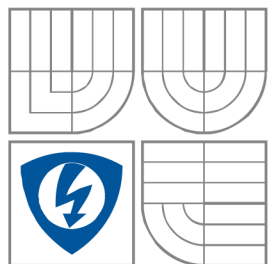


**VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ**  
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A  
KOMUNIKAČNÍCH  
TECHNOLOGIÍ  
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY**

**FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION  
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS**

# **NÍZKOFREKVENČNÍ ZESILOVAČ VE TŘÍDĚ D S PWM MODULACÍ**

**CLASS D AUDIO AMPLIFIER WITH PWM MODULATION**

**BAKALÁŘSKÁ PRÁCE**  
BACHELOR'S PROJECT

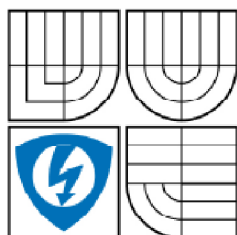
**AUTOR PRÁCE**  
AUTHOR

Luboš Arvai

**VEDOUCÍ PRÁCE**  
SUPERVISOR

doc. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.

BRNO, 2009



VYSOKÉ UČENÍ  
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky  
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

# Bakalářská práce

bakalářský studijní obor  
Elektronika a sdělovací technika

**Student:** Luboš Arvai

**ID:** 73098

**Ročník:** 3

**Akademický rok:** 2008/2009

## NÁZEV TÉMATU:

### Nízkofrekvenční zesilovač ve třídě D s PWM modulací

#### POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

V teoretické části práce provedte podrobný obvodový návrh nízkofrekvenčního zesilovače ve třídě D (monolitický IO) s výstupním výkonem cca 2 x 20 W / 4 nebo 8 ohmů a výstupem na dva satelity. Zesilovač podle uvážení doplňte vhodným korekčním předzesilovačem. Vytvořte kompletní konstrukční podklady pro realizaci (kompletní schéma zapojení, návrh desky plošného spoje, soupisku součástek, návrh mechanického uspořádání).

V praktické a experimentální části práce realizujte navržený zesilovač formou funkčního prototypu a laboratorním měřením ověřte jeho správnou činnost. Výsledky měření zpracujte formou standardního protokolu o měření, včetně grafického znázornění výsledků. Stanovte dosažené technické parametry zesilovače při vlastní realizaci a srovnajte je s katalogovými údaji výrobce.

#### DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] WIRSUM, S. Abeceda nf techniky. Praha: BEN - technická literatura, 2003.

[2] Konstrukce a zajímavé obvody z nf techniky 2. Konstrukční elektronika, A Radio, ročník VII/2002, č. 5. Amaro, 2002.

[3] METZLER, B. Audio Measurement Handbook. Audio Precision, Inc., 1993.

**Termín zadání:** 9.2.2009

**Termín odevzdání:** 5.6.2009

**Vedoucí práce:** doc. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida  
Předseda oborové rady

## **Abstrakt**

Tato práce se zabývá návrhem nízkofrekvenčního zesilovače pracujícího ve třídě D s výkonem 2x20 W. V úvodu je stručně popsán princip funkce zesilovačů pracujících ve třídě D. Následuje blokové schéma navrhovaného zesilovače a popis požadavků na jednotlivé bloky. V další části je podrobně popsán obvodový návrh bloku korekčního předzesilovače, modulátoru s budičem výkonových tranzistorů, výkonový stupeň a rekonstrukční filtr. Na závěr jsou shrnuty experimentálně zjištěné poznatky. Na základě těchto poznatků je popsána modifikace původního návrhu.

## **Abstract**

The aim of this project is design audio amplifier working in class D with power output 2x20 W. In the beginning is shortly described a principle of amplifiers in class D. In the next chapter is block circuit diagram and requirements list for individual blocks. In next section is closely described circuit design of correction preamplifier, PWM modulator with driver of power transistors, power stage and output filter. At the conclusion is summarized experimentally obtained knowledge. On the basis of this knowledge is described modification of original design.

## **Klíčová slova**

nízkofrekvenční zesilovač, třída D, PWM modulace, monolitický IO

## **Keywords**

audio amplifier, class D, PWM modulation, monolithic IC

ARVAI, L. *Nízkofrekvenční zesilovač ve třídě D s PWM modulací*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2009. 19 s. Vedoucí bakalářské práce doc. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.

# Prohlášení

Prohlašuji, že svoji bakalářskou práci na téma Nízkofrekvenční zesilovač ve třídě D s PWM modulací 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 práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 5. června 2009

.....  
podpis autora

# Poděkování

Děkuji vedoucímu semestrálního projektu doc. Ing. Tomáši Kratochvílovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne 5. června 2009

.....  
podpis autora

# Obsah

1. Úvod .....	6
2. Zesilovače ve třídě D .....	7
2.1. Princip funkce zesilovače ve třídě D .....	7
2.1.1. Blok modulátoru .....	7
3. Blokové schéma .....	9
3.1. Popis blokového schématu .....	9
3.1.1. Korekční předzesilovač .....	9
3.1.2. Modulátor s budičem výkonových tranzistorů .....	9
3.1.3. Výkonový stupeň .....	9
3.1.4. Rekonstrukční filtr .....	9
4. Návrh jednotlivých částí zesilovače .....	11
4.1. Korekční předzesilovač .....	11
4.1.1. Možnosti realizace .....	11
4.1.2. Popis zapojení .....	11
4.2. Modulátor s budičem výkonových tranzistorů .....	13
4.2.1. Možnosti řešení .....	13
4.2.2. Popis zapojení .....	13
4.3. Blok výkonových tranzistorů .....	15
4.3.1. Možnosti realizace .....	15
4.3.2. Výběr vhodných tranzistorů .....	15
4.3.2. Výpočet ztrát na výkonových tranzistorech .....	16
4.4. Blok rekonstrukčního filtru .....	19
4.4.1. Možnosti realizace .....	19
4.4.2. Výběr prvků rekonstrukčního filtru .....	21
5. Modifikace .....	22
6. Závěr .....	25
Seznam obrázků .....	26
Seznam tabulek .....	26
Seznam zkratk .....	27
Seznam symbolů .....	27
Seznam literatury .....	28
Příloha A: Schéma zapojení .....	I
Příloha B: Deska plošných spojů .....	II
Příloha C: Rozmístění součástek .....	VII
Příloha D: Seznam součástek .....	XII
Příloha E: Mechanické uspořádání .....	XVI

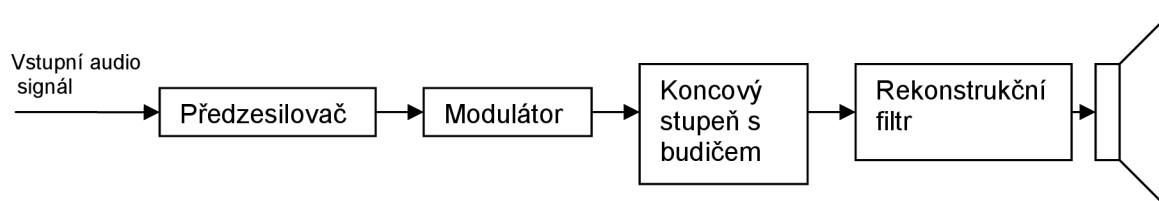
# 1. Úvod

Cílem této práce je navrhnout nízkofrekvenční zesilovač ve třídě D s výkonem  $2 \times 20$  W při impedanci zátěže  $4 \Omega$ , který bude sloužit jako laboratorní přípravek pro měření. Navrhován bude s ohledem na dosažení co nejvyšší kvality reprodukce v případě, že by byl použit k domácímu poslechu. Třída D je v současnosti používána hlavně kvůli své vysoké účinnosti pro konstrukci nízkofrekvenčních zesilovačů v mnoha moderních elektronických zařízeních. Navrhovaný zesilovač se skládá z korekčního předzesilovače LM1036 ve standardním zapojení, ale ovládaného tlačítky. Další částí zesilovače je obvod TPA3101D2 ve standardním zapojení. Ke zvýšení jeho výstupního výkonu je na výstup tohoto obvodu přidán samostatný výkonový zesilovač v můstkovém zapojení. Návrh obsahuje kompletní schéma zapojení, návrh desky plošného spoje v programu Eagle, rozmístění součástek na desce plošného spoje v programu Eagle, soupisku součástek a mechanické uspořádání. Na úvod je krátce popsán princip funkce zesilovačů ve třídě D a vytvoření PWM modulovaného signálu. V další kapitole je uvedeno blokové schéma navrhovaného zesilovače a popsány požadavky na jednotlivé bloky. Poté následuje schéma zapojení a jeho detailní popis rozdělený do bloků podle blokového schématu. U výkonové části bude rozebrána velikost ztrátového výkonu na výkonových tranzistorech a jejich případné chlazení. Na závěr bude navrženo mechanické uspořádání přípravku. Následně by měl být zesilovač realizován a měly by být změřeny jeho parametry.

## 2. Zesilovače ve třídě D

### 2.1. Princip funkce zesilovače ve třídě D

Zesilovače ve třídě D jsou typické tím, že jejich aktivní prvky nepracují v aktivním režimu. Jako u lineárních zesilovačů tříd A, AB, B, které se obvykle používají pro konstrukci nízkofrekvenčních zesilovačů. Jejich aktivní prvky jsou spínány řídicím signálem vyšší frekvence, který nese informaci o užitečném nízkofrekvenčním signálu. Tím je možno u zesilovačů ve třídě D dosáhnout vysoké účinnosti teoreticky až 100%, ve skutečnosti 80-90%. Teoretické účinnosti není možné dosáhnout, protože aktivní prvky nejsou ideální. Mají nenulový odpor v sepnutém stavu a jejich spínací proces taky není bezztrátový.

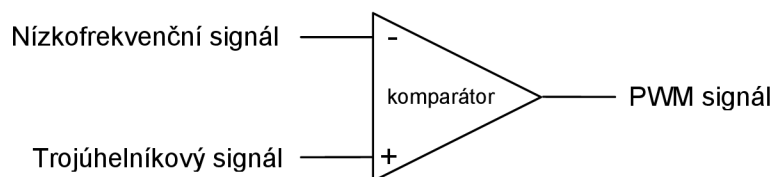


Obr. 1 Blokové schéma výkonového audio zesilovače ve třídě D. (Převzato z [1]).

Blokové schéma výkonového audio zesilovače ve třídě D je na Obr. 1. Předzesilovač vstupní signál upraví tak, aby mohl být zpracován modulátorem. Zároveň také impedančně odděluje výkonový zesilovač ve třídě D od zdroje signálu. V modulátoru vzniká PWM modulovaný signál, který řídí spínání výkonových tranzistorů. Zesílený PWM modulovaný signál je přes rekonstrukční filtr typu dolní propust přiveden na výstup. [1]

#### 2.1.1. Blok modulátoru

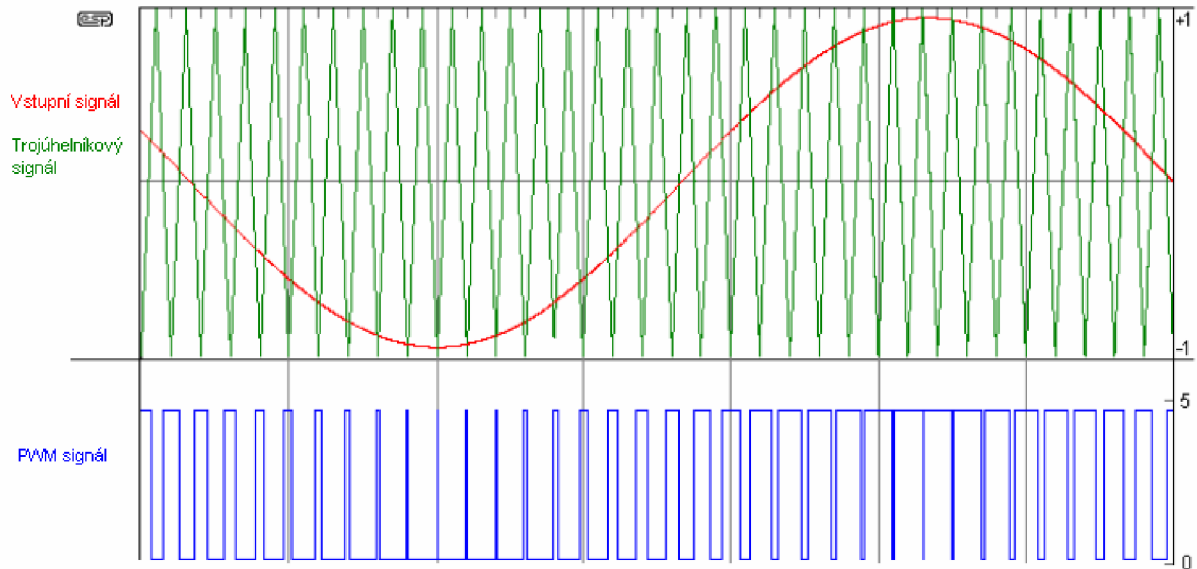
Modulátor upravuje vstupní signál do podoby, která umožní řídit spínání výkonových tranzistorů. Zapojení impulsně šířkového (PWM) modulátoru je na Obr. 2.



Obr. 2 Zapojení impulsně šířkového modulátoru.

Užitečný nízkofrekvenční signál je přiváděn na invertující vstup komparátoru, který ho porovnává s trojúhelníkovým nebo pilovým signálem o vysoké frekvenci. Na výstupu komparátoru je nízká úroveň, když trojúhelníkový signál přivedený na invertující vstup má vyšší úroveň než nízkofrekvenční signál přivedený na neinvertující vstup komparátoru. Vysoká úroveň na výstupu komparátoru je tehdy, když je úroveň užitečného nízkofrekvenčního signálu na neinvertujícím vstupu komparátoru větší než úroveň trojúhelníkového signálu na invertujícím vstupu komparátoru. Na výstupu komparátoru dostáváme obdélníkový impulsně šířkově

modulovaný signál. Ilustrační průběhy signálů na vstupech a výstupu komparátoru, vysvětlující vznik PWM signálu jsou na Obr. 3. Z průběhů na Obr. 3 je patrné, že pro kladnou půlvalu vstupního signálu, případně kladný stejnosměrný signál vstupní je střída PWM signálu větší než 50 % a pro zápornou půlvalu vstupního signálu, případně záporný vstupní signál je menší než 50 %.



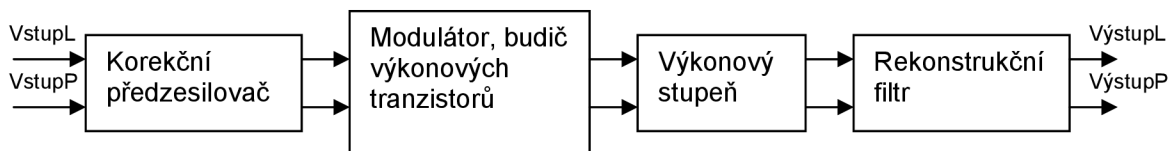
Obr. 3 Vznik PWM signálu. (Převzato a upraveno z [7]).



## 3. Blokové schéma

### 3.1. Popis blokového schématu

Blokové schéma navrhovaného zesilovače je na Obr. 4.



Obr. 4 Blokové schéma navrhovaného zesilovače

#### 3.1.1. Korekční předzesilovač

Korekční předzesilovač je první částí navrhovaného zesilovače. Předzesilovač také řídí hlasitost, stereo vyvážení, případně tónové korekce celého zesilovače. Hlavním požadavkem na korekční předzesilovač je co nejmenší zkreslení zpracovávaného signálu a velmi malý šum, protože zkreslení a šum vzniklý v předzesilovači jsou dále zesilovány ve výkonovém stupni zesilovače.

#### 3.1.2. Modulátor s budičem výkonových tranzistorů

Signál z předzesilovače je zde převeden na signál vhodný pro řízení spínání výkonových tranzistorů. To se děje nejčastěji pomocí modulace PWM, ale používá se také delta modulace a sigma-delta modulace. Všechny uvedené modulace jsou popsány v [1]. Jako výkonové tranzistory jsou používány u zesilovačů ve třídě D tranzistory typu MOSFET. Budič tedy musí mít tyto vlastnosti:

- malý dynamický odpor budícího obvodu, protože při provozu, kdy jsou spínány výkonové tranzistory s frekvencí stovek kHz, je potřeba nabíjet kapacity ve výkonových tranzistorech co nejrychleji,
- malý klidový proud protékající budícím obvodem v neaktivním stavu. Velký proud protékající obvodem při nečinnosti by způsobil snížení účinnosti celého zařízení se všemi negativními jevy s tím spojenými [1].

Řešení, která tyto požadavky splňují a jsou tedy vhodná pro řízení výkonových tranzistorů MOSFET, je mnoho a nejčastěji užívaná jsou popsána v [1].

#### 3.1.3. Výkonový stupeň

Zde se jako aktivní prvky používají tranzistory typu MOSFET, zapojené do půlmůstkového nebo můstkového zapojení. Jejich vhodný výběr je zásadní pro zkreslení a účinnost celého zesilovače. Tranzistory MOSFET se používají, protože nejlépe splňují požadavky na spínání induktivní zátěže při vysokých frekvencích. Mají nízký úbytek napětí v sepnutém stavu, spínají a rozpínají rychle, mají nízké hodnoty parazitních kapacit a jsou řízeny pouze přiloženým napětím na řídicí elektrodu „gate“. Proud tekoucí touto elektrodou slouží pouze k nabití a vybití parazitních kapacit tranzistoru.

#### 3.1.4. Rekonstrukční filtr

Jedná se o filtr typu dolní propust, který má integrační charakter a tak získává z PWM signálu jeho střední hodnotu, která nese informaci o užitečném nízkofrekvenčním signálu. Nejčastěji se používá filtr LC typu dolní propust 2. řádu. Dolní propust 2. řádu je používána kvůli dostatečně strmé amplitudové frekvenční

charakteristice. Ten může být doplněn filtrem RC typu dolní propust, který potlačí nežádoucí složky nad rezonančním kmitočtem LC filtru. Méně časté je použití filtru skládajícího se z feristoru a kondenzátoru. V některých aplikacích není použití rekonstrukčního filtru nutné. Protože se filtrem přenáší celý výkon zesilovače, není možné nahradit cívku a kondenzátor ve filtru syntetickými prvky. Mezní kmitočet dolní propusti se volí mezi 20 až 40 kHz a používá se Butterworthova nebo Besselova aproximace. [1] Výhodou první je strmý přechod amplitudové frekvenční charakteristiky z propustného do nepropustného pásma a její maximální plochost v propustném pásmu. Výhodou druhé je lineární průběh fázové charakteristiky.

## 4. Návrh jednotlivých částí zesilovače

### 4.1. Korekční předzesilovač

#### 4.1.1. Možnosti realizace

Korekční předzesilovač lze realizovat kombinací obvodů složených z diskretních součástek, které zajišťují jednotlivé funkce předzesilovače. Toto řešení nelze považovat za vhodné pro zesilovač pracující ve třídě D, a tak zde nebude rozebráno. Vhodnější je použít některý z integrovaných obvodů, které jsou na trhu a mají požadované funkce. Z dostupných integrovaných obvodů byl zvolen obvod firmy National Semiconductor LM 1036, který umožňuje řídit hlasitost, stereo vyvážení, fyziologickou kompenzaci hlasitosti a tónové korekce výšek a hloubek. Jeho základní vlastnosti jsou uvedeny v tabulce 1.

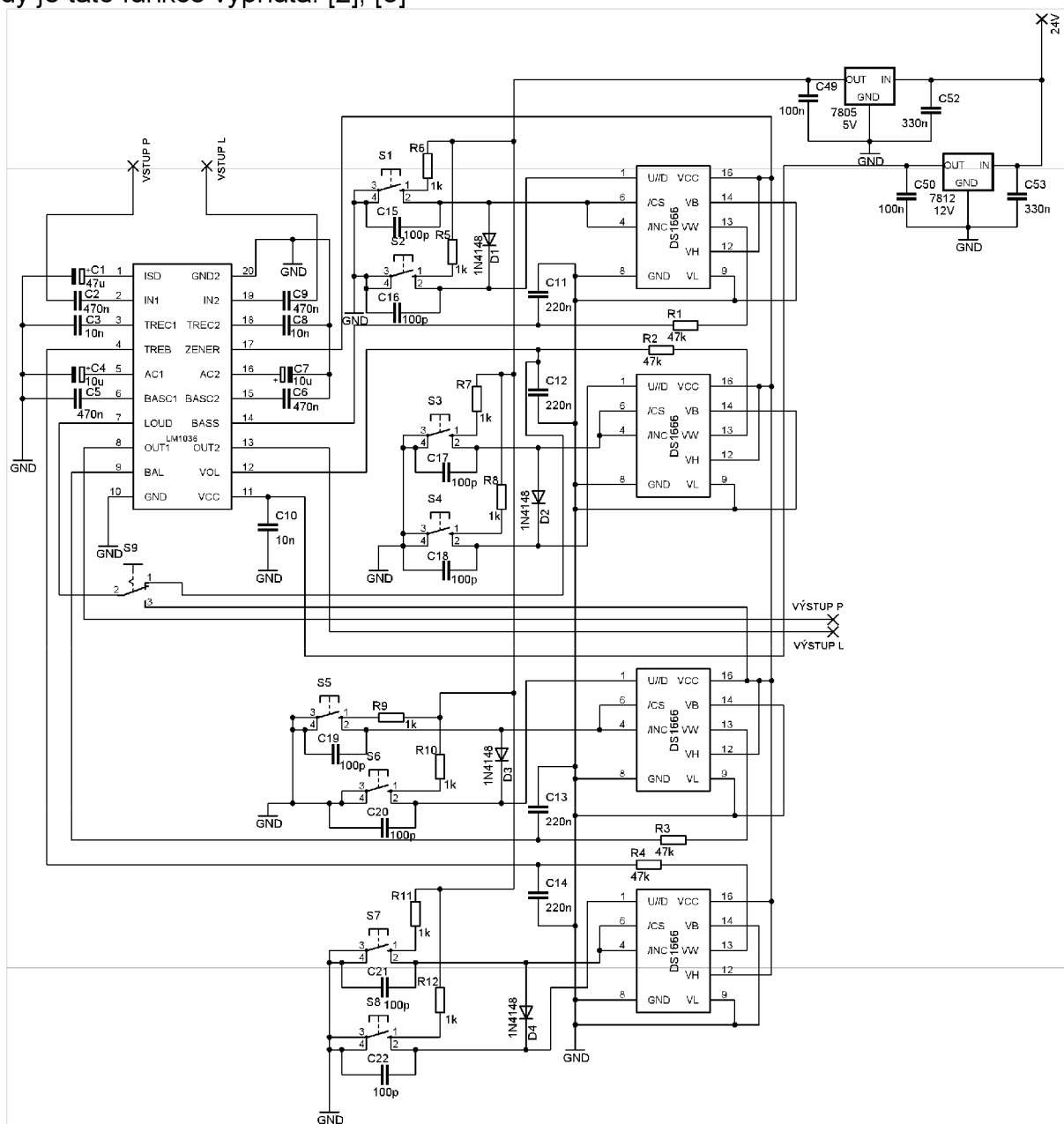
Napájecí napětí	9-16 V
Napájecí proud	Max.45 mA
Rozsah ovládání hlasitosti	Min.70 dB
Rozsah korekce hloubek	Typ. -15 až 15 dB
Rozsah korekce výšek	Typ. -15 až 15 dB
THD	Typ. 0,06 %
Odstup mezi kanály	Min. 60 dB
SNR	Min. 75 dB

Tabulka 1 Základní parametry obvodu LM1036 [2]

#### 4.1.2. Popis zapojení

Zapojení korekčního předzesilovače je na Obr. 5. Integrovaný obvod LM 1036 je napájen napětím 12 V, které dodává stabilizátor 7812. Blokovací kondenzátor napájení C10 je keramický. Kondenzátory C2 a C9 na vstupech signálu slouží k oddělení stejnosměrné složky signálu a jejich hodnota je zvolena dle doporučení výrobce. Kondenzátory C3 a C8 nastavují maximální rozsah tónové korekce výšek. Při jejich hodnotě 10 nF doporučené výrobcem, bude rozsah korekce výšek  $\pm 15$  dB na frekvenci 16 kHz. Kondenzátory C5 a C6 nastavují rozsah korekce hloubek při frekvenci 40 Hz. Kapacita doporučená výrobcem se jako fóliový kondenzátor nevyrábí. Zvolená vyšší kapacita bude mít za následek omezení rozsahu korekce hloubek. Hodnotou kondenzátorů C4 a C7 je možné omezit rozsah tónových korekcí na nízkých kmitočtech, kde se může vyskytovat šum a přitom zůstane zachován rozsah korekcí na ostatních kmitočtech. Rezistor R1 spolu s obvodem DS1666 tvoří napěťový dělič, který určuje velikost stejnosměrného řídicího napětí tónové korekce hloubek. Dělič složený z rezistoru R2 a dalšího obvodu DS1666 určuje velikost řídicího napětí pro ovládání hlasitosti. Stereo vyvážení je ovládáno napětím určeným děličem R3 a napětím třetího obvodu DS1666. Tónová korekce výšek je ovládána napětím děliče R4 a posledního obvodu DS1666. Kondenzátory C11, C12, C13 a C14 slouží k omezení šumu potenciometrů. Řídicí napětí je na děliče přiváděno z vnitřního regulovaného zdroje obvodu LM1036. Obvod DS1666 je elektronický pseudo-logaritmický potenciometr ovládaný digitálně s maximální hodnou odporu 50 k $\Omega$ . Na napájecí pin  $V_{CC}$  a pin  $V_H$ , který představuje horní konec dráhy potenciometru, přivedeme napětí z výstupu vnitřního regulovaného zdroje obvodu LM1036. Pin  $V_L$ , který představuje dolní konec dráhy potenciometru, uzemníme.

Stejně tak uzemníme pin  $V_B$ , který umožňuje funkci obvodu s negativním napětím, kterou nevyužíváme. Pin  $V_W$  představuje jezdcu potenciometru a v tomto případě také výstup děliče. Tlačítko S1 je přes rezistor R6 připojené k napětí 5V ze stabilizátoru 7805 a k zemi. Zároveň jsou k tomuto tlačítku připojené pin /CS, který aktivuje obvod a pin /INC, který mění odpor obvodu podle nastavení pinu U//D. Tyto piny jsou aktivní v nízké úrovni, takže při stisknutí tlačítka dojde k jejich uzemnění a zároveň pin U//D uzemněn není, tak se hodnota odporu obvodu DS1666 zvýší. Tlačítko S2 je zapojené stejně s tím rozdílem, že je k němu připojený také pin U//D, který se při stisknutí tlačítka S2 uzemní také a hodnota odporu obvodu DS1666 se sníží. Diody D1 brání uzemnění pinu U//D při stisku tlačítka S1 přes propojení pinů /CS a /INC mezi tlačítky S1 a S2. Ovládání a zapojení ostatních děličů je totožné. Přepínač S9 přepojuje vstup LOUD obvodu LM1036 mezi výstupním napětím děliče ovládajícího hlasitost, v tom případě je funkce fyziologické kompenzace hlasitosti zapnuta, a referenčním napětím z vnitřního regulovaného zdroje obvodu LM1036, kdy je tato funkce vypnuta. [2], [3]



Obr.5 Schéma zapojení korekčního předzesilovače

## 4.2. Modulátor s budičem výkonových tranzistorů

### 4.2.1. Možnosti řešení

První možností je opět realizace modulátoru i budiče z diskretních součástí. Toto řešení vyžaduje předzesilovač, který upraví vstupní audiosignál do podoby, kdy může být zpracován komparátorem. Také musíme realizovat precizní generátor trojúhelníkového signálu, který přivedeme na druhý vstup komparátoru. Signál z modulátoru potom přivádíme na budič, který musí splňovat podmínky uvedené v kapitole 3.1.2.. Nejčastěji se používá komplementární emitorový sledovač. Jeho zapojení není složité a umožňuje nastavení doby náběhu budících impulsů. Jeho nevýhodou je použití dvou bipolárních tranzistorů pro řízení jednoho výkonového MOSFET tranzistoru. Výkonové tranzistory je také možné řídit s využitím impulsního transformátoru. Výhodou tohoto řešení je galvanické oddělení řídicích obvodů od výkonové části. Transformátor také díky vysoké spínací frekvenci vychází malý.

Další možností je kombinace diskretního modulátoru a integrovaného budiče. Tyto integrované budiče ve verzích umožňují řídit jeden nebo více MOSFET tranzistorů s kanálem typu N nebo P, případně kombinaci obou typů. Vyrábí se také budiče přímo připravené pro buzení výkonových tranzistorů zapojených v půlmůstkovém nebo můstkovém zapojení. Poslední možností je využití „power stage“ obvodů, které v jednom pouzdře integrují modulátor, budič výkonových tranzistorů i samotné výkonové tranzistory. Tyto obvody dosahují vysoké účinnosti a malého zkreslení a jsou velmi kompaktní [1]. Využijeme-li je k buzení výkonových tranzistorů, můžeme zvýšit jejich výkon, který obvykle dosahuje maximálně 2x25W. Některé obvody power stage nepotřebují za určitých podmínek použití výstupního rekonstrukčního filtru. Bylo rozhodnuto o použití obvod firmy Texas Instruments TPA3101D2, který patří do kategorie „power stage“ obvodů. Tento obvod používá PWM modulaci a má symetrický výstup. Jeho základní vlastnosti jsou uvedeny v tabulce 2. a platí pro napájecí napětí 24 V a  $R_z = 8 \Omega$ .

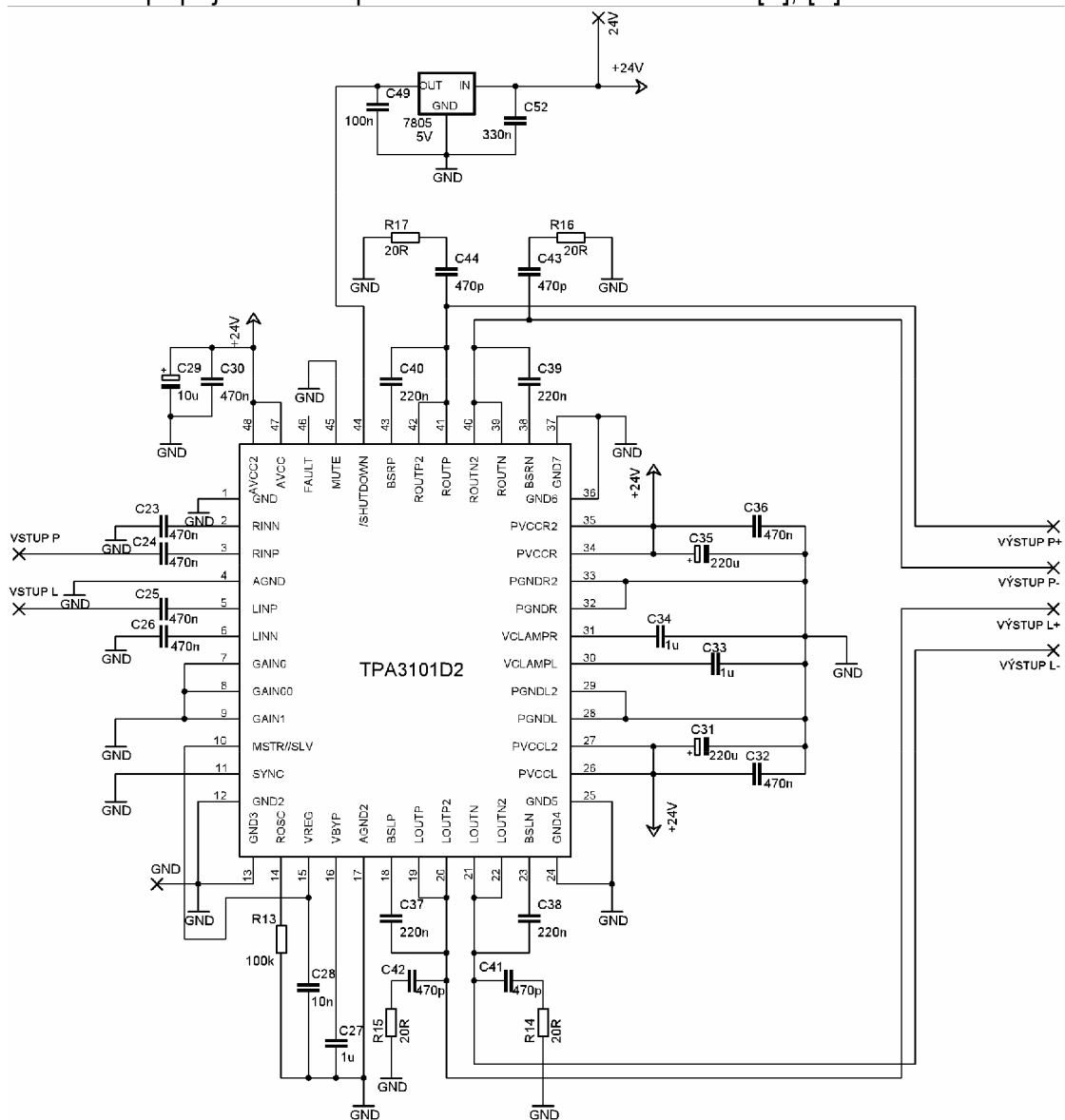
Napájecí napětí	10-26 V
Výstupní výkon	10 W
THD+N	0,09 %
SNR	102 dB

Tabulka 2 Základní parametry obvodu TPA3101D2[4]

### 4.2.2. Popis zapojení

Schéma zapojení modulátoru s budičem výkonových tranzistorů je na Obr. 6. Analogová část obvodu je napájena napětím 24 V. Toto napětí je přivedeno přes dva blokovací kondenzátory C29 a C30 na napájecí piny obvodu. Výkonová část obvodu je napájena stejným napětím a každý kanál má vlastní napájení a blokovací kondenzátory C31, C32, C35 a C36. Všechny blokovací kondenzátory je nutné umístit na desce plošných spojů do blízkosti pouzdra obvodu. Obvod umožňuje použití symetrických i nesymetrických vstupů. Předzesilovač LM1036 má nesymetrický výstup, takže musíme použít nesymetrických vstupů, přes kondenzátory C24 a C25, které oddělují stejnosměrnou složku. Druhá část vstupních pinů je přes kondenzátory C23 a C25 uzemněna. Zisk obvodu můžeme nastavit na pinech GAIN0, GAIN00 a GAIN1 na čtyři různé úrovně. Byl nastaven zisk na 20dB, při tomto nastavení má obvod největší vstupní impedanci a to 32 k $\Omega$ . Při tomto nastavení a použití kapacity kondenzátorů 470 nF, jak doporučuje výrobce, bude vstupní signál o frekvenci 10,6 Hz utlumen o 3 dB. To zajistí, že při frekvenci 20 Hz,

kerou považujeme za spodní hranici užitečného signálu, nebude docházet k významnému útlumu signálu. Kondenzátory C37, C38, C39 a C40 tvoří „bootstrap“, který je nutný pro správné spínání tranzistorů v horní větvi výstupní části obvodu. Ve výstupní části obvodu jsou použity pouze tranzistory MOSFET s N kanálem, zapojené do plného mostu. Rezistory R14, R15, R16, R17 a kondenzátory C41, C42, C43, C44 linearizují spínací děje, tlumí překmity při spínání. Tak snižují THD+N a zlepšují EMC vlastnosti. Kondenzátory C33 a C34 zajišťují, že napětí  $U_{GS}$  na výstupních tranzistorech obvodu nepřekročí maximální povolenou mez. Kondenzátor C27 ovlivňuje vnitřní funkci obvodu a jeho hodnota by měla být minimálně stejná jako u vstupních kondenzátorů, lépe však vyšší. Rezistor R13 spolu s interním kondenzátorem určuje výstupní spínací frekvenci obvodu, při jeho hodnotě 100 k $\Omega$  bude spínací frekvence v závislosti na hodnotě interního kondenzátoru mezi 217 až 294 kHz. Pin MSTR//SLV umožňuje řídit spínací frekvenci obvodu obdélníkovým hodinovým signálem přivedeným na pin SYNC. Tato funkce není využita, takže pin MASTR//SLV je připojen na pin VREG, kde je výstupní napětí, které můžeme použít pro nastavení logických úrovní na vstupech obvodu, a pin SYNC bude uzemněn. Pin /SHUTDOWN připojíme na napětí 5 V ze stabilizátoru 7805.[1], [4]



Obr.6 Schéma zapojení modulátoru s budičem

## 4.3. Blok výkonových tranzistorů

### 4.3.1. Možnosti realizace

Jak již bylo uvedeno, jako aktivní prvky se u zesilovačů pracujících ve třídě D používají téměř výhradně tranzistory MOSFET. Ty mohou být zapojené v půlmůstkovém nebo můstkovém zapojení. Půlmůstkové zapojení výkonových tranzistorů má výhody v tom, že používá pouze dva tranzistory na jeden kanál, také konstrukce rekonstrukčního filtru bývá jednodušší, stejně jako budič. Obvykle je použito symetrické napájecí napětí vůči potenciálu země. Také je nutné zavést zpětnou vazbu z důvodu eliminace nežádoucí stejnosměrné složky a nesymetrie napětí na výstupu, která by mohla poškodit reproduktor. Také u tohoto zapojení dochází k „bus pumping“ efektu, což je nežádoucí jev, kdy se výkonový stupeň snaží rekuperovat komutační proud z výstupního filtru a induktivní zátěže zpět do napájecího zdroje.[1]

Můstkové zapojení výkonových tranzistorů vyžívá čtyři tranzistory na jeden kanál, to zvyšuje, spolu se složitějším budičem a rekonstrukčním filtrem, který toto zapojení potřebuje, náklady na realizaci. Můstkové zapojení netrpí problémy s „bus pumpingem“, stejnosměrnou složkou na výstupu, používá nesymetrické napájecí napětí a pro stejný výkon stačí tranzistory s polovičním průrazným napětím  $U_{DSmax}$ . S rostoucí povolenou hodnotou napětí  $U_{DSmax}$  se zhoršují jiné vlastnosti tranzistorů, které jsou pro správnou funkci zesilovače důležité, a protože zvolený budič obvod TPA3101D2 má symetrické výstupy, které se dají použít pro spínání MOSFET tranzistorů s N a P kanálem, bylo rozhodnuto pro můstkové zapojení výkonových tranzistorů. Zapojení výkonového stupně včetně rekonstrukčního filtru je na Obr. 7.

### 4.3.2. Výběr vhodných tranzistorů

Minimální hodnota minimálního povoleného napětí  $U_{DS}$  pro můstkové zapojení je určena vztahem (1) z [1]

$$U_{DSmin} = \frac{\sqrt{2 \cdot P_{OUT} \cdot R_Z}}{M} + K = \frac{\sqrt{2 \cdot 20 \cdot 4}}{1} + 20\% = 15,2 \text{ V}, \quad (1)$$

kde	$P_{OUT}$	-výstupní výkon zesilovače
	$R_Z$	-impedance zátěže
	$M$	-stupeň modulace
	$K$	-rezerva

Je důležité volit tranzistory s hodnotou napětí  $U_{DS}$  co nejmenší, ale ne menší než hodnota určená ze vztahu (1). Protože tranzistory budou spínané ze symetrických výstupů budiče, použijeme tranzistory s N i P kanálem. Každý typ je spínán napětím o jiné polaritě. Tyto tranzistory by měly mít ideálně stejné parametry. Bohužel se nepodařilo najít dvojici tranzistorů s N a P kanálem, takže byly vybrány tranzistory s co nejpodobnějšími parametry a to tranzistory IRF 3205 (N kanál) a IRF 4905 (P kanál). Jejich vybrané parametry jsou v tabulkách 3 a 4.

Průrazné napětí $U_{DS}$	Min. 55 V
Kontinuální proud $I_D$ při $T_J = 100^\circ\text{C}$	Max. 80 A
Teplota čipu za provozu	Max. 175 °C
Statický odpor $R_{DS-on}$	Max. 0,008 $\Omega$
Celkový náboj hradla $Q_G$	Max. 146 nC
Výstupní kapacita tranzistoru $C_{OSS}$	Typ. 781 pF

Tabulka 3. Vybrané parametry tranzistoru IRF3205 [8]

Průrazné napětí $U_{DS}$	Min. -55 V
Kontinuální proud $I_D$ při $T_J = 100^\circ\text{C}$	Max. -52 A
Teplota čipu za provozu	Max. 175 °C
Statický odpor $R_{DS-on}$	Max. 0,02 $\Omega$
Celkový náboj hradla $Q_G$	Max. 180 nC
Výstupní kapacita tranzistoru $C_{OSS}$	Typ. 1400 pF

Tabulka 4 Vybrané parametry tranzistoru IRF4905 [9]

Všechny hodnoty v obou tabulkách platí pro teplotu čipu  $T_J = 25^\circ\text{C}$  pokud není uvedeno jinak. Hodnoty průrazného napětí  $U_{DS}$  a kontinuálního proudu elektrodou „drain“ jsou důležité pro maximální hodnotu výkonu zesilovače. Jejich hodnoty jsou záporné u tranzistoru IRF 4905, protože se jedná o tranzistor s P kanálem. Statický odpor mezi elektrodami „drain-source“ v sepnutém stavu určuje velikost ztrát na tranzistoru v sepnutém stavu. Celkový náboj hradla  $Q_G$  a výstupní kapacita tranzistoru  $C_{OSS}$  ovlivňují rychlost spínání a velikost spínacích ztrát tranzistoru.[1]

#### 4.3.2. Výpočet ztrát na výkonových tranzistorech

Ztráty na výkonových tranzistorech zesilovače pracujícího ve třídě D jsou dvojího druhu. Ztráty vedením závisí hlavně na hodnotě statického odporu  $R_{DS-on}$  a vypočítají se podle vzorce (2) z [1]

$$P_{\text{vedením}} = I_{Dmax}^2 \cdot 2R_{DS-on}, \quad (2)$$

kde  $P_{\text{vedením}}$  -ztrátový výkon na tranzistoru vzniklý vedením  
 $I_{Dmax}$  -maximální proud tekoucí elektrodou „drain“  
 $R_{DS-on}$  -statický odpor mezi elektrodami „drain-source“ v sepnutém stavu.

Hodnota odporu  $R_{DS-on}$  je silně teplotně závislá a výrobce ji udává pro teplotu čipu  $T_J = 25^\circ\text{C}$ , proto je ve vzorci (2) počítáno s dvojnásobnou hodnotou. Druhým druhem jsou ztráty při spínání, které se skládají ze ztrát na hradle tranzistoru, kam je pro sepnutí tranzistoru nutné přivést určitý náboj, a vlastních spínacích ztrát, které vznikají přechodnými jevy při spínání tranzistoru. Ztráty na hradle jsou určeny vzorcem (3) z [1]

$$P_{\text{hradlo}} = Q_G \cdot U_{\text{budič}} \cdot f_{\text{spínací}}, \quad (3)$$

kde  $P_{\text{hradlo}}$  -ztrátový výkon na hradle tranzistoru  
 $Q_G$  -celkový náboj hradla  
 $U_{\text{budič}}$  -výstupní napětí budiče tranzistoru  
 $f_{\text{spínací}}$  -spínací frekvence tranzistoru



a vlastní spínací ztráty vzorcem (4) z [1]

$$P_{spínací} = \frac{5}{24} \cdot I_D \cdot U_{nap} \cdot (t_r + t_f) \cdot f_{spínací} + \frac{1}{2} \cdot C_{OSS} \cdot U_{nap}^2 \cdot f_{spínací} + \frac{1}{2} \cdot Q_{rr} \cdot U_{nap} \cdot f_{spínací} \quad (4)$$

kde	$P_{spínací}$	-ztrátový výkon při spínání tranzistorů
	$I_D$	-proud tekoucí elektrodou „drain“
	$U_{nap}$	-napájecí napětí výkonových tranzistorů
	$t_r$	-doba náběžné hrany proudu $I_D$ při sepnutí tranzistoru
	$t_f$	-doba sestupné hrany proudu $I_D$ při rozepnutí tranzistoru
	$f_{spínací}$	-spínací frekvence tranzistoru
	$C_{OSS}$	-výstupní kapacita tranzistoru
	$Q_{rr}$	-komutační náboj integrované diody tranzistoru MOSFET.

Celkové ztráty jsou potom součtem všech těchto ztrát.

Ztráty na tranzistorech jsou určeny podle výše uvedených vzorců a při výpočtu je vždy počítáno s nejhorším možným případem. Pro výpočet ztrát je napřed potřeba spočítat napájecí napětí tranzistorů  $U_{nap}$  a maximální proud elektrodou „drain“  $I_{Dmax}$ . Napájecí napětí je určeno vztahem (5) a maximální proud pomocí vztahu (6) oba vztahy jsou z [5].

$$U_{nap} \geq 2 \cdot \sqrt{R_Z \cdot P_{OUT}} = 2 \cdot \sqrt{4 \cdot 20} = 17,9 \text{ V} \quad (5)$$

$U_{nap}$	-napájecí napětí výkonových tranzistorů
$R_Z$	-impedance zátěže
$P_{OUT}$	-výstupní výkon zesilovače

Z důvodu jednoduššího rozvodu napájení na desce plošných spojů bylo zvoleno napájecí napětí stejné pro modulátor s budičem i pro výkonové tranzistory, tedy 24 V. Tato hodnota napájecího napětí představuje i dostatečnou rezervu.

$$I_D = \frac{U_{nap}}{2 \cdot R_Z} = \frac{24}{2 \cdot 4} = 3 \text{ A} \quad (6)$$

$I_D$	-proud tekoucí elektrodou „drain“
$R_Z$	-impedance zátěže
$U_{nap}$	-napájecí napětí výkonových tranzistorů

Nyní už je známo vše potřebné pro výpočet ztrátového výkonu na tranzistoru IRF3205. Hodnotu proudu na  $I_D$  je nahrazena svojí střední hodnotou. Ztráty na tomto tranzistoru jsou:

$$P_{vedením} = 3^2 \cdot 2 \cdot 0,008 = 0,144 \text{ W}$$

$$P_{hradlo} = 146 \cdot 10^{-9} \cdot 24 \cdot 294000 = 1,03 \text{ W}$$

$$P_{spínací} = \frac{5}{24} \cdot \frac{3 \cdot 2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot 24 \cdot (101 + 65) \cdot 10^{-9} \cdot 294000 + \frac{1}{2} \cdot 781 \cdot 10^{-12} \cdot 24^2 \cdot 294000 + \frac{1}{2} \cdot 212 \cdot 10^{-9} \cdot 24 \cdot 294000 = 1,437 \text{ W}$$

$$P_{celkové} = P_{vedením} + P_{hradlo} + P_{spínací} = 0,144 + 1,03 + 1,437 = 2,611 \text{ W}$$

Celkový ztrátový výkon na jednom tranzistoru IRF3205 je tedy 2,611 W.

Ztráty na tranzistoru IRF4905 jsou:

$$P_{\text{vedením}} = 3^2 \cdot 2 \cdot 0,02 = 0,36 \text{ W}$$

$$P_{\text{hradlo}} = 180 \cdot 10^{-9} \cdot 24 \cdot 294000 = 1,27 \text{ W}$$

$$P_{\text{spínací}} = \frac{5}{24} \cdot \frac{3 \cdot 2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot 24 \cdot (99 + 96) \cdot 10^{-9} \cdot 294000 + \frac{1}{2} \cdot 1400 \cdot 10^{-12} \cdot 24^2 \cdot 294000 + \frac{1}{2} \cdot 350 \cdot 10^{-9} \cdot 24 \cdot 294000 = 2,128 \text{ W}$$

$$P_{\text{celkové}} = P_{\text{vedením}} + P_{\text{hradlo}} + P_{\text{spínací}} = 0,36 + 1,27 + 2,128 = 3,758 \text{ W}$$

Ztrátový výkon na jednom tranzistoru IRF4905 je 3,758 W. Následuje kontrola teploty čipu tranzistoru podle vzorce (7) z [1]

$$T_J = T_O + R_{THJA} \cdot P_{\text{celkové}} = 45 + 62 \cdot 3,758 = 278 \text{ °C}, \quad (7)$$

kde  $T_J$  -teplota čipu  
 $T_O$  -teplota okolí  
 $R_{THJA}$  -tepelný odpor mezi čipem a okolím  
 $P_{\text{celkové}}$  -celkový ztrátový výkon.

Teplotu na čipu a případný výpočet chladiče bude počítána pouze pro tranzistor IRF4905, jehož ztrátový výkon je větší a tedy i jeho oteplení bude větší. Teplotu okolí 45 °C byla zvolena, protože zesilovač bude umístěn v krabici s větracími otvory.

Výpočet ukázal, že bez použití chladiče by teplota čipu překročila maximální teplotu povolenou výrobcem. Takže je nutné použít chladič. Celkový tepelný odpor je určen vztahem (8) z [5]

$$R_{TH} = \frac{T_J - T_O}{P_{\text{celkové}}} = \frac{125 - 45}{3,758} = 21,29 \text{ K/W}, \quad (8)$$

kde  $R_{TH}$  -celkový tepelný odpor  
 $T_J$  -teplota čipu  
 $T_O$  -teplota okolí

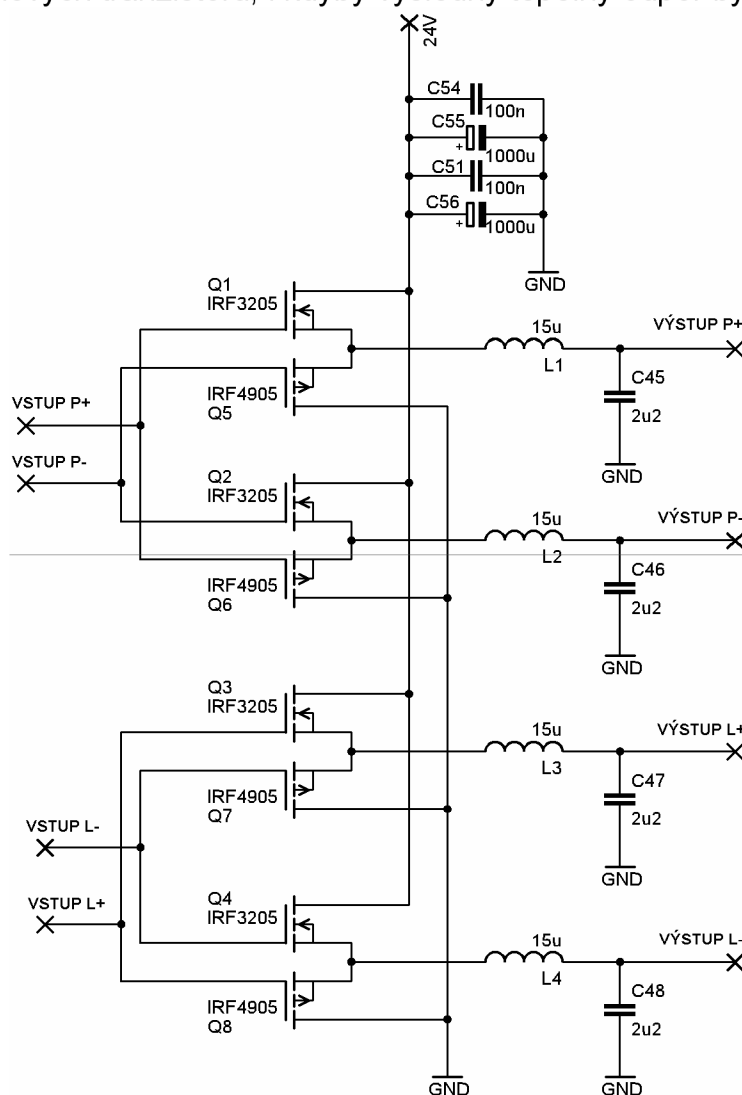
a potom je spočítán maximální tepelný odpor chladiče podle vztahu (9) z [5]

$$R_{THCH} = R_{TH} - R_{THJC} - R_{THP} = 21,29 - 0,75 - 0,5 = 20,04 \text{ K/W}, \quad (9)$$

kde  $R_{THCH}$  -tepelný odpor chladiče  
 $R_{TH}$  -celkový tepelný odpor  
 $R_{THJC}$  -tepelný odpor mezi čipem a pouzdem  
 $R_{THP}$  -tepelný odpor slídové dielektrické položky od tloušťce 0,05mm.

Protože některé z parametrů MOSFET tranzistorů jsou teplotně závislé a také by mezní provozní teplota čipu tranzistorů mohla ohrozit spolehlivou funkci zesilovače, je chladič navržen tak, aby teplota přechodu byla 125°C při teplotě okolí 45°C.

Je použit chladič DO1A s tepelným odporem 20 K/W pro každý tranzistor zvlášť. Vzhledem k tomu, že ztráty jsou počítány pro nejhorší případ a chladič je navržen pro teplotu přechodu o 50 °C nižší než je povolená teplota čipu, nemělo by dojít k destrukci výkonových tranzistorů, i kdyby výsledný tepelný odpor byl o něco vyšší.



Obr.7 Schéma zapojení výkonových tranzistorů s rekonstrukčním filtrem

## 4.4. Blok rekonstrukčního filtru

### 4.4.1. Možnosti realizace

Pro zesilovače pracující s malým výkonem je možné realizovat rekonstrukční filtr pomocí feristoru a kondenzátoru. Toto řešení vyžaduje velmi pečlivé rozmístění součástek na desce plošných spojů a má další nevýhody, takže se používá jen pro některé aplikace. Stejně tak výstup bez rekonstrukčního filtru, který umožňují některé „power stage“ obvody, se používá jen za určitých podmínek. Nejčastější řešení rekonstrukčního filtru představuje filtr typu dolní propust z cívky a kondenzátoru. Zapojení rekonstrukčního filtru spolu s výkonovým stupněm je na Obr. 7. Od cívky v rekonstrukčním filtru požadujeme nezávislost indukčnosti na protékaném proudu a kmitočtu, nízké ztráty a malé rozměry. Důležitý je také pokud možno lineární tvar magnetovací křivky, případná její nelinearita přináší další zkreslení do zpracovávaného signálu. Toto splňují vzduchové cívky, ale kvůli velkým hodnotám

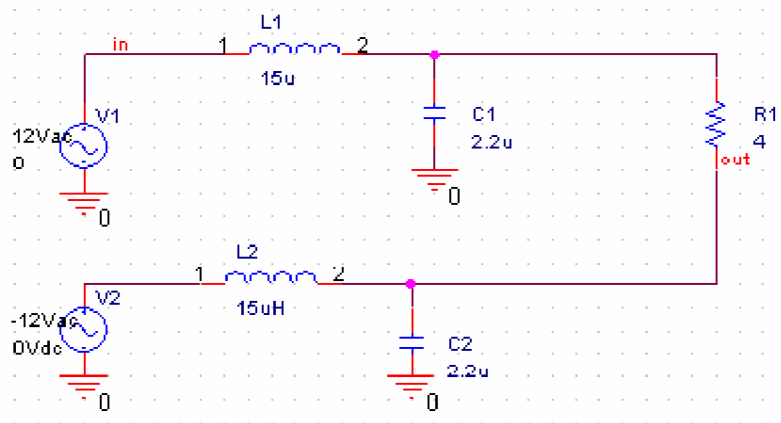
potřebné indukčnosti vycházejí tyto cívky příliš velké. Pro vinutí cívek se používají železo-prachová toroidní jádra nebo feritová jádra se vzduchovou mezerou. Na kondenzátory ve výstupním filtru jsou kladeny tyto požadavky: velká proudová zatížitelnost v impulsním režimu, nízký ekvivalentní sériový odpor (ESR), nízká ekvivalentní sériová indukčnost (ESL), časová stálost. Tyto požadavky splňují fóliové kondenzátory.[1] Hodnoty cívek a kondenzátorů pro rekonstrukční filtr zesilovače byly použity doporučené v katalogovém listu výrobcem obvodu TPA3101D2. Tento filtr má mezní frekvenci 28 kHz, indukčnost cívky je 15  $\mu\text{H}$  a kapacita kondenzátoru 2,2  $\mu\text{F}$ . [4] Mezní frekvence rekonstrukčního filtru se ověří Thompsonovým vztahem (10)

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{15 \cdot 10^{-6} \cdot 2,2 \cdot 10^{-6}}} = 27705 \text{ Hz}, \quad (10)$$

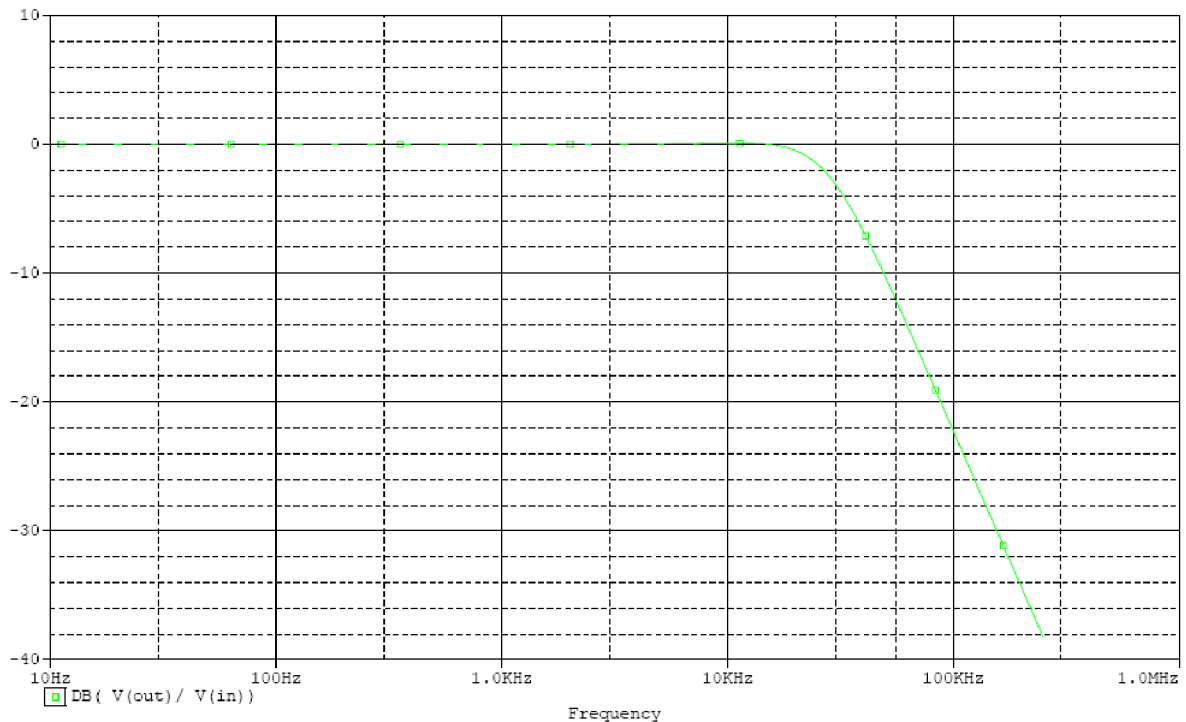
kde

- $f_m$  mezní kmitočet
- $L$  indukčnost cívky
- $C$  kapacita kondenzátoru.

Průběh frekvenční přenosové charakteristiky filtru se ověří simulací v programu PSpice. Schéma použité pro simulaci frekvenční přenosové charakteristiky filtru je na Obr. 8. Odsimulovaná frekvenční charakteristika filtru je na Obr. 9. Ze simulace je patrné, že filtr má lineární přenos od 20 Hz do 16 kHz. Při frekvenci 20 kHz je pokles frekvenční přenosové charakteristiky 0,5 dB. Mezní kmitočet pro pokles o 3 dB je 27,7 kHz. Strmost charakteristiky je 40 dB/dek. Pro cívku je použito železo-prachové toroidní jádro. K výběru vhodné velikosti a materiálu jádra byl použit program „Inductor Design Software“ vyvinutý firmou Micrometals a dostupný na [10].



Obr. 8 Schéma zapojení filtru pro simulaci frekvenční přenosové charakteristiky



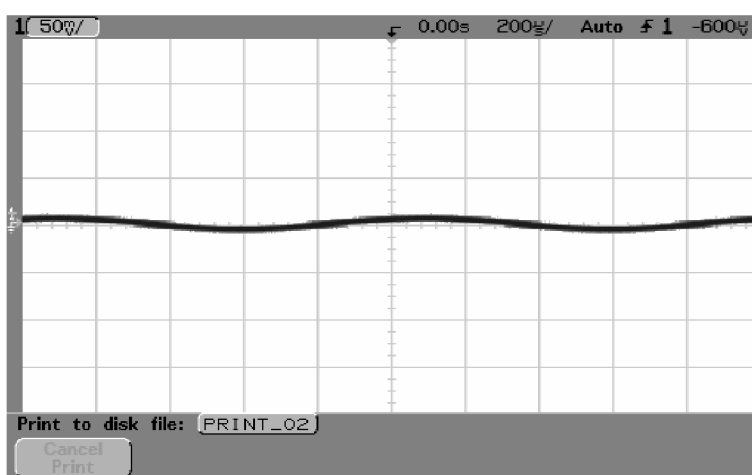
Obr. 9 Frekvenční přenosová charakteristika filtru simulovaná v programu PSpice

#### 4.4.2. Výběr prvků rekonstrukčního filtru

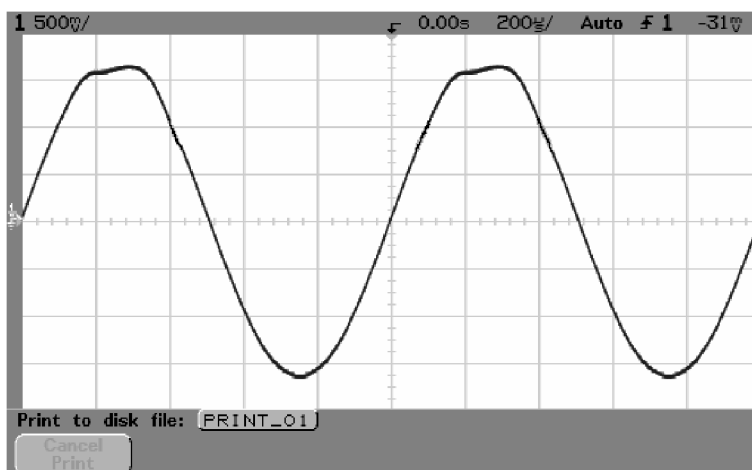
Pro rekonstrukční filtr byly vybrány fóliové kondenzátory MKS4-2,2 $\mu$ F/63V. Bohužel kromě výše uvedených požadavků a programu, nebylo k návrhu cívky rekonstrukčního filtru nalezeno nic jiného, než poznámka, že volba materiálu a rozměrů jádra závisí hlavně na praktických zkušenostech návrháře. Z řešení cívky navržených programem bylo zvoleno řešení, které upřednostňuje stálou hodnotu indukčnosti nezávisle na protékajícím proudu. Cívka bude navinuta na jádře od firmy Amidon T68-2, které je z materiálu o kruhové permeabilitě  $\mu_{tor} = 10$  a na toto jádro je navinuto 51 závitů.

## 5. Modifikace

Po výrobě desek plošných spojů a jejich osazení podle výše popsaného návrhu zesilovač jako celek nefungoval. Bylo tedy nutné vyzkoušet a oživit jednotlivé části zesilovače samostatně. Jako byl odzkoušen a oživen korekční předzesilovač i s jeho ovládním tlačítka. Předzesilovač fungoval v použitém zapojení bez problémů včetně ovládním. Nevýhodou použití elektronických potenciometrů DS1666 je, že při odpojení napájení a jeho opětovném zapojení se nastaví na svoji základní polohu odporu. Ta odpovídá v použitém zapojení minimální hodnotě řídicího napětí na řídicích vstupech předzesilovače LM1036 a tedy také minimální hlasitosti, maximálnímu potlačení hloubek a výšek a také nevyvážené stereo váze. Nastavení hlasitosti po zapnutí vždy na minimální hodnotu nelze považovat za problém. U ostatních funkcí je tato vlastnost nevhodná. Na průbězích výstupního signálu, které jsou na Obr. 8 a Obr. 9, je patrné, že při maximální hlasitosti dochází ke zkreslení signálu již v předzesilovači.

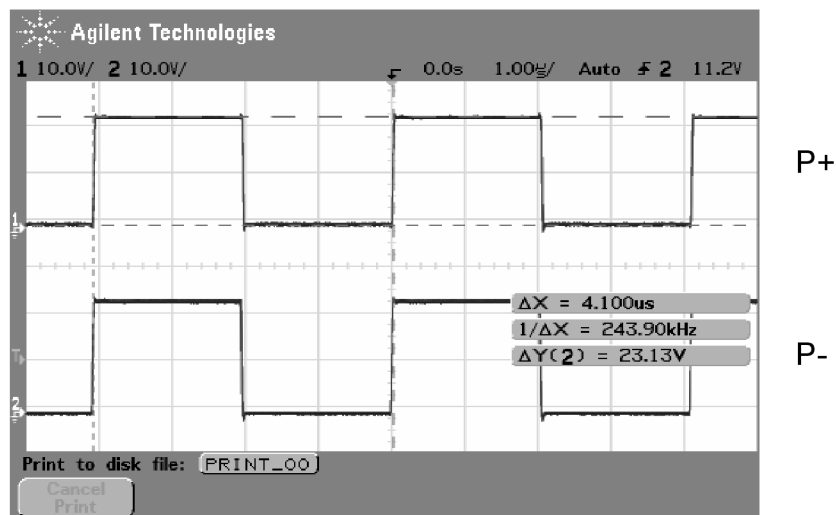


Obr.10 Výstupní signál předzesilovače LM1036 pro minimální hlasitost

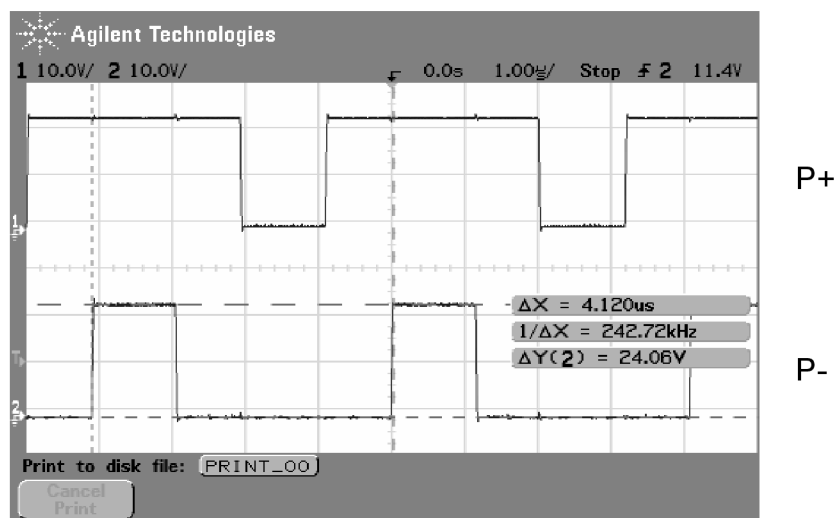


Obr.11 Výstupní signál předzesilovače LM1036 pro maximální hlasitost

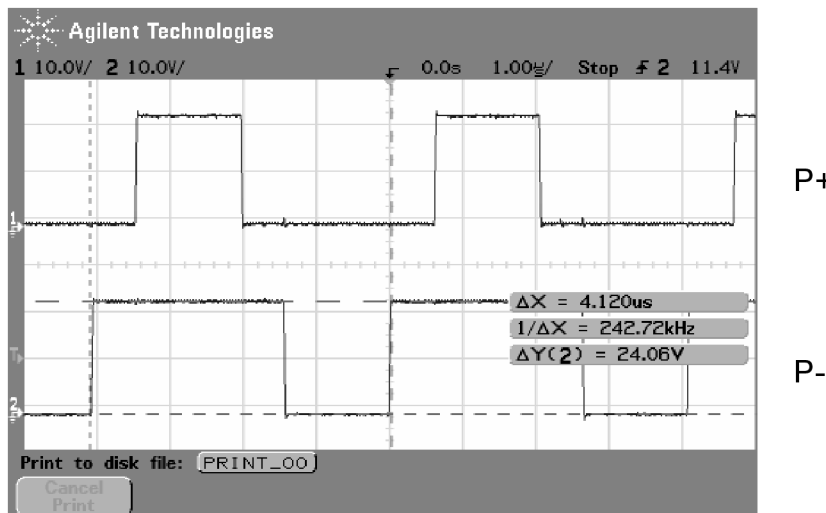
Dalším krokem bylo oživení a odzkoušení modulátoru s budičem TPA3101D2. Obvod v použitém zapojení fungoval, ale výstupní signály jednoho kanálu nejsou v protifázi, jak bylo očekáváno u symetrických výstupů, ale pouze se v závislosti na polaritě a úrovni vstupního signálu mění šířka pulzů. Tento signál není použitelný k řízení můstkového ani půlmůstkového zapojení výkonových tranzistorů. Výstupní signály obvodu TPA3101D2 jsou na Obr. 10, Obr. 11 a Obr. 12. Na obrázcích je na prvním kanálu signál označený na Obr. 6 jako VÝSTUP P+ a na druhém kanálu je signál označený na tom samém obrázku jako VÝSTUP P-.



Obr.12 Výstupní signály obvodu TPA3101D2 bez buzení

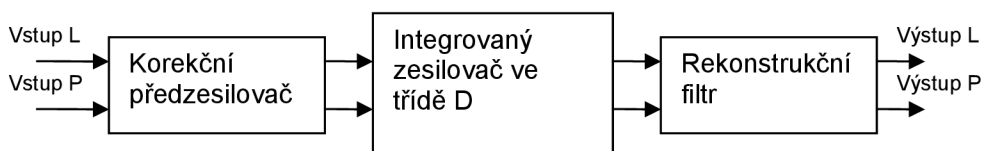


Obr.13 Výstupní signál obvodu TPA3101D2 pro kladnou půlvlnu vstupního signálu



Obr.14 Výstupní signál obvodu TPA3101D2 pro zápornou půlvlnu vstupního signálu

Po zjištění, že není možné zvoleným obvodem jednoduše řídit výkonové tranzistory, bylo rozhodnuto, že celý blok výkonového stupně bude odstraněn a bude využito výkonu obvodu TPA3101D2, který je 2x10 W. Modifikované blokové schéma zesilovače je na Obr. 13. Obvod TPA3101D2 by bylo možné nahradit příbuzným obvodem TPA3100D2, který má výstupní výkon 2x20 W a byl by tak dosaženo výstupního výkonu požadovaného v zadání. V zapojení obvodu se pouze změní hodnota kondenzátorů C41, C42, C43 a C44 z hodnoty 470 pF na hodnotu 1 nF. Schéma zapojení a podklady pro výrobu desek plošných spojů pro realizaci modifikovaného zesilovače jsou v přílohách.



Obr.15 Modifikované blokové schéma navrhovaného zesilovače



## 6. Závěr

Cílem práce bylo vytvořit kompletní obvodový návrh nízkofrekvenčního zesilovače ve třídě D a ten poté realizovat. Jako základ návrhu byl použit integrovaný obvod firmy Texas Instruments TPA3101D2, který byl doplněn o výkonové tranzistory pro dosažení požadovaného výkonu. Zesilovač byl doplněn korekčním předzesilovačem LM1036 k jehož řízení jsou použity elektronické potenciometry DS1666, takže je ovládán tlačítky.

Po neúspěšné realizaci zesilovače byly zjištěny chyby v návrhu a ten byl přepracován z časových důvodů však již nebylo možné tento přepracovaný návrh plně odzkoušet. Byl odzkoušen předzesilovač včetně ovládání tlačítky a činnost obvodu TPA3101D2. Protože výkon tohoto obvodu nesplňuje zadání, byl popsán i způsob záměny tohoto obvodu za TPA3100D2, který má dostatečný výkon. Frekvenční přenosová charakteristika rekonstrukčního filtru byla odsimulována v programu PSpice.

## Seznam obrázků

Obr. 1	Blokové schéma výkonového audio zesilovače ve třídě D .....	7
Obr. 2	Zapojení impulsně šířkového modulátoru .....	7
Obr. 3	Vznik PWM signálu .....	8
Obr. 4	Blokové schéma navrhovaného zesilovače .....	9
Obr. 5	Schéma zapojení korekčního předzesilovače .....	12
Obr. 6	Schéma zapojení modulátoru s budičem .....	14
Obr. 7	Schéma zapojení výkonových tranzistor s rekonstrukčním filtrem .....	19
Obr. 8	Schéma zapojení filtru pro simulaci frekvenční přenosové charakteristiky ....	20
Obr. 9	Frekvenční přenosová charakteristika filtru simulovaná v prog. PSpice .....	21
Obr. 10	Výstupní signál předzesilovače pro minimální hlasitost .....	21
Obr. 11	Výstupní signál předzesilovače pro maximální hlasitost .....	21
Obr. 12	Výstupní signál obvodu TPA3101D2 bez buzení .....	22
Obr. 13	Výstupní signál obvodu TPA3101D2 pro kladnou půlvlnu vstupního sig. ....	22
Obr. 14	Výstupní signál obvodu TPA3101D2 pro zápornou půlvlnu vstupního sig. ....	23
Obr. 15	Blokové schéma modifikovaného zesilovače .....	24

## Seznam tabulek

Tabulka 1	Základní parametry obvodu LM1036 .....	11
Tabulka 2	Základní parametry obvodu TPA3101D2 .....	13
Tabulka 3	Vybrané parametry tranzistoru IRF3205 .....	16
Tabulka 4	Vybrané parametry tranzistoru IRF4905 .....	16

# Seznam zkratek

EMC	elektromagnetická kompatibilita
PWM	pulzně šířková modulace

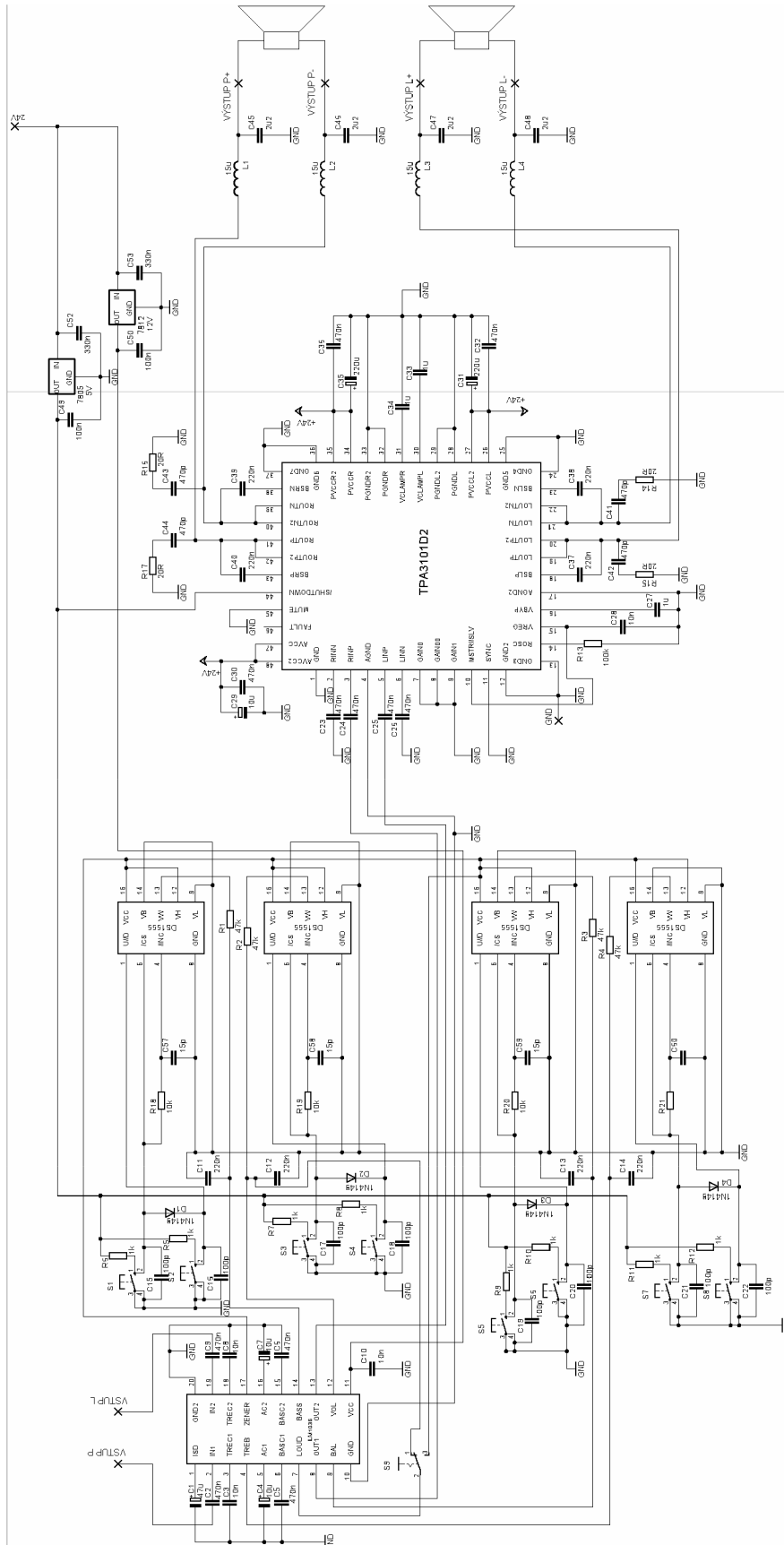
## Seznam symbolů

$C$	[F]	kapacita kondenzátoru
$C_{OSS}$	[F]	výstupní kapacita MOSFET tranzistoru
$f_{spínací}$	[Hz]	spínací frekvence tranzistoru
$I_D$	[A]	proud tekoucí elektrodou „Drain“ tranzistoru MOSFET
$L$	[H]	indukčnost cívky
$M$	[-]	stupeň modulace
$P_{OUT}$	[W]	výstupní výkon zesilovače
$P_{hradlo}$	[W]	ztrátový výkon na hradle tranzistoru
$P_{spínací}$	[W]	ztráty vzniklé spínáním tranzistoru
$P_{vedením}$	[W]	výkonvé ztráty vzniklé vedením proudu
$Q_G$	[C]	náboj hradla tranzistoru
$Q_{rr}$	[C]	komutační náboj integrované diody MOSFET tranzistoru
$R_{DS-on}$	[ $\Omega$ ]	odpor mezi elektrodami "Drain" a "Source" při sepnutém tranzistoru
$R_{TH}$	[K/W]	celkový tepelný odpor
$R_{THCH}$	[K/W]	tepelný odpor chladiče
$R_{THJA}$	[K/W]	tepelný odpor mezi čipem a okolím
$R_{THJC}$	[K/W]	tepelný odpor mezi čipem a pouzdem
$R_{THP}$	[K/W]	tepelný odpor izolační podložky
$R_Z$	[ $\Omega$ ]	impedance zátěže
SNR	[dB]	odstup užitečného signálu a šumu vyjádřený v logaritmické míře
$T_J$	[ $^{\circ}$ C]	teplota čipu tranzistoru
$T_O$	[ $^{\circ}$ C]	teplota okolí
THD	[%]	celkové harmonické zkreslení
THD+N	[%]	celkové harmonické zkreslení se šumem
$t_f$	[s]	doba sestupné hrany proudu při rozepnutí tranzistoru
$t_r$	[s]	doba náběžné hrany proudu při sepnutí tranzistoru
$U_{budič}$	[V]	výstupní napětí budiče tranzistoru
$U_{DS}$	[V]	napětí mezi elektrodami "Drain" a "Source" MOSFET tranzistoru
$U_{DSmin}$	[V]	minimální průrazné napětí mezi elektrodami "Drain" a "Source" tranzistoru MOSFET
$U_{nap}$	[V]	napájecí napětí tranzistoru
$\mu_{tor}$	[-]	kruhová permeabilita jádra

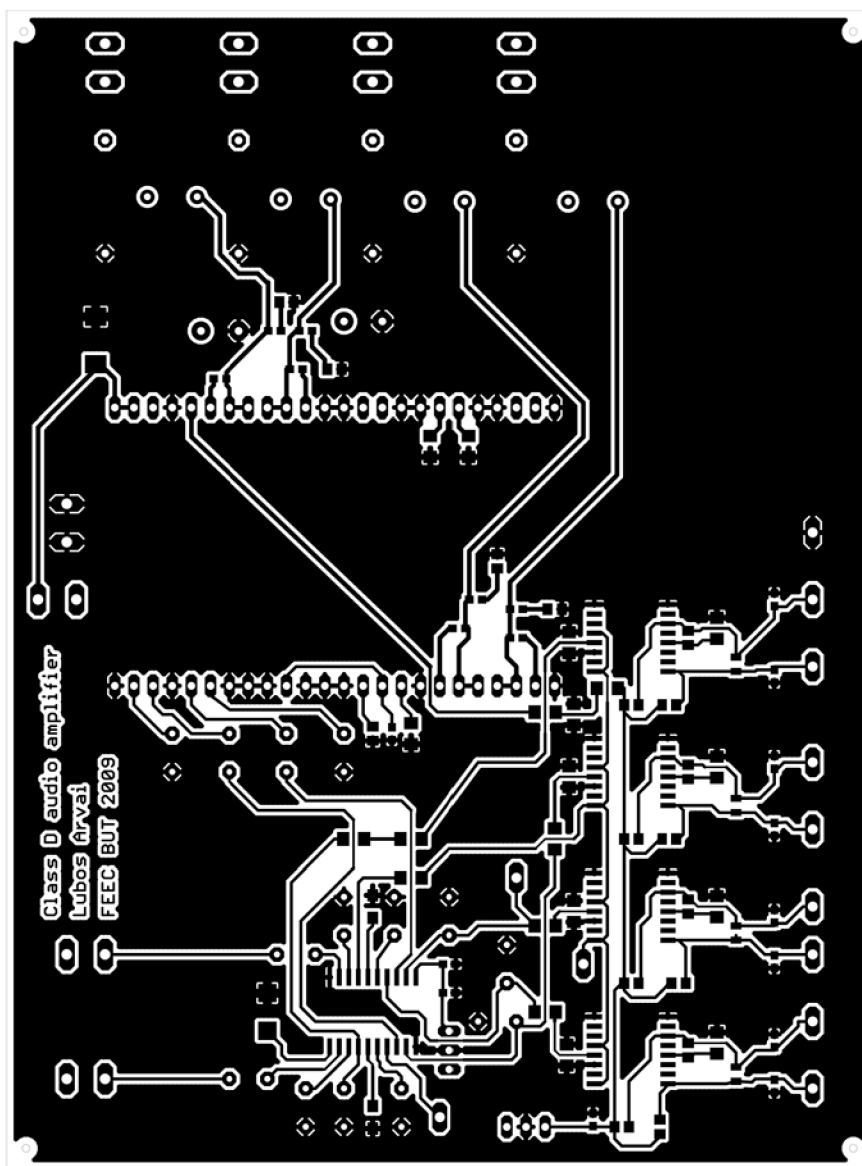
# Seznam literatury

- [1] ŠTÁL, Petr. *Výkonové audio zesilovače pracující ve třídě D*, BEN - technická literatura, Praha 2008, 200s. ISBN 978-80-7300-230-5
- [2] LM1036 Datasheet [online], National Semiconductor Company, 1999. [cit. 17. prosince 2008]. Dostupný na WWW: <<http://cache.national.com/ds/LM/LM1036.pdf>>
- [3] DS1666 Datasheet [online], Dallas Semiconductor, [cit. 17. prosince 2008]. Dostupný z WWW: <<http://datasheets.maxim-ic.com/en/ds/DS1666.pdf>> ,
- [4] TPA3101D2 Datasheet [online], Texas Instruments, 2007, [cit. 17. prosince 2008]. Dostupný z WWW: <<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/tpa3101d2.pdf>>
- [5] Přednáška BNFE č.5, bnfe\_prednaska\_5.pdf, Ing. Tomáš Kratochvíl, PhD., FEKT VUT Brno, 2008
- [6] Přednáška BNFE č.6, bnfe\_prednaska\_6.pdf, Ing. Tomáš Kratochvíl, PhD., FEKT VUT Brno, 2008
- [7] JANÁČ, J. *Návrh spínačového nízkofrekvenčního zesilovače*: bakalářská práce. Brno: FEKT VUT v Brně, 2008. 60 stran, 1 příl.
- [8] IRF3205 Datasheet [online], International Rectifier, [cit. 17. prosince 2008]. Dostupný z WWW: <<http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irf3205.pdf>>
- [9] IRF4905 Datasheet [online], International Rectifier, [cit. 17. prosince 2008]. Dostupný z WWW: <<http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irf4905.pdf>> ,
- [10] *Micrometals, Inc. - Iron Powder Cores* [online]. 2008 [cit. 2008-01-12]. Dostupný z WWW: <<http://www.micrometals.com/software.html>> .

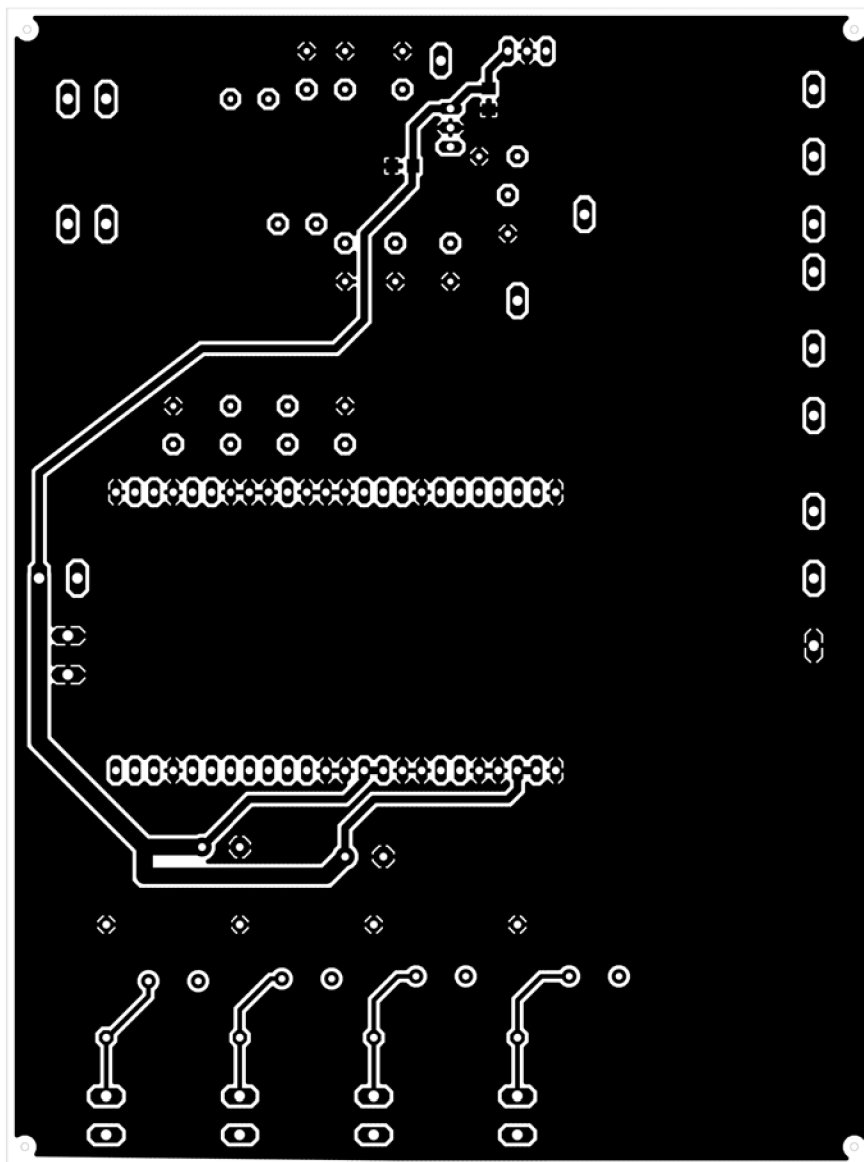
# Příloha A: Schéma zapojení



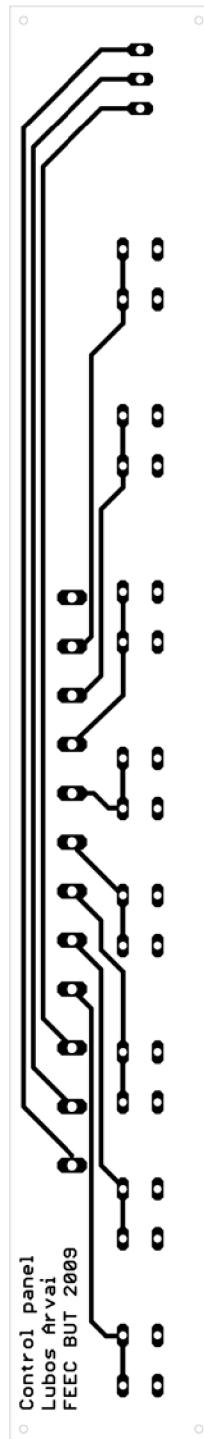
## Příloha B: Deska plošných spojů



Strana součástek desky plošných spojů pro zesilovač (154 x 115 mm, měřítko 1:1)

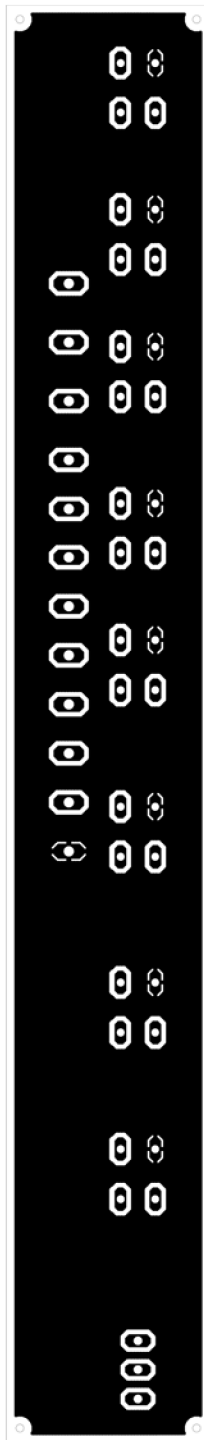


Strana spojů desky plošných spojů pro zesilovač (154 x 115 mm, měřítko 1:1)

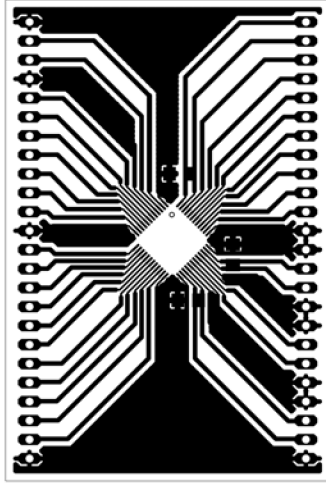


Strana součástek desky plošných spojů pro ovládací prvky (190 x 27 mm, měřítko 1:1)

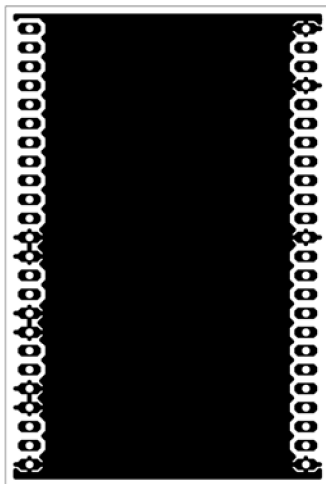




Strana spojů desky plošných spojů pro ovládací prvky (190 x 27 mm, měřítko 1:1)

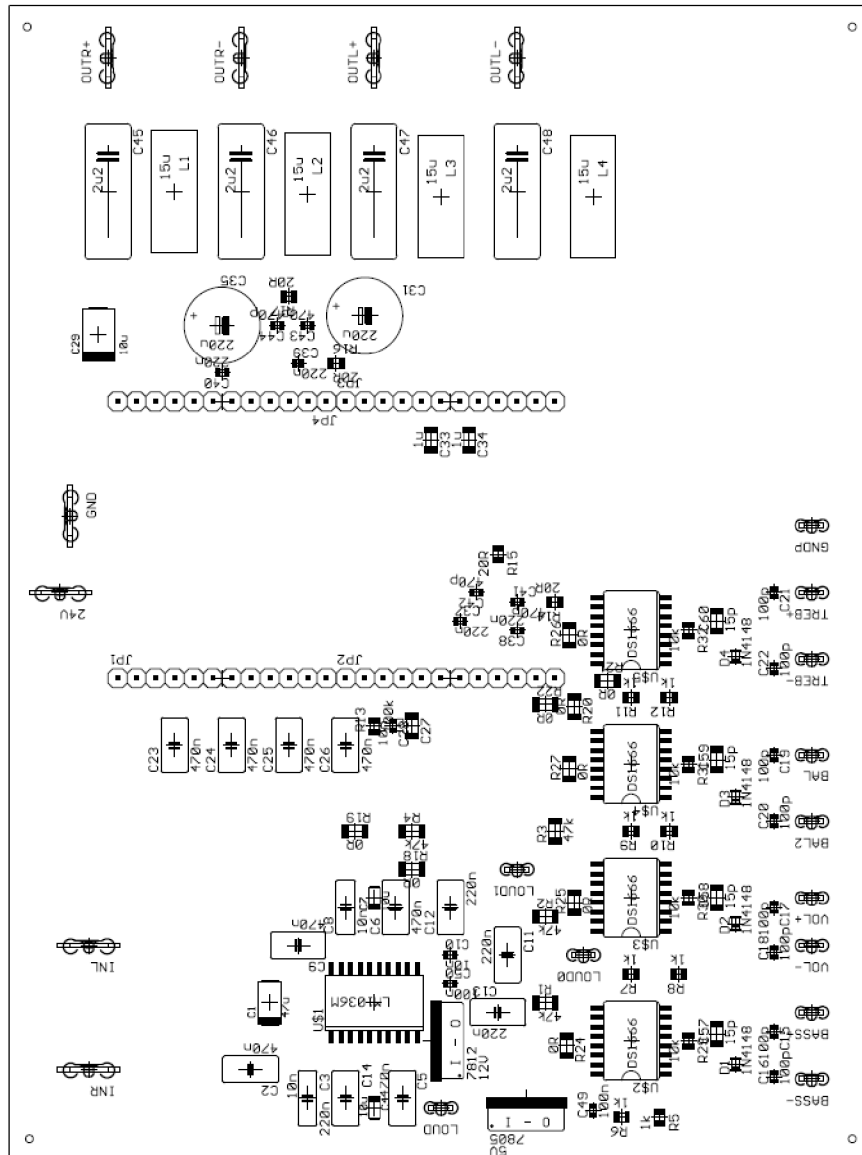


Strana součástek desky plošných spojů pro osazení obvodu TPA3101D2  
(43 x 64 mm, měřítko 1:1)

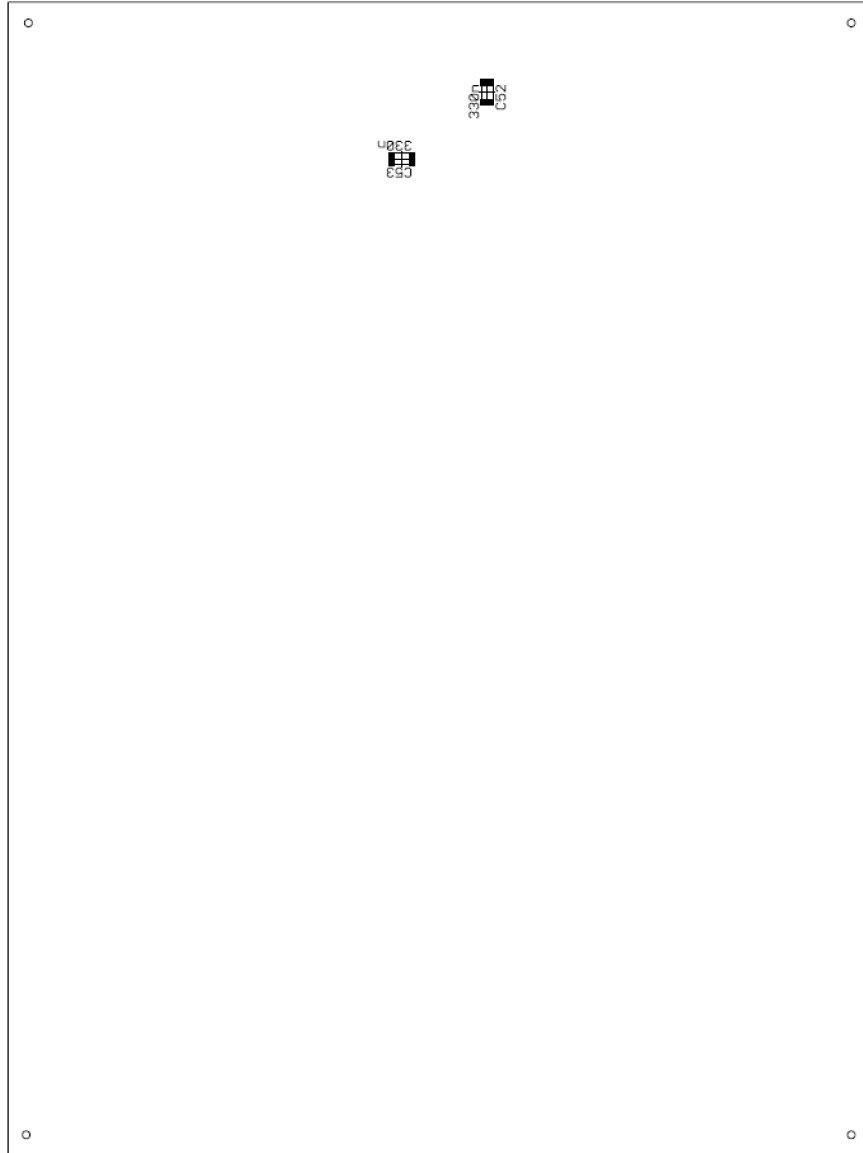


Strana spojů desky plošných spojů pro osazení obvodu TPA3101D2 (43 x 64 mm,  
měřítko 1:1)

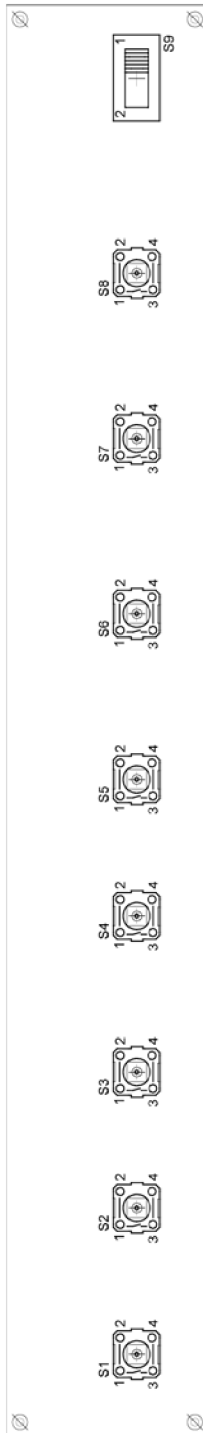
# Příloha C: Rozmístění součástek



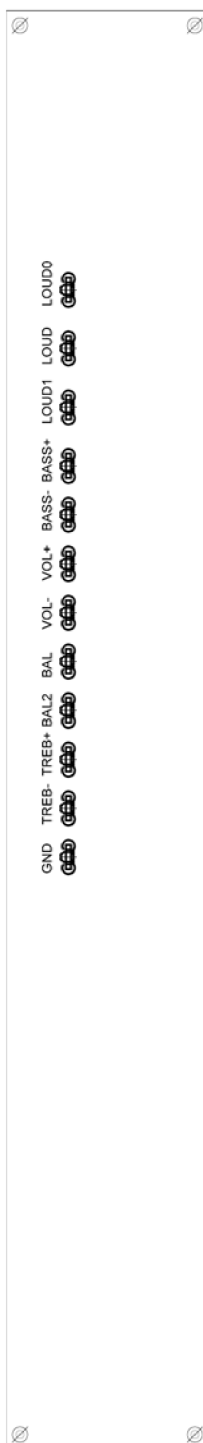
Rozmístění součástek na straně součástek desky plošných spojů pro zesilovač



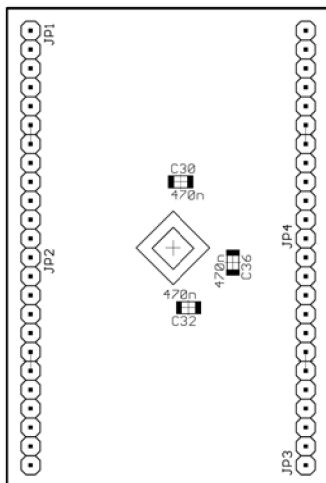
Rozmístění součástek na straně spojů desky plošných spojů pro zesilovač



Rozmístění součástek na straně součástek desky plošných spojů pro ovládací prvky



Rozmístění součástek na straně spojů desky plošných spojů pro ovládací prvky



Rozmístění součástek na straně součástek desky plošných spojů pro osazení obvodu TPA3101D2

# Příloha D: Seznam součástek

Seznam součástek na desce plošných spojů pro zesilovač

Označení součástky	Hodnota	Pouzdro	Poznámka
24V		ST4,8	Faston konektor
7805	5V	TO-220	Stabilizátor napětí
7812	12V	TO-220	Stabilizátor napětí
BAL		ST2,8	Faston konektor
BAL2		ST2,8	Faston konektor
BASS+		ST2,8	Faston konektor
BASS-		ST2,8	Faston konektor
C1	47 $\mu$ F/16V	SMC_C	Tantalový
C2	470nF/63V	C050-035x075	Fóliový
C3	10nF/63V	C050-025x075	Fóliový
C4	10 $\mu$ F/16V	SMC_A	Tantalový
C5	470nF/63V	C050-035x075	Fóliový
C6	470nF/63V	C050-035x075	Fóliový
C7	10 $\mu$ F/16V	SMC_A	Tantalový
C8	10nF/63V	C050-025x075	Fóliový
C9	470nF/63V	C050-035x075	Fóliový
C10	10nF/50V	C0805	Keramický
C11	220nF/63V	C050-035x075	Fóliový
C12	220nF/63V	C050-035x075	Fóliový
C13	220nF/63V	C050-035x075	Fóliový
C14	220nF/63V	C050-035x075	Fóliový
C15	100pF/50V	C0805	Keramický
C16	100pF/50V	C0805	Keramický
C17	100pF/50V	C0805	Keramický
C18	100pF/50V	C0805	Keramický
C19	100pF/50V	C0805	Keramický
C20	100pF/50V	C0805	Keramický
C21	100pF/50V	C0805	Keramický
C22	100pF/50V	C0805	Keramický
C23	470nF/63V	C050-035x075	Fóliový
C24	470nF/63V	C050-035x075	Fóliový
C25	470nF/63V	C050-035x075	Fóliový
C26	470nF/63V	C050-035x075	Fóliový
C27	1 $\mu$ F/16V	C1206	Keramický
C28	10nF/50V	C0805	Keramický
C29	10 $\mu$ F/35V	SMC_D	Tantalový
C31	220 $\mu$ F/35V	E5-10,5	Elektrolytický s nízkým ESR
C33	1 $\mu$ F/16V	C1206	Keramický
C34	1 $\mu$ F/16V	C1206	Keramický
C35	220 $\mu$ F/35V	E5-10,5	Elektrolytický s nízkým ESR



C37	220nF/50V	C0805	Keramický
C38	220nF/50V	C0805	Keramický
C39	220nF/50V	C0805	Keramický
C40	220nF/50V	C0805	Keramický
C41	470pF/50V	C0805	Keramický
C42	470pF/50V	C0805	Keramický
C43	470pF/50V	C0805	Keramický
C44	470pF/50V	C0805	Keramický
C45	2,2μF/63V	C150-064x183	Fóliový
C46	2,2μF/63V	C150-064x183	Fóliový
C47	2,2μF/63V	C150-064x183	Fóliový
C48	2,2μF/63V	C150-064x183	Fóliový
C49	100nF/50V	C0805	Keramický
C50	100nF/50V	C0805	Keramický
C52	330nF/50V	C1206	Keramický
C53	330nF/50V	C1206	Keramický
C57	15p/50V	C1206	Keramický
C58	15p/50V	C1206	Keramický
C59	15p/50V	C1206	Keramický
C60	15p/50V	C1206	Keramický
D1	1N4148	MINIMELF	
D2	1N4148	MINIMELF	
D3	1N4148	MINIMELF	
D4	1N4148	MINIMELF	
GND		ST4,8	Faston konektor
GNDP		ST2,8	Faston konektor
INL		ST4,8	Faston konektor
INR		ST4,8	Faston konektor
JP1		PLS-12S	Kolíky do DPS R=2,54mm
JP2		PLS-12S	Kolíky do DPS R=2,54mm
JP3		PLS-12S	Kolíky do DPS R=2,54mm
JP4		PLS-12S	Kolíky do DPS R=2,54mm
L1	15μH	T37-26	
L2	15μH	T37-26	
L3	15μH	T37-26	
L4	15μH	T37-26	
LOUD		ST2,8	Faston konektor
LOUD0		ST2,8	Faston konektor
LOUD1		ST2,8	Faston konektor
OUTL-		ST4,8	Faston konektor
OUTL+		ST4,8	Faston konektor
OUTR-		ST4,8	Faston konektor
OUTR+		ST4,8	Faston konektor
R1	47kΩ	R1206	
R2	47kΩ	R1206	
R3	47kΩ	R1206	

R4	47kΩ	R1206	
R5	1kΩ	R0805	
R6	1kΩ	R0805	
R7	1kΩ	R0805	
R8	1kΩ	R0805	
R9	1kΩ	R0805	
R10	1kΩ	R0805	
R11	1kΩ	R0805	
R12	1kΩ	R0805	
R13	100kΩ	R0805	
R14	20Ω	R0805	
R15	20Ω	R0805	
R16	20Ω	R0805	
R17	20Ω	R0805	
R18	0Ω	R1206	SMD propojka
R19	0Ω	R1206	SMD propojka
R20	0Ω	R1206	SMD propojka
R21	0Ω	R1206	SMD propojka
R22	0Ω	R1206	SMD propojka
R23	0Ω	R1206	SMD propojka
R24	0Ω	R1206	SMD propojka
R25	0Ω	R1206	SMD propojka
R26	0Ω	R1206	SMD propojka
R27	0Ω	R1206	SMD propojka
R28	0Ω	R1206	SMD propojka
R29	10kΩ	R0805	
R30	10kΩ	R0805	
R31	10kΩ	R0805	
R32	10kΩ	R0805	
TREB+		ST2,8	Faston konektor
TREB-		ST2,8	Faston konektor
U\$1	LM1036M	SOIC20W	
U\$2	DS1666-50	SOIC16	
U\$3	DS1666-50	SOIC16	
U\$4	DS1666-50	SOIC16	
U\$5	DS1666-50	SOIC16	
VOL+		ST2,8	Faston konektor
VOL-		ST2,8	Faston konektor

### Seznam součástek na desce plošných spojů pro ovládací prvky

Označení součástky	Hodnota	Pouzdro	Poznámka
BAL		ST2,8	Faston konektor
BAL2		ST2,8	Faston konektor
BASS+		ST2,8	Faston konektor
BASS-		ST2,8	Faston konektor
GND		ST2,8	Faston konektor
LOUD		ST2,8	Faston konektor
LOUD0		ST2,8	Faston konektor
LOUD1		ST2,8	Faston konektor
S1		P-B1720	Tlačítko
S2		P-B1720	Tlačítko
S3		P-B1720	Tlačítko
S4		P-B1720	Tlačítko
S5		P-B1720	Tlačítko
S6		P-B1720	Tlačítko
S7		P-B1720	Tlačítko
S8		P-B1720	Tlačítko
S9		P-B143	Spínač
TREB+		ST2,8	Faston konektor
TREB-		ST2,8	Faston konektor
VOL+		ST2,8	Faston konektor
VOL-		ST2,8	Faston konektor

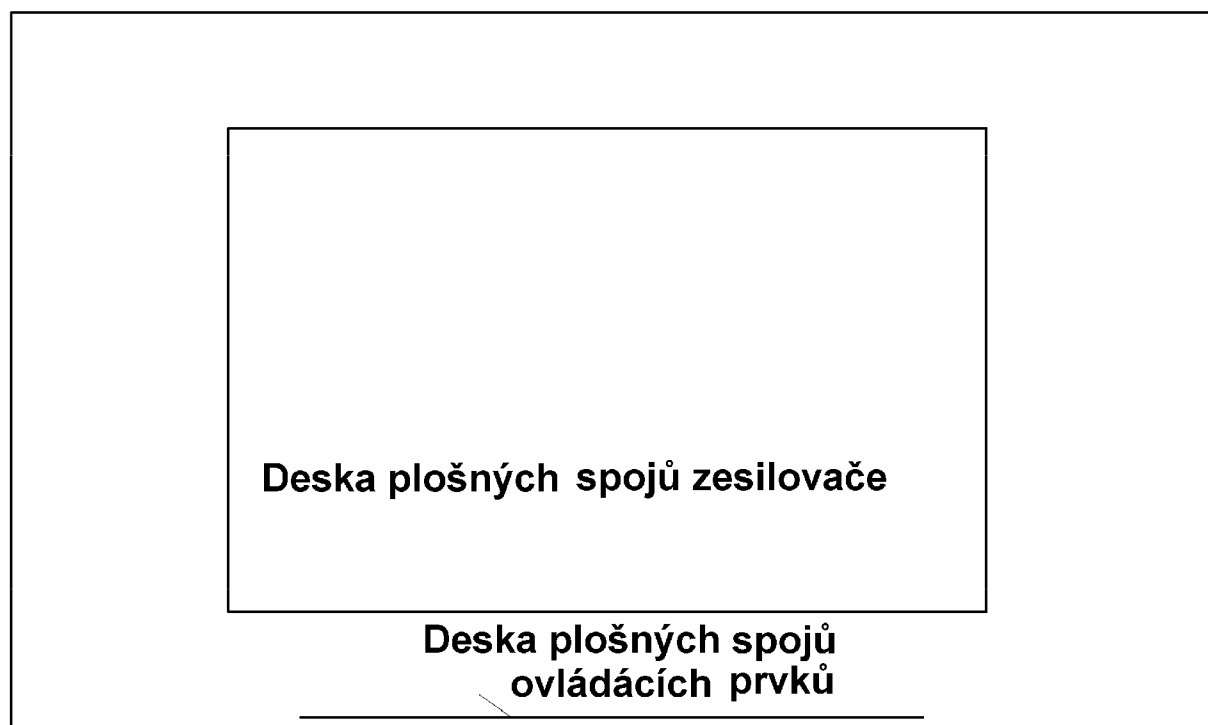
### Seznam součástek na desce plošných spojů pro osazení obvodu TPA3101D2

Označení součástky	Hodnota	Pouzdro	Poznámka
C30	470nF/50V	C1206	Keramický
C32	470nF/50V	C1206	Keramický
C36	470nF/50V	C1206	Keramický
JP1		BL25G	Dutinková kontaktní lišta R=2,54mm
JP2		BL25G	Dutinková kontaktní lišta R=2,54mm
U\$1	TPA3101D2	HTQFP	

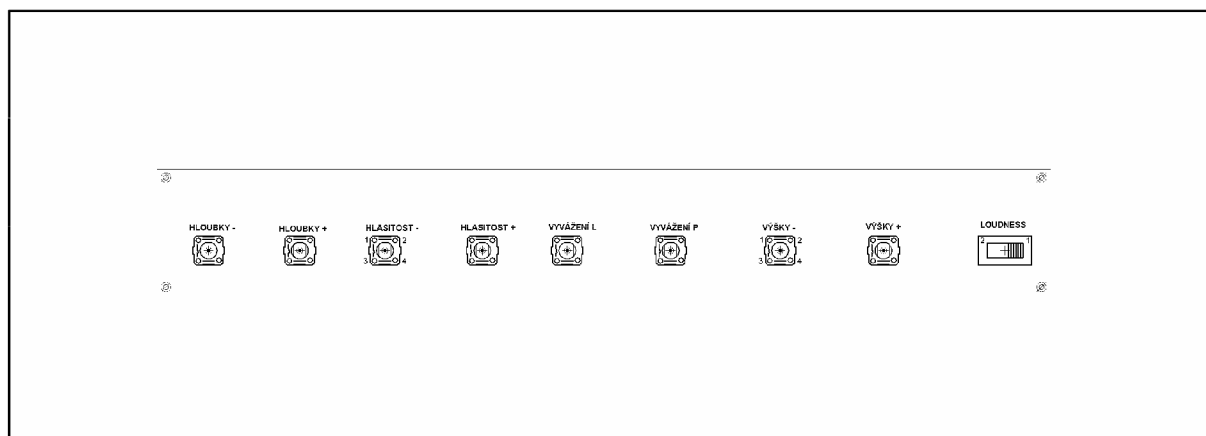
# Příloha E: Mechanické uspořádání

Použitý typ konstrukční krabice: KP 13

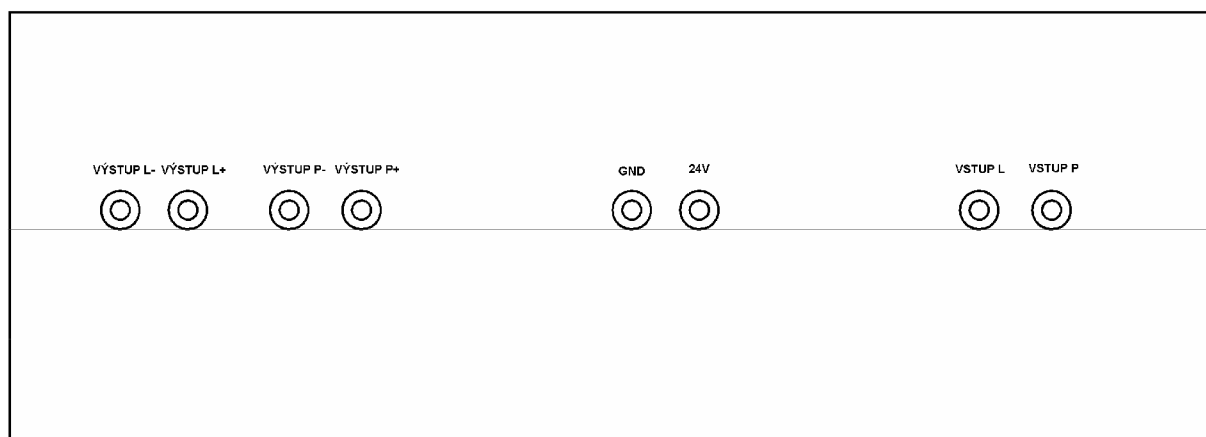
Vnější rozměry použité konstrukční krabice: 250x149x90mm(šířka x hloubka x výška)



Pohled do krabice zesilovače shora



Čelní panel (250 x 90 mm)



Zadní panel (250 x 90 mm)

VSTUP L, VSTUP P – BNC konektor  
 24V, GND, VÝSTUP P+, VÝSTUP P-, VÝSTUP L+, VÝSTUP L- - zdířka pro banánek