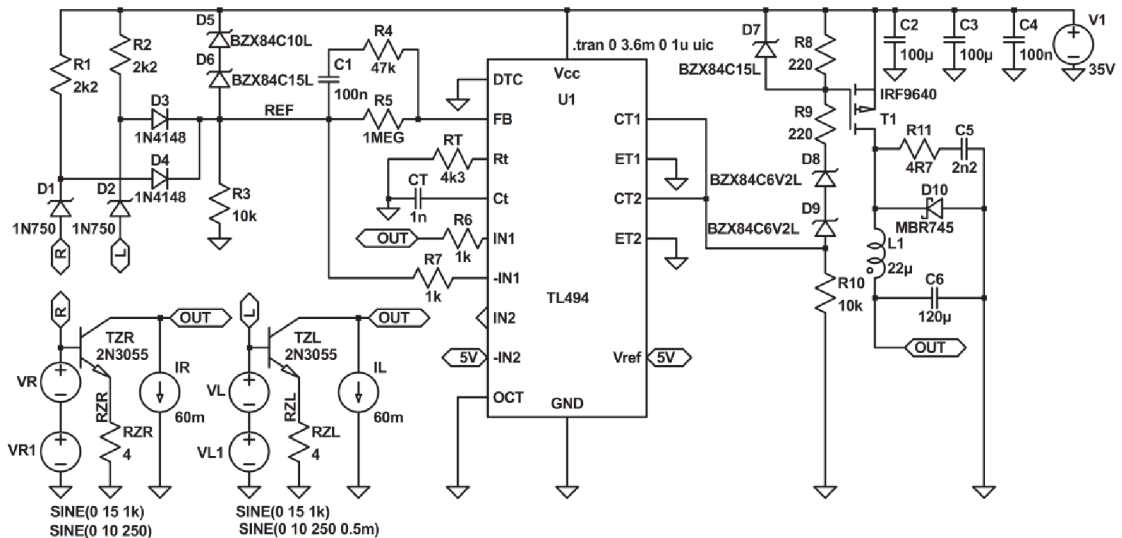
a) Popis měniče pro kladnou větev napájení

Vlastní snižující měnič je tvořen MOS-FET tranzistorem T_1 , tlumivkou L_1 , Diodou D_{10} a kondenzátorem C_6 . Tranzistor T_1 byl vybrán s vodivostí typu P a jeho princip buzení vychází z [11].

Zenerova dioda D_7 zajišťuje, aby napětí mezi řídící elektrodou a emitorem tranzistoru T_1 nepřesáhlo velikost 15 V. Parazitní kapacita řídící elektrody tranzistoru se nabíjí a vybíjí přes rezistory R_8 a R_9 . Odpor těchto rezistorů nesmí být příliš velký, protože jejich velikost souvisí s výkonovou ztrátou tranzistoru T_1 a celkovým zpomalením jeho spínání (spínací ztráty). Také by měly mít přibližně stejné hodnoty, protože v takovém případě se tranzistor nejlépe otvírá a má nejmenší odpor v sepnutém stavu. Musíme však brát na zřetel, že s klesající hodnotou těchto odporů roste při větším vstupním napětí měniče jejich výkonová ztráta. Z tohoto důvodu jsou zde zařazeny dvě Zenerovy diody D_8 a D_9 , které tuto výkonovou ztrátu snižují. Při návrhu musíme volit napětí těchto Zenerových diod takové, aby z výsledného rozdílového napětí bylo možné vytvořit minimální napětí 15 V na odporu R_8 a také nepřekročit výkonovou ztrátu samotných Zenerových diod. Protože je použit tranzistor s vodivostí typu P, je k němu vyveden kolektorový výstup z obvodu TL494 a emitorový je uzemněn.

Pracovní frekvence spínání odvodu je dána součástkami R_T a C_T . Vnitřní chybový komparátor je využit tak, že neporovnává výstupní napětí s pevnou referencí uvnitř obvodu, ale s referencí vnější vytvořenou snímaním napětí z rozkmitu. Její minimální velikost je dána rozdílem vstupního napětí měniče s napětím na Zenerových diodách D_5 a D_6 . Tedy 10 V. Na každou z diod D_3 a D_4 je přiváděn jeden ze dvou kanálů z důvodu použití pro stereo. Reference je tedy vždy vytvořena pomocí vyššího napětí z kanálů. Diody D_3 a D_4 ořezávají zápornou půlvlnu ze snímaného rozkmitu. Diody D_1 a D_2 zajišťují posun reference oproti napětí z rozkmitu, aby nedocházelo k limitaci.

Obvod je ještě doplněn o RC filtr, který potlačuje napěťové špičky, které by jinak způsobovaly rušení na výstupu měniče. Je tvořen rezistorem R_{11} a kondenzátorem C_5 . Na vstupy použitého komparátoru obvodu jsou připojeny ještě ochranné rezistory R_6 a R_7 . Vstupy nevyužitého komparátoru jsou zapojeny podle doporučení katalogového listu. Jejich nepřipojení může způsobit neidentifikovaný stav komparátoru. Filtrační Kondenzátory C_2 a C_3 jsou důležitou součástí měniče. Musí být umístěny co možná nejbližší spínacímu tranzistoru T_1 a měly by mít nízkou hodnotu ESR.

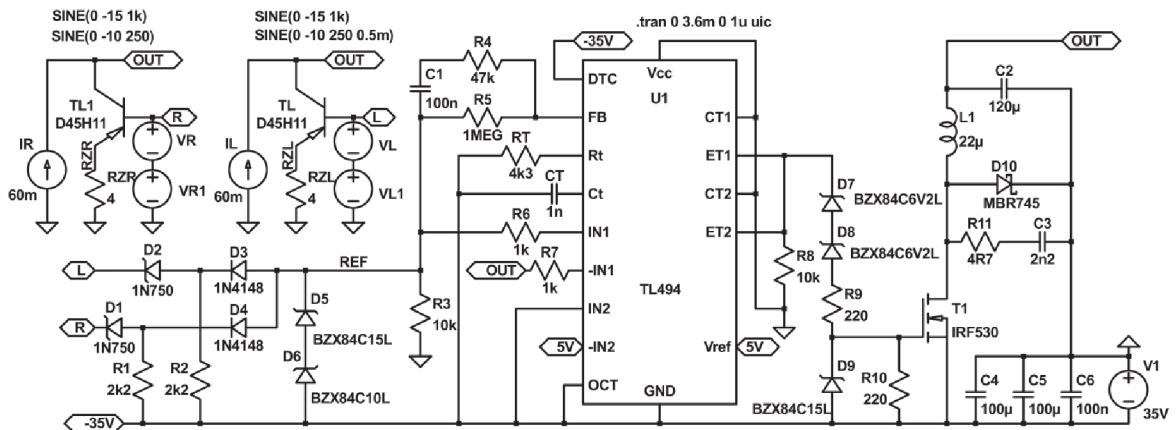


Obr. 3.12: Zapojení snižujícího měniče napětí kladné větve při simulaci v LTspice

Poznámka: Tranzistory T_{ZR} a T_{ZL} s proudovými zdroji představují model koncového stupně zesilovače a nejsou tedy součástí zapojení měniče.

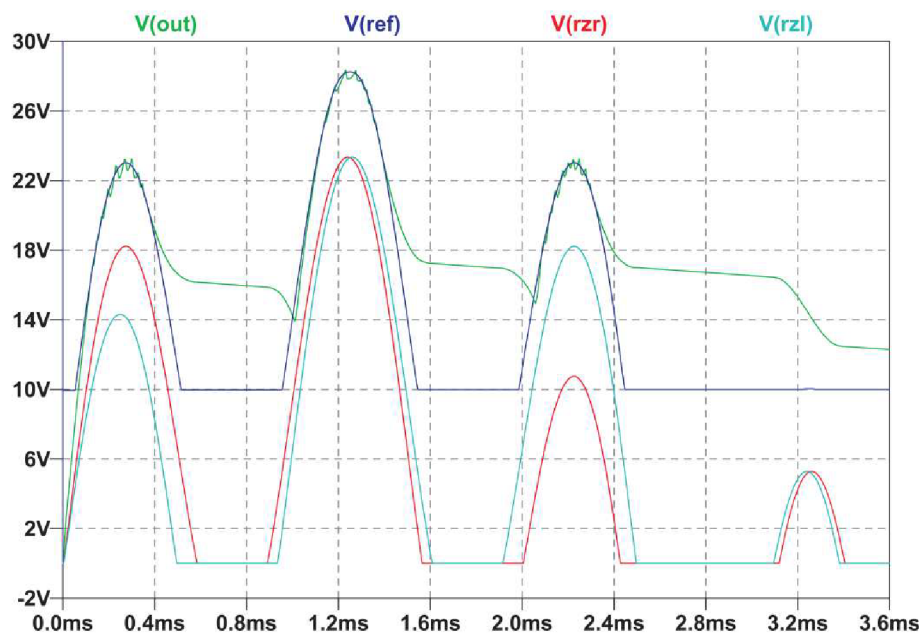
b) Popis měniče pro zápornou větev

Návrh měniče je téměř totožný, ale pro vytvoření záporného napětí bylo nutné zvolit zem jako kladný potenciál a vstupní napětí jako potenciál záporný. Všechny součástky, které mají určitým způsobem definovanu polaritu (kondenzátory, diody) jsou otočeny. Dále je použit spínací MOS-FET tranzistor s vodivostí N a je k němu vyveden emitorový výstup z obvodu TL494 a kolektorový je zapojen na kladný potenciál (zem). U chybového komparátoru bylo nutné přehodit jeho vývody. V simulaci byl použit spínací tranzistor IRF530 a pro celkové schéma byl vybrán tranzistor IRF740, který v se v simulačním programu nenacházel. Vybrán byl do páru kvůli svým podobným parametrům s tranzistorem použitým v měniči pro kladnou větev.

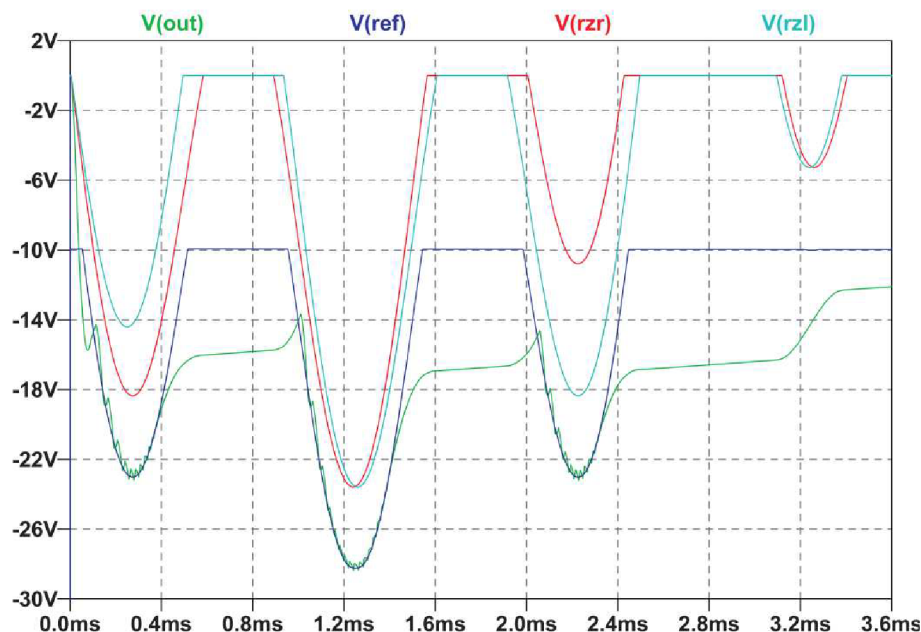


Obr. 3.13: Zapojení snižujícího měniče napětí záporné větve při simulaci v LTspice

3.4.3 Výsledky simulací měničů v LTspice



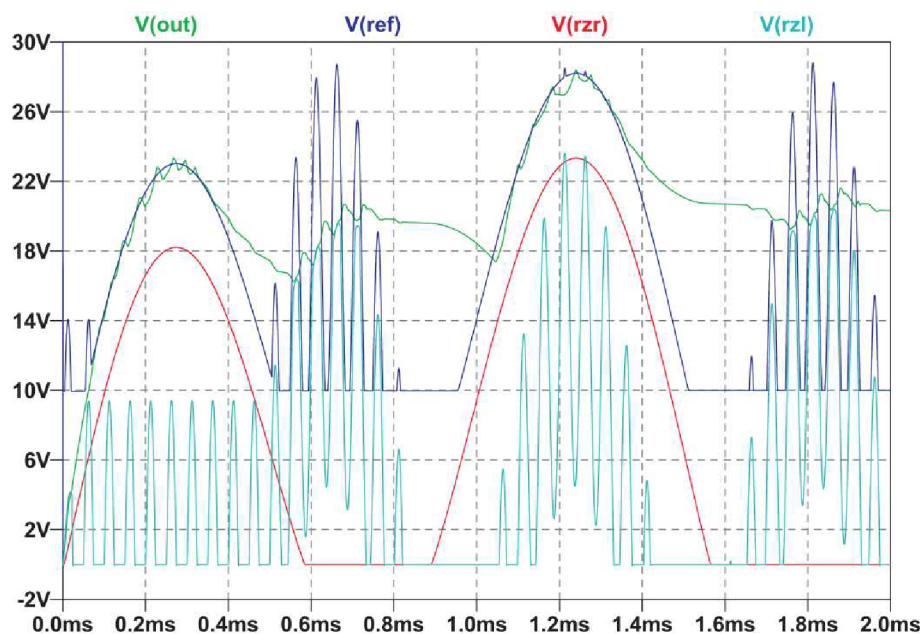
Obr. 3.14: Simulace snižujícího měniče pro kladnou větev na kmitočtu 1 kHz



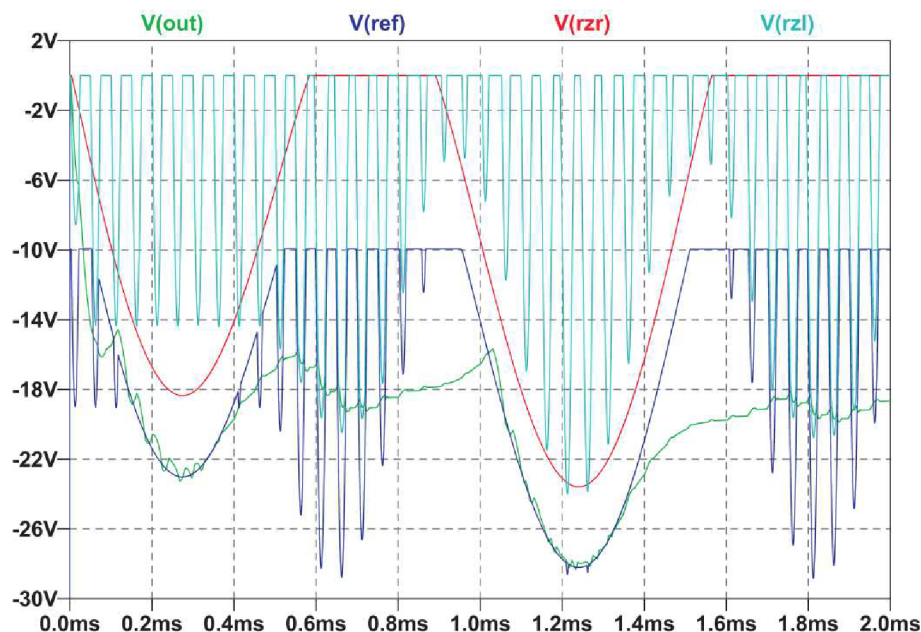
Obr. 3.15: Simulace snižujícího měniče pro zápornou větev na kmitočtu 1 kHz

Při simulacích bylo zjištěno, že vypočtená kapacita filtračního kondenzátoru nebyla dostačující, aby dokázal vyhladit výstupní zvlnění měniče. Hodnota kapacity byla tedy zvětšena, ale s ohledem na zachování rychlých reakcí měniče.

Jak je z obrázků patrné, reference se vytváří vždy podle větší špičky s kanálů a výstupní napětí měniče ji téměř přesně sleduje. Filtrační kondenzátor se vybíjí rychleji pouze během napěťových špiček, kdy se otvírají koncové tranzistory a dochází tak k většímu odběru. Jinak měnič pracuje jakoby téměř naprázdno, tedy bez zatížení.



Obr. 3.16: Simulace snižujícího měniče pro kladnou větev na kmitočtu 20 kHz



Obr. 3.17: Simulace snižujícího měniče pro zápornou větev na kmitočtu 20 kHz

Při vyšších kmitočtech již měnič nedokáže dostatečně rychle zareagovat. Pokud však budeme uvažovat, že vyšší kmitočty se v audio signálu během klasické reprodukce nebudou vyskytovat samostatně, ale budou modulovány s nižšími nebo pod nimi skryty k limitaci by docházet nemuselo. Problém však nastane v případě zdůraznění vyšších kmitočtů samostatně, nebo pokud bude jejich úroveň v audio reprodukci převládat. V takovém případě dojde k jejich limitaci a korekce výšek tak budou ztrácet svůj význam.

3.5 Návrh napájecí jednotky

3.5.1 Jednotlivé části napájecího zdroje zesilovače

Zapojení napájecího zdroje nf zesilovačů, s výjimkou některých částí představuje základní strukturu lineárního napájecího zdroje. Napětí ze sítě je přivedeno přes síťový vypínač a pojistku a je galvanicky odděleno transformátorem.

U nf zesilovačů se nejčastěji používají síťové transformátory typu EI, vyrobené z neorientovaných magnetických materiálů, nebo transformátory toroidní s materiálem magneticky orientovaných. Transformátory typu EI v porovnání s transformátory toroidními mají větší ztráty, rozptylové pole a větší hmotnost. Výhodou je naopak jednodušší výroba a hlavně nižší cena, a proto se nacházejí převážně v levnějších zařízeních [14]

Za transformátorem následuje můstkový diodový usměrňovač případně čtveřice usměrňovacích diod zapojených do můstku. Ke každé z diod je paralelně připojen odrušovací kondenzátor, který filtruje rušivé složky, které by mohly vzniknout při usměrňování střídavého napětí [15].

Nejdůležitější částí napájecího zdroje zesilovače představuje filtrační kondenzátor. Mimo vyhlazení usměrněného napájecího napětí plní funkci akumulátoru energie. Při krátkodobých špičkách v audio signálu je energie odebírána převážně z kondenzátoru, neboť jejich dynamický odpor je menší, než odpor síťového transformátoru. Čím je dynamický odpor kondenzátoru menší, tím se zdroj jeví krátkodobě tvrdší a tak se zmenšuje možnost limitace. Je tedy důležité volit kondenzátor nejen s velkou kapacitou a s velkými nabíjecími a vybíjecími proudy. Ty souvisí s kvalitou provedených přívodů k elektrodám a s šířkou elektrod [14].

Z důvodů zmenšení napájecích ztrát se ve zdrojích pro nf zesilovače nepoužívají stabilizátory napětí. Dále bývají síťové transformátory dimenzované na výkon větší, než je výkon jmenovitý. Důvodem jsou opět ztráty a účinnost zesilovače.

3.5.2 Výpočty napájecího zdroje

Uvedený postup návrhu vychází z [1].

Výpočet minimálního napájecího napětí koncového stupně:

$$U_{RMS} = \sqrt{P_{RMS} \cdot R_Z} = \sqrt{50 \cdot 4} = \underline{\underline{14,14V}} \quad (3.9)$$

kde U_{RMS} je efektivní hodnota napájecího napětí, P_{RMS} je efektivní hodnota výkonu koncového stupně a R_Z je zátěž.

$$U_{MAX} = \sqrt{2} \cdot U_{RMS} = \sqrt{2} \cdot 14,14 = \underline{\underline{20V}} \quad (3.10)$$

kde U_{MAX} je špičková hodnota napájecího napětí.

$$U_{CC} = U_{MAX} + U_{SAT} + U_P = 20 + 3 + 5 = \underline{\underline{28V}} \quad (3.11)$$

kde U_{CC} je napájecí napětí koncového stupně, U_{SAT} je saturační napětí tranzistoru BD911 (zjištěno z katalogu výrobce) a U_P je pokles napájecího napětí (3÷6 V).

Výpočet maximálního proudu zátěže při jmenovitém výkonu:

$$I_{RMS} = \frac{U_{RMS}}{R_Z} = \frac{14,14}{4} = \underline{\underline{3,54A}} \quad (3.12)$$

kde I_{RMS} je efektivní hodnota proudu při dané zátěži a jmenovitém výkonu.

Výpočet výkonu transformátoru:

$$I_S = \frac{2I_{MAX}}{\pi} = \frac{2\sqrt{2} \cdot I_{RMS}}{\pi} = \frac{2\sqrt{2} \cdot 3,54}{\pi} = \underline{\underline{3,18A}} \quad (3.13)$$

kde I_S je střední hodnota proudu odebíraného z transformátoru.

$$U_s = \frac{(U_{CC} + U_M)}{\sqrt{2}} = \frac{(28 + 1)}{\sqrt{2}} = \underline{\underline{20,51V}} \quad (3.14)$$

kde U_s je sekundární napětí transformátoru a U_M je úbytek napětí na můstku.

$$S = k \cdot I_s \cdot U_s = 2 \cdot 3,18 \cdot 20,51 = \underline{\underline{130,42VA}} \quad (3.15)$$

kde S je výkon transformátoru a k je počet koncových stupňů.

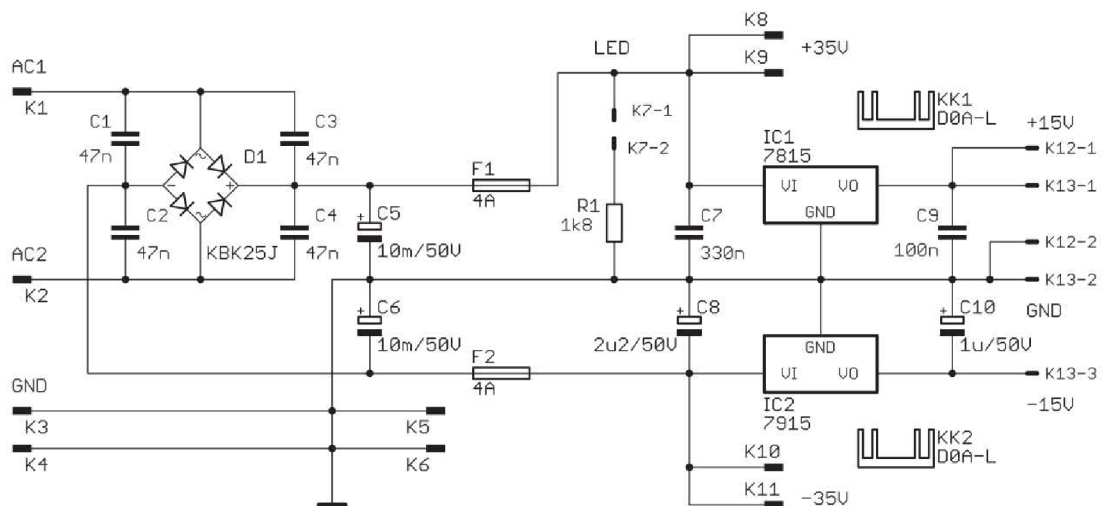
Z dostupných transformátorů byl vybrán toroidní blíže popsany v tab. 3.1.

Tab. 3.1: Vybraný toroidní transformátor pro zesilovač

Typ	Výkon	Napětí	Rozměry	Hmotnost
TST150W/2 x 24 V	150 VA	2 x 24 V	35 mm x 95 mm	1,3 kg

3.5.3 Popis celkového zapojení napájecího zdroje

Na vstupu zdroje je síťový spínač umožňující odpojení obou pracovních vodičů současně. Následuje pomalá pojistka 1,25 A, jejíž hodnota byla vybrána podle tabulky uvedené v [15]. Sekundární napětí je usměrněno usměrňovacím můstkem KBK25J s proudem do 25 A pro dostatečné dimenzování proudových špiček, se čtveřicí odrušovacími keramickými kondenzátory o kapacitě 47 nF. Napětí je dále vyfiltrováno kondenzátory o zvolené dostatečné kapacitě 10 mF/50 V. Každá větev vyfiltrovaného napájecího napětí je ještě jištěna pomalými pojistkami s hodnotou 4 A, což vychází z výpočtu maximálního efektivního proudu zesilovačem při jmenovitém výkonu.



Obr. 3.18: Navržené schéma zapojení napájecího zdroje

Ze symetrického napájecího napětí pro výkonový zesilovač je ještě vytvořeno napětí nižší ± 15 V pro napájení dalších komponentů v zařízení. Především korekčního předzesilovače a to pomocí dvojice stabilizátorů 78S15 a 7915. Blokovací kapacity na vstupech a výstupech stabilizátorů byly vybrány na základě doporučeného katalogového zapojení. Oba stabilizátory jsou opatřeny chladiči pro pouzdro TO220 o tepelném odporu 20K/W z důvodu již poměrně velkého napěťového úbytku na stabilizátorech. Takto chlazený stabilizátor by mohl být zatížen proudem maximálně asi do 250 mA vzhledem k tepelnému odporu chladiče a napěťového úbytku na stabilizátoru. Korekční předzesilovač bude mít odběr malý řádově jednotek až do desítek mA. Při uvážení napájení dalších obvodů např. indikátoru vybuzení bychom již museli toto dimenzování brát v potaz a použít například nízko-příkonové LED nebo jejich počet minimalizovat. V kladné větvi je ještě zařazena LED dioda s ochranným odporem pro signalizaci zapnutí zdroje. Velikost předřadného odporu byla vypočítána podle Ohmova zákona s uvážením odběru cca 15 mA.

3.6 Návrh a výpočet chladiče

Při výpočtu vycházíme z hodnoty jmenovitého výkonu 50 W pro jeden koncový stupeň. Uvedený postup návrhu vychází z [15].

Výpočet ztrátového výkonu jednoho koncového stupně:

$$P_{ZTR} = U_{CC} \cdot I_S - P_Z = 26 \cdot 3,18 - 50 = \underline{\underline{32,68W}} \quad (3.17)$$

kde P_{ZTR} je ztrátový výkon koncového stupně, U_{CC} je napájecí napětí koncového stupně, I_S je střední hodnota proudu a P_Z je výkon koncového stupně.

Výpočet minimálního tepelného odporu chladiče:

$$R_{(\Theta)H} = \frac{T_{PN} - T_0}{P_{ZTR}} - \frac{1}{4} \cdot (R_{(\Theta)JC} + R_{(\Theta)CH}) = \frac{150 - 50}{32,68} - \frac{1}{4} \cdot (1,4 + 1,2) = \underline{\underline{2,41K/W}} \quad (3.18)$$

kde $R_{(\Theta)H}$ je tepelný odpor chladiče, $R_{(\Theta)JC}$ je vnitřní tepelný odpor tranzistoru BD911, $R_{(\Theta)CH}$ je tepelný odpor slídové podložky T0220, T_{PN} je teplota přechodu a T_0 je teplota okolí

Protože koncový stupeň bude ve třídě H je očekáván ztrátový výkon koncových tranzistorů menší. Mohli bychom si tedy dovolit navrhnout chladič s větším tepelným odporem a tedy i menšími rozměry, než je uveden. Z důvodu konstrukčního řešení a rozměrů DPS byl vybrán chladič s označením CHL25E/75, jehož rozměry jsou uvedeny v příloze s tepelným odporem 2,3 K/W pro jeden kanál. Tento chladič bude společný i pro chlazení spínacích tranzistorů řízeného napájení koncového stupně.

Všechny tranzistory obou koncových stupňů budou přišroubovány na jednom hliníkovém profilu L, jehož rozměry jsou uvedeny v příloze. K tomuto profilu budou pak přišroubovány dvojice již zmíněných chladičů obou kanálů.

3.7 Mechanická a konstrukční řešení

3.7.1 Přístrojová skříň a její úpravy

Byla vybrána přístrojová skříň dodávaná firmou EZK pod označením KK09-35251 vyrobená z ocelového plechu tloušťky 1mm nastříkaná černým komaxitem. Skládá se ze dvou částí. Dna s čelním a zadním panelem a vrchního víka. V původním provedení obsahovala pouze větrací otvory v dnu a víku a otvor pro síťový kabel. Přesné rozměry přístrojové skříně jsou uvedeny v tab. 3.2.

Tab. 3.2: Rozměry vybrané přístrojové skříně

Vnější rozměry [mm]			Vnitřní rozměry [mm]		
X	Y	Z	x	y	z
352	83	257	344	77	240

Na čelním panelu byl vyřezán otvor pro dvoupólový síťový spínač o jmenovitém napětí 250 V a proudu 16 A. Dále bylo vyvrtáno celkem šest otvorů pro potenciometry, spínač a konektor jack 3,5 mm pro přístup a ovládání korekčního předzesilovače. Protože se přes kontakt mezi potenciometry a přístrojovou skříň dostával přes korekční předzesilovač do signálové cesty síťový brum, byly tyto otvory zvětšeny a doplněny o kabelové průchodky na jejich odizolování.

Otvor pro síťový kabel byl zvětšen na rozměry síťového EURO konektoru se zásuvkou pro pojistku. Na zadním panelu byl umístěn audio konektor s označením K283 se čtyřmi samo-svorkami pro výstup k reproduktorům. Dále zde byly vyvrtány otvory pro konektory CINCH, představující vstupy pravého a levého kanálu zesilovače.

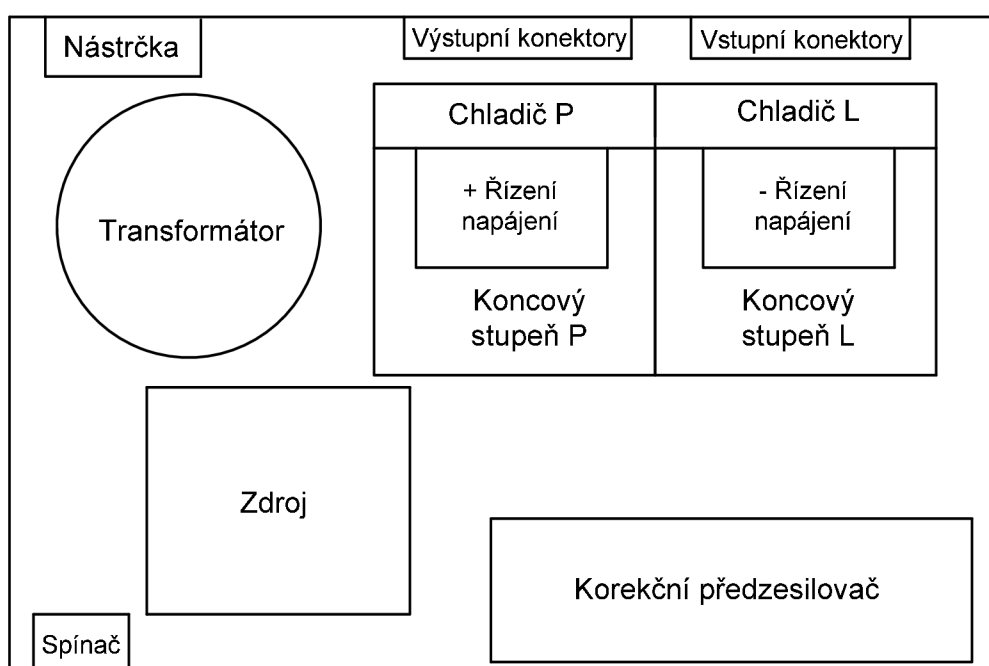
3.7.2 Uspořádání jednotlivých komponentů v přístrojové skříni

Všechny desky plošných spojů jsou umístěny na společné nosné desce z kartitu tloušťky 4 mm s výřezem pro chladič a chladicí otvory, což umožňuje vyjmout celé zařízení z přístrojové skříně a tak snadnější přístup k jednotlivým komponentům. Uspořádání jednotlivých částí a DPS je uvedeno na obr. 3.19.

Celá přístrojová skříň je z hlediska bezpečnosti uzemněna síťovým ochranným kontaktem, což představuje ochranu zařízení třídy I. Nevýhodou u audio zařízení je právě již zmíněná možnost výskytu síťového brumu na vodivých částech zařízení vlivem spojení s ochranným kontaktem sítě. Proto se celá přístrojová skříň v některých audio konstrukcích ponechává spíše plovoucí.

Možnost výskytu síťového brumu může být dále způsobena nesprávným zemněním, vznikem tzv. zemních smyček. Zásada správného zemnění zní: zemnit do jednoho centrálního zemnicího bodu a stínění kabelů se připojuje pouze na jedné straně. Centrálním zemním bodem by měl být největší kondenzátor tedy místo společného bodu kondenzátorů síťového filtru. Nejvhodnější variantou zemnění je tak zvané hvězdicové zemnění. Tedy z místa centrální země vedeme jednotlivé zemní spoje zvlášť ke každé DPS, přičemž průřez vodiče by měl odpovídat velikosti procházejícího proudu. Dále je důležité vést všechny citlivé signálové cesty (hlavně cesty pro vstupy zesilovače) stíněnými kabely, aby se předešlo výskytu rušení v signálové cestě např. vlivem vyzařování síťového transformátoru. Z tohoto důvodu by měl být také síťový transformátor umístěn co nejdále od vstupů zesilovače [19].

Pro přívod napájení koncového stupně (respektive jeho snižujících měničů) bylo použito kabelů tloušťky 2,5 mm pro uvažovaný proud do maximálně 4 A. Kabely vyvedené pro výstupní konektor byly zvoleny tloušťky 1,5 mm.

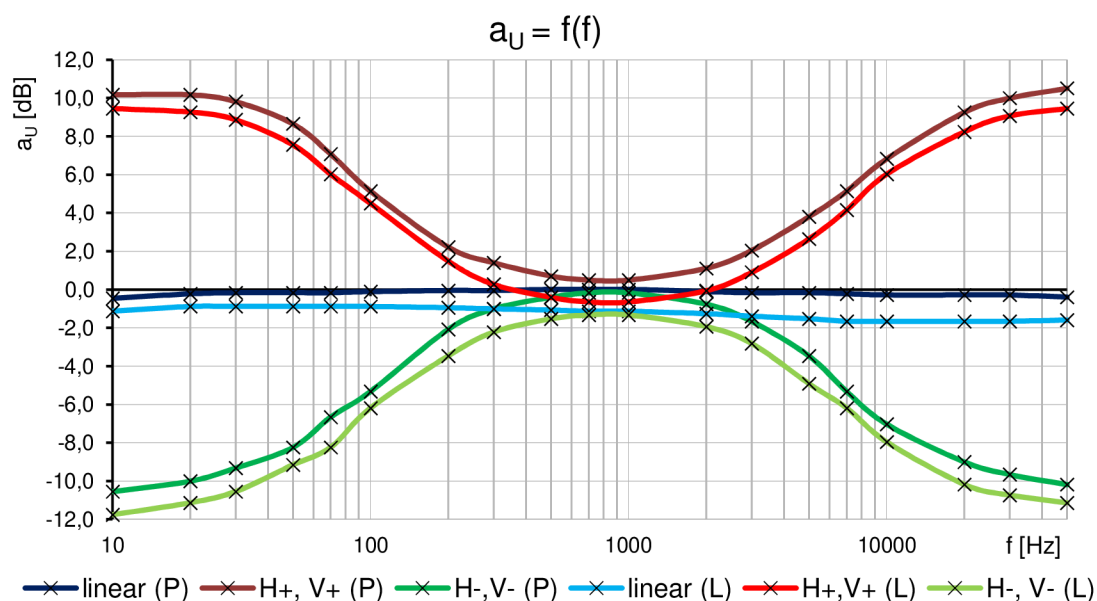


Obr. 3.19: Vnitřní uspořádání v přístrojové skříni

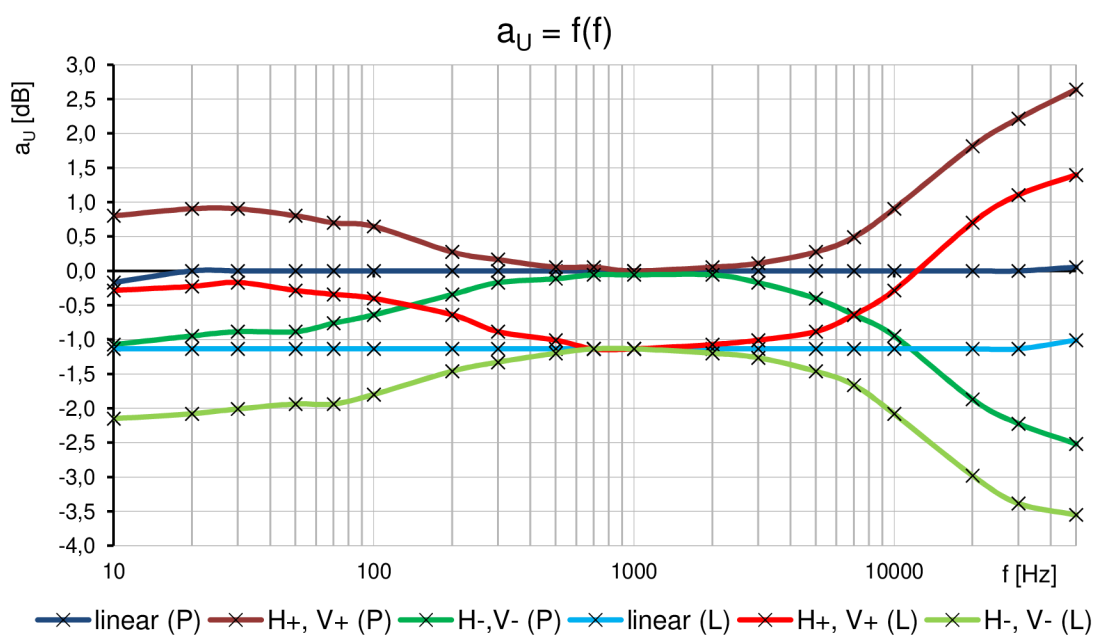
4 ZPRACOVÁNÍ VÝSLEDKŮ MĚŘENÍ

4.1 Měření korekčního předzesilovače

4.1.1 Měření přenosových charakteristik



Graf 4.1: Závislost modulu přenosu na kmitočtu předzesilovače



Graf 4.2: Závislost modulu přenosu na kmitočtu předzesilovače s omezením korekcí

Poznámka: Měřeno při $u_{1RMS} = 775$ mV s nastavením hlasitosti s přenosem 1 na kmitočtu 1 kHz pro pravý kanál a s maximálním vytočením stereo-váhy vždy pro měřený kanál. Tabulky naměřených hodnot jsou uvedeny v příloze.

4.1.2 Měření harmonického zkreslení a přeslechů mezi kanály

Tab. 4.1: Měření harmonického zkreslení korekčního předzesilovače

Kanál	u_{2RMS} [mV]	k_2 [%]	k_3 [%]	THD+N [%]
P	774	0,0014	0,0044	0,023
L	765	0,0023	0,0043	0,025

Poznámka: Měřeno při $u_{1RMS} = 775$ mV, $f = 1$ kHz.

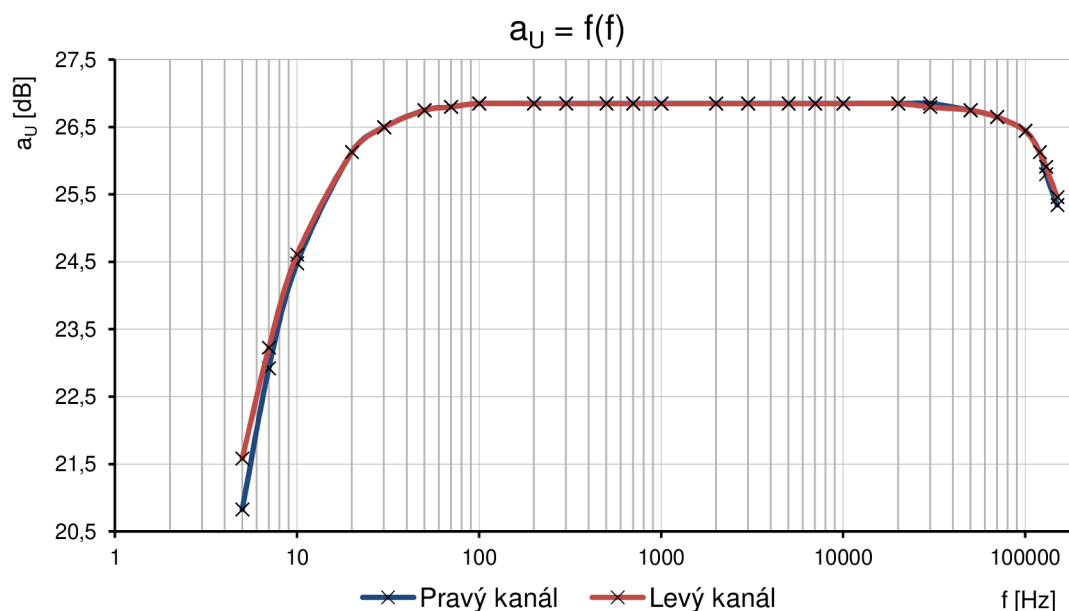
Tab. 4.2: Měření přeslechů korekčního předzesilovače

f [Hz]	$u_{1P} \rightarrow u_{2L}$ [mV]	$u_{1P} \rightarrow u_{2L}$ [dB]	$u_{1L} \rightarrow u_{2P}$ [mV]	$u_{1L} \rightarrow u_{2P}$ [dB]
100	1,2	-56,20	0,95	-58,23
1000	1,5	-54,26	1,6	-53,70
10000	6,8	-41,14	6,6	-41,40

Poznámka: Měřeno při $u_{1RMS} = 775$ mV.

4.2 Měření koncových stupňů

4.2.1 Měření přenosových charakteristik



Graf 4.3: Závislost modulu přenosu na kmitočtu koncových stupňů

Poznámka: Měřeno při $u_{1RMS} = 400$ mV. Tabulka hodnot je uvedena v příloze.

4.2.2 Měření maximálního výkonu

Tab. 4.3: Měření maximálního výkonu koncových stupňů

Kanál	P (mono)	L (mono)	P (stereo)	L (stereo)
u_{2RMS} [V]	17,22	17,14	15,88	15,92
P_{RMS} [W]	74,13	73,44	63,04	63,36

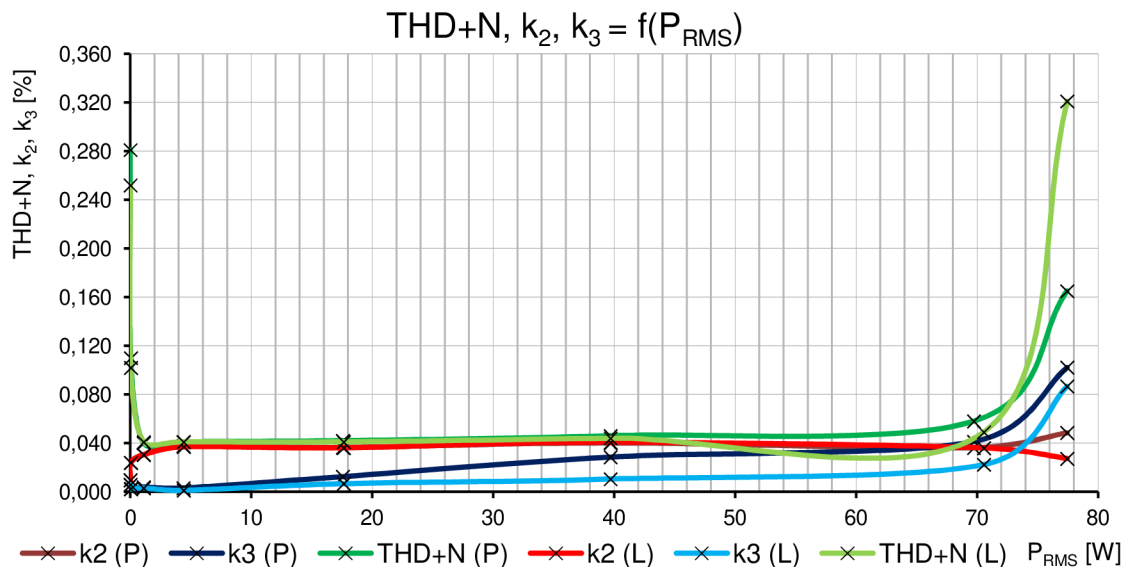
Poznámka: Měřeno vždy těsně v podlimitním stavu se zatížením 4Ω . Výkon koncového stupně byl vypočítán podle vzorce 3.9.

4.2.3 Měření harmonického zkreslení a rychlosti přeběhu

Tab. 4.4: Měření harmonického zkreslení koncových stupňů

Kanál P / Kanál L									
u_{2RMS} [V]		P_{RMS} [W]		k_2 [%]		k_3 [%]		THD+N [%]	
0,148	0,148	0,006	0,006	0,0097	0,0096	0,0056	0,0059	0,281	0,252
0,419	0,417	0,044	0,043	0,0238	0,0240	0,0021	0,0025	0,110	0,102
2,10	2,10	1,103	1,103	0,0305	0,0304	0,0039	0,0031	0,040	0,041
4,19	4,20	4,389	4,410	0,0377	0,0369	0,0031	0,0012	0,041	0,041
8,38	8,40	17,556	17,640	0,0365	0,0361	0,0125	0,0067	0,042	0,041
12,60	12,60	39,690	39,690	0,0402	0,0407	0,0286	0,0105	0,046	0,044
16,70	16,80	69,723	70,560	0,0362	0,0360	0,0413	0,0224	0,058	0,049
17,60	17,60	77,440	77,440	0,0485	0,0273	0,1022	0,0867	0,165	0,321

Poznámka: Harmonické zkreslení bylo měřeno při kmitočtu 1 kHz. Při poslední výstupní úrovni se již kanál L nacházel v limitaci (na rozdíl od kanálu P), čemuž odpovídá i vzrůst THD+N. Zkreslení použitého generátoru odpovídalo těmto parametrům: $k_2 = 0,0009 \%$, $k_3 = 0,0028 \%$ a $THD+N = 0,003 \%$.



Graf 4.4: Závislost harmonického zkreslení na výstupním výkonu

Tab. 4.5: Měření rychlosti přeběhu koncových stupňů

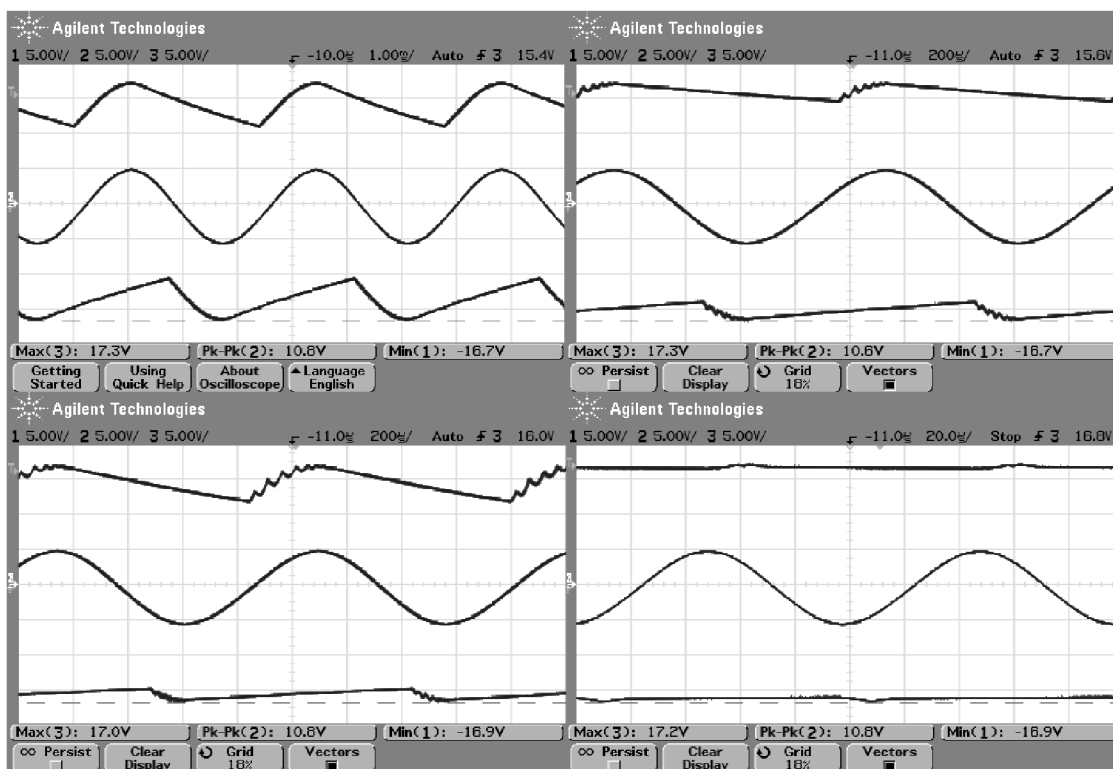
Kanál	Δt_R [μ s]	Δu_R [V]	Δt_F [μ s]	Δu_F [V]	SR_R [V/ μ s]	SR_F [V/ μ s]
P	1,61	47,66	2,02	47,66	29,60	23,59
L	1,64	47,97	1,90	47,97	29,25	25,25

Poznámka: Rychlost přeběhu byla měřena při vstupním harmonické napětí odpovídající stavu těsně před limitací na kmitočtu 1 kHz a poté byl tvar buzeného signálu změněn na obdélníkový se střídou 1:1.

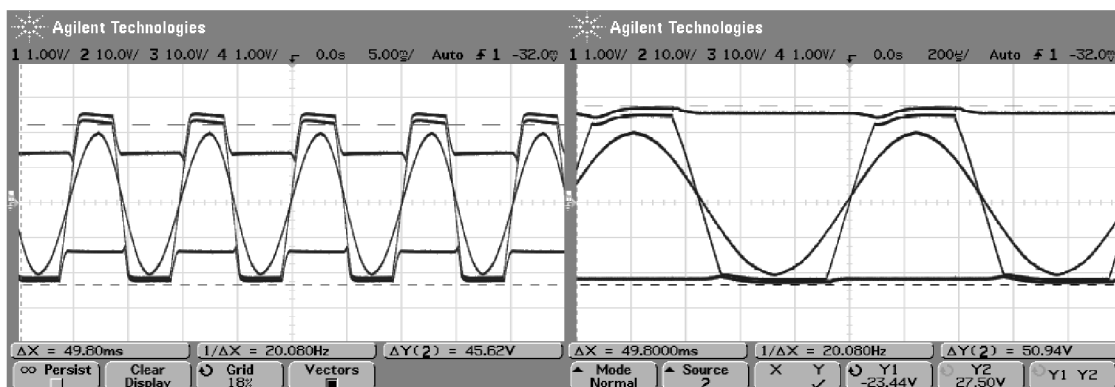
4.3 Měření řízeného napájení koncových tranzistorů

4.3.1 Samostatné oživení

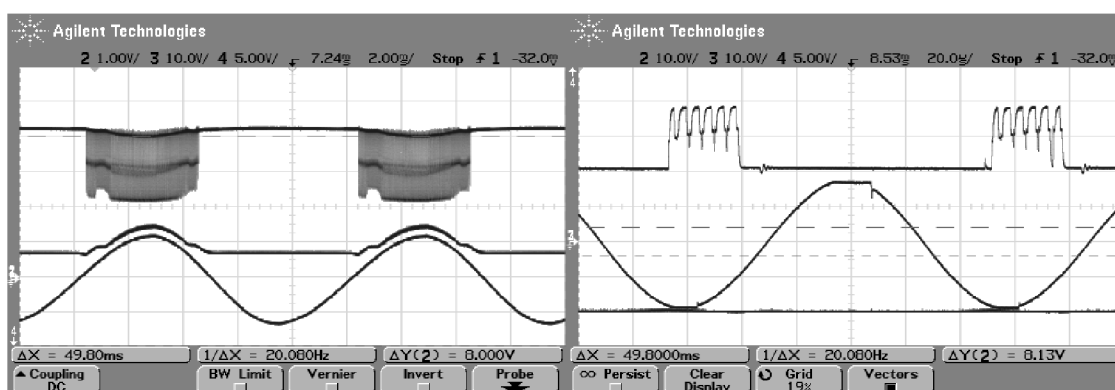
Protože jsou oba měniče konstruovány tak, že přesně sledují velikost zpracovávaného signálu až od rozkmitu ± 10 V, je při měření na vstup každé reference předřazen kondenzátor o kapacitě 22 μ F a paralelně rezistor 1 k Ω představující posun signálu o stejnosměrnou složku, tak aby bylo možné přivést na vstup reference signál menšího rozkmitu. Oba měniče pracují do zátěže asi 45 Ω . Z průběhů na obr. 4.1 je patrné, že se zvyšujícím kmitočtem referenčního signálu se nemohou výstupní kondenzátory měničů dostatečně rychle vybit. Ze třetího oscilogramu můžeme vidět, že k vybití výstupního kondenzátoru kladného měniče a tedy k jeho věrohodnějšímu sledování zpracovávaného signálu značně napomáhá zvětšení odběru proudu do zátěže (cca 10 Ω).



Obr. 4.1: Průběhy výstupních napětí měničů po jeho oživení



Obr. 4.3: Chování měničů napětí v limitaci



Obr. 4.4: Průběh změny střidy spínání tranzistorů MOS-FET měničů napětí

První oscilogram na obr. 4.4 popisuje průběh spínání tranzistoru MOS-FET kladného měniče a druhý záporného. Je patrné, že při nižších zpracovávaných kmitočtech dokáže měnič dostatečně rychle změnit střidu spínání spínacího tranzistoru a výstupní napětí měniče je tak proměnné a přesně sleduje signál (první oscilogram). Naopak při vyšších kmitočtech je výstupní napětí prakticky na konstantní úrovni a dochází tak již téměř k limitaci.

Poznámka: 2 – výstupní napětí kladného měniče se sondou 1:10 / výstupní napětí záporného měniče, 3 – výstupní signál koncového stupně a 4 – průběh spínání MOS-FET tranzistoru na řídicí elektrodě (gate).

Další oscilogramy z měření jsou uvedeny v elektronické příloze.

5 ZÁVĚR

V teoretické části bakalářské práce byla nejprve detailně prostudována problematika koncových stupňů ve třídě H. Způsobů realizace bylo nalezeno několik, přičemž bylo vybráno to, které z hlediska definice je třídě H nejbližší.

Nejprve byl celkově navrhnout a realizován koncový stupeň s diskretních součástek ve třídě AB s modulem ochrany na společné desce plošného spoje a napájecí zdroj zesilovače. Oba koncové stupně byly plně oživeny a poté změřeny jejich základní vlastnosti s napájením navrženého lineárního zdroje. Naměřené přenosové charakteristiky obou koncových stupňů věrohodně odpovídají přenosové charakteristice získané ze simulace. I když přenosové charakteristiky nebyly měřeny až do očekávaného horního mezního kmitočtu z důvodu možného přetížení Boucherotova členu, můžeme říci, že celkové pásmo přenášených kmitočtů je více než dostačující. Maximální výstupní výkon obou koncových stupňů ještě před limitací byl kolem 70 W, čemuž odpovídalo harmonickému zkreslení do 0,06 %. Při zapojení obou stupňů součastně byl výstupní výkon asi o 10 W menší na každý kanál.

Pro takto realizovaný zesilovač byl poté vyroben snižující měnič pro kladnou větev napájení jako pokusný vzorek části řízeného napájení koncových tranzistorů. Už při oživování samotné desky plošného spoje nastaly problémy, které ve většině případů končili zničením integrovaného obvodu spínaného zdroje během krátké doby provozu. Z těchto důvodů bylo zapojení několikrát obměněno. Největší chybou v původním zapojení bylo opomenutí filtračních kondenzátorů na vstupu měniče. Po úspěšném odladění snižujícího měniče byl poté vyroben konečný prototyp řízeného napájení koncových tranzistorů. Při oživení obou větví napájení se měniče chovali plně funkčně, avšak po připojení ke koncovému stupni docházelo k stejnosměrnému posunu výstupního signálu a následné aktivaci ochran zesilovače. Po několika menších úpravách řídicích vstupů měničů se podařilo tento problém vyřešit. Hlavním nedostatkem navržených měničů napětí zůstala pomalá odezva a setrvačné vlastnosti, díky kterým docházelo k předčasné limitaci již na nižších kmitočtech (okolo 1 kHz), než bylo očekáváno dle simulací. Tento problém by bylo možné řešit použitím jiného řídicího integrovaného obvodu spínaného zdroje, pracujícího na vyšším pracovním kmitočtu. Zvažován byl integrovaný obvod TPS40056, který je určen přímo pro snižující měniče s maximální frekvencí oscilátoru 1 MHz. Při větším pracovním kmitočtu však rostou spínací ztráty a celková účinnost měniče se zmenšuje, proto ani tímto směrem ke zlepšení rychlejší odezvy řízeného napájení cesta nevede, v případě, že bychom chtěli zachovat stávající koncepci zdroje. Závěrem můžeme shrnout, že takto navržený koncový stupeň ve třídě H dokáže s plným sinusovým výkonem pracovat pouze v nižším pásmu kmitočtů, proto by se spíše hodil např. pro subwoofer.

K navrženému koncovému stupni byl ještě vyroben korekční předzesilovač, jehož přenosové charakteristiky plně odpovídají simulacím. Při stejně nastavených úrovních hlasitostí obou kanálů byl levý oproti pravému zeslaben asi o 1 dB, což je způsobeno s největší pravděpodobností nestejným průběhem odporových drah použitého tandemového potenciometru.

Zařízení bude v budoucnu doplněno o popisky ovládacích prvků a konektorů a také o indikátor vybuzení. Jinak je prototyp koncového zesilovače kompletní.

LITERATURA

- [1] SLONE, G. Randy. *High-power audio amplifier construction manual: 50 to 500 Watts for the audio perfectionist*. New York: McGraw-Hill, 1988. 476 s. ISBN 0071341196
- [2] SELF, Douglas. *Audio Power amplifier Design Handbook. 5rd ed.* New York: Newnes - ELSEVIER, 2009. 582 s. ISBN 9780240521626
- [3] *Výkonový zesilovač v pracovní třídě*. Amatérské rádio řada B, Konstrukční elektronika a radio, ročník LI/2002, číslo 5. Amaro, 2002
- [4] PHILIPS. *TDA1562Q*, Philips Semiconductors 1998, 21s. [cit. 2012-03-18].
Dostupné z WWW: <http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/philips/TDA1562.pdf>
- [5] KREJČÍŘÍK, Alexandr. *DC/DC měniče*. Praha: BEN – technická literatura, 2001. 111 s. ISBN 80-7300-045-8
- [6] RODRIGUES, Manny. Audio Amplifiers: Class H Amplifiers. *Audio Power Solutions, Design and Consulting*. [cit. 2011-12-20]
Dostupné z WWW: <http://www.apsdc.com/Amplifiers%20Topologies,Class%20H.htm>
- [7] NATIONAL SEMICONDUCTOR. Design: Class H Basic Operation. [cit. 2011-12-20].
Dostupné z WWW: <http://www.national.com/AU/design/courses/180/cla12/01cla12.htm>
- [8] *Výkonový zesilovač 700W ve třídě H*. Amatérské rádio, ročník 2009, číslo 3. Amaro, 2009
- [9] *Nízkofrekvenční výkonový zesilovač 50W*. Amatérské rádio řada B, Konstrukční elektronika a radio, ročník LII/2003, číslo 1. Amaro, 2003
- [10] TULIS, Zdeněk. Zesilovač DPA220. *Zewel*. [cit. 2011-12-20]
Dostupné z WWW: <http://www.zewel.tuliscz.com/dpa220.php>
- [11] *Snižující měnič se vstupním napětím 50V*. Amatérské rádio řada B, Konstrukční elektronika a radio, ročník XIV/2009, číslo 3. Amaro, 2009
- [12] TEXAS INSTRUMENTS. *Designing Switching Voltage Regulators With the TL494*. Texas Instruments Incorporated 2011, 29 s. [cit. 2011-12-20]
Dostupné z WWW: <http://www.ti.com/lit/an/slva001e/slva001e.pdf>
- [13] TEXAS INSTRUMENTS. *Katalogový list TL494*. Texas Instruments Incorporated 2002, 10 s. [cit. 2011-12-20]
Dostupné z WWW: <http://www.datasheetcatalog.com>
- [14] DUDEK, Pavel. *Moderní výkonové zesilovače řady DPA*. Amatérské Rádio řada A 3/1992. Amaro, 1992
- [15] KOTISA, Zdeněk. *NF zesilovače 3. – tranzistorové výkonové zesilovače*. Praha: BEN – technická literatura, 2003. 96 s. ISBN 80-7300-065-2
- [16] ALBERT, Filip. Spínané zdroje: Blokové schéma spínaného zdroje. *Wikipedie*. [cit. 2011-12-20]. Dostupné z WWW: <http://cs.wikipedia.org>
- [17] ELLIOTT, Rod. Project: Preamps and Accessories: Hi-Fi preamp. *Elliott soud products – The audio pages*. [cit. 2012-4-22]
Dostupné z WWW: <http://sound.westhost.com/project97.htm>
- [18] *Audioweb.cz*. [cit. 2012-4-22] Dostupné z WWW: <http://www.audioweb.cz/>

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

BIAS	předpětí
DC/DC	stejnoseměrný měnič
DPS	deska plošného spoje
ESR	parazitní sériový odpor kondenzátoru
FB	feedback (zpětná vazba)
FET	field effect tranzistor (unipolární tranzistor)
f_T	tranzitní frekvence
Hi-Fi	high fidelity (označení vysoké věrnosti reprodukce)
IN	input (vstup)
k_2, k_3	zkreslení druhé a třetí harmonické složky
LED	Light Emitting Diode (světlo emitující dioda)
MOS-FET	metal oxide semiconductor field effect transistor (napětím řízený tranzistor se strukturou kov polovodič)
nf	nízkofrekvenční
OUT	output (výstup)
OZ	operační zesilovač
PWM	pulse width modulation (pulzní a šířková modulace)
REF	reference
R_Z	zatěžovací rezistor (reproduktor)
SR_R	rychlost přeběhu pro náběžnou hranu (rise)
SR_F	rychlost přeběhu pro sestupnou hranu (fall)
ss	stejnoseměrný, stejnoseměrné
THD	total harmonic distortion (celkové harmonické zkreslení)
THD+N	total harmonic distortion plus noise
U_{CC}	napájecí napětí
U_{CE}	napětí na tranzistoru mezi kolektorem a emitorem
vf	vysokofrekvenční
ZD	Zenerova dioda

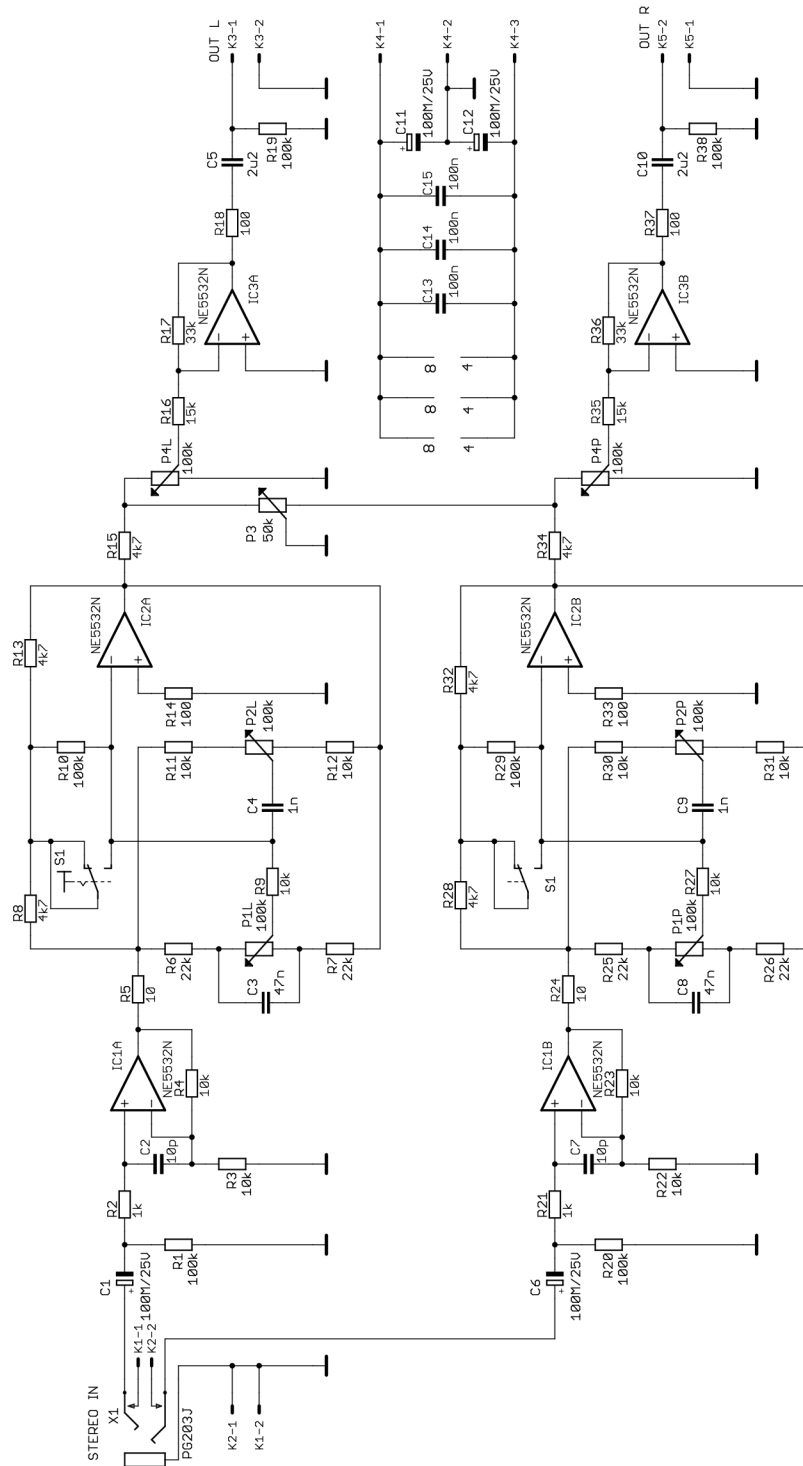
SEZNAM PŘÍLOH

A	Schémata zapojení	54
A.1	Schéma zapojení korekčního předzesilovače	54
A.2	Schéma zapojení koncového stupně	55
A.3	Schéma řízeného napájení koncových tranzistorů.....	56
B	Návrhy desek plošných spojů	57
B.1	DPS korekčního předzesilovače	57
B.2	DPS napájecího zdroje.....	57
B.3	DPS koncového stupně - top (strana součástek).....	58
B.4	DPS koncového stupně - bottom (strana spojů).....	58
B.5	DPS řízeného napájení koncových tranzistorů	59
C	Osazovací plány DPS	60
C.1	Osazovací plán korekčního předzesilovače	60
C.2	Osazovací plán napájecího zdroje.....	60
C.3	Osazovací plán koncového stupně.....	61
C.4	Osazovací plán řízeného napájení koncových tranzistorů.....	62
D	Seznamy součástek	63
D.1	Seznam součástek korekčního předzesilovače	63
D.2	Seznam součástek napájecího zdroje.....	63
D.3	Seznam součástek koncového stupně	64
D.4	Seznam součástek řízeného napájení koncových tranzistorů	65
E	Výkresy	66
E.1	Výkres chladiče.....	66
E.2	Výkres profilu L pro chladič.....	66
F	Naměřené tabulky	67
F.1	Přenosová charakteristika korekčního předzesilovače	67
F.2	Přenosová char. korekčního předzesilovače s omezením korekcí.....	68
F.3	Přenosová charakteristika koncových stupňů	68
G	Fotodokumentace	69
G.1	Modul koncového stupně třídy H	69
G.2	Čelní pohled.....	70

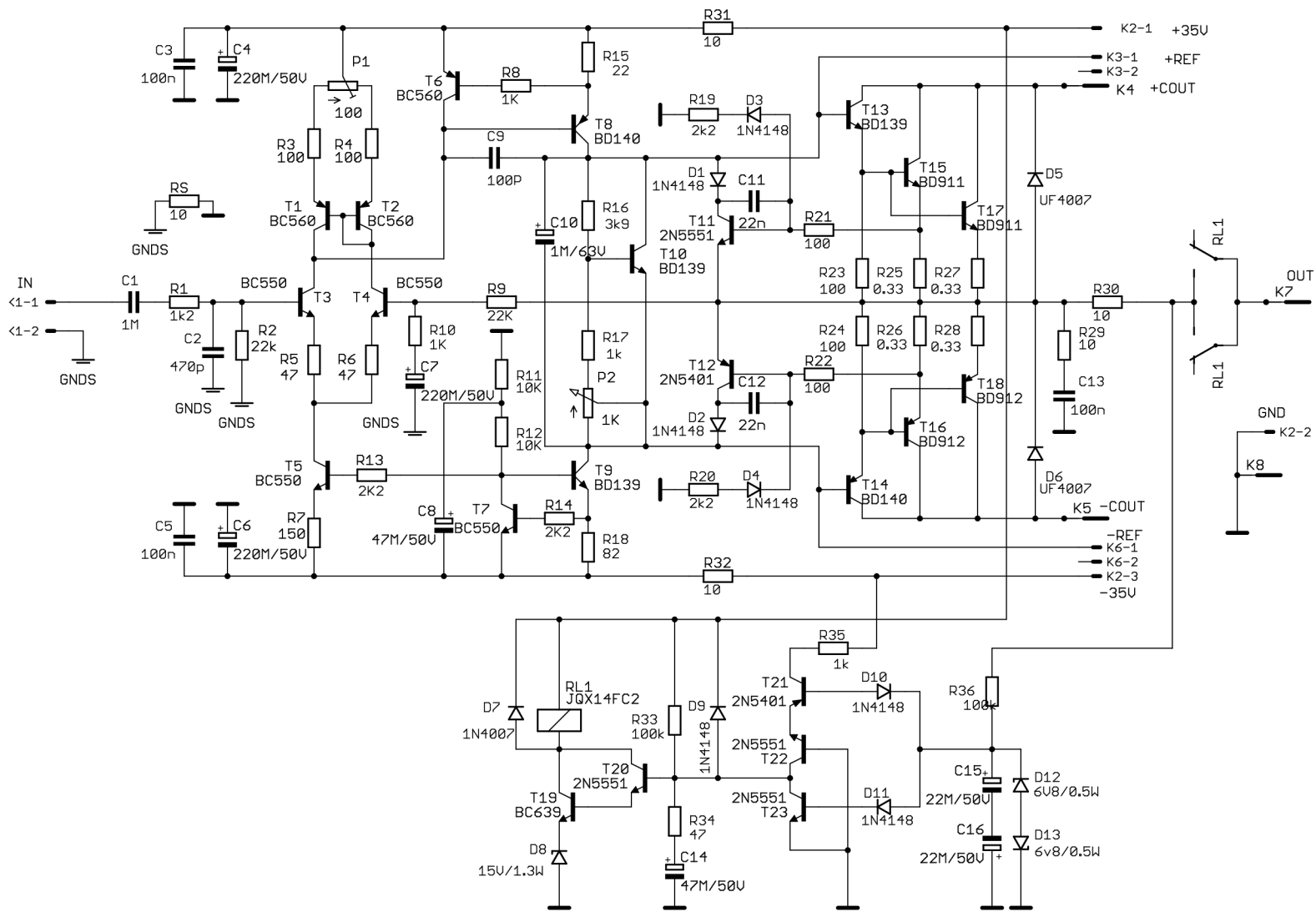
G.3	Zadní pohled	70
G.4	Vnitřní pohled	69

A SCHÉMATA ZAPOJENÍ

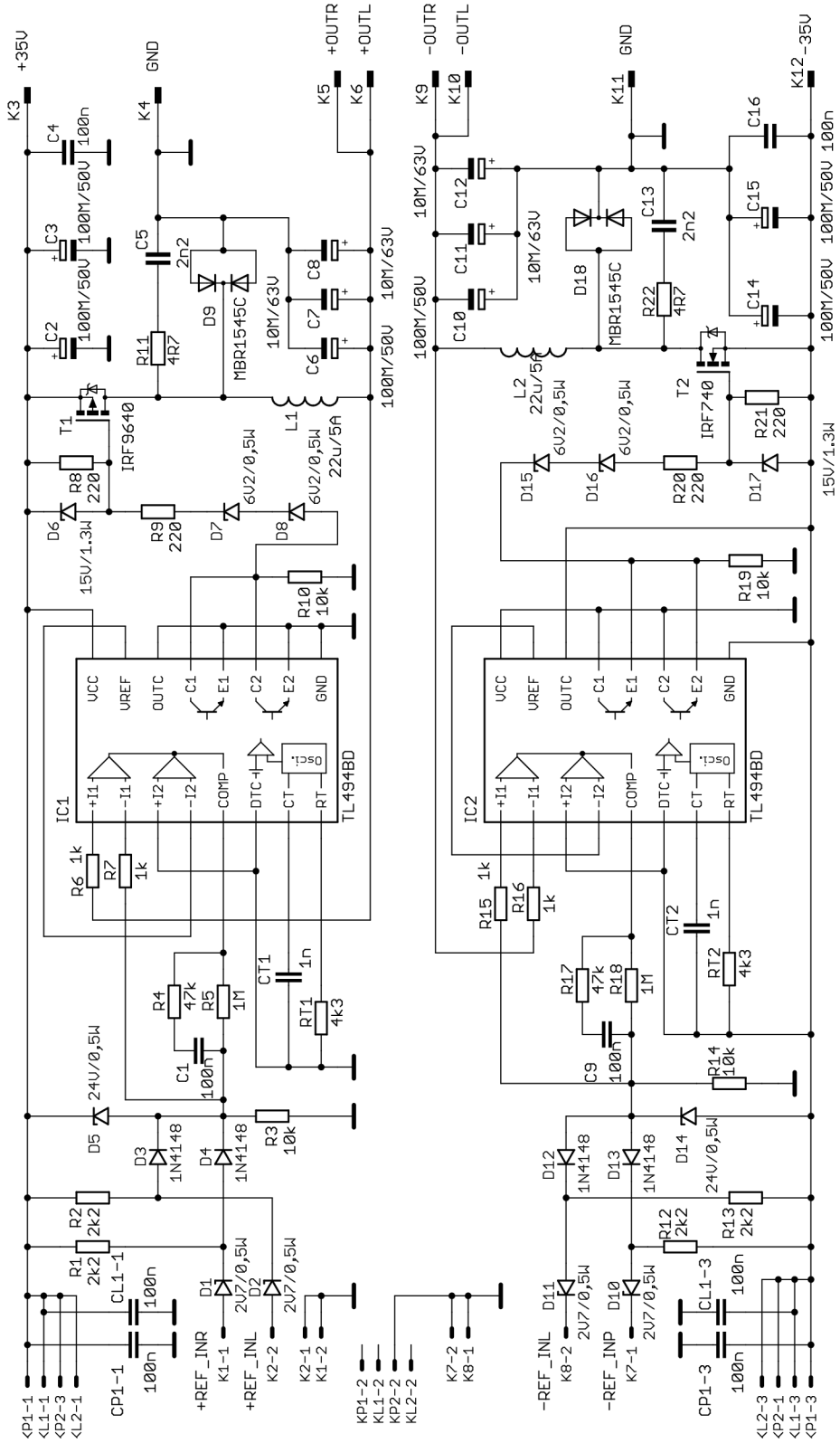
A.1 Schéma zapojení korekčního předzesilovače



A.2 Schéma zapojení koncového stupně



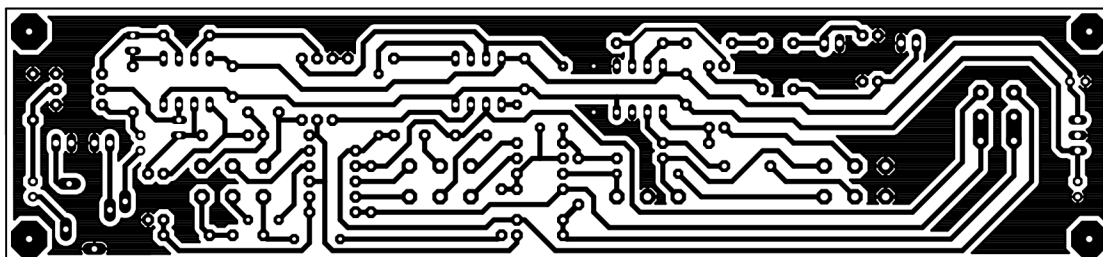
A.3 Schéma řízeného napájení koncových tranzistorů



B NÁVRHY DESEK PLOŠNÝCH SPOJŮ

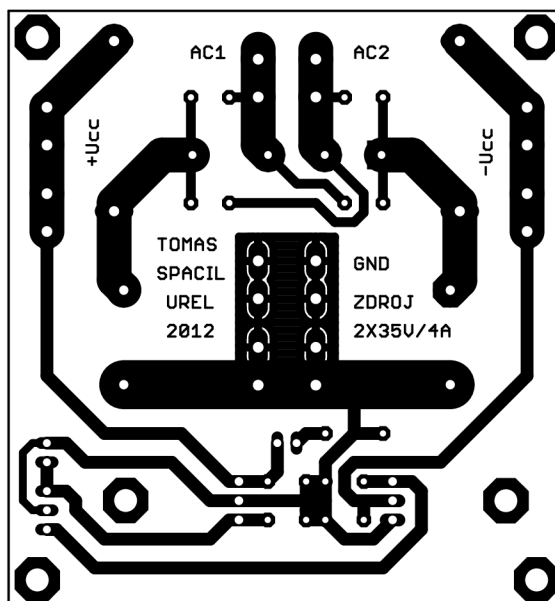
Všechny desky plošných spojů jsou v měřítku 1:1 (pokud není uvedeno jinak).

B.1 DPS korekčního předzesilovače

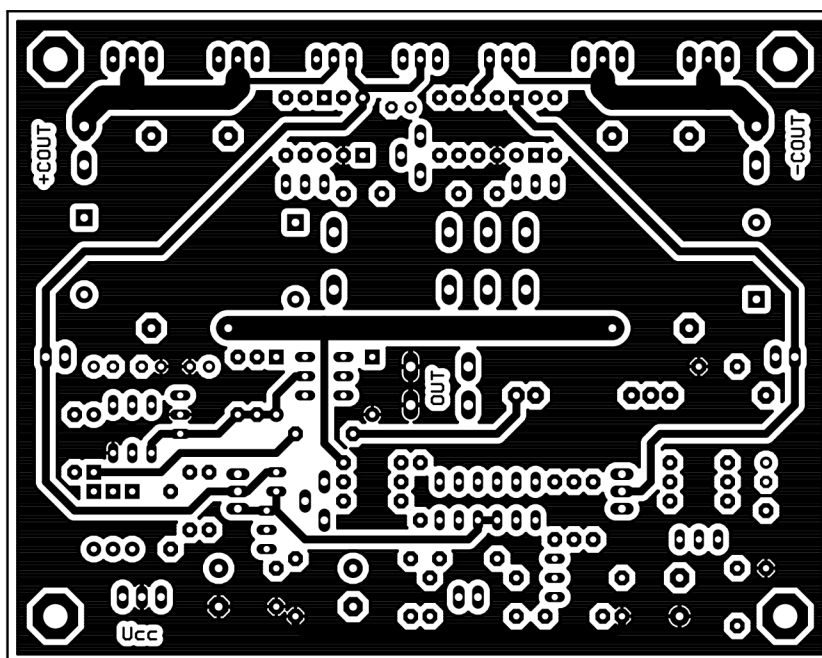


Deska je v měřítku 4:5.

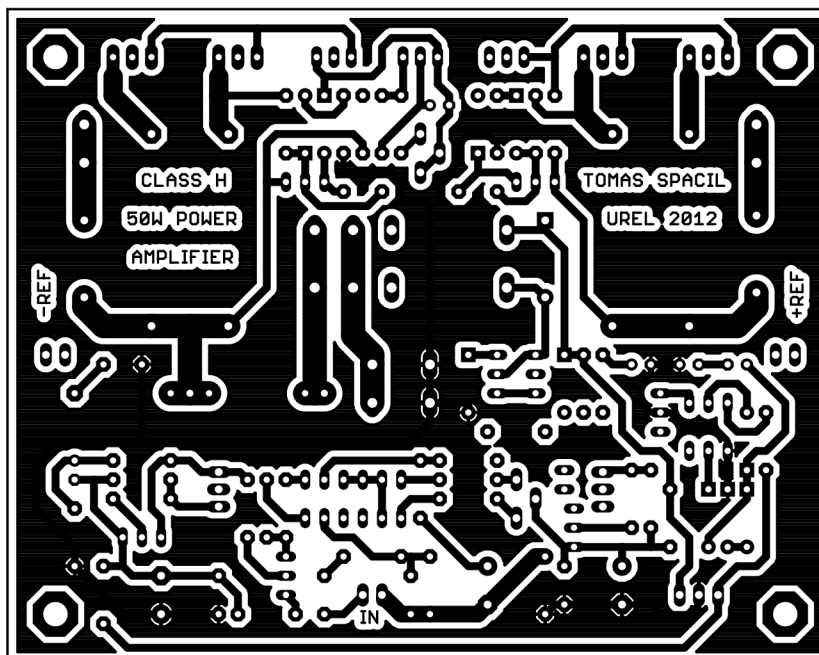
B.2 DPS napájecího zdroje



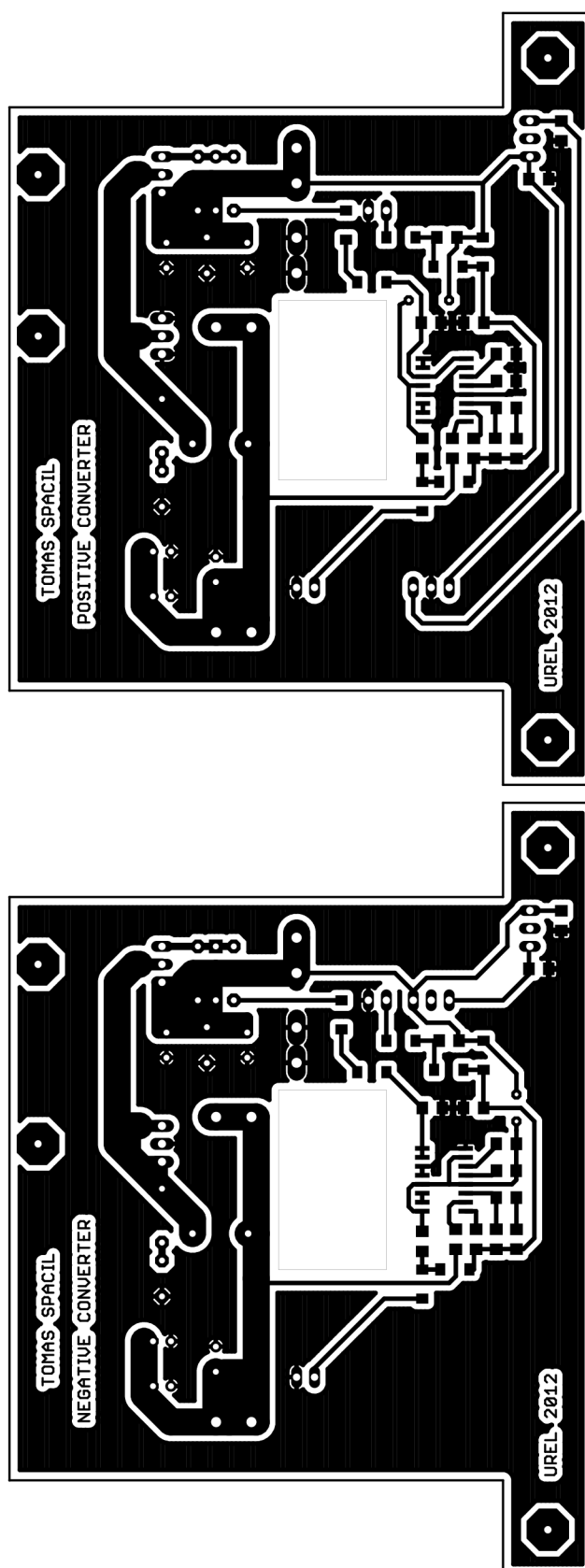
B.3 DPS koncového stupně - top (strana součástek)



B.4 DPS koncového stupně - bottom (strana spojů)

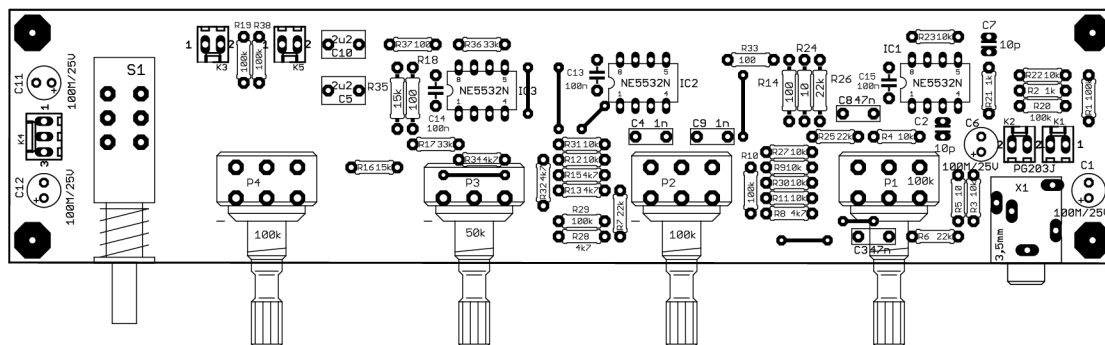


B.5 DPS řízeného napájení koncových tranzistorů



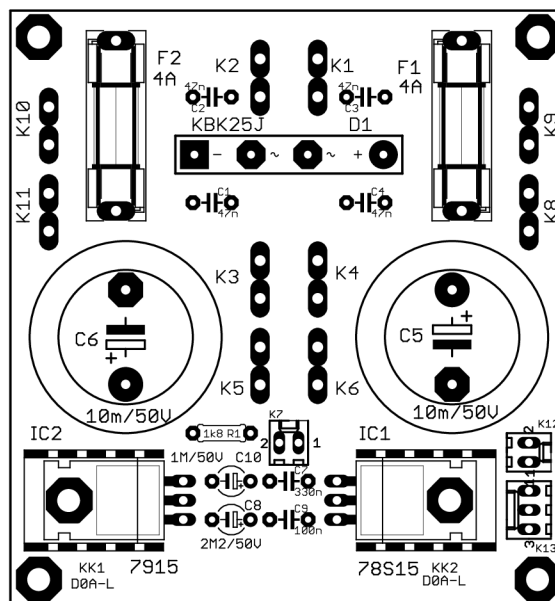
C OSAZOVACÍ PLÁNY DPS

C.1 Osazovací plán korekčního předzesilovače

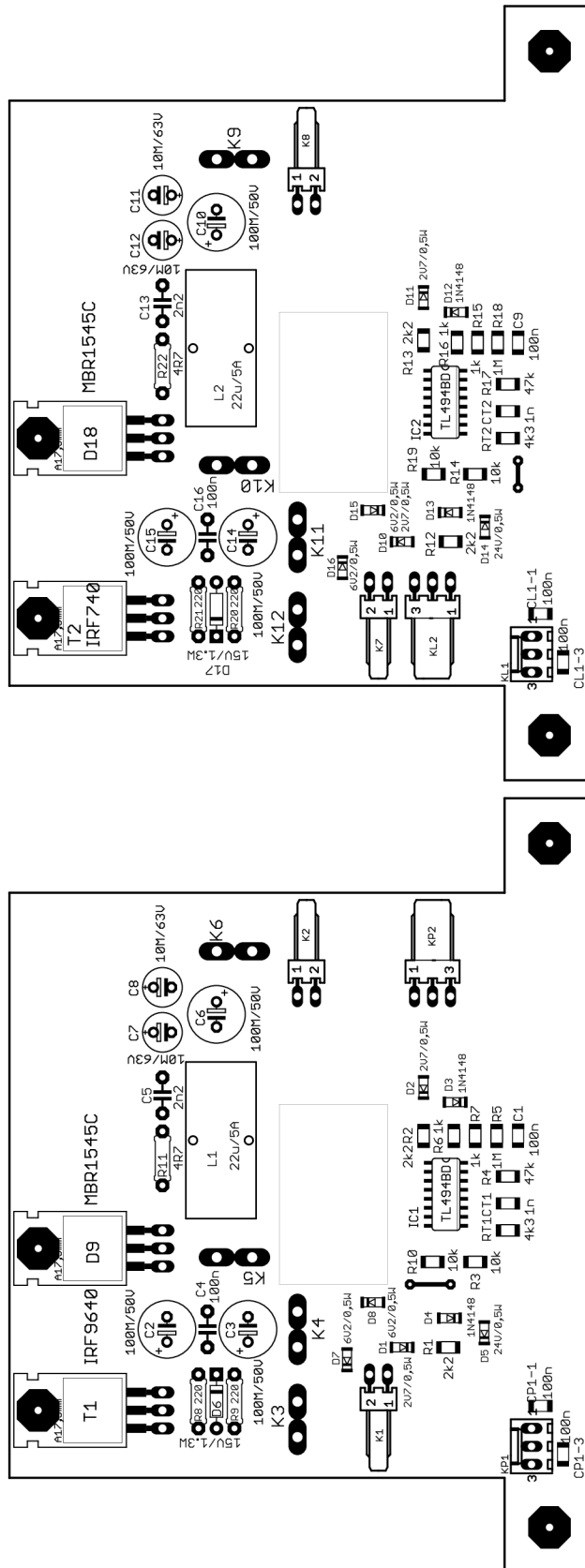


Deska je v měřítku 4:5.

C.2 Osazovací plán napájecího zdroje



C.4 Osazovací plán řízeného napájení koncových tranzistorů



D SEZNAMY SOUČÁSTEK

D.1 Seznam součástek korekčního předzesilovače

Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
C ₁ , C ₆ , C ₁₁ , C ₁₂	100M/25V	E2,5-6	Elektrolytický kondenzátor
C ₂ , C ₇	10p	C-2,5	Keramický kondenzátor
C ₃ , C ₈	47n	C-5-2,5-7,2	Fóliový kondenzátor
C ₄ , C ₉	1n	C-5-2,5-7,2	Fóliový kondenzátor
C ₅ , C ₁₀	2μ2	C-5-4,5-7,2	Fóliový kondenzátor
C ₁₃ , C ₁₄ , C ₁₅	100n	C-5	Keramický kondenzátor
IC ₁ , IC ₂ , IC ₃	NE5532N	DIL08	Nízko-šumový OZ
K ₁ , K ₂ , K ₃ , K ₅	-	PSH02-02	Molex konektor
K ₄	-	PSH02-03	Molex konektor
P ₁ , P ₂ , P ₄	2x100k/N	R16S-B	Stereofonní potenciometr
P ₃	50k/N	R16-B	Monofonní potenciometr
R ₁ , R ₁₀ , R ₁₉ , R ₂₀ , R ₂₉ ,	100k	-	Rezistor
R ₂ , R ₂₁	1k	-	Rezistor
R ₃ , R ₄ , R ₉ , R ₁₁ , R ₁₂ ,	10k	-	Rezistor
R ₂₂ , R ₂₃ , R ₂₇ , R ₃₀ , R ₃₁	10k	-	Rezistor
R ₅ , R ₂₄	10	-	Rezistor
R ₆ , R ₇ , R ₂₅ , R ₂₆	22k	-	Rezistor
R ₈ , R ₁₃ , R ₁₅ , R ₂₈ , R ₃₂ ,	4k7	-	Rezistor
R ₁₄ , R ₁₈ , R ₃₃ , R ₃₇	100	-	Rezistor
R ₁₆ , R ₃₅	15k	-	Rezistor
R ₁₇ , R ₃₆	33k	-	Rezistor
S ₁	-	-	Izostat
X ₁	PG203J	PG203J	3,5mm Jack konektor do DPS

D.2 Seznam součástek napájecího zdroje

Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
C ₁ - C ₄ ; C ₇ ; C ₉	47n; 330n; 100n	C-5	Keramický kondenzátor
C ₅ , C ₆	10m/50V	EB25D	Elektrolytický kondenzátor
C ₈ ; C ₁₀	2M2/50V; 1M/50V	E5-4	Elektrolytický kondenzátor
D ₁	25A	KBK25J	Diodový můstek
F ₁ , F ₂	4A	DP022	Pojistkové pouzdro + pomalá
IC ₁	78S15	TO220	Stabilizátor napětí
IC ₂	7915	TO220	Stabilizátor napětí
K ₁ - K ₆ , K ₈ - K ₁₁	-	6,3mm	Faston do DPS
K ₇ , K ₁₂	-	PSH02-02	Molex konektor
K ₁₃	-	PSH02-03	Molex konektor
R ₁	1k8	-	Rezistor

D.3 Seznam součástek koncového stupně

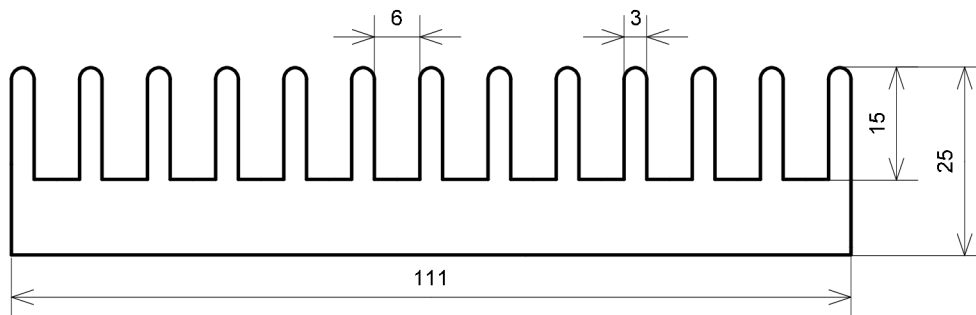
Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
C ₁	1M	C-5-4,5-7,2	Fóliový kondenzátor
C ₂	470p	C-5	Keramický kondenzátor
C ₃ , C ₅ , C ₁₃	100n	C-5	Keramický kondenzátor
C ₄ , C ₆ , C ₇	220M/50V	E5-10,5	Elektrolytický kondenzátor
C ₈	47M/50V	E2,5-6	Elektrolytický kondenzátor
C ₉	100p	C-2,5	Keramický kondenzátor
C ₁₀	1M/63V	E2,5-5	Elektrolytický kondenzátor
C ₁₁ , C ₁₂	22n	C-5-2,5-7,2	Fóliový kondenzátor
C ₁₄	47M/50V	E2,5-6	Elektrolytický kondenzátor
C ₁₅ , C ₁₆	22M/50V	E2,5-6	Elektrolytický kondenzátor
D ₁ - D ₄ , D ₉ - D ₁₁	1N4148	D035	Univerzální dioda
D ₅ , D ₆	UF4007	D041	Schottkyho dioda
D ₇	1N4007	D041	Univerzální dioda
D ₈	15V/1,3W	D035	Zenerova dioda
D ₁₂ , D ₁₃	6V8/0,5W	D035	Zenerova dioda
K ₁ , K ₃ , K ₆	-	PSH02-02	Molex konektor
K ₂	-	PSH02-03	Molex konektor
K ₄ , K ₅	-	4,8mm	Faston do DPS
K ₇ , K ₈	-	6,3mm	Faston do DPS
P ₁ ; P ₂	100; 1k	-	Trimr nastojato
R ₁	1k2	-	Rezistor
R ₂ , R ₉	22k	-	Rezistor
R ₃ , R ₄ , R ₂₁ - R ₂₄	100	-	Rezistor
R ₅ , R ₆ , R ₃₄	47	-	Rezistor
R ₈ , R ₁₀ , R ₁₇ , R ₃₅	1k	-	Rezistor
R ₁₁ , R ₁₂	10k	-	Rezistor
R ₁₃ , R ₁₄ , R ₁₉ , R ₂₀	2k2	-	Rezistor
R ₇ ; R ₁₅ ; R ₁₆ ; R ₁₈	150; 22; 3k9; 82	-	Rezistor
R ₂₅ - R ₂₈	0,33	5W	Drátový rezistor
R ₂₉ , R ₃₀	10	2W	Rezistor
R ₃₁ , R ₃₂ , R ₅	10	-	Rezistor
R ₃₃ , R ₃₆	100k	-	Rezistor
R _{L1}	24V/8A	JQX14FC2	2x spínací relé
T ₁ , T ₂ , T ₆	BC560C	TO92	PNP tranzistor
T ₃ - T ₅ , T ₇	BC550B	TO92	NPN tranzistor
T ₈ , T ₁₄	BD140	TO220	PNP tranzistor
T ₉ , T ₁₀ , T ₁₃	BD139	TO220	NPN tranzistor
T ₁₁ , T ₂₀ , T ₂₂ , T ₂₃	2N5551	TO92	NPN tranzistor
T ₁₂ , T ₂₁	2N5401	TO92	PNP tranzistor
T ₁₅ , T ₁₇	BD911	TO220	NPN tranzistor
T ₁₆ , T ₁₈	BD912	TO220	PNP tranzistor
T ₁₉	BC639	TO92	NPN tranzistor

D.4 Seznam součástek řízeného napájení koncových tranzistorů

Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
C ₁ , C ₉ , C _{L1-1} , C _{L1-3} , C _{P1-1} , C _{P1-3}	100n	1206	Keramický SMD
C ₂ , C ₃ , C ₆ , C ₁₀ , C ₁₄ , C ₁₅	100M/50V	E3,5-8	El. kondenzátor low ESR
C ₄ , C ₁₆ ; C ₅ , C ₁₃	100n; 2n2	C-5	Keramický kondenzátor
C ₇ , C ₈ , C ₁₁ , C ₁₂	10M/63V	E2,5-6	El. kondenzátor low ESR
C _{T1} , C _{T2}	1n	1206	Keramický SMD
D ₁ , D ₂ , D ₁₀ , D ₁₁	2V7/0,5W	SOD80	SMD Zenerova dioda
D ₃ , D ₄ , D ₁₂ , D ₁₃	1N4148	SOD80	SMD dioda
D ₅ , D ₁₄	24V/0,5W	SOD80	SMD Zenerova dioda
D ₆ , D ₁₇	15V/1,3W	DO35	Zenerova dioda
D ₇ , D ₈ , D ₁₅ , D ₁₆	6V2/0,5W	SOD80	SMD Zenerova dioda
D ₉ , D ₁₈	MBR1545	TO220	Dvojitá Schottkyho dioda
I _{C1} , I _{C2}	TL494	SO16	Spínaný regulátor
K ₁ , K ₂ , K ₇ , K ₈	-	PSH02-02	Molex konektor (90°)
K ₃ – K ₆ , K ₉ – K ₁₂	-	6,3mm	Faston do DPS
K _{L1} , K _{P1} ,	--	3 piny	Dutinková lišta
K _{L2} , K _{P2}	-	PSH02-03	Molex konektor (90°)
L ₁ , L ₂	22u/5A	-	Toroidní tlumivka
R ₁ , R ₂ , R ₁₂ , R ₁₃	2k2	1206	SMD rezistor
R ₃ , R ₁₄ , R ₁₀ , R ₁₉	10k	1206	SMD rezistor
R ₄ , R ₁₇	47k	1206	SMD rezistor
R ₅ , R ₁₈	1M	1206	SMD rezistor
R ₆ , R ₇ , R ₁₅ , R ₁₆	1k	1206	SMD rezistor
R ₈ , R ₉ , R ₂₀ , R ₂₁	220	-	Rezistor
R ₁₁ , R ₂₂	4R7	-	Rezistor
R _{T1} , R _{T2}	4k3	1206	SMD rezistor
T ₁	IRF9640	TO220	MOS-FET kanál P
T ₂	IRF740	TO220	MOS-FET kanál N

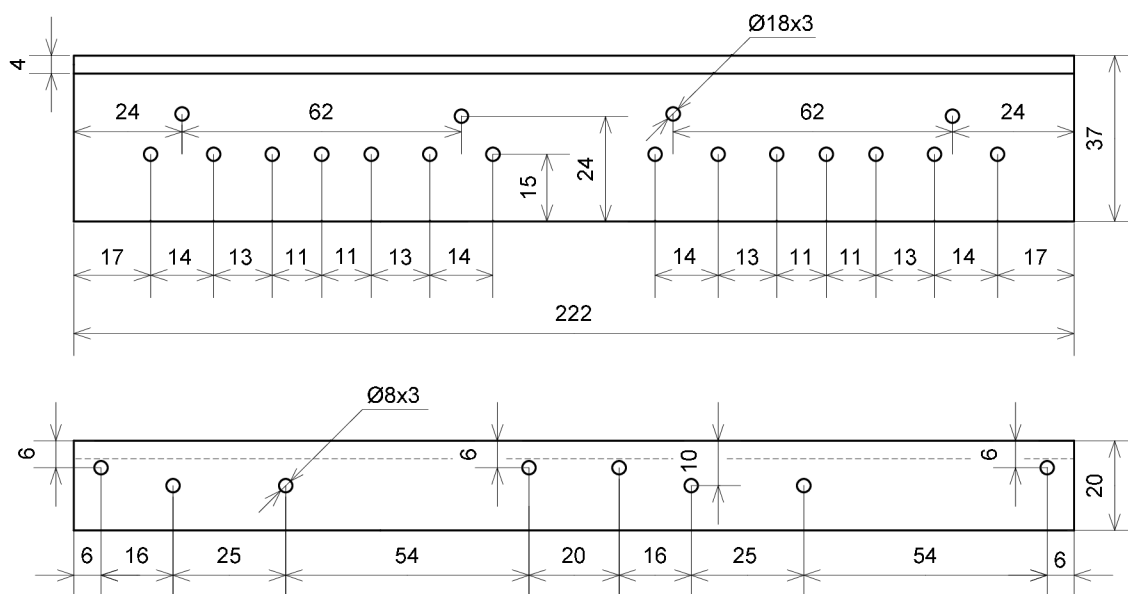
E VÝKRESY

E.1 Výkres chladiče



Výkres je v měřítku 1:1

E.2 Výkres profilu L pro chladič



Výkres je v měřítku 3:5

F NAMĚŘENÉ TABULKY

F.1 Přenosová charakteristika korekčního předzesilovače

Korekce	Lineární				H+, V+				H-, V-			
Kanál	P	L	P	L	P	L	P	L	P	L	P	L
f [Hz]	u ₂ [mV]		a _U [dB]		u ₂ [mV]		a _U [dB]		u ₂ [mV]		a _U [dB]	
10	735	680	-0,460	-1,136	2500	2300	10,173	9,449	230	200	-10,551	-11,765
20	755	700	-0,227	-0,884	2500	2250	10,173	9,258	245	215	-10,003	-11,137
30	760	700	-0,170	-0,884	2400	2150	9,818	8,863	265	230	-9,321	-10,551
50	760	700	-0,170	-0,884	2100	1850	8,658	7,557	300	270	-8,244	-9,159
70	760	700	-0,170	-0,884	1750	1550	7,075	6,021	360	300	-6,660	-8,244
100	765	700	-0,113	-0,884	1400	1300	5,137	4,493	420	380	-5,321	-6,190
200	770	695	-0,056	-0,946	1000	920	2,214	1,490	610	520	-2,079	-3,466
300	770	690	-0,056	-1,009	910	800	1,395	0,276	690	600	-1,009	-2,223
500	775	685	0,000	-1,072	840	740	0,700	-0,401	740	650	-0,401	-1,528
700	775	680	0,000	-1,136	820	720	0,490	-0,639	760	665	-0,170	-1,330
1000	775	680	0,000	-1,136	820	720	0,490	-0,639	760	665	-0,170	-1,330
2000	765	670	-0,113	-1,265	880	770	1,104	-0,056	710	620	-0,761	-1,938
3000	760	660	-0,170	-1,395	980	860	2,038	0,904	640	560	-1,662	-2,822
5000	760	650	-0,170	-1,528	1200	1050	3,798	2,638	520	440	-3,466	-4,917
7000	755	640	-0,227	-1,662	1400	1250	5,137	4,152	420	380	-5,321	-6,190
10000	750	640	-0,285	-1,662	1700	1550	6,823	6,021	345	310	-7,030	-7,959
20000	750	640	-0,285	-1,662	2250	2000	9,258	8,235	275	240	-8,999	-10,182
30000	750	640	-0,285	-1,662	2450	2200	9,997	9,062	255	225	-9,655	-10,742
50000	740	645	-0,401	-1,595	2600	2300	10,513	9,449	240	215	-10,182	-11,137

F.2 Přenosová char. korekčního předzesilovače s omezením korekcí

Korekce	Lineární				H+, V+				H-, V-			
Kanál	P	L	P	L	P	L	P	L	P	L	P	L
f [Hz]	u ₂ [mV]		a _U [dB]		u ₂ [mV]		a _U [dB]		u ₂ [mV]		a _U [dB]	
10	760	680	-0,170	-1,136	850	750	0,802	-0,285	685	605	-1,072	-2,151
20	775	680	0,000	-1,136	860	755	0,904	-0,227	695	610	-0,946	-2,079
30	775	680	0,000	-1,136	860	760	0,904	-0,170	700	615	-0,884	-2,009
50	775	680	0,000	-1,136	850	750	0,802	-0,285	700	620	-0,884	-1,938
70	775	680	0,000	-1,136	840	745	0,700	-0,343	710	620	-0,761	-1,938
100	775	680	0,000	-1,136	835	740	0,648	-0,401	720	630	-0,639	-1,799
200	775	680	0,000	-1,136	800	720	0,276	-0,639	745	655	-0,343	-1,461
300	775	680	0,000	-1,136	790	700	0,167	-0,884	760	665	-0,170	-1,330
500	775	680	0,000	-1,136	780	690	0,056	-1,009	765	675	-0,113	-1,200
700	775	680	0,000	-1,136	780	680	0,056	-1,136	770	680	-0,056	-1,136
1000	775	680	0,000	-1,136	775	680	0,000	-1,136	770	680	-0,056	-1,136
2000	775	680	0,000	-1,136	780	685	0,056	-1,072	770	675	-0,056	-1,200
3000	775	680	0,000	-1,136	785	690	0,111	-1,009	760	670	-0,170	-1,265
5000	775	680	0,000	-1,136	800	700	0,276	-0,884	740	655	-0,401	-1,461
7000	775	680	0,000	-1,136	820	720	0,490	-0,639	720	640	-0,639	-1,662
10000	775	680	0,000	-1,136	860	750	0,904	-0,285	695	610	-0,946	-2,079
20000	775	680	0,000	-1,136	955	840	1,814	0,700	625	550	-1,868	-2,979
30000	775	680	0,000	-1,136	1000	880	2,214	1,104	600	525	-2,223	-3,383
50000	780	690	0,056	-1,009	1050	910	2,638	1,395	580	515	-2,517	-3,550

F.3 Přenosová charakteristika koncových stupňů

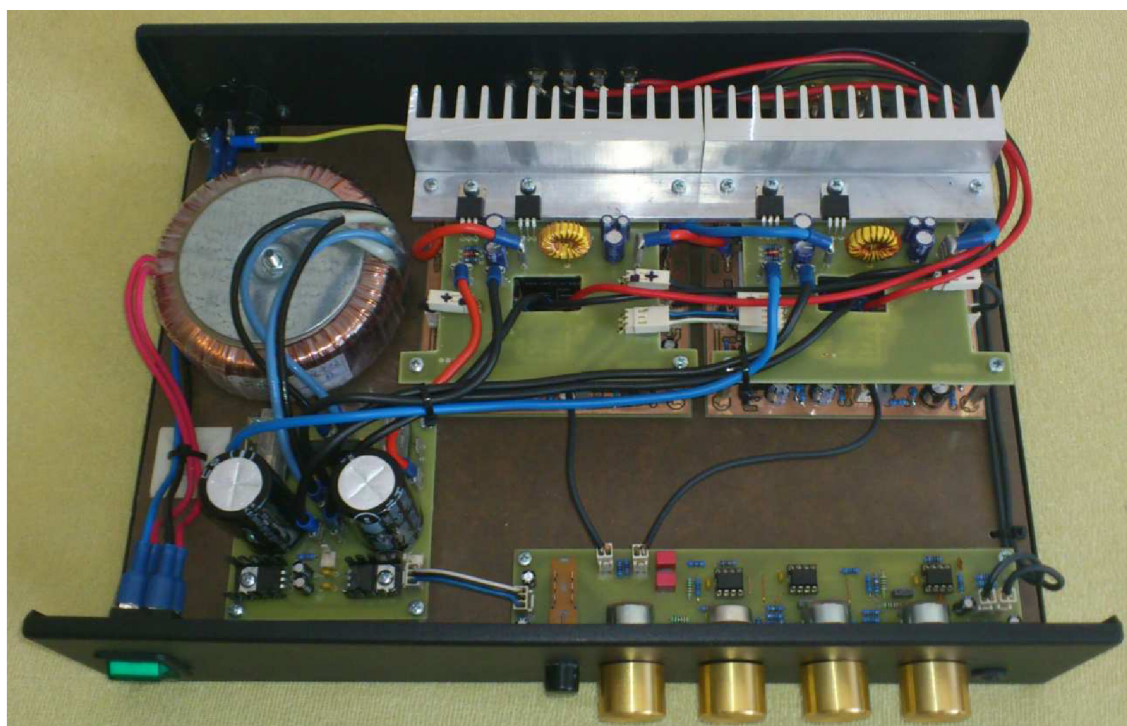
f [Hz]	5	7	10	20	30	50	70	100	200	300	500	700	1000
Kanál P													
u ₂ [V]	4,4	5,6	6,7	8,1	8,45	8,7	8,75	8,8	8,8	8,8	8,8	8,8	8,8
a _U [dB]	20,83	22,92	24,48	26,13	26,50	26,75	26,80	26,85	26,85	26,85	26,85	26,85	26,85
Kanál L													
u ₂ [V]	4,8	5,8	6,8	8,1	8,45	8,7	8,75	8,8	8,8	8,8	8,8	8,8	8,8
a _U [dB]	21,56	23,23	24,61	26,13	26,50	26,75	26,80	26,85	26,85	26,85	26,85	26,85	26,85
Kanál P													
f [Hz]	2000	3000	5000	7000	10000	20000	30000	50000	70000	100000	120000	130000	150000
Kanál P													
u ₂ [V]	8,8	8,8	8,8	8,8	8,8	8,8	8,8	8,7	8,6	8,4	8,1	7,8	7,4
a _U [dB]	26,85	26,85	26,85	26,85	26,85	26,85	26,85	26,75	26,65	26,44	26,13	25,80	25,34
Kanál L													
u ₂ [V]	8,8	8,8	8,8	8,8	8,8	8,8	8,75	8,7	8,6	8,4	8,4	7,9	7,5
a _U [dB]	26,85	26,85	26,85	26,85	26,85	26,85	26,80	26,75	26,65	26,44	26,13	25,91	25,46

G FOTODOKUMENTACE

G.1 Modul koncového stupně třídy H



G.2 Vnitřní pohled zesilovače



G.3 Čelní pohled zesilovače



G.4 Zadní pohled zesilovače

