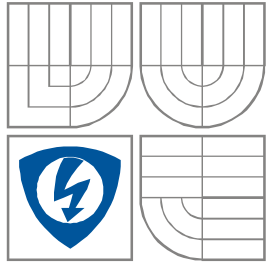


**VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ**  
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH  
TECHNOLGIÍ**  
**ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION  
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

**Nízkofrekvenční zesilovač ve třídě D pro aktivní reproduktory**  
Class D audio amplifier for active loudspeakers

**DIPLOMOVÁ PRÁCE**  
MASTER'S THESIS

**AUTOR PRÁCE**  
AUTHOR

Bc. Jan Cupák

**VEDOUCÍ PRÁCE**  
SUPERVISOR

doc. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.

BRNO, 2011



VYSOKÉ UČENÍ  
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky  
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

# Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor  
**Elektronika a sdělovací technika**

**Student:** Bc. Jan Cupák  
**Ročník:** 2

**ID:** 98339  
**Akademický rok:** 2010/2011

## NÁZEV TÉMATU:

### Nízkofrekvenční zesilovač ve třídě D pro aktivní reproduktory

#### POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

V teoretické části práce proveďte podrobný obvodový návrh a simulaci nízkofrekvenčního zesilovače ve třídě D s výstupním výkonem cca 2 x 400 W pro 4 ohmovou zátěž. Návrh zesilovače doplňte aktivní výhybkou a vhodnými ochranami.

V praktické části práce vytvořte kompletní konstrukční podklady pro realizaci (schéma zapojení, návrh desky plošného spoje, soupisku součástek, návrh mechanického uspořádání).

V experimentální části práce realizujte navržený zesilovač formou funkčního prototypu a laboratorním měřením ověřte jeho správnou činnost. Výsledky měření zpracujte formou standardního protokolu o měření. Stanovte technické parametry zesilovače.

#### DOPORUČENÁ LITERATURA:

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

[2] ŠTÁL, P. Výkonové audio zesilovače pracující ve třídě D - základní principy a konstrukce. Praha: BEN - technická literatura, 2008.

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

**Termín zadání:** 7.2.2011

**Termín odevzdání:** 20.5.2011

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

**prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida**  
Předseda oborové rady

## **Abstrakt:**

Tato diplomová práce se zabývá návrhem nízkofrekvenčního koncového zesilovače ve třídě D, který do  $4 \Omega$  zátěže dodá výkon 400 W. Navrhovaný nízkofrekvenční zesilovač je určen pro aktivní reprosoustavu, která se skládá ze satelitního reproduktoru a subwooferu. Dále se zabývá doplněním koncového zesilovače dalšími funkčními bloky a to vstupním symetrickým předzesilovačem, aktivní výhybkou a ochranami pro bezpečný provoz zesilovače. Výsledkem práce jsou schémata jednotlivých funkčních bloků výkonového zesilovače, jejichž funkce je ověřena simulacemi. Dále jsou zde uvedeny kompletní konstrukční podklady včetně návrhu mechanického uspořádání jednotlivých bloků na deskách plošných spojů. Závěr práce obsahuje naměřené parametry funkčních bloků vyrobeného prototypu a kompletní foto dokumentaci.

## **Abstract:**

This master's thesis deals with design of D class audio final amplifier, which was output power 400 W for  $4 \Omega$  load impedance. Designed audio amplifier is specific for active speaker, which consists of satellite speakers and subwoofer. Further more it deals also with other functional blocks, e.g. balanced input preamplifier, active crossover and protection for safety running. Outcome of this work are schemes of each functional blocks of D class audio amplifier, whose functionality was verified by simulation. Thesis also contains full reference material including mechanical arrangement of functional blocks on printed connection board. The conclusion contains the measured parameters of function blocks of produced prototype and complete photographic documentation.

## **Klíčová slova:**

Nízkofrekvenční zesilovač, koncový zesilovač, výkonový zesilovač, třída D, budič, modulátor, koncový stupeň, výstupní filtr, napájecí zdroj, aktivní výhybka, symetrický předzesilovač.

## **Keywords:**

Audio amplifier, power amplifier, high power amplifier, class D, driver, modulator, final stage, output filter, power supply unit, active crossover, balanced input preamplifier.

CUPÁK, J. *Nízkofrekvenční zesilovač ve třídě D pro aktivní reproduktory*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2011. 64 s., 31s. příloh. Vedoucí diplomové práce doc. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.

## PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Nízkofrekvenční zesilovač ve třídě D pro aktivní reproduktory jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové 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 diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové 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 diplomové práce doc. Ing. Tomášovi Kratochvílovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne .....

.....

(podpis autora)

# Obsah:

<b>OBSAH:</b> .....	<b>VI</b>
<b>SEZNAM OBRÁZKŮ:</b> .....	<b>VII</b>
<b>SEZNAM TABULEK:</b> .....	<b>VIII</b>
<b>ÚVOD:</b> .....	<b>1</b>
<b>1 NÍZKOFREKVENČNÍ KONCOVÉ ZESILOVAČE</b> .....	<b>2</b>
1.1 <b>Obecné vlastnosti a parametry</b> .....	<b>2</b>
1.2 <b>Nejpoužívanější třídy nízkofrekvenčních zesilovačů</b> .....	<b>2</b>
1.2.1 Třída A .....	2
1.2.2 Třída B .....	2
1.2.3 Třída AB .....	3
1.2.4 Třída D .....	3
1.2.5 Třída G .....	3
1.2.6 Třída H .....	3
<b>2 NÍZKOFREKVENČNÍ ZESILOVAČE VE TŘÍDĚ D</b> .....	<b>4</b>
2.1 <b>Modulátor</b> .....	<b>4</b>
2.1.1 Delta modulátory .....	5
2.1.2 Sigma – delta modulátory 1. řádu .....	6
2.1.3 Sigma – delta modulátory vyššího řádu .....	7
2.2 <b>Koncový stupeň s budičem</b> .....	<b>8</b>
2.2.1 Půlmůstkové zapojení koncového stupně .....	8
2.2.2 Můstkové zapojení koncového stupně .....	9
2.2.3 Budiče .....	10
2.2.4 Výkonové tranzistory v koncovém stupni .....	11
2.3 <b>Výstupní filtr</b> .....	<b>12</b>
2.3.1 Zesilovače bez výstupního filtru .....	12
2.3.2 Výstupní filtr tvořen feristorem a kondenzátorem .....	12
2.3.3 Výstupní filtr složený z cívky a kondenzátoru .....	12
2.4 <b>Ochrany zesilovače</b> .....	<b>13</b>
2.4.1 Nadproudová ochrana .....	13
2.4.2 Tepelná ochrana .....	13
2.4.3 Obvod limitace vstupního signálu .....	14
<b>3 BLOKOVÉ SCHÉMA VÝKONOVÉHO ZESILOVAČE</b> .....	<b>15</b>

<b>4</b>	<b>NÁVRH VSTUPNÍHO PŘEDZESILOVAČE .....</b>	<b>17</b>
4.1	Vlastnosti navrhovaného vstupního předzesilovače.....	17
4.2	Schéma vstupního předzesilovače.....	18
4.3	Funkce vstupního předzesilovače .....	19
4.4	Výpočet vstupního předzesilovače .....	20
4.5	Simulace vstupního předzesilovače.....	21
<b>5</b>	<b>NÁVRH AKTIVNÍ VÝHYBKY .....</b>	<b>23</b>
5.1	Vlastnosti navrhované aktivní výhybky .....	23
5.2	Schéma aktivní výhybky.....	24
5.3	Funkce aktivní výhybky .....	25
5.4	Výpočet aktivní výhybky .....	25
5.5	Simulace aktivní výhybky.....	27
<b>6</b>	<b>NÁVRH PWM MODULÁTORU .....</b>	<b>29</b>
6.1	Vlastnosti navrhovaného PWM modulátoru .....	29
6.2	Schéma PWM modulátoru .....	30
6.3	Funkce PWM modulátoru.....	31
6.4	Výpočet PWM modulátoru .....	32
6.5	Simulace PWM modulátoru.....	35
6.5.1	Simulace generátoru trojúhelníkového signálu .....	35
6.5.2	Simulace PWM modulátoru s implementovaným „dead timem“ .....	36
<b>7</b>	<b>NÁVRH KONCOVÉHO STUPNĚ .....</b>	<b>38</b>
7.1	Vlastnosti koncového stupně .....	38
7.2	Schéma koncového stupně.....	39
7.3	Funkce koncového stupně.....	40
7.4	Výpočet koncového stupně .....	41
7.5	Simulace výstupního filtru .....	42

<b>8</b>	<b>NÁVRH NAPĚŤOVÉHO ZDROJE PRO VSTUPNÍ OBVODY .....</b>	<b>44</b>
8.1	Vlastnosti napěťového zdroje pro vstupní obvody.....	44
8.2	Schéma napěťového zdroje pro vstupní obvody .....	44
8.3	Funkce napěťového zdroje pro vstupní obvody .....	44
<b>9</b>	<b>NÁVRH NAPĚŤOVÉHO ZDROJE PRO PWM MODULÁTORY .....</b>	<b>45</b>
9.1	Vlastnosti napěťového zdroje pro PWM modulátory.....	45
9.2	Schéma napěťového zdroje pro PWM modulátory .....	45
9.3	Funkce napěťového zdroje pro PWM modulátory .....	45
<b>10</b>	<b>NÁVRH NAPĚŤOVÉHO ZDROJE PRO KONCOVÉ ZESILOVAČE .....</b>	<b>46</b>
10.1	Vlastnosti napěťového zdroje pro koncové zesilovače.....	46
10.2	Schéma napěťového zdroje pro koncové zesilovače.....	47
10.3	Funkce napěťového zdroje pro koncové zesilovače .....	47
10.4	Výpočet napěťového zdroje pro koncové zesilovače .....	48
<b>11</b>	<b>NÁVRH CHLAZENÍ VÝKONOVÝCH TRANZISTORŮ .....</b>	<b>49</b>
11.1	Výpočet chladiče.....	49
<b>12</b>	<b>NÁVRH MECHANICKÉHO USPOŘÁDÁNÍ .....</b>	<b>51</b>
<b>13</b>	<b>VÝSLEDKY MĚŘENÍ VSTUPNÍCH OBVODŮ .....</b>	<b>54</b>
13.1	Měření modulové kmitočtové charakteristiky .....	54
13.2	Měření vstupního odporu .....	55
13.3	Měření přebuditelnosti .....	56
13.4	Měření harmonického zkreslení .....	57
13.5	Použité měřicí přístroje .....	58
<b>14</b>	<b>VÝSLEDKY MĚŘENÍ PWM MODULÁTORU .....</b>	<b>59</b>
<b>15</b>	<b>ZÁVĚR .....</b>	<b>62</b>
	<b>LITERATURA.....</b>	<b>64</b>
	<b>SEZNAM PŘÍLOH.....</b>	<b>65</b>



## Seznam obrázků:

Obr. 2.1:	Principiální blokové schéma koncového zesilovače ve třídě D.....	4
Obr. 2.2:	Zapojení komparátoru v úloze pulsně šířkového modulátoru.....	4
Obr. 2.3:	Vstupní průběhy napětí do komparátoru a výstupní pulsně šířkově modulovaný signál.....	5
Obr. 2.4:	Blokové schéma delta modulátoru. ( převzato z [3] ).....	6
Obr. 2.5:	Blokové schéma sigma – delta modulátoru 1. řádu ( převzato z [3] ).....	6
Obr. 2.6:	Typické zapojení zesilovače ve třídě D.....	8
Obr. 2.7:	Typické půlmůstkové zapojení koncového stupně ( převzato z [3] ).....	8
Obr. 2.8:	Typické můstkové zapojení koncového stupně.....	9
Obr. 3.1:	Blokové schéma navrhovaného výkonového zesilovače.....	15
Obr. 4.1:	Schéma vstupního předzesilovače.....	18
Obr. 4.2:	Simulované schéma vstupního nízkofrekvenčního zesilovače.....	21
Obr. 4.3:	Průběhy vstupního symetrického signálu a výstupního zesíleného signálu předzesilovačem.....	22
Obr. 5.1:	Schéma aktivní výhybky.....	27
Obr. 5.2:	Schéma simulované aktivní výhybky.....	27
Obr. 5.3:	Přenosové charakteristiky simulované aktivní výhybky.....	28
Obr. 6.1:	Schéma PWM modulátoru.....	30
Obr. 6.2:	Schéma simulovaného generátoru trojúhelníkového signálu v PWM modulátoru.....	35
Obr. 6.3:	Výstupní průběhy generátoru trojúhelníkového signálu.....	36
Obr. 6.4:	Schéma simulovaného PWM modulátoru vytvářejícího „dead time“.....	36
Obr. 6.5:	Průběhy v PWM modulátoru.....	37
Obr. 7.1:	Schéma koncového stupně.....	42
Obr. 7.2:	Schéma simulovaného výstupního filtru.....	42
Obr. 7.3:	Přenosová charakteristika výstupního filtru.....	43
Obr. 8.1:	Schéma napěťového zdroje pro řídicí elektroniku.....	44
Obr. 9.1:	Schéma napěťového zdroje pro PWM modulátory.....	45
Obr. 10.1:	Schéma napěťového zdroje pro koncové zesilovače.....	47
Obr. 12.1:	Uspořádání DPS vstupních obvodů, rozměr desky 110 x 105 [mm], měřítko M 3:4.....	51
Obr. 12.2:	Uspořádání DPS PWM modulátorů, rozměr desky 50 x 190 [mm], měřítko M 1:2.....	51
Obr. 12.3:	Uspořádání DPS koncových zesilovačů, rozměr desky 280 x 200 [mm], měřítko M 1:2.....	52
Obr. 12.4:	Uspořádání DPS napěťových zdrojů, rozměr desky 110 x 105 [mm], měřítko M 3:4.....	53
Obr. 13.1:	Změřená modulová kmitočtová charakteristika vstupních obvodů.....	55
Obr. 13.2:	Změřené harmonické zkreslení frekvenčního pásma subwooferu.....	57
Obr. 13.3:	Změřené harmonické zkreslení frekvenčního pásma satelitního reproduktoru.....	58
Obr. 14.1:	Oscilogram výstupního průběhu generátoru trojúhelníkového signálu.....	59
Obr. 14.2:	Oscilogram výstupního průběhu duplikátoru trojúhelníkového signálu.....	60
Obr. 14.3:	Oscilogram výstupního průběhu PWM modulátoru.....	60
Obr. 14.4:	Oscilogram výstupního průběhu maximálně vybuzeného PWM modulátoru.....	61

## Seznam tabulek:

Tab. 4.1:	Parametry navrhovaného vstupního předzesilovače.....	17
Tab. 5.1:	Parametry navrhované aktivní výhybky.....	23
Tab. 6.1:	Parametry navrhovaného PWM modulátoru.....	29
Tab. 7.1:	Parametry navrhovaného koncového stupně.....	38
Tab. 8.1:	Parametry navrhovaného napěťového zdroje pro vstupní obvody.....	44
Tab. 9.1:	Parametry navrhovaného napěťového zdroje pro PWM modulátory.....	45
Tab. 10.1:	Parametry navrhovaného napěťového zdroje pro koncové zesilovače.....	46
Tab. 13.1:	Naměřené hodnoty kmitočtové modulové charakteristiky vstupních obvodů.....	54
Tab. 13.2:	Naměřené hodnoty harmonického zkreslení vstupních obvodů.....	57
Tab. 13.3:	Použité měřicí přístroje k měření parametrů vstupních obvodů.....	58
Tab. 14.1:	Změřené parametry trojúhelníkového signálu.....	59
Tab. 14.2:	Přehledová tabulka parametrů PWM modulátoru.....	61

## Úvod:

Diplomová práce v úvodu obsahuje seznámení se s problematikou nízkofrekvenčních zesilovačů v pracovní třídě D, kde jsou vyjmenovány používané třídy nízkofrekvenčních zesilovačů, včetně krátké charakteristiky. Diplomová práce pak řeší různé požadavky, modifikace a funkce hlavních bloků nízkofrekvenčního zesilovače v pracovní třídě D.

Dále je v diplomové práci navrženo blokové schéma výkonového zesilovače, který dodá výkon 400 W do satelitní reprosoustavy i do subwooferu, jestliže impedance reproduktorů bude rovna  $4 \Omega$ . Jednotlivé bloky použité v blokovém schématu uvedeném v kapitole 3 jsou navrženy zde v diplomové práci v kapitolách 4 až 10. Jedná se o bloky vlastní koncepce, jejichž funkce je doložena simulací v programu PSpice.

Výsledkem diplomové práce jsou schémata jednotlivých bloků z blokového schématu a kompletní konstrukční podklady, které byly použity k výrobě funkčního prototypu. Dále práce obsahuje naměřené parametry symetrického zesilovače, aktivní výhybky a pulsně šířkového modulátoru. Výsledky měření jsou v diplomové práci porovnávány s výsledky simulací získanými programem PSpice. Na závěr je diplomová práce doplněna fotodokumentací vyrobeného prototypu.

# 1 Nízkofrekvenční koncové zesilovače

## 1.1 Obecné vlastnosti a parametry

Nízkofrekvenční zesilovače respektive audio zesilovače mají za úkol zesílit signál ve frekvenčním rozsahu 20 Hz do 20kHz. V tomto frekvenčním pásmu je schopno lidské ucho vnímat změny akustického tlaku.

Nízkofrekvenční koncový zesilovač má za úkol jak napětově, tak i proudově zesílit vstupní signál na požadovanou úroveň výkonu. Podle způsobu zpracování signálu, způsobu zapojení a nastavení pracovního bodu koncového stupně nízkofrekvenčního zesilovače rozeznáváme několik jeho tříd. [1]

Pracovní třídy charakterizují zapojení a nastavení výkonového stupně koncového nízkofrekvenčního zesilovače.

Audio zesilovače jsou charakterizovány mnoha parametry z nichž nejdůležitější je velikost výstupního výkonu dodávaného do reproduktoru. Jako další důležité parametry je možno jmenovat frekvenční charakteristiku při určitém poklesu výkonu, zkreslení, účinnost, činitel tlumení, rychlost přeběhu, hmotnost a také cena. Na základě těchto požadavků je potřeba zvolit vhodnou pracovní třídu.

## 1.2 Nejpoužívanější třídy nízkofrekvenčních zesilovačů

### 1.2.1 Třída A

Zesilovače pracující v této pracovní třídě mají nastaven pracovní bod výkonových tranzistorů do středu převodní charakteristiky klidovým proudem, což má za následek velké tepelné ztráty. Účinnost těchto zesilovačů bývá do 25% a s použitím transformátoru až 50%. Díky své malé účinnosti se jako koncové zesilovače používají do výkonu 30 W na kanál. Přesto jsou obsaženy v každém analogovém nízkofrekvenčním zesilovači ( předzesilovače, diferenciální zesilovače...), protože z běžných pracovních tříd mají nejmenší harmonické zkreslení.

### 1.2.2 Třída B

Nízkofrekvenční zesilovače pracující v této třídě používají převážně dvojčinné zapojení, což znamená, že kladná půlvlna je zesilována jedním výkonovým tranzistorem a záporná druhým. Toto zapojení je charakteristické pro třídu B a AB.

Výkonové tranzistory nejsou buzeny klidovým proudem, jak tomu bylo u pracovní třídy A, tudíž koncové zesilovače v pracovní třídě B mají velké přechodové zkreslení, které se projeví hlavně při zesilování signálů s malou amplitudou. Nelineární přechodové zkreslení je způsobeno nelinearitou P–N přechodu bipolárního tranzistoru mezi bází a emitorem.

Výhoda třídy B spočívá v účinnosti, která může dosahovat až 78,5%. Navzdory většímu zkreslení se také používá v autorádiích, kde je kladen velký důraz na malé ztráty.

### 1.2.3 Třída AB

V nízkofrekvenční elektronice je tato třída velice oblíbená a používaná díky zvolenému kompromisu mezi třídou A a B. Koncový stupeň nízkofrekvenčního zesilovače je zapojen dvojnásobně jako u pracovní třídy B. Do výkonových tranzistorů v koncovém stupni je zavedeno malé předpětí podobně jako u pracovní třídy A.

Zde je optimálně nastaven pracovní bod výkonových tranzistorů do oblasti otevření P–N přechodu výkonového tranzistoru, čímž bylo odstraněno přechodové zkreslení. S pracovním bodem lze posunovat v závislosti na velikosti klidového proudu a tím dosáhnout požadovaných parametrů.

Účinnost třídy AB se pohybuje teoreticky od 50% do 72% v závislosti na velikosti předpětí koncových tranzistorů.

### 1.2.4 Třída D

Od uvedených pracovních tříd se pracovní třída D liší nejen zapojením koncového stupně, ale i zpracováním signálu. Zesilovače ve třídě D již nepatří do kategorie lineárních zesilovačů, protože se ke zpracování signálu používá pulsně šířková modulace, respektive PWM ( Pulse width modulation ). Dále je modulovaný obdélníkový signál zesílen výkonovými tranzistory a poté filtrován přes dolní propust na jejíž výstupu je zesílený nízkofrekvenční signál.

Účinnost těchto digitálních zesilovačů bývá větší než 80 %. Nejsou tedy kladeny tak vysoké nároky na chlazení a výkon zdroje. Vysokou účinností se šetří nejenom materiál, ale i velikost a hmotnost koncového zesilovače.

V profesionální technice však zesilovače ve třídě D nejsou častým řešením koncových stupňů i navzdory vysoké účinnosti z důvodu vyššího harmonického zkreslení, výrazně menšího činitele útlumu a pronikání vysokofrekvenčního rušení ze skříně koncového nízkofrekvenčního zesilovače.

### 1.2.5 Třída G

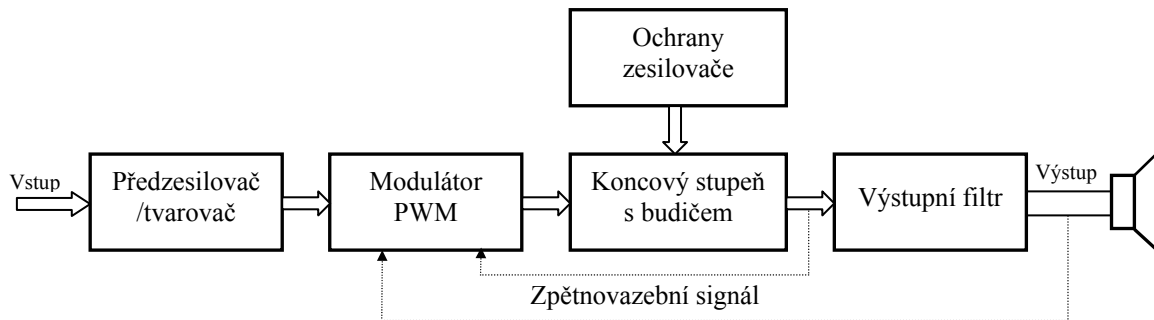
Pracovní třída G používá koncový stupeň pracující v třídě AB, který je napájen vícestupňovým zdrojem, jehož napětí se mění skokově v závislosti na požadovaném výkonu. Při nižším výkonu je koncový stupeň napájen menší úrovní napětí, jakmile přesáhne požadovaný výkon určitou mez, napájení výkonových tranzistorů se zvětší. Tím je zajištěna větší účinnost zesilovače zejména při nižším výstupním výkonu. [2]

### 1.2.6 Třída H

Třída H má stejný princip činnosti jako třída G, ale napájecí napětí koncového stupně se zde mění plynule. Velikost napájecího napětí je řízena tak, aby na výkonových součástkách byl konstantní úbytek napětí, tím je zajištěna maximální účinnost koncového stupně a i jeho minimální náročnost na chlazení a napájení. Z těchto důvodů se tato třída používá zejména u zesilovačů s vyšším výkonem. [2]

## 2 Nízkofrekvenční zesilovače ve třídě D

Zesilovače ve třídě D je možno dělit do dvou základních skupin. První skupina zpracovává digitální podobu vstupního signálu, tato skupina je označována jako plně digitální nízkofrekvenční zesilovače ve třídě D. Další skupinu tvoří zesilovače, které vyžadují vstupní signál v analogové podobě, pracovně se nazývají jako analogové nízkofrekvenční zesilovače ve třídě D. [3]



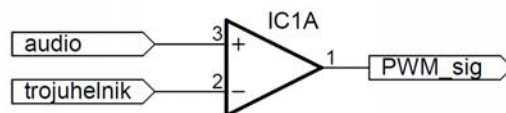
Obr. 2.1: Principiální blokové schéma koncového zesilovače ve třídě D

Rozdíl mezi analogovým či plně digitálním zesilovačem ve třídě D je pouze v prvním členu blokového schématu na obr. 2.1. Další bloky pracují shodně. Tento první člen blokového schématu tvoří předzesilovač/tvarovač, který mimo jiné zajišťuje impedanční oddělení od zdroje signálu. V tomto bloku je možné realizovat potřebné zesílení analogového vstupního signálu, nebo regeneraci digitálního vstupního signálu. [3]

Jednotlivé bloky nízkofrekvenčního zesilovače ve třídě budou podrobně vysvětleny v podkapitolách 2.1 až 2.4.

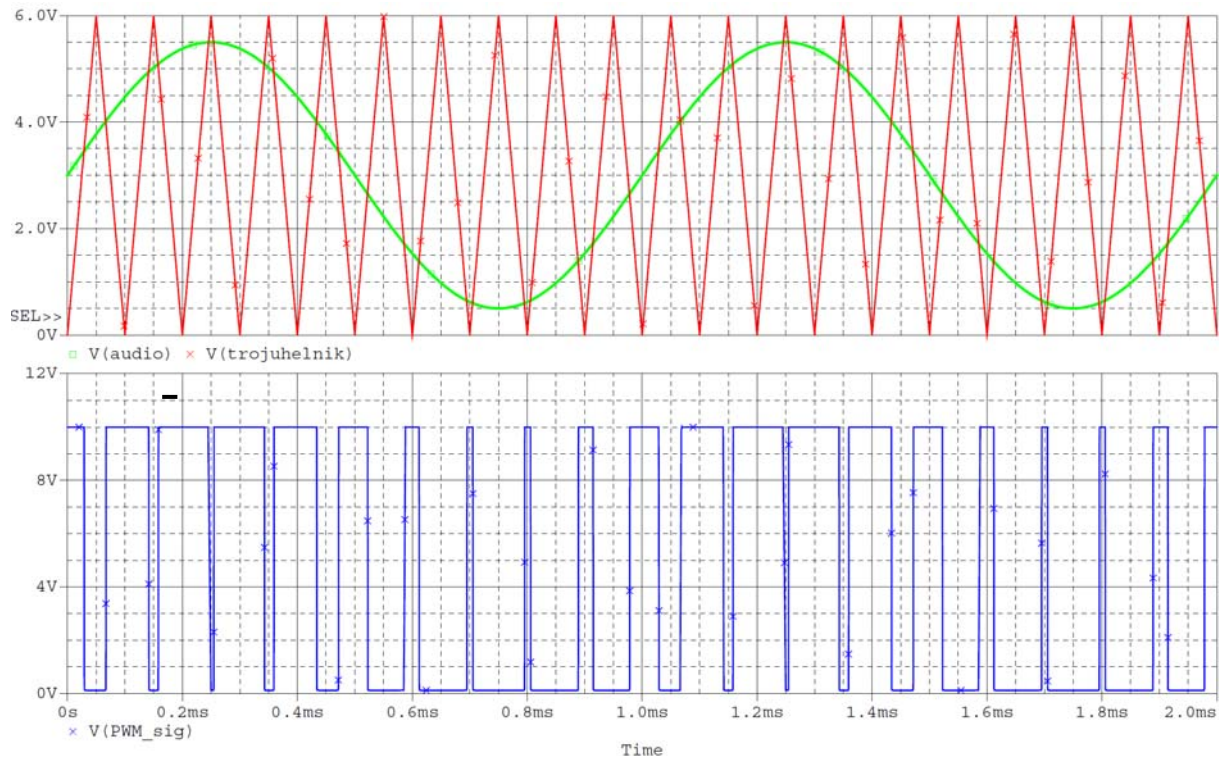
### 2.1 Modulátor

Modulátor má za úkol v závislosti na vstupním signálu efektivně řídit spínání výkonových tranzistorů typu MOSFET (Metal–oxide–semiconductor field-effect transistor) pulsně šířkovou modulací. Pro jednodušší představu jak funguje modulátor je možno si jej představit jako komparátor, který je zapojen podle obrázku 2.2 a je označen jako IC1A.



Obr. 2.2: Zapojení komparátoru v úloze pulsně šířkového modulátoru.

Na neinvertující vstup je přiveden vstupní analogový signál *audio* a na invertující vstup je přiveden signál trojúhelníkového průběhu *trojuhelnik* o frekvenci minimálně dvakrát vyšší než má vstupní analogový signál. Jestliže vstupní úroveň analogového signálu překročí aktuální úroveň trojúhelníkového napětí, pak se komparátor překlápí do stavu vyšší úrovně napětí jak je znázorněno na obr. 2.3. Podobně pracuje i překlopení do stavu nižší úrovně napětí, které nastane v případě, že analogový vstupní signál má nižší úroveň signálu než trojúhelníkový průběh. [3]



Obr. 2.3: Vstupní průběhy napětí do komparátoru a výstupní pulsně šířkově modulovaný signál.

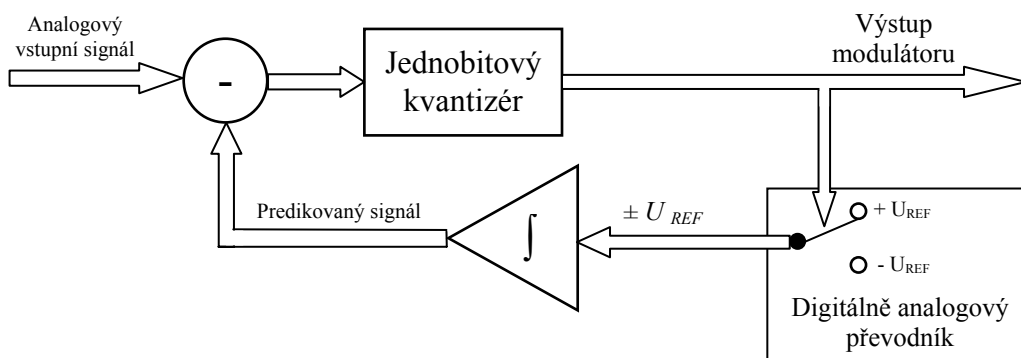
Výstupní napětí komparátoru, označeno na obr. 2.2 jako *PWM\_sig*, je pulsně šířkově modulovaný signál, který řídí spínání výkonových tranzistorů.

Modulátorů využívaných v nízkofrekvenčních zesilovačích, je mnoho typů a patentově chráněných modifikací. Níže jsou nastíněny základní typy modulátorů, kde budou nejvíce rozebrány sigma – delta ( $\Sigma - \Delta$ ) modulátory prvního řádu.

### 2.1.1 Delta modulátory

Delta modulátory využívají delta modulaci, která na rozdíl od běžné modulace nekvantuje absolutní velikost vstupního signálu, nýbrž kvantuje rozdíl mezi jednotlivými vzorky vstupního signálu a předikovaného signálu. [3]

Na vstupu modulátoru zapojeného podle obr. 2.4 je rozdílový člen, který odečítá předikovaný signál od vstupního analogového signálu. Tento rozdíl je kvantován jednobitovým kvantizérem, na jehož výstupu je bitová posloupnost řídící přepínač, který přepíná vždy jedno ze dvou referenčních napětí  $\pm U_{REF}$ . Výstup z přepínače je přiveden na jednoduchý prediktor, odkud je přiveden na vstupní rozdílový člen. Jako jednoduchý prediktor delta modulátoru slouží integrátor. Zpracovaný pulsně šířkově modulovaný signál z delta modulátoru je odebrán za jednobitovým kvantizérem. [3]



Obr. 2.4: Blokové schéma delta modulátoru. ( převzato z [3] ).

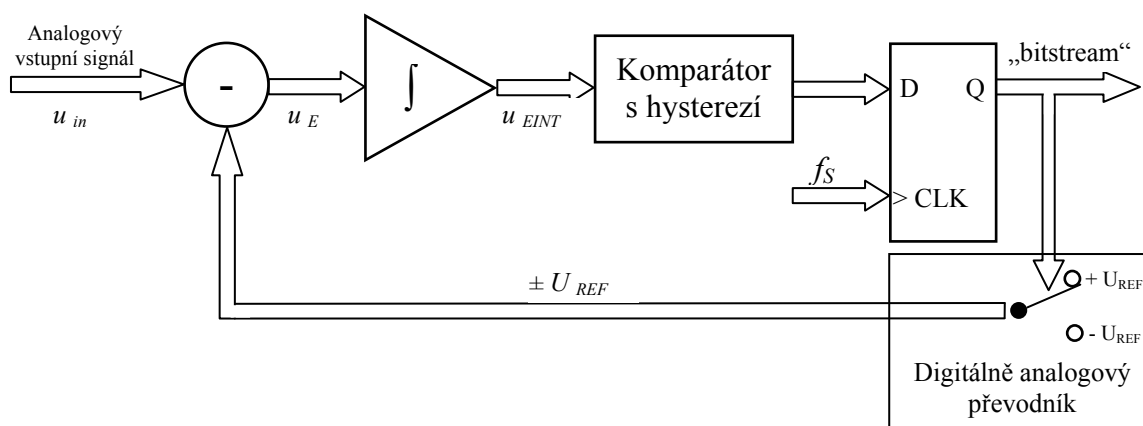
Delta modulátory nejsou obvyklým řešením zesilovačů ve třídě D, protože jsou náchylné na přetížení, které nastává tehdy, kdy nárůst nebo pokles vstupního napětí jak tak značný, že modulátor nestačí sledovat změnu vstupního signálu.

### 2.1.2 Sigma – delta modulátory 1. řádu

Sigma – delta modulátory jsou oproti delta modulátorům hojně využívány v oblasti digitálního zpracování audiosignálu a to díky technice nazývané „noise - shaping“, což znamená, že hodnota kvantizačního šumu je závislá na frekvenci. [3]

Pomocí Laplaceovy transformace lze vyjádřit chování modulátoru z hlediska vstupního signálu nebo kvantizačního šumu. Z hlediska vstupního signálu se modulátor chová jako dolní propust prvního řádu a z hlediska kvantizačního šumu se naopak chová jako horní propust prvního řádu, tudíž kvantizační šum je na nízkých frekvencích potlačen.

Další velká přednost sigma – delta modulátoru od delta modulátoru spočívá v kvantizaci integrálu rozdílu zpětnovazebního napětí od vstupního signálu, což dovoluje zpracovávat strmější změny vstupního signálu a nedochází tak k přetížení modulátoru. [3]



Obr. 2.5: Blokové schéma sigma – delta modulátoru 1. řádu ( převzato z [3] ).



První blok modulátoru (podle obr. 2.5) tvoří opět rozdílový člen, kde dochází k rozdílu vstupního analogového napětí  $u_{IN}$  a referenčního napětí  $\pm U_{REF}$ , které se nachází na výstupu digitálně analogového převodníku. Digitálně analogový převodník přepíná úroveň referenčního napětí v závislosti na logické úrovni příslušného vzorku v posloupnosti výstupních dat ( tzv. „bitstream“ ). Rozdílové napětí  $u_E$  je podrobena integraci a poté jako napětí  $u_{EINT}$  je přivedeno na vstup jednobitového kvantizéru. Jednobitový kvantizér je tak jako u delta modulátoru složen z komparátoru s hysterezí, ale ještě navíc je doplněn klopným obvodem typu D, který zajišťuje synchronizovaný přepis logické úrovně z komparátoru na výstup sigma – delta modulátoru prvního řádu. [3]

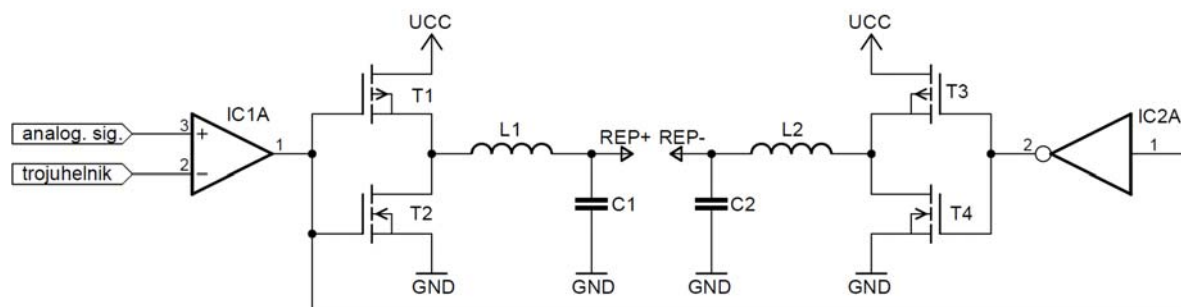
### 2.1.3 Sigma – delta modulátory vyššího řádu

Sigma – delta modulátory vyšších řádů lépe potlačují kvantizační šum v základním pásmu nízkofrekvenčního zesilovače. Realizace modulátoru 2. řádu je možná kaskádním řazením sigma – delta modulátorů prvního řádu. Modulátory 2. řádu se používají v kvalitních nízkofrekvenčních zesilovačích ve třídě D, kde se používají tzv. „sigma – delta modulátory druhého řádu s nízkým zkreslením“. Tyto modulátory využívají pro dvojnásobnou integraci jediný operační zesilovač, na jehož kvalitě závisí kvalita celého modulátoru. [3]

Vyšší řád modulátoru je již možný pouze pomocí signálových procesorů, kde je nutno zavést více zpětných vazeb s různou vahou.

## 2.2 Koncový stupeň s budičem

V koncovém stupni podle obr. 2.6 jsou použity výkonové tranzistory typu MOSFET s indukovaným kanálem typu N ( $T_2$  a  $T_4$ ) i P ( $T_1$  a  $T_3$ ). Výkonové tranzistory jsou buzeny komplementárními signály. Většina zesilovačů ve třídě D je zapojena do můstkového zapojení nebo aspoň do půlmůstkového zapojení.

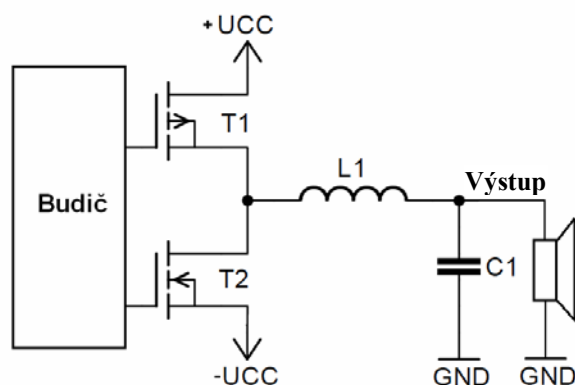


Obr. 2.6: Typické zapojení zesilovače ve třídě D.

V případě, že na výstupu PWM modulátoru (označeného jako  $IC1A$ ) je vyšší úroveň napětí, je sepnut výkonový tranzistor  $T_2$  s indukovaným kanálem typu N v horní větvi a výkonový tranzistor  $T_3$  s indukovaným kanálem typu P (vlivem negace výstupu investorem označeného jako  $IC2A$ ) ve spodní větvi koncového stupně. Je-li na výstupu modulátoru nižší úroveň napětí, nastává pravý opak předchozího případu.

### 2.2.1 Půlmůstkové zapojení koncového stupně

Zapojení koncového stupně do půlmůstkového zapojení je znázorněno na obr. 2.7, kde oba výkonové tranzistory MOSFET s indukovaným kanálem typu N jsou připojeny k symetrickému zdroji napětí. Symetrické napájení koncových tranzistorů zapojených do půlmůstkového zapojení není podmínkou, jestliže je však použito, pak stačí pouze jeden filtr 2. řádu (podle obr. 2.7), z jehož výstupu lze odebírat zesílený signál proti zemní srovnací. [3]



Obr. 2.7: Typické půlmůstkové zapojení koncového stupně (převzato z [3]).

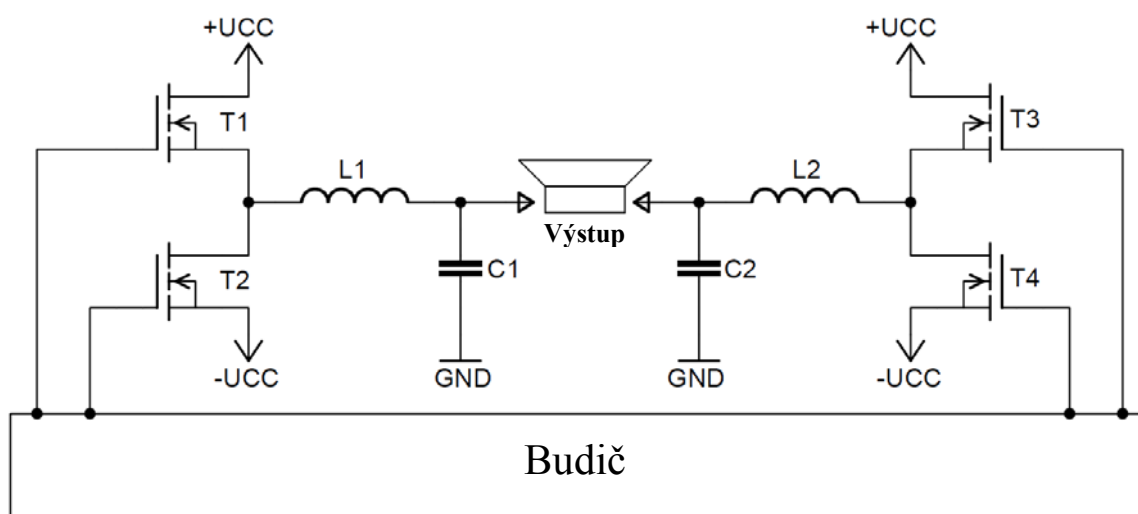
Budič MOSFET podle obr. 2.7 musí být sestaven tak, aby v žádném případě nedošlo k sepnutí obou tranzistorů současně, protože by došlo k jejich zničení. Časová prodleva vkládaná mezi okamžikem rozepnutí sepnutého tranzistoru a sepnutím vypnutého tranzistoru se v anglické literatuře odborně nazývá „dead time“.

Z důvodu možného vzniku stejnosměrné složky a napěťové nesymetrie je nutno zavést zpětnou vazbu, která je připojena před výstupním filtrem. Příčina vzniku napěťové nesymetrie může spočívat v nerovnoměrném napájecím napětí vůči zemní svorce nebo možnými rozdíly v parametrech výkonových tranzistorů.

Topologie nízkofrekvenčních zesilovačů v pracovní třídě D využívající půlmůstkového zapojení v koncovém stupni trpí nežádoucím jevem označovaným jako „bus pumping“. Tento jev je způsoben snahou výkonového zesilovače o rekuperaci komutačního proudu zpět do napájecí sítě. Odstranit jej lze pomocí správného navržení filtračních kondenzátorů v napájecím zdroji nebo vzájemným pootočením kanálů o  $180^\circ$  ve stereofonním zesilovači. [3]

### 2.2.2 Můstkové zapojení koncového stupně

Zapojení, jež je zobrazeno na obr. 2.8, je složeno ze čtyř shodných výkonových tranzistorů s indukovaným kanálem typu N, které jsou napájeny symetrickým zdrojem napětí. Výkonové tranzistory jsou buzeny „budičem“, který oproti předchozímu zapojení na obr. 2.7 je složitější konstrukce. Výstupní zesílený signál lze odebírat ze svorek označených jako výstup, které jsou na výstupu dolních propustí druhého řádu složených z indukčních cívek  $L_1$ ,  $L_2$  a kondenzátorů  $C_1$  a  $C_2$ . [3]



Obr. 2.8: Typické můstkové zapojení koncového stupně.

Zapojení na obr. 2.8 nevyžaduje zpětnou vazbu z důvodu eliminace nesymetrie napětí či stejnosměrné složky, zpětná vazba se zde zavádí pouze k zlepšení zvukových parametrů zesilovače a není tedy bezpodmínečně nutná. Tak jako v předchozím případě, zpětnou vazbu je možno připojit před nebo za výstupní filtr, tak jak je zobrazeno na obr. 2.1.

Další velkou výhodou tohoto zapojení je nepřítomnost jevu „bus pumping“, není tedy potřeba klást velký důraz na kvalitní zdroj, který by jev potlačoval.

### 2.2.3 Budiče

Výkonové tranzistory MOSFET v koncových stupních nízkofrekvenčních zesilovačů ve třídě D jsou buzeny obvody, které zajišťují jejich správný a optimální chod, označované jako „budiče“. Budiče musí splňovat několik důležitých požadavků, jež jsou vyjmenovány níže: [3]

1. Z důvodu kapacit obsažených ve výkonových tranzistorech je důležité tyto kapacity nabít budičem v co nejkratším časovém intervalu, což od budiče vyžaduje povahu tvrdého zdroje napětí.
2. V době neaktivního stavu výkonového tranzistoru je potřeba, aby budičem tekla co nejmenší klidový proud, jelikož zvyšuje nežádoucí ztráty v obvodu.
3. V můstkovém či půlmůstkovém zapojení musí zajišťovat tzv. „plovoucí provoz“ výkonového tranzistoru, což znamená, že žádná elektroda výkonového tranzistoru není připojena k zemní svorce.
4. Je možné požadovat galvanické oddělení budiče výkonových tranzistorů od řídicího obvodu.

Jeden ze způsobů provedení budiče výkonových tranzistorů MOSFET je pomocí komplementárního emitorového sledovače složeného z dvou bipolárních tranzistorů NPN a PNP. Tyto tranzistory jsou zapojeny se společným kolektorem, fáze vstupního napětí tím není na výstupu sledovače otočena.

Budit výkonové tranzistory lze integrovaným obvodem budiče MOSFET, který umí řídit jak tranzistory s indukovaným kanálem typu N tak i s indukovaným kanálem typu P nebo jejich kombinaci. Integrované obvody budiče je možno rozdělit do několika skupin (za předpokladu použití výkonových tranzistorů s indukovaným kanálem typu N): [3]

1. Pro řízení jednoho či více tranzistorů, u kterých je vývod elektrody source připojen na zemní svorku se použije typ nazvaný jako „low - side driver“.
2. Obvod používaný pro řízení tranzistoru, jehož elektroda drain je připojena ke kladnému napájecímu napětí, se označuje jako „high – side driver“. Tyto obvody pracují na principu plovoucích zdrojů.
3. Jestliže je potřeba řídit jedním integrovaným obvodem budiče půlmůstkové zapojení koncového stupně složeného z dvojice tranzistorů, je k tomu určen budič označovaný jako „half – bridge driver“.
4. Čtveřice tranzistorů tvořící můstkové zapojení koncového stupně lze řídit budičem pojmenovaným jako „full – bridge driver“.

Nenovější integrované obvody obsahující v jednom pouzdře jak budiče výkonových tranzistorů tak i samotné výkonové tranzistory v můstkovém nebo půlmůstkové zapojení se označují jako obvody „power stage“. Navíc jsou vybaveny i značnou řadou ochran proti zničení samotného integrovaného obvodu nebo připojeného reproduktoru. Jejich výkon se pohybuje do 400W, ovšem oproti jiným pracovním třídám nízkofrekvenčních zesilovačů, při tomto výkonu mají harmonické zkreslení  $THD + N = \text{cca } 10\%$ . [3]

#### 2.2.4 Výkonové tranzistory v koncovém stupni

Koncový stupeň nízkofrekvenčního zesilovače ve třídě D vyžaduje spínací tranzistory s velmi dobrými parametry. Spínač musí mít velmi krátké doby sepnutí a rozepnutí, nízké parazitní kapacity mezi všemi elektrodami a co nejmenší úbytek napětí v sepnutém stavu. Nabízí se výběr ze základních třech typů tranzistoru a to bipolární, MOSFET nebo IGBT ( Insulated gate bipolar transistor ). Z požadovaných vlastností nejlépe splňuje skupina tranzistorů typu MOSFET.

Tranzistory MOSFET mají nejmenší úbytek napětí mezi elektrodami D (drain) a S (source) v sepnutém stavu, které se ale s rostoucím přípustným maximálním povoleným napětím  $U_{DSmax}$  mezi těmito elektrodami zvyšuje. Velikost tohoto napětí  $U_{DSmax}$  je přímo závislé na odporu tranzistoru v sepnutém stavu, který je označován jako  $R_{DS}$  a je uveden v katalogových listech výkonového tranzistoru. Jestliže u daného tranzistoru MOSFET je  $U_{DSmax}$  vyšší jak 200V, pak velikost odporu a tím úbytek na spínači může být vyšší než u bipolárního tranzistoru. Není tedy podmínkou, aby se pro zesilovače ve třídě D používaly jako spínací výkonové prvky výhradně tranzistory MOSFET. [3]

Pro rychlé sepnutí nebo rozepnutí výkonového tranzistoru MOSFET se musí překonávat jeho parazitní kapacity, které brání rychlé změně stavu tranzistoru. Budiče výkonových tranzistorů musí pro jeho sepnutí rychle nabít vstupní kapacitu v elektrodě G ( gate ) proudovou špičkou, ta může dosahovat až řádu jednotek ampér v závislosti na velikosti spínaného proudu. Přechod mezi sepnutým a rozepnutým stavem výkonového tranzistoru MOSFET vyžaduje naopak rychlé vybití všech parazitních kapacit mezi elektrodami. [3]

## 2.3 Výstupní filtr

Užitečný zesílený signál zesilovačem v pracovní třídě D je až za výstupním filtrem složeným zejména z pasivních prvků a to z kondenzátorů a cívek. Obvykle se používá dolní propust minimálně druhého řádu, tak jak je zobrazena na obr. 2.6, 2.7 nebo 2.8 v případě můstkového zapojení v koncovém stupni.

U vyšších výkonů je výstupní filtr za koncovým stupněm nepostradatelný z důvodu elektromagnetické interference, neboť obdélníkový tvar napětí o vysoké frekvenci se strmými hranami vytváří silné rušivé vlivy do okolí.

Správná volba složení výstupního filtru je velmi důležitá, ovlivňuje zejména výsledné parametry nízkofrekvenčního zesilovače, mezi které patří účinnost, kvalita potlačení nežádoucích spektrálních složek a zkreslení. Volba možného typu výstupního filtru je závislá na délce kabelu mezi reproduktorem a zesilovačem, výstupním výkonu, spínané frekvenci a druhu modulace.

### 2.3.1 Zesilovače bez výstupního filtru

Výstupní filtr není potřeba, je-li k tomu přizpůsoben integrovaný obvod zesilovače s vylepšenou modulací z hlediska elektromagnetické kompatibility. Tyto speciální integrované zesilovače jsou konstruovány do výstupního výkonu řádu desítek W a vyžadují krátkou vzdálenost mezi jmenovaným obvodem a reproduktorem. Použití nalézají zejména tam, kde je kladen velký důraz na spotřebu energie a na velikost samotného zesilovače. [3]

### 2.3.2 Výstupní filtr tvořen feristorem a kondenzátorem

Filtr typu dolní propust sestavený z feristoru a kondenzátoru se používá výhradně do výkonu řádově desítek W. Tento filtr nabývá účinnosti v potlačení nežádoucích spektrálních složek až od frekvence řádově jednotek MHz. Z tohoto důvodu jej lze použít v kombinaci se zesilovačem integrovaném provedením využívajícím vylepšenou modulaci z hlediska elektromagnetické interference. Kabely vedoucí od filtru k reproduktoru by měly být stíněné a kratších délek. Přednost filtru spočívá v malých rozměrech a nižší ceně oproti filtru složeného z cívky a kondenzátoru. [3]

### 2.3.3 Výstupní filtr složený z cívky a kondenzátoru

Výstupní filtr opatřený cívkou a kondenzátorem ( LC ) je nákladnější řešení ve srovnání s předchozími variantami. Má-li ovšem zesilovač větší výkon než několik desítek W, je toto řešení nevyhnutelné.

Kombinací výstupního filtru LC a filtru složeného z feristoru a kondenzátoru lze dostat ideální filtr z hlediska potlačení vyšších spektrálních složek. Výstupní filtr LC přestává potlačovat frekvence vyšší než je jeho samotná rezonanční frekvence, která bývá v řádech MHz. Naopak filtr s feristorem a kondenzátorem začíná potlačovat frekvence až od jednotek MHz. Je-li tedy potřeba dosáhnout perfektních parametrů filtru, je možné tyto dva typy filtru zapojit do kaskády. [3]

Zlomová frekvence filtru je volena v závislosti na spínaném kmitočtu výkonových tranzistorů, který bývá od 250 kHz do 1MHz. Zpravidla zlomová frekvence filtru bývá v řádu desítek kHz z důvodu kvalitního potlačení vyšších spektrálních složek.

Nejpoužívanější variantou je filtr LC druhého řádu, kde je obvykle volena Butterworthova aproximace, která má strmý přechod mezi pásmem propustnosti a pásmem útlumu. Dalším typem aproximace může být Besselova, jež má lineární průběh fázové frekvenční charakteristiky. [3]

## 2.4 Ochrany zesilovače

Mezi používané ochrany v zesilovačích pracujících ve třídě D patří nadproudová a tepelná ochrana. Obě ochrany využívají v případě nebezpečí chybové vstupy budičů výkonových tranzistorů, jestliže je nízkofrekvenční zesilovač složen z integrovaných obvodů budiče MOSFET.

### 2.4.1 Nadproudová ochrana

Nadproudová ochrana by měla reagovat při vzájemnému spojení výstupních vodičů nebo při přetížení koncového stupně nízkofrekvenčního zesilovače. Doba reakce nadproudové ochrany by měla být co nejmenší, ale přitom nesmí docházet k mylnému vyhodnocení proudové špičky, která stejně jako šumové napětí musí být dostatečně odfiltrována. Jeden ze způsobů řešení nadproudové ochrany je popsán níže. [3]

Pro obvod nadproudové ochrany je možno vést signál z rezistoru zapojeného v sérii s výkonovými tranzistory. Aby na rezistoru nevznikaly velké ztráty, je jeho hodnota v řádu desítek  $m\Omega$ . Poté musí být signál z rezistoru upraven dolní propustí kvůli nežádoucím proudovým špičkám a přítomnosti šumového napětí. Z dolní propusti má signál velice malou amplitudu, je možno jej zesílit nízkošumovým operačním zesilovačem. Takto upravený signál je porovnán v komparátoru, který vyhodnotí zda došlo k nadlimitnímu stavu. Výstup z komparátoru může být připojen na chybový vstup budiče výkonových tranzistorů, kde v případě poruchy nebo přetížení dojde k přerušení jejich buzení. Nadproudovou ochranu lze doplnit klopným obvodem, aby byl zesilovač nečinný až do odstranění závady nebo snížení vstupního nízkofrekvenčního signálu, a dále resetovacím obvodem, který nadproudovou ochranu na požadavek deaktivuje.

### 2.4.2 Tepelná ochrana

Tepelná ochrana zesilovače zajišťuje ochranu koncového zesilovače v případě jeho přehřátí, které může být způsobeno vysokou okolní teplotou. Přesto nízkofrekvenční koncový zesilovač musí být navržen tak, aby v obvyklých pracovních podmínkách ( např. okolní teplota do  $40^{\circ}\text{C}$  ) nebyla tato ochrana potřeba.

Takto jednoduchou ochranu lze provést více způsoby. Ten nejjednodušší spočívá v instalaci bimetalového vypínače na chladič, který při cca  $80^{\circ}\text{C}$  odpojí výstup zesilovače nebo jeho napájení. [2]

Složitější, ale přesto používaná tepelná ochrana zesilovače může pracovat velmi podobně jako nadproudová ochrana. K získání informace o teplotě chladiče může být použit termistor, jež je součástí odporového děliče. Napětí na termistoru je přivedeno na komparátor vyhodnocující stav přehřátí. Jestliže k němu dojde, pak je chyba reprezentována stavem logické úrovně komparátoru a odeslána do budiče výkonových tranzistorů, kde je do doby snížení teploty chladiče na bezpečnou úroveň odpojeno jejich buzení.

### 2.4.3 Obvod limitace vstupního signálu

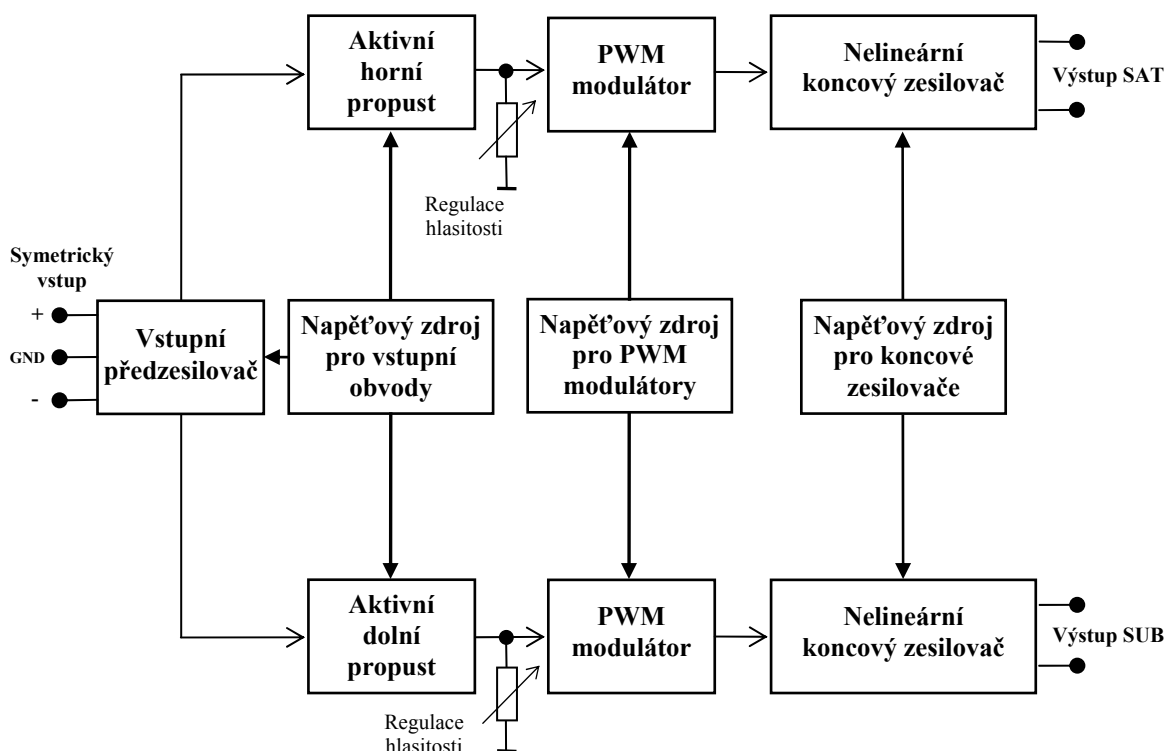
Obvody limitace vstupního signálu omezují nebo indikují špičky ve vstupním nízkofrekvenčním signálu, které by mohly vést k silnému zkreslení výstupního signálu a k přetížení zesilovače.

První stupeň ochrany omezení amplitudy vstupního signálu může být proveden na základě porovnávání obálky výstupního napětí s referenčním napětím v komparátoru. Referenční napětí je obvykle nastaveno tak, aby komparátor v případě vybuzení zesilovače na úroveň -1dB pod limitaci rozsvítil LED diodu signalizující obsluhu možnost limitace výstupního signálu.

Druhý stupeň obvodu limitace je potřeba tehdy, kdy obsluha nezareaguje na rozsvícenou LED diodu signalizující nadlimitní úroveň vstupního signálu a nesníží jeho amplitudu. Obvod, jež vstupní amplitudu omezuje na maximální povolenou úroveň je velice jednoduchý, může být vyřešen pouze vstupním rezistorem a diodou, která vstupní napětí omezuje na velikost svého prahového napětí, to je obvykle u křemíkové diody rovno 0,65 V .



### 3 Blokové schéma výkonového zesilovače



Obr. 3.1: Blokové schéma navrhovaného výkonového zesilovače

Blokové schéma výkonového zesilovače na obr. 3.1 je určeno pro aktivní reprosoustavu skládající se ze satelitní reprosoustavy a subwooferu. Satelit, složený z basového a výškového reproduktoru, se umísťuje většinou do výšky uší posluchačů, kde jeho úkolem je reprodukovat tóny od kmitočtu cca 90 Hz až 20 kHz. Subwoofer je sestaven pouze z basového reproduktoru s nízkým frekvenčním pásmem a vysokou citlivostí, má za úkol pokrýt frekvenční pásmo cca od 20 Hz až 90 Hz.

Výkonový zesilovač bude umístěn do subwooferu kvůli zajištění cirkulaci vzduchu, kterou vytváří zdvih basového reproduktoru. Jednotlivé bloky výkonového zesilovače budou popsány v odstavcích níže.

*Vstupní předzesilovač*, zařazen na vstupu výkonového zesilovače, bude mít za úkol zesílit vstupní nízkofrekvenční signál na požadovanou úroveň. Dále *vstupní předzesilovač* bude vybaven obvodem limitace, který zajistí ochranu zesilovače proti možnému přebuzení. Z důvodu menšího rušení indukovaného na přívodní kabely nízkofrekvenčního signálu bude mít *vstupní předzesilovač* symetrický vstup.

Ze vstupního předzesilovače je signál přiveden na vstupy *aktivních propustí*, které přivádějí do koncových zesilovačů potřebná frekvenční pásma. *Aktivní propusti* tvoří celek, který dále bude označován jako aktivní výhybka. Ta bude mít nastaven dělicí kmitočet na 88 Hz ( pro pokles oproti maximální úrovni o  $-6$  dB ) se strmostí  $-24$  dB/okt. Umístěním regulátoru hlasitosti až za aktivní výhybku lze dosáhnout maximální zpracovávané úrovně signálu v předchozích dvou blocích, což eliminuje rušení a šum na minimální možnou úroveň. Tato regulace je zajištěna dvoukanálovým potenciometrem. Výkon satelitní reprosoustavy a subwooferu je tak regulován současně.

Za regulací hlasitosti jsou umístěny dva bloky *PWM modulátorů*. *První PWM modulátor* moduluje analogový signál pro pásmo satelitního reproduktoru a druhý moduluje analogový signál pro pásmo subwooferu. Oba tyto modulátory pracují na kmitočtu 300 kHz a obsahují zpětnou vazbu omezující nelinearitu koncových stupňů nelineárních zesilovačů.

Již pulsně šířkový signál je přiveden do shodných bloků nazývajících se *nelineární koncové zesilovače*. První blok *nelineárního koncového zesilovače* zesiluje pásmo pro satelitní reproduktor a druhý zesiluje pásmo pro subwoofer. Oba bloky *nelineárních koncových zesilovačů* obsahují nadproudové, zkratové a tepelné ochrany.

K napájení předzesilovače a aktivních výhybek je určen blok pojmenován jako *napěťový zdroj pro vstupní obvody*. Výstupní symetrické napětí zdroje o velikosti  $\pm 15$  V nebude stabilizované a to z důvodu stabilizace napětí přímo na desce plošných spojů ( dále DPS ) vstupních obvodů, čímž se eliminují úbytky napětí na přívodních vodičích.

*PWM modulátory* jsou napájeny zdrojem, který je pojmenován na obr. 3.1 jako *napěťový zdroj pro PWM modulátory*. Výstupní symetrické napětí o velikosti  $\pm 5$  V nebude opět stabilizované ze stejného důvodu jako u *napěťového zdroje pro vstupní obvody*.

*Nelineární koncové zesilovače* jsou napájeny napěťovým zdrojem, který je označen jako *napěťový zdroj pro koncové zesilovače*. Tento blok obsahuje dva napěťové zdroje. První napěťový zdroj o malém výkonu a napětí  $+15$  V je určen k napájení budičů, ochran a tzv. „soft startu“ ( měkkého startu ). Druhý napěťový zdroj o nesymetrickém napětí  $+65$  V je určen pro napájení koncových stupňů nelineárních koncových zesilovačů. Blok napěťového zdroje pro koncové zesilovače obsahuje i jmenovaný obvod „soft startu“, který zajišťuje plynulý proudový náběh napěťového zdroje.

## 4 Návrh vstupního předzesilovače

Hlavní úkolem vstupního předzesilovače je impedančně oddělit zdroj signálu od koncového zesilovače. Vstupní odpor předzesilovače ovlivňuje velikost nežádoucího naindukovaného napětí na vstupních vodičích, proto se jeho vstupní odpor musí volit co nejmenší, ale s ohledem na vlastnosti zdroje nízkofrekvenčního vstupního signálu. Pro linkový vstup, kde předpokládaným zdrojem signálu je např. CD přehrávač, je možno zvolit vstupní odpor pouze 10 k $\Omega$ . V případě, že zdrojem signálu je mikrofon, pak se vstupní odpor předzesilovače pohybuje v řádu desítek až stovek k $\Omega$ . [4]

U zesilovačů větších výkonů jsou koncové zesilovače napájeny rozměrnými transformátory, které do okolí vyzařují nechtěné elektromagnetické pole způsobující nežádoucí indukci rušivého napětí na veškeré prvky. Proto je výhodné navrhnout koncový zesilovač s větší citlivostí a tím dosáhnout většího odstupu užitečného signálu od šumu. K zesílení vstupního signálu na potřebnou úroveň slouží právě vstupní předzesilovač. Ten by měl být umístěn na zvláštní odstíněnou DPS.

Předzesilovače mohou obsahovat i korekce pro úpravu signálu nebo fyziologický regulátor hlasitosti, který slouží k úpravě korekcí a tím eliminuje nedokonalost lidského ucha, které vnímá různé kmitočty jinak hlasitě. [4]

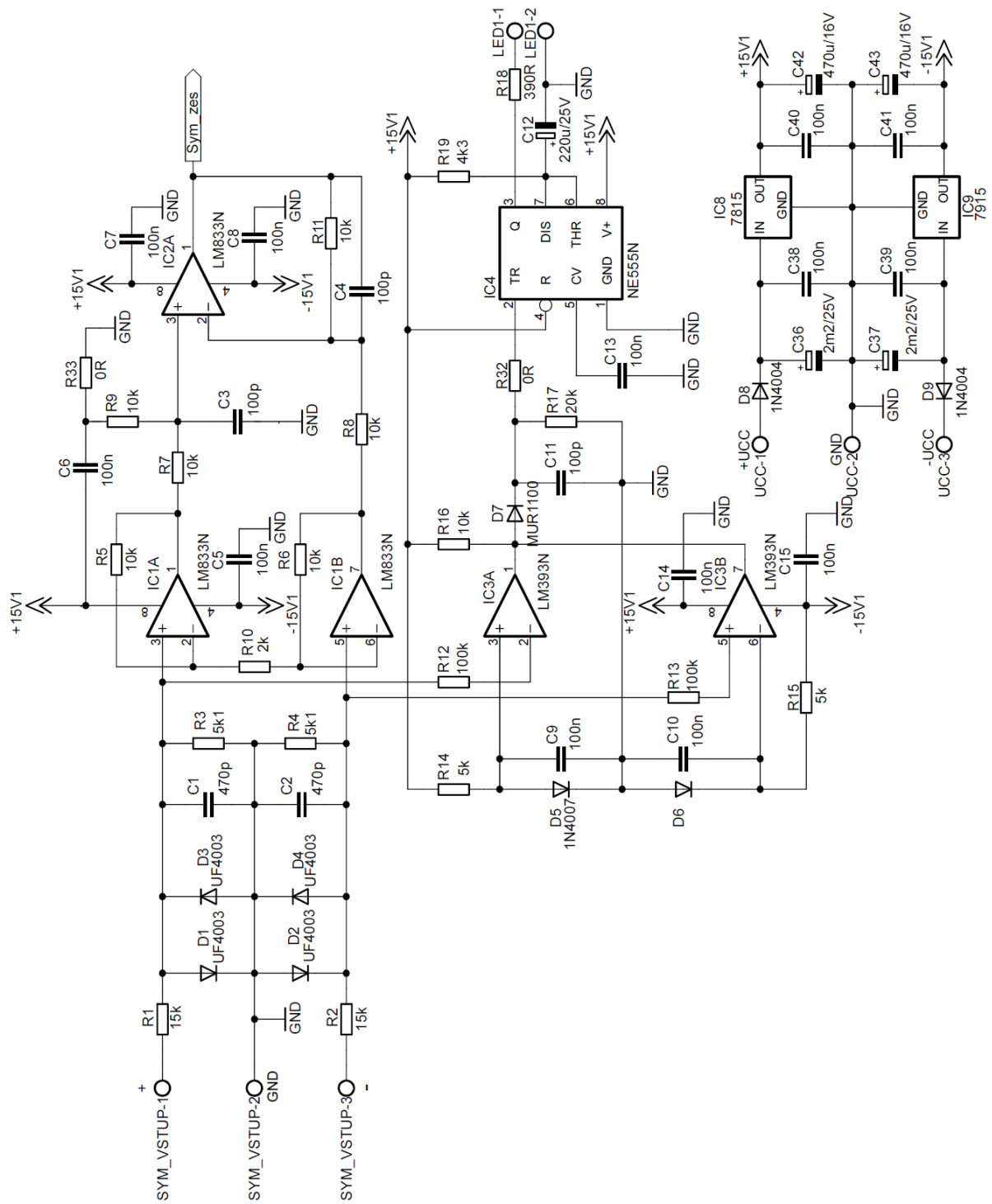
### 4.1 Vlastnosti navrhovaného vstupního předzesilovače

Vstup navrhovaného předzesilovače je symetrický s jmenovitou citlivostí 0 dB. Blok předzesilovače obsahuje omezení vstupního signálu na úroveň + 3 dB pomocí polovodičových diod a dále obsahuje indikaci nadlimitního stavu vstupního signálu pomocí LED diody, která signalizuje přebuzení od úrovně vstupního signálu + 2 dB. Předzesilovač bude tedy vykazovat nadlimitní stav vstupního signálu ještě před nežádoucí limitací polovodičovými diodami.

Tab. 4.1: Parametry navrhovaného vstupního předzesilovače.

Parametr	Hodnota
Jmenovitá vstupní citlivost	$U_{vst} = \pm 775 \text{ mV}$
Vstupní odpor	$R_{vst} = 20 \text{ k}\Omega$
Jmenovité výstupní napětí	$U_{výst} = 4 \text{ V}$
Frekvenční rozsah	0 – 22 kHz (- 3 dB)
Napájecí napětí	$U_{CC} = \pm 15 \text{ V}$

## 4.2 Schéma vstupního předzesilovače



Obr. 4.1: Schéma vstupního předzesilovače.

### 4.3 Funkce vstupního předzesilovače

Vstupní symetrický signál je přiveden na vstupní svorky předzesilovače, které jsou označeny jako *SYM\_VSTUP*. Rezistory  $R_1$ ,  $R_2$  a  $R_3, R_4$  udávají vstupní odpor předzesilovače a zároveň jejich poměr určuje velikost vstupního napětí do předzesilovače bez limitace, kterou zajišťují rychlé usměrňovací diody  $D_1$  až  $D_4$ . Kondenzátory  $C_1$  a  $C_2$  společně s rezistory  $R_1$  a  $R_2$  vytváří vstupní dolní propust, která definuje horní mezní kmitočet vstupního předzesilovače na frekvenci  $f_{HM} = 22,5$  kHz. [5]

Dále je symetrický signál zesílen v operačních zesilovačích LM833N, které jsou na obr. 4.1 označeny jako *IC1A* a *IC1B*. Tyto operační zesilovače byly vybrány záměrně z důvodu nízkého harmonického zkreslení  $THD+N = 0,002$  %. Zesílení operačních zesilovačů nastavují rezistory  $R_5$ ,  $R_6$  a rezistor  $R_{10}$ , který se snižující hodnotou odporu zvyšuje zisk operačních zesilovačů. [6]

Takto zesílený signál, z kladné i záporné větve, je dále zpracován v operačním zesilovači označeném jako *IC2A*, na jehož výstupu je rozdíl těchto signálů. Aby byla zaručena bezchybná funkce rozdílového zesilovače, je zapotřebí dodržet podmínku rovnosti rezistorů  $R_9 = R_{11}$  a  $R_7 = R_8$ . Poměr těchto dvojic rezistorů také ovlivňuje zisk rozdílového zesilovače. [5]

Napětí na rezistorech  $R_3$  a  $R_4$  je dále zpracováno v komparátorech LM393N, které jsou označeny na obr. 4.1 jako *IC3A* a *IC3B*. Dvojice těchto komparátorů se označuje jako „okénkový komparátor“ vyhodnocující jak kladnou tak i zápornou nadlimitní úroveň vstupního symetrického signálu. K referenčnímu napětí pro oba komparátory slouží univerzální diody  $D_5$  a  $D_6$ , které udržují referenční úroveň napětí rovnu svému prahovému napětí  $U_{IN4007} = 0,55$  V. Kondenzátory  $C_9$  a  $C_{10}$  slouží k blokaci napětí na těchto diodách. Výstup komparátorů je spojen a přes rezistor  $R_{16}$  připojen na kladnou větev napájecího napětí. V případě nadlimitní úrovně vstupního symetrického signálu „okénkový komparátor“ vyhodnotí tento stav a sepne tranzistor na svém výstupu, čímž způsobí změnu výstupního napětí z +15 V na -15 V. Přeběh rychlou usměrňovací diodu  $D_7$  se do vstupu 2 obvodu NE555N označeného jako *IC4* nedostane záporné napětí, které by mohlo způsobit poruchu obvodu. [7],[8]

Obvod NE555N slouží k rozsvícení LED diody na dobu 1 s po vyhodnocení nadlimitní úrovně vstupního signálu. LED dioda použitá k indikaci nadlimitního stavu je označena jako L53SRC – DV a bude umístěna mimo DPS. Připojení této červené LED diody s vysokou svítivostí bude realizováno přes wago svorku, která je označena na obr. 4.1 jako *LED1*.

Obvody symetrického zesilovače včetně obvodů vyhodnocujícího nadlimitní stav vstupního signálu jsou napájeny napěťovým zdrojem, který je v blokovém schématu na obr. 3.1 označen jako napěťový zdroj pro vstupní obvody. Stabilizaci symetrického napájecího napětí obvodů zajišťují napěťové stabilizátory, které jsou na obr. 4.1 označeny jako *IC8* a *IC9*. [9], [10]

## 4.4 Výpočet vstupního předzesilovače

Pro ostatní výpočty je důležité vypočítat maximální hodnotu vstupního signálu  $U_{vstMAX}$ , kterou lze určit podle vztahu

$$U_{vstMAX} = \sqrt{2} \cdot U_{vst} \cdot 10^{\frac{U_{vstdB}}{20}} = \sqrt{2} \cdot 0,775 \cdot 10^{\frac{3}{20}} = 1,543V, \quad (4.1)$$

kde  $U_{vstMAX}$  je maximální hodnota vstupního signálu přivedená na vstup předzesilovače,  $U_{vst}$  představuje jmenovitou vstupní citlivost z tab. 4.1 a  $U_{vstdB}$  vyjadřuje maximální úroveň vstupního napětí v decibelech.

Hodnota rezistorů  $R_1$ ,  $R_2$  byla zvolena 15 k $\Omega$  s ohledem na požadovaný vstupní odpor z tab. 4.1 a dále hodnota rezistorů  $R_3$  a  $R_4$  obsažených ve vstupním děliči je dána následujícím vztahem

$$R_3 = R_4 = \frac{U_{PUF} \cdot R_{1,2}}{U_{vstMAX} - U_{PUF}} = \frac{0,4 \cdot 15 \cdot 10^3}{1,543 - 0,4} = 5,249k\Omega, \quad (4.2)$$

kde  $U_{PUF}$  je hodnota prahového napětí diod UF4003 a  $U_{vstMAX}$  je hodnota maximálního nelimitovaného napětí vypočteného ve vzorci 4.1. Výsledné hodnoty rezistorů jsou zvoleny z řady E48 a jejich velikost je 5,1 k $\Omega$ .

Dalším výpočtem bude stanovena velikost kapacity kondenzátorů  $C_1$  a  $C_2$ , které definují horní mezní kmitočet zesilovaného signálu. Hodnota kondenzátorů je dána vztahem

$$C_1 = C_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{HM} \cdot R_{1,2}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 22 \cdot 10^3 \cdot 15 \cdot 10^3} = 482pF, \quad (4.3)$$

kde  $f_{HM}$  z tab. 4.1 udává horní mezní kmitočet zesilovaného symetrického vstupního signálu pro pokles -3 dB oproti maximálnímu přenosu a dále  $R_1$  je zvolená hodnota vstupního rezistoru, který společně s  $C_1$  vytváří počítanou dolní propust. Hodnoty kondenzátorů  $C_1$  a  $C_2$  jsou vybrány s ohledem na dostupnost a jejich velikost je 470pF.

Rozdílový zesilovač, který je označen na obr.4.1 jako  $IC2A$ , má rezistory  $R_7$ ,  $R_8$ ,  $R_9$  a  $R_{11}$  shodné velikosti, tím je zajištěno jednotkové zesílení tohoto rozdílového zesilovače. Potřebné zesílení předzesilovače je dáno operačními zesilovači označenými jako  $IC1A$  a  $IC1B$ . Toto zesílení je určeno vztahem [5]

$$A_{U_{predzesilovace}} = \frac{U_{výst}}{U_{vst1} - U_{vst2}} = \frac{4}{0,775 - (-0,775)} = 2,58, \quad (4.4)$$

kde  $A_{U_{predzesilovace}}$  zastupuje zesílení kompletního předzesilovače včetně vstupního děliče.  $U_{výst}$  z tab. 4.1 je hodnota požadovaného výstupního napětí na konci předzesilovače při jmenovitém symetrickém vstupním napětí  $U_{vst1}$  a  $U_{vst2}$ .

Hodnotu zesílení celého předzesilovače nastavuje rezistor  $R_{10}$ . Při výpočtu je důležité nezapomenout na vstupní dělič. Hodnota rezistoru  $R_{10}$  je dána vztahem [5]

$$R_{10} = \frac{(U_{vst1} - U_{vst2}) \cdot \frac{R_{3,4}}{R_{3,4} + R_{1,2}} \cdot \frac{R_{11,9}}{R_{8,7}} \cdot (1 + 2 \cdot R_{5,6})}{U_{výst}} =$$

$$= \frac{(0,775 - (-0,775)) \cdot \frac{5,1 \cdot 10^3}{5,1 \cdot 10^3 + 15 \cdot 10^3} \cdot \frac{10 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3} \cdot (1 + 2 \cdot 10 \cdot 10^3)}{4} = 1,97 k\Omega$$
(4.5)

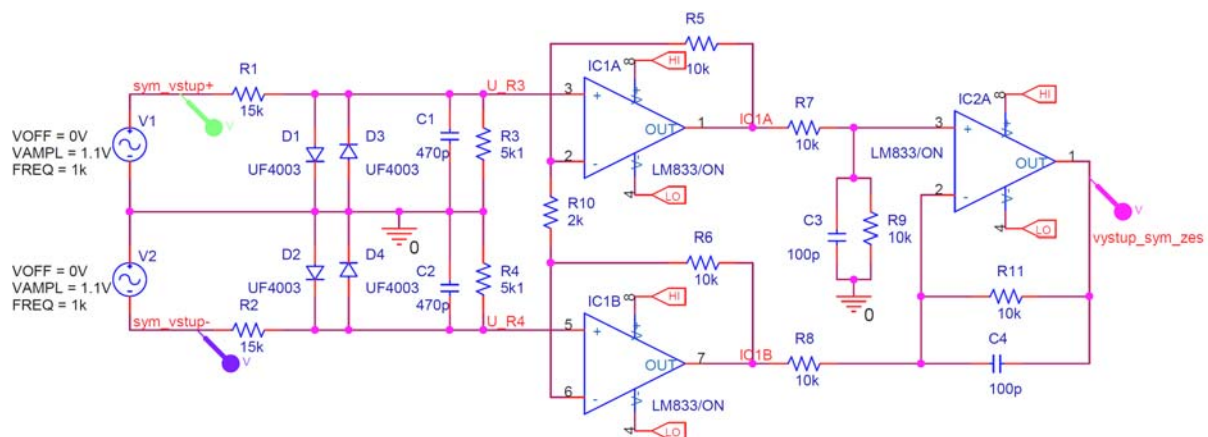
kde  $U_{vst1}$  a  $U_{vst2}$  vyjadřují velikost jmenovitého symetrického vstupního napětí, rezistory  $R_{3,4}$  a  $R_{1,2}$  zastupují dělicí poměr vstupního děliče tvořeného těmito rezistory, dále rezistory  $R_{11,9}$  a  $R_{8,7}$  určují zisk rozdílového zesilovače a rezistor  $R_{5,6}$  slouží jako zpětnovazební rezistor operačních zesilovačů označených jako  $IC1A$  a  $IC2B$ . Požadované výstupní efektivní napětí zastupuje  $U_{výst}$ . Velikost rezistoru  $R_{10}$  je na základě výsledku zvolena 2 k $\Omega$ .

Dobu určující svit LED diody ovlivňuje velikost rezistoru  $R_{19}$ , který je připojen k 7. vstupu obvodu NE555N. Hodnota rezistoru  $R_{19}$  je dána vztahem [11]

$$R_{19} = \frac{T_{sep}}{1,1 \cdot C_{12}} = \frac{1}{1,1 \cdot 220 \cdot 10^{-6}} = 4,132 k\Omega,$$
(4.6)

kde  $T_{sep}$  zastupuje vyžadovanou dobu sepnutí LED diody v případě vyhodnocení nadlimitního stavu vstupního signálu. Přes rezistor  $R_{19}$  je nabíjen kondenzátor  $C_{12}$ , jehož hodnota je zvolena s ohledem na cenovou dostupnost. Nejbližší hodnota z řady E24 je pro vypočtený rezistor rovna 4,3 k $\Omega$ .

## 4.5 Simulace vstupního předzesilovače



Obr. 4.2: Simulované schéma vstupního nízkofrekvenčního předzesilovače

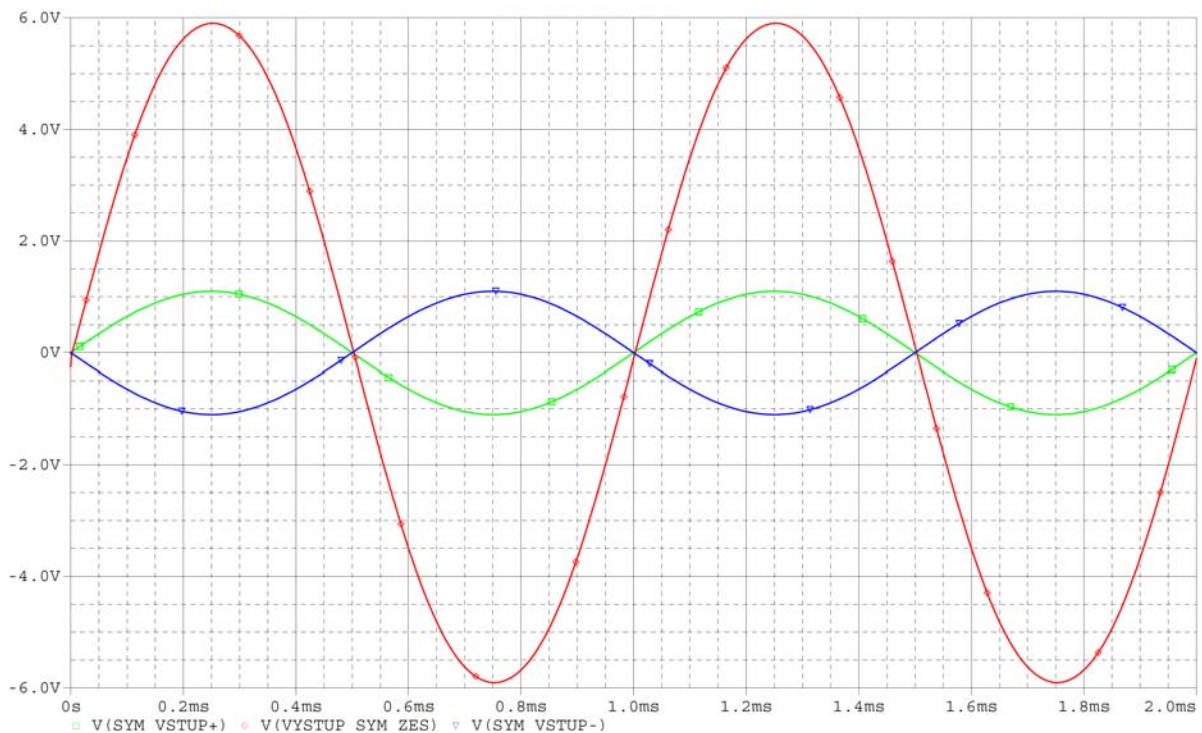
Na obr. 4.2 je znázorněno simulační schéma, které koresponduje s navrženým a vypočteným schématem na obr. 4.1. Vstupy předzesilovače jsou buzeny napětím o vrcholové úrovni 1,1V, což odpovídá efektivnímu napětí 775 mV a tedy zadané hodnotě podle tab. 4.1.

Výsledky simulace jsou zobrazeny na obr. 4.3, kde lze odečíst výstupní úroveň zesíleného signálu, která má hodnotu vrcholového napětí 5,88 V. Zesílení vstupního předzesilovače podle simulace lze spočítat vztahem [5]

$$A_{U_{SIMpredzeses.}} = \frac{U_{Vystup\_sym\_zes}}{U_{sym\_vstup+} - U_{sym\_vstup-}} = \frac{5,88}{1,1 - (-1,1)} = 2,67, \quad (4.7)$$

kde  $A_{U_{SIMpredzesilovace}}$  zastupuje zesílení simulovaného vstupního předzesilovače včetně vstupního děliče,  $U_{vystup\_sym\_zes}$  je hodnota výstupního napětí odečteného pomocí kursoru v programu PSpice a  $U_{sym\_vstup+}$  a  $U_{sym\_vstup-}$  reprezentují průběhy vstupního symetrického signálu.

Vypočtené požadované zesílení vztahem 4.4 plně souhlasí s výsledkem simulace podle vztahu 4.7, který se liší pouze o 3,5 %.



Obr. 4.3: Průběhy vstupního symetrického signálu a výstupního zesíleného signálu předzesilovačem.



## 5 Návrh aktivní výhybky

Aktivní výhybka slouží k rozdělení vstupního nízkofrekvenčního signálu do požadovaného počtu pásem, která jsou určena mezními kmitočty. Lze tak výhodněji zpracovávat a reprodukovat zesílený signál, z důvodu možného přizpůsobení šířky pásma zpracovávaného signálu, s ohledem na vlastnosti koncového zesilovače nebo vlastnosti samotné reprosoustavy. Použitím aktivních propustí odpadají ztráty, které bývají způsobeny často složitými a drahými pasivními filtry v reprosoustavách.

Aktivní výhybka je tvořena zpravidla pasivními členy RC a aktivním členem, který bývá nejčastěji zastoupen operačním zesilovačem a to díky jeho velké šířce pásma a malým harmonickým zkreslením. Aktivní člen má za úkol vyrovnávat ztráty vytvořené na pasivních členech, které omezují frekvenční charakteristiku. [11]

### 5.1 Vlastnosti navrhované aktivní výhybky

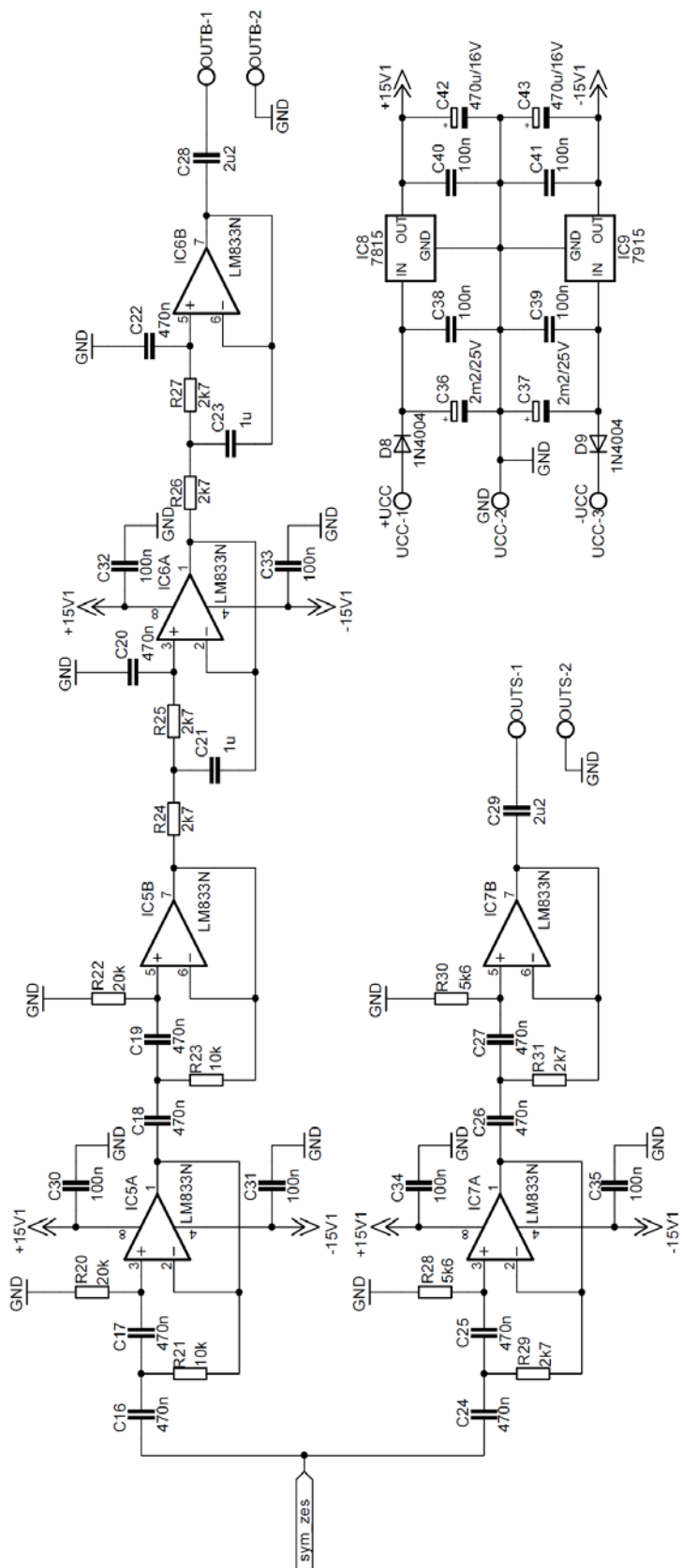
Výstupní signál vstupního předzesilovače je připojen na vstup aktivní výhybky, kde je rozdělen na dvě pásma. Aktivní výhybka pro subwoofer obsahuje i subsonický filtr, který odděluje stejnosměrnou složku od užitečného signálu a zároveň omezuje spodní kmitočty, které reproduktor není schopen věrohodně vyzářit.

Dělicí výhybku i subsonický filtr tvoří dvojice filtrů Sallen - Key 2. řádu s aproximací Linkwitz – Riley, které jsou sestaveny z Butterworthových filtrů 1. řádu. Tím je dosažena dostatečná separace pásem pro subwoofer a satelitní reproduktor. Výstupní průběhy z aktivních filtrů dosahují tak strmosti - 24 dB / okt. [10]

Tab. 5.1: Parametry navrhované aktivní výhybky.

Parametr	Hodnota
Strmost	- 24 dB / okt
Mezní kmitočet subsonického filtru	$f_{sm} = 26 \text{ Hz (- 6 dB)}$
Dělicí kmitočet	$f_D = 88 \text{ Hz (- 6 dB)}$
Napájecí napětí	$U_{CC} = \pm 15 \text{ V}$

## 5.2 Schéma aktivní výhybky



Obr. 5.1: Schéma aktivní výhybky.

### 5.3 Funkce aktivní výhybky

Zesílený signál ze vstupního předzesilovače je připojen na vstup obou filtrů a je označen na obr. 5.1 jako *sym\_zes*. Vrchní část aktivní výhybky zastoupená operačními zesilovači označenými jako *IC5* a *IC6* slouží k omezení frekvenční charakteristiky zesilovaného signálu pro subwoofer, který bude reprodukovat frekvence v rozmezí 26 – 88 Hz (vtaženo k poklesu přenosu na mezním kmitočtu o – 6 dB oproti maximálnímu přenosu). Kondenzátory *C16* až *C19* slouží společně s rezistory *R20* až *R23* k nastavení mezní frekvence subsonického filtru. Horní mezní frekvence pro subwoofer je určena kondenzátory *C20* až *C23* a rezistory *R24* až *R27*. Jako aktivní prvky jsou zde použity opět operační zesilovače LM833N, které vykazují nízké šumové napětí na výstupu a nízké harmonické zkreslení.

Spodní část aktivní výhybky jež je zastoupena operačním zesilovačem, který je na obr. 5.1 označen jako *IC7*, vytváří horní propust se strmostí -24 dB / okt., která omezuje frekvenční charakteristiku zesilovaného signálu pro satelitní reproduktor. Kondenzátory *C24* až *C27* a rezistory *R28* až *R31* udávají mezní kmitočty.

Výstupy obou aktivních výhybek jsou přes kondenzátory *C28* a *C29* přivedeny na „wago“ svorky pod označením *OUTB* a *OUTS*. Na tyto svorky bude připojen stereofonní potenciometr, který bude regulovat výkon subwooferu i satelitního reproduktoru současně.

Kondenzátory *C28* a *C29* slouží k oddělení stejnosměrné složky signálu vycházející z operačních zesilovačů LM833N, které na svých výstupech produkují nežádoucí stejnosměrné napětí o velikosti 0,3 mV. Toto nízké stejnosměrné napětí, vytváří v potenciometrech nežádoucí šum a praskání, což by vedlo k znehodnocení nízkofrekvenčního signálu. [6]

Obvod aktivní výhybky je napájen stejným stabilizovaným zdrojem napětí jako obvod symetrického zesilovače. Zapojení symetrického zesilovače a aktivní výhybky jsou umístěna na stejné DPS a společně tvoří celek, který bude dále označován jako vstupní obvody.

### 5.4 Výpočet aktivní výhybky

Hodnoty rezistorů *R21* a *R23* musí být shodné stejně jako hodnoty rezistorů *R20* a *R22*, které mají dvojnásobnou hodnotu než rezistory předchozí. Výpočtem bude stanovena velikost rezistorů *R21* a *R23* na základě vztahu [12]

$$R_{21} = R_{23} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{16-19} \cdot f_{sm}} \cdot 0,71 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 470 \cdot 10^{-9} \cdot 26} \cdot 0,71 = 9,247 \text{ k}\Omega, \quad (5.1)$$

kde *C16-19* vyjadřuje velikost těchto čtyř shodných kondenzátorů, jejichž velikost byla zvolena na základě nejvýhodnější cenové dostupnosti. Kmitočty *f<sub>sm</sub>* z tab. 5.1 vyjadřuje mezní frekvenci subsonického filtru pro subwoofer. Hodnota rezistorů *R21* a *R23* je vybrána z řady E24 a jejich odpor činí 10 kΩ. Zbývající hodnoty rezistorů *R20* a *R22* jsou rovny 20 kΩ.

Rezistory  $R_{24}$  až  $R_{27}$  určující horní mezní frekvenci aktivní výhybky pro subwoofer a jsou určeny vztahem [12]

$$R_{24-27} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{20,22} \cdot f_D} \cdot 0.71 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 470 \cdot 10^{-9} \cdot 88} \cdot 0.71 = 2,732 \text{ k}\Omega, \quad (5.2)$$

kde  $C_{20,22}$  zastupuje hodnoty kondenzátorů a  $f_D$  z tab. 5.1 určuje mezní frekvenci pro pokles o -6 dB oproti maximální hodnotě přenosu. Dosazená hodnota rezistorů  $R_{24}$  a  $R_{27}$  je 2,7 kΩ. Hodnota kondenzátorů  $C_{21}$  a  $C_{23}$  je rovna dvojnásobku hodnotě kondenzátoru  $C_{20}$ , což v nejbližší prodávané velikosti kondenzátoru představuje kapacitu 1 μF.

Pro satelitní reprosoustavu je určena aktivní výhybka tvořena operačními zesilovači s označením *IC7A* a *IC7B*, u kterých je nastaven mezní kmitočet rezistory  $R_{29}$  a  $R_{31}$  a rezistory  $R_{28}$  a  $R_{30}$ , které mají dvojnásobnou hodnotu oproti předchozí dvojici. Hodnoty rezistorů  $R_{29}$  a  $R_{31}$  lze vypočítat podle vztahu [12]

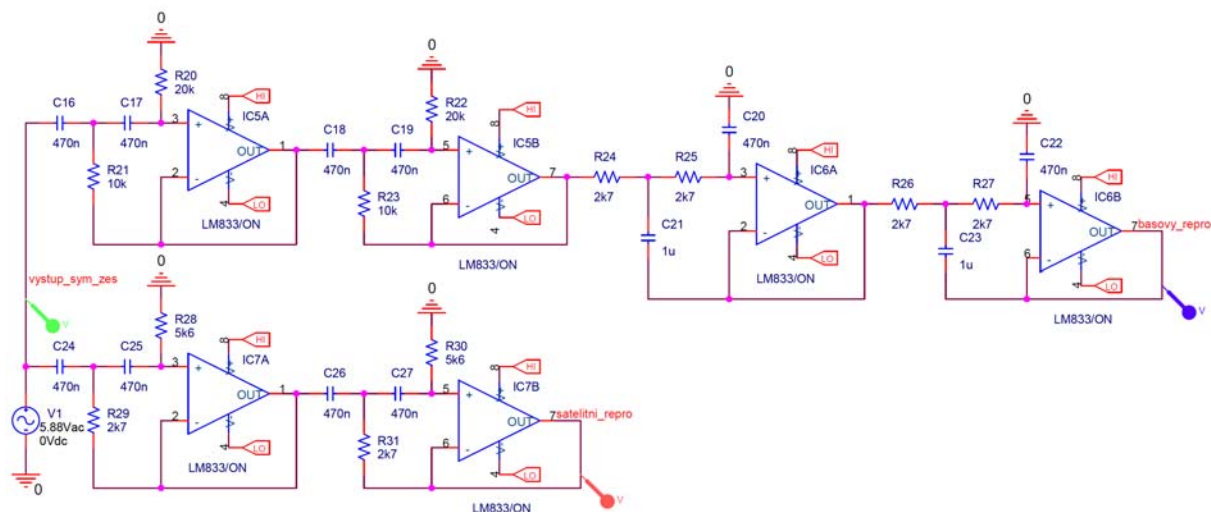
$$R_{29} = R_{31} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{24-27} \cdot f_D} \cdot 0.71 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 470 \cdot 10^{-9} \cdot 88} \cdot 0.71 = 2,732 \text{ k}\Omega, \quad (5.3)$$

kde  $C_{24-27}$  je označení kondenzátorů s navrženou hodnotou 470 nF a  $f_D$  z tab. 5.1 je parametr mezní frekvence, která je určena pro pokles přenosu o - 6 dB oproti maximální hodnotě přenosu. Dosazená hodnota rezistorů  $R_{29}$  a  $R_{31}$  je 2,7 kΩ a hodnota rezistorů  $R_{28}$  a  $R_{30}$  je rovna 5,6 kΩ. Velikost kondenzátorů  $C_{28}$  a  $C_{29}$  je dána vztahem [12]

$$C_{28} = C_{29} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{POT} \cdot f_{mPOT}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 4} = 1,99 \mu\text{F}, \quad (5.4)$$

kde  $R_{POT}$  vyjadřuje hodnotu použitého potenciometru, který je vložen mezi aktivní výhybku a PWM modulátor. Mezní frekvence této horní propusti je zvolena  $f_{mPOT} = 4$  Hz. Výsledná kapacita kondenzátorů je s ohledem na dostupnost rovna 2,2 μF.

## 5.5 Simulace aktivní výhybky



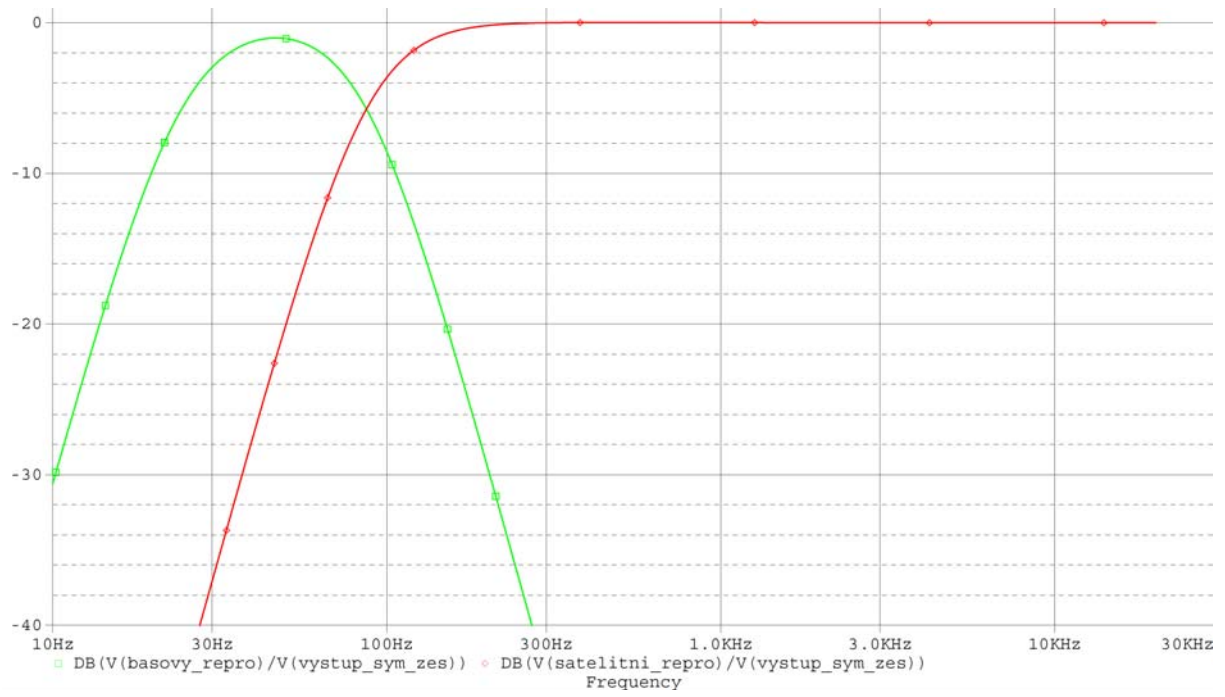
Obr. 5.2: Schéma simulované aktivní výhybky.

Na vstup aktivní výhybky je přiveden harmonický signál o kmitočtu 1 kHz, který dosahuje maximální úrovně 5,88 V, což odpovídá efektivní hodnotě napětí 4,17 V. Tato úroveň napětí odpovídá hodnotě jmenovitého výstupního napětí vstupního předzesilovače, je-li na jeho vstup přiveden symetrický signál o efektivní hodnotě napětí 0,775 V. Aktivní výhybka zobrazená na obr. 5.2 je podrobena střídavé simulaci, jejíž úkolem je ověřit správnost výpočtu hodnot pasivních součástek nastavujících mezní kmitočet  $f_D$ .

Přenosové charakteristiky aktivní výhybky zobrazují ( obr. 5.3 ) rozdělení frekvenčních pásem pro subwoofer a satelitní reproduktor. Pomocí simulačního programu PSpice byla zjištěna maximální hodnota přenosu pro pásmo subwooferu a to  $-1$  dB. Velikost útlumu v maximálním přenosu pásma určeného pro subwoofer je způsoben úzkým propustným pásmem, kde se navzájem ovlivňuje subsonický filtr s aktivní dolní propustí omezující pásmo pro subwoofer. Frekvenční rozsah určený pro pokles  $-6$  dB oproti maximální hodnotě je 22 – 93 Hz. Tyto hodnoty odpovídají zadaným parametrům v tab. 5.1. Frekvenční rozsah subwooferu byl odečten i pro pokles  $-3$  dB oproti maximálnímu přenosu a je v rozmezí 29 – 77,8 Hz.

Výstupní signál pro satelitní reproduktor je v oblasti maximálního přenosu roven vstupnímu a je tedy bez útlumu. Mezní frekvence pásma určeného pro satelitní reproduktor je odečtena pomocí kursoru v simulačním programu a je rovna 93 Hz pro pokles  $-6$  dB oproti maximální hodnotě přenosu. Byla odečtena i mezní frekvence pro pokles  $-3$  dB oproti maximálnímu přenosu, která je rovna 105 Hz.

Obě pásma se protínají na frekvenci 93 Hz v útlumu  $-5,74$  dB. Strmost aktivních propustí je podle obr. 5.3 lineární a podle programu PSpice dosahuje v lineární oblasti poklesu  $-22,8$  dB/okt.



Obr. 5.3: Přenosové charakteristiky simulované aktivní výhybky.

## 6 Návrh PWM modulátoru

Modulátor pulsně šířkového signálu byl již teoreticky rozebrán v 2. kapitole, přesto mu bude věnován krátký úvod.

V dnešní době není nutností PWM modulátor navrhovat, lze jej pořídit již implementovaný na čipu integrovaného obvodu. Výrobci těchto modulátorů je velké množství např. Texas Instrument, National Semiconductor a Analog Devices. Většina těchto modulátorů lze rozdělit do dvou skupin.

První skupina je zastoupena modulátory, které jsou méně náročné na napájecí proud a které obsahují vylepšenou sigma – delta modulaci. Tyto modulátory jsou především určeny pro sluchátkový výstup zařízení typu PDA, notebook nebo mobilní telefon. Díky použitému druhu modulace není zapotřebí na jejich výstup implementovat výstupní filtr. Zmiňované modulátory nejsou vhodné pro modulaci pulsně šířkového signálu v profesionálním koncovém stupni zesilovače.

Druhou skupinou modulátorů jsou modulátory určené pro profesionální aplikace v koncových zesilovačích. Zástupcem těchto modulátorů je např. AD1990 ( od firmy Analog Devices ), který dosahuje harmonického zkreslení  $THD + N = 0,005 \%$ . Nevýhoda těchto modulátorů je, že jsou zpravidla vloženy do pouzder typu *CP-64-3*, u kterého je střed mezi vývody vzdálen pouze 0,5 mm, nebo typu *Flip-Chip*, u kterého jsou pájecí vývody umístěny pod čipem a musí se speciální technologií implementovat na DPS. [13]

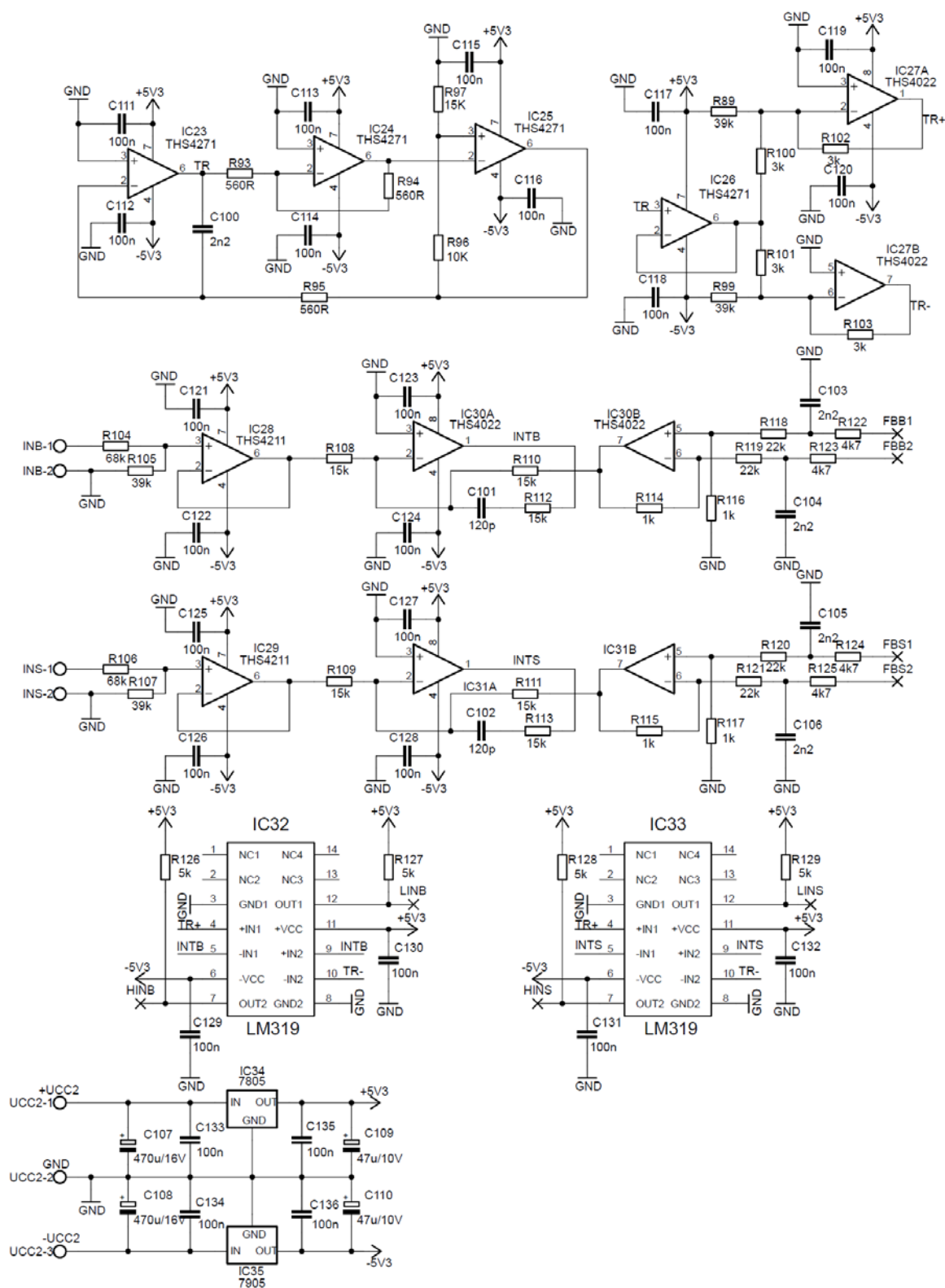
### 6.1 Vlastnosti navrhovaného PWM modulátoru

Důvod návrhu PWM modulátoru vyplývá z úvodního textu 6. kapitoly. První skupina modulátorů nesplňuje zadané parametry a druhá skupina nelze v amatérských podmínkách použít.

Tab. 6.1: Parametry navrhovaného PWM modulátoru.

Parametr	Hodnota
Jmenovitá citlivost	$U_{IN} = 5,9 \text{ V}$
Spínací frekvence	$f_{SEP} = 300 \text{ kHz}$
Doba vloženého „dead timu“	$T_{deadtime} = 200 \text{ ns}$
Vstupní odpor	$R_{vst\_mod} = 100 \text{ k}\Omega$
Napájecí úrovně napětí	$U_{CC2} = \pm 5 \text{ V}$

## 6.2 Schéma PWM modulátoru



Obr. 6.1: Schéma PWM modulátoru.



## 6.3 Funkce PWM modulátoru

Pro srozumitelnost vysvětlení funkce celého PWM modulátoru je vhodné si jej rozdělit do několika bloků.

Prvním a nejdůležitějším blokem je generátor trojúhelníkového signálu, který se skládá z integrátoru tvořeného operačním zesilovačem THS4271 označeného jako *IC23*. Integrátor zajišťuje stálý proud procházející kondenzátorem  $C_{100}$  na jehož hodnotě závisí frekvence generovaného trojúhelníkového signálu. Konstantní proud kondenzátorem zajišťuje lineární nárůst napětí na tomto kondenzátoru v případě, že se jedná o jeho nabíjení. V opačném případě na kondenzátoru lze pozorovat lineární pokles napětí. Zda se kondenzátor nabíjí či vybíjí řídí rychlý operační zesilovač THS4271 ve funkci komparátoru, který je označen jako *IC25*. Rozhodující úroveň překlopení operačního zesilovače je vytvořena děličem složeného z  $R_{96}$  a  $R_{97}$ . Důvod použití rychlého operačního zesilovače místo komparátoru spočívá v jeho zapojení koncového dvojitinného stupně, který zajišťuje shodný úbytek napětí na koncových tranzistorech operačního zesilovače v obou úrovních výstupního napětí. Tím lze dosáhnout stejného nabíjecího i vybíjecího proudu kondenzátoru  $C_{100}$  což vede k výsledné požadované střídě 50 %. Operační zesilovač ( označen jako *IC24* ) zařazen mezi integrátorem a komparátorem slouží pouze k otočení fáze trojúhelníkového signálu. Operační zesilovače THS4271 jsou vybrány záměrně díky svému meznímu kmitočtu, který dosahuje 1,4 GHz.[11], [14]

Výstupní trojúhelníkový signál je impedančně oddělen operačním zesilovačem s označením *IC26*. Následující operační zesilovače zavádějí do trojúhelníkového signálu stejnosměrnou složku, která slouží k vytvoření „dead timu“ v následujícím komparátoru. Operační zesilovač, který je označen jako *IC27A*, do trojúhelníkového signálu zavádí kladné stejnosměrné napětí přes rezistor  $R_{89}$  a operační zesilovač s označením *IC27B* zavádí záporné stejnosměrné napětí a to pomocí rezistoru  $R_{99}$ . Hodnota těchto rezistorů přímo ovlivňuje velikost předpětí a tím i hodnotu „dead timu“. Na výstupu tohoto bloku je dvojice trojúhelníkových signálů se stejnou fází, ale jiným stejnosměrným předpětím. [15], [16]

Další bloky ve schématu PWM modulátoru jsou již zdvojeny, protože PWM modulátor zpracovává zároveň signál pro satelitní reproduktor i pro subwoofer a využívá tím pouze jednoho generátoru trojúhelníkového signálu a jeho duplikátoru. V následujícím popisu funkce budou popisovány prvky týkající se zpracování signálu pro subwoofer, pro satelitní reproduktor mají prvky stejný význam i stejné hodnoty.

Duplikovaný trojúhelníkový signál je přiveden na vstupy komparátoru označeného jako *IC32*. Tento rychlý dvojitý komparátor porovnává trojúhelníkový signál s nízkofrekvenčním signálem přivedeným ze zpětnovazebního obvodu. Na výstupu tohoto dvojitého komparátoru jsou již dva pulsně modulované signály o různé střídě ( včetně obsaženého „dead timu“ ) díky vytvořenému stejnosměrnému předpětí v minulém bloku. Pulsně modulovaný signál z výstupu komparátoru označeného jako *OUT1* je již vyveden z DPS PWM modulátoru pomocí pájecího bodu označeného ve schématu na obr. 6.1 jako *LINB*. Z výstupu komparátoru označeného jako *OUT2* je také vyveden pájecí bod, který je označen jako *HINB*. Z pájecích bodů jsou řídicí signály dále přivedeny do DPS koncového nelineárního zesilovače ve třídě D viz. další kapitola. [15], [16]

Posledním blokem PWM modulátoru je vstupní člen s implementovanou zpětnou vazbou, která je připojena před výstupní filtr koncového zesilovače. K připojení signálu odebraného před výstupním filtrem slouží opět pájecí body, které jsou označeny jako *FBB*. Signály z těchto bodů jsou přivedeny na dolní propusti, skládající se z rezistorů  $R_{122}$  a  $R_{123}$  a kondenzátorů  $C_{103}$  a  $C_{104}$ . Dále je vytvořen rozdíl těchto signálů v rozdílovém zesilovači realizovaného pomocí operačního zesilovače THS4022, který je označen jako na obr. 6.1 jako *IC30B*. Rozdíl těchto signálů je přiveden na integrátor ( realizován pomocí *IC30A* ), který kompenzuje nelinearitu koncového zesilovače. Obvod na vstupu tohoto bloku, který je označen jako *IC28*, slouží k impedančnímu oddělení vstupu PWM modulátoru od připojeného potenciometru regulujícího hlasitost. Rezistory  $R_{104}$  a  $R_{105}$  tvoří vstupní dělič, který přizpůsobuje vstupní citlivost PWM modulátoru k jmenovitému výstupnímu napětí audio signálu z aktivní výhybky. [3], [5], [16], [17]

Napájení PWM modulátoru je symetrické o velikosti  $\pm 5V$  a je stabilizováno pomocí napěťových stabilizátorů, které jsou na obr. 6.1 označeny jako *IC34* a *IC35*. Tyto stabilizátory jsou umístěny přímo na DPS PWM modulátoru, čímž jsou omezeny úbytky napětí na přívodních vodičích. PWM modulátor je napájen zdrojem, který je označen na obr. 3.1 jako napěťový zdroj pro PWM modulátory. [9], [10]

## 6.4 Výpočet PWM modulátoru

Hodnota rezistoru  $R_{96}$  společně s hodnotou rezistoru  $R_{97}$  definuje amplitudu trojúhelníkového signálu. Jestliže hodnota rezistoru  $R_{97}$  je zvolena  $15\text{ k}\Omega$ , pak hodnota rezistoru  $R_{96}$  je vypočtena podle vztahu [11]

$$R_{96} = \frac{R_{97} \cdot (U_{5V3} - U_{AMPtroj})}{U_{AMPtroj}} = \frac{15 \cdot 10^3 \cdot (5 - 3)}{3} = 10\text{k}\Omega, \quad (6.1)$$

kde  $U_{5V3}$  odpovídá hodnotě napájecího napětí operačního zesilovače ve funkci komparátoru s označením *IC25* a  $U_{AMPtroj}$  odpovídá požadované hodnotě amplitudy trojúhelníkového signálu. Vypočtená hodnota rezistoru  $R_{96}$  se přímo nachází v odporové řadě E24.

Hodnota rezistorů  $R_{93}$ ,  $R_{94}$  a  $R_{95}$  musí být shodná a byla pomocí simulačního programu PSpice zvolena  $560\ \Omega$ . Kmitočet ovlivňuje kondenzátor  $C_{100}$  jehož kapacita je vypočtena vztahem [11]

$$C_{100} = \frac{R_{96} + R_{97}}{4 \cdot R_{93} \cdot R_{97}} \cdot \frac{1}{f_{SEP}} = \frac{10 \cdot 10^3 + 5 \cdot 10^3}{4 \cdot 560 \cdot 15 \cdot 10^3} \cdot \frac{1}{300 \cdot 10^3} = 2,48\text{nF}, \quad (6.2)$$

kde rezistory  $R_{96}$  a  $R_{97}$  udávají amplitudu trojúhelníkového signálu, hodnota rezistoru  $R_{93}$  byla optimalizována v programu Pspice a  $f_{SEP}$  z tab. 6.1 určuje kmitočet trojúhelníkového signálu, kterým budou spínány koncové tranzistory typu MOSFET. Hodnota kapacity kondenzátoru  $C_{100}$  bude dosazena s ohledem na dostupnost a její velikost činí  $2,2\text{ nF}$ .

K následujícím výpočtům je nutno vypočítat rychlost přeběhu  $SR$  trojúhelníkového signálu k čemuž slouží vztah [16]

$$SR = \frac{dv}{dt} = \frac{2 \cdot U_{AMPtroj}}{\frac{1}{2} \cdot \frac{1}{f_{SEP}}} = \frac{2 \cdot 3}{\frac{1}{2} \cdot \frac{1}{300 \cdot 10^3}} = 3,6V / \mu s, \quad (6.3)$$

kde  $U_{AMPtroj}$  odpovídá požadované hodnotě amplitudy trojúhelníkového signálu a  $f_{SEP}$  z tab. 6.1 určuje kmitočet tohoto signálu.

Velikost předpětí trojúhelníkového signálu, které je realizováno operačními zesilovači s označením  $IC27A$  a  $IC27B$  je určeno vztahem [16]

$$U_{SSslozka} = T_{deadtime} \cdot SR \cdot 1 \cdot 10^6 = 200 \cdot 10^{-9} \cdot 3,6 \cdot 1 \cdot 10^6 = 0,72V, \quad (6.4)$$

kde  $U_{SSslozka}$  určuje velikost stejnosměrné složky, která je mezi trojúhelníkovými signály,  $T_{deadtime}$  zastupuje požadovaný „dead time“ z tab. 6.1 a rychlost přeběhu  $SR$  trojúhelníkového signálu byla již vypočítán v předchozím vztahu ( 6.3 ).

Hodnoty rezistorů  $R_{89}$  a  $R_{99}$ , kterými je nastaveno stejnosměrné předpětí, se vypočítají ze vztahu [16]

$$R_{89} = R_{99} = \frac{2 \cdot U_{5V3} \cdot R_{100,101}}{U_{SSslozka}} = \frac{2 \cdot 5 \cdot 3 \cdot 10^3}{0,72} = 41,7k\Omega, \quad (6.5)$$

kde  $U_{5V3}$  udává použité napájecí napětí operačních zesilovačů a  $R_{100,101}$  zastupuje hodnoty shodných rezistorů, u kterých byla navržena hodnota 3 kΩ. Napětí reprezentující stejnosměrnou složku vypočtenou v předchozím výpočtu (6.4) je označeno  $U_{SSslozka}$ . Dosazená hodnota rezistorů  $R_{89}$  a  $R_{99}$  je na základě vypočtené hodnoty zvolena 39 kΩ.

Hodnoty rezistorů  $R_{122}$  a  $R_{123}$  jsou si rovny a jejich velikost lze určit pomocí následujícího vztahu [16]

$$R_{122} = R_{123} = \frac{1}{\pi \cdot C_{103,104} \cdot f_{DFB}} = \frac{1}{\pi \cdot 2,2 \cdot 10^{-9} \cdot 15 \cdot 10^3} = 4822\Omega, \quad (6.6)$$

kde  $f_{DFB}$  udává dělicí kmitočet zpětnovazebního filtru RC typu dolní propust složeného z kondenzátorů  $C_{103,104}$  a rezistorů  $R_{122}$  a  $R_{123}$ . Hodnota těchto vypočtených rezistorů je na základě výsledku dosazena 4,7 kΩ.

Následující výpočet vyžaduje dosazení hodnoty zesílení koncového zesilovače ve třídě D, které je určeno vztahem [3]

$$A_{U_{konec}} = \frac{U_{sek3} \cdot \sqrt{2}}{U_{AMPtroj}} = \frac{48 \cdot \sqrt{2}}{3} = 22,6, \quad (6.7)$$

kde hodnotu napěťového zesílení vyjadřuje  $A_{U_{konec}}$  a  $U_{sek3}$  vyjadřuje hodnotu efektivního napětí na výstupu sekundárního vinutí toroidního transformátoru použitého k napájení koncových tranzistorů. Velikost amplitudy trojúhelníkového signálu je rovna  $U_{AMPtroj}$ .

Rezistory  $R_{118}$  a  $R_{119}$  spolu s rezistory  $R_{114}$  a  $R_{116}$  tvoří vstupní napěťový dělič zpětnovazebního obvodu PWM modulátoru. Hodnoty rezistorů  $R_{114}$  a  $R_{116}$  jsou dosazeny v hodnotě 1 k $\Omega$ . Hodnoty rezistorů  $R_{118}$  a  $R_{119}$  jsou dány vztahem [3]

$$R_{118} = R_{119} = \frac{R_{114,119} \cdot \left(1 - \frac{1}{A_{U_{konec}}}\right)}{\frac{1}{A_{U_{konec}}}} = \frac{1 \cdot 10^3 \cdot \left(1 - \frac{1}{22,6}\right)}{\frac{1}{22,6}} = 21 \text{ k}\Omega, \quad (6.8)$$

kde  $A_{U_{konec}}$  je hodnota napěťového zesílení koncového zesilovače, která je vypočtena v předchozím vztahu 6.7. Dosazená hodnota shodných rezistorů  $R_{118}$  a  $R_{119}$  je 22 k $\Omega$  z řady E24.

Rezistory  $R_{104}$  a  $R_{105}$  tvoří vstupní napěťový dělič obvodu PWM modulátoru, který přizpůsobuje vstupní citlivost komparátoru označeného na obr. 6.1 jako IC32 k výstupnímu jmenovitému napětí aktivní výhybky. Je potřeba, aby vstupní odpor z tab. 6.1 PWM modulátoru ( součtová hodnota rezistorů  $R_{104}$  a  $R_{105}$  ) byl cca 100 k $\Omega$  a nezatěžoval tak příliš připojený potenciometr. Hodnota rezistoru  $R_{105}$  je dosazena o velikosti 39 k $\Omega$ . Hodnota rezistoru  $R_{104}$  je tedy dána vztahem

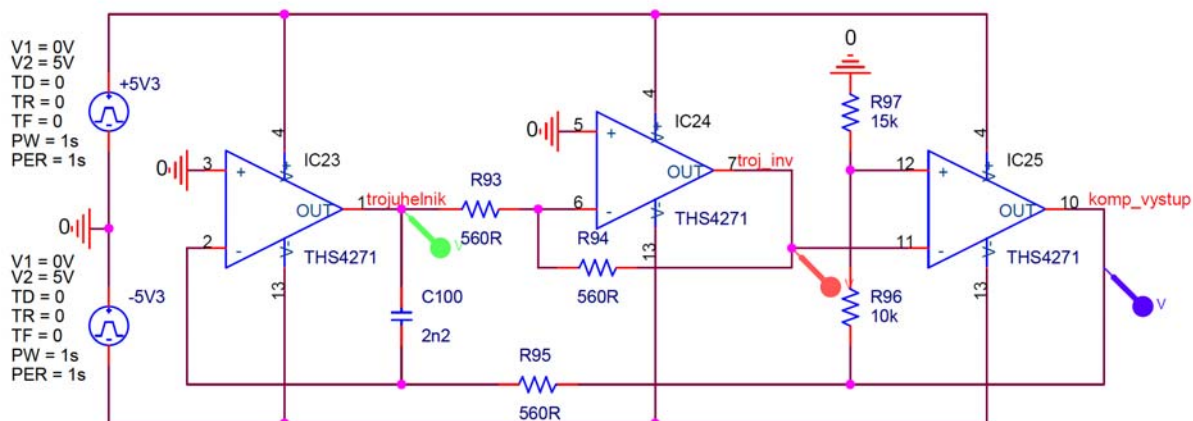
$$R_{104} = \frac{R_{105} \cdot \left( U_{IN} \cdot 10^{\frac{U_{přebdB}}{20}} - U_{AMPtroj} \right)}{U_{AMPtroj}} = \frac{39 \cdot 10^3 \cdot \left( 5,9 \cdot 10^{\frac{3}{20}} - 3 \right)}{3} = 69,34 \text{ k}\Omega, \quad (6.9)$$

kde  $U_{IN}$  z tab. 6.1 představuje jmenovitou vstupní citlivost PWM modulátoru,  $U_{přebdB}$  vyjadřuje maximální přebuditelnost PWM modulátoru v decibelech a  $U_{AMPtroj}$  je velikost amplitudy trojúhelníkového signálu. Dosazená hodnota rezistoru  $R_{104}$  je 68 k $\Omega$  z řady E24.

## 6.5 Simulace PWM modulátoru

Simulaci PWM modulátoru lze rozdělit na dvě dílčí části, první část se bude zabývat simulací generátoru trojúhelníkového signálu a další část se bude zabývat samostatným PWM modulátorem, který má implementovaný obvod vytvářející „dead time“.

### 6.5.1 Simulace generátoru trojúhelníkového signálu



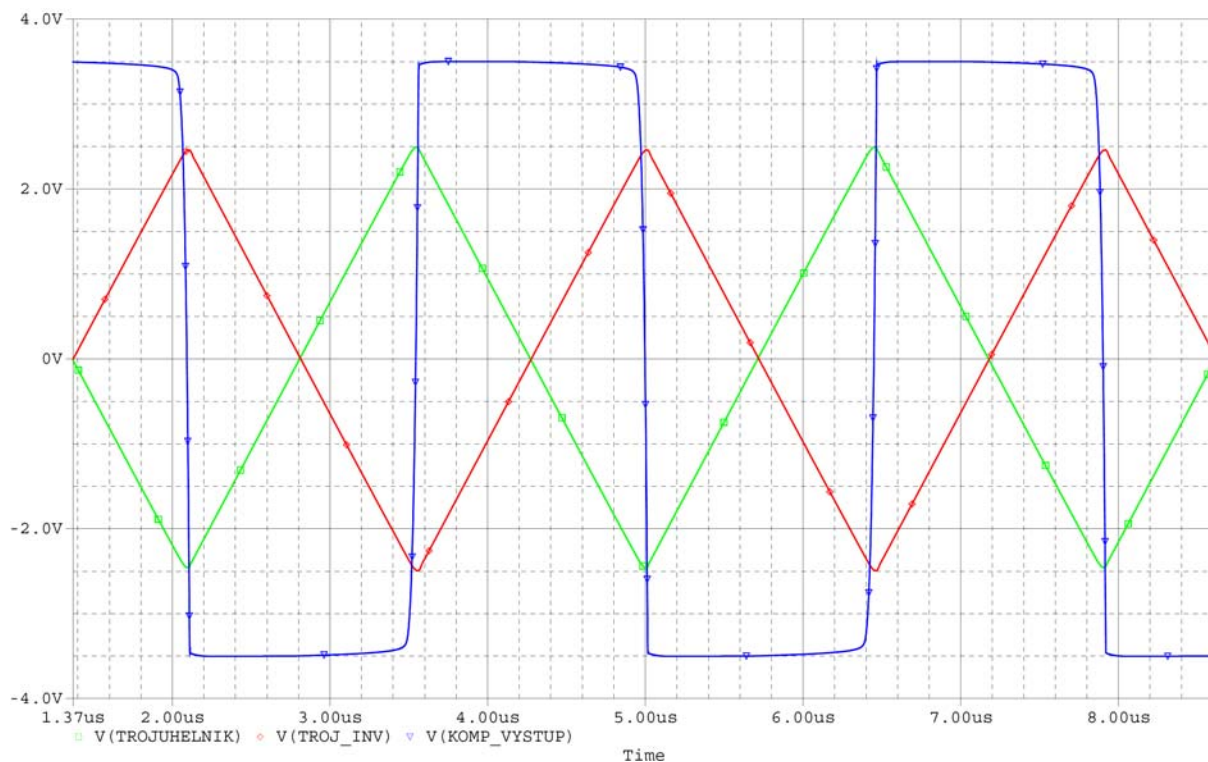
Obr. 6.2: Schéma simulovaného generátoru trojúhelníkového signálu v PWM modulátoru.

Simulovaný generátor trojúhelníkového signálu je zobrazený na obr. 6.2, kde se jeho zapojení plně shoduje s návrhem v předchozí kapitole 6.2.

Na obr. 6.3 je zobrazen výstupní trojúhelníkový signál ( označen jako *trojuhelnik* ) s amplitudou 2,49 V a frekvencí  $f_{SPF}$  324 kHz, která byla odečtena pomocí kursoru v simulačním programu PSpice. Doba nástupné i sestupné hrany se díky použití operačního zesilovače IC25 místo komparátoru vůbec neliší. Vrcholy trojúhelníkového signálu jsou ostře vykresleny díky použití vysoce kvalitních operačních zesilovačů.

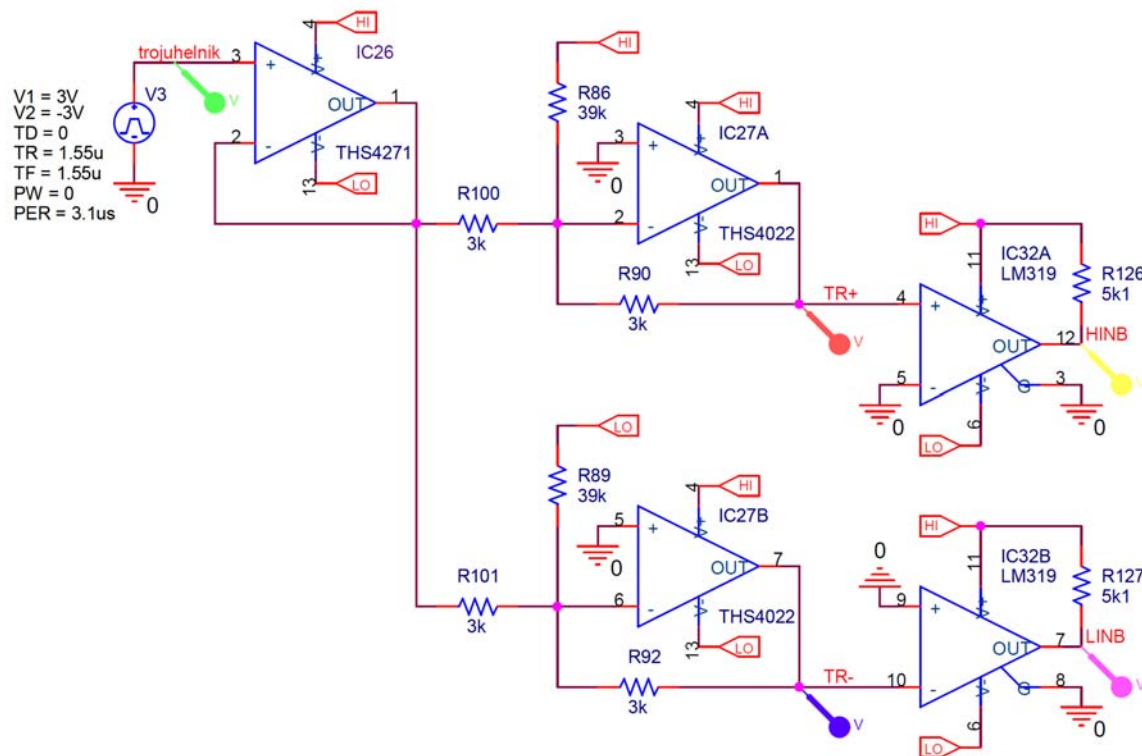
Druhým průběhem na obr. 6.3 je výstupní napětí z operačního zesilovače označeného jako IC24. Průběh tohoto napětí odpovídá invertovanému průběhu trojúhelníkového signálu z předchozího operačního zesilovače, proto je na obr. 6.3 pojmenován jako *troj\_inv*.

Posledním průběhem na obr. 6.3 je průběh napětí na operačním zesilovači ve funkci komparátoru, který je označen jako IC25. Průběh je pojmenován jako *komp\_vystup* a potvrzuje správnost použití operačního zesilovače místo komparátoru, jelikož jeho výstupní průběh je zcela symetrický vůči střední svorce symetrického napěťového zdroje.



Obr. 6.3: Výstupní průběhy generátoru trojúhelníkového signálu.

## 6.5.2 Simulace PWM modulátoru s implementovaným „dead time“

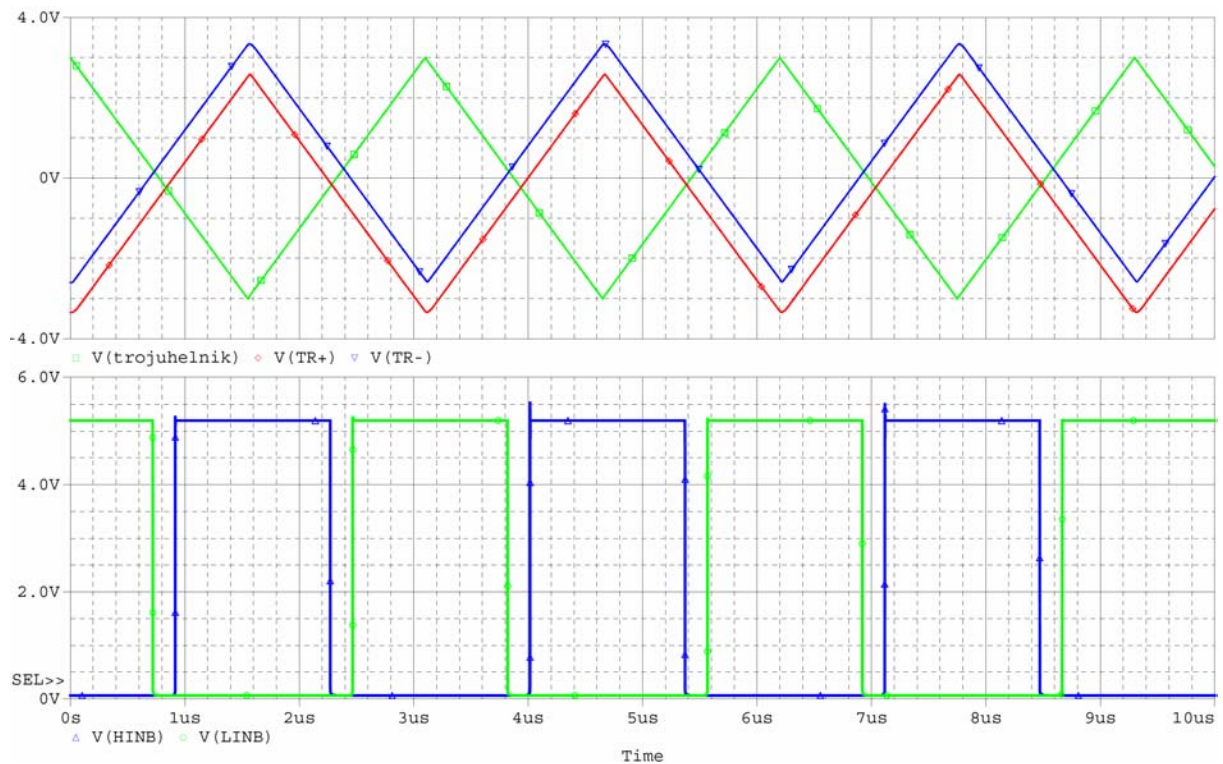


Obr. 6.4: Schéma simulovaného PWM modulátoru vytvářejícího „dead time“.

Simulované schéma na obr. 6.4 se opět shoduje s navrženou formou zapojení, jež je zobrazeno na obr. 6.1. Trojúhelníkový průběh z generátoru trojúhelníkového signálu je však nahrazen idealizovaným trojúhelníkovým signálem, který zajišťuje zdroj  $V3$ . Na invertující vstupy komparátorů, které jsou označeny jako  $IC32A$  a  $IC32B$ , není přiveden žádný nízkofrekvenční signál, tudíž výstup PWM modulátoru musí obsahovat obdélníkový signál se střídou 50 %.

Na obr. 6.5 jsou zobrazeny dva grafy. První graf zobrazuje funkci duplikátoru trojúhelníkového signálu, který je tvořen operačními zesilovači s označením  $IC27A$  a  $IC27B$ . Duplikátor do trojúhelníkového signálu označeného jako  $TR+$  pomocí rezistoru  $R_{86}$  zavádí stejnosměrnou složku o velikosti 0,416 V, která byla odečtena pomocí kursoru v programu PSpice. Podobně do signálu označeného jako  $TR-$  zavádí rezistor  $R_{89}$  stejnosměrnou složku o hodnotě  $-0,343$  V. Celkový rozdíl stejnosměrných složek je pomocí programu PSpice roven 0,759 V a odpovídá výpočtu 6.4, jehož výsledek je roven 0,72 V.

V druhém grafu je znázorněno výstupní napětí z PWM modulátoru, které již obsahuje „dead time“. Označení těchto signálů odpovídá pojmenování výstupních pájecích bodů PWM modulátoru na obr. 6.1. Odečtená doba „dead timu“ pomocí kursoru v simulačním programu PSpice byla rovna 202 ns, což odpovídá zadané hodnotě z tab. 6.1.



Obr. 6.5: Průběhy v PWM modulátoru.

## 7 Návrh koncového stupně

Koncový stupeň má za úkol výkonově zesílit modulovaný nízkofrekvenční signál PWM modulátorem a poté jej podrobit filtraci výstupním filtrem. Zapojení koncových stupňů a druhy budičů koncových tranzistorů MOSFET jsou vysvětleny již v 2. kapitole.

### 7.1 Vlastnosti koncového stupně

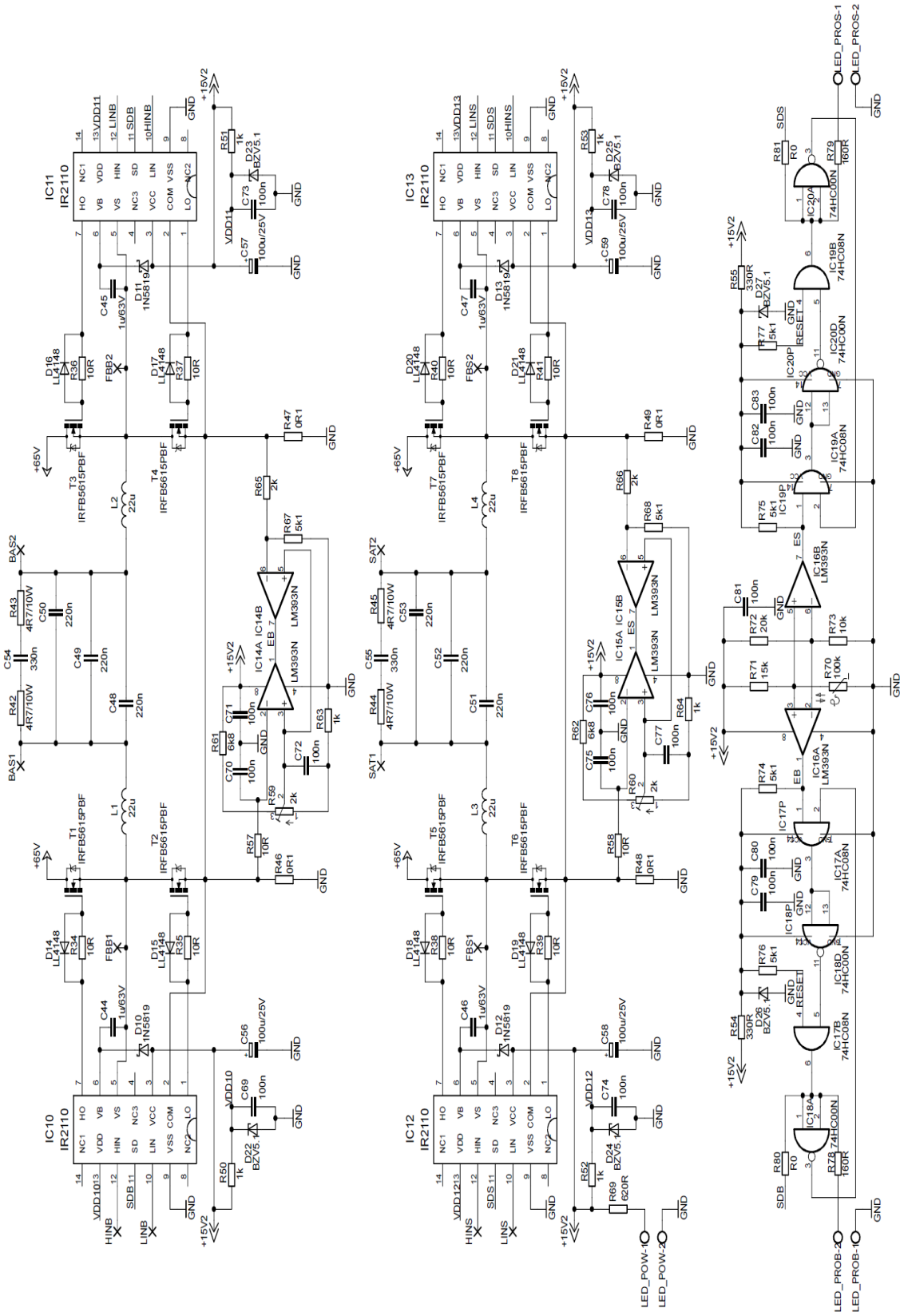
Koncový stupeň bude zapojen do můstkového zapojení. Mezní frekvence výstupních filtrů bude shodná u obou nelineárních koncových stupňů nízkofrekvenčního výkonového zesilovače. Dále je potřeba tyto koncové stupně chránit proti tepelnému přehřátí výkonových tranzistorů, proti proudovému přetížení i proti možnému zkratu výstupních vodičů. Navrhované zapojení proto bude obsahovat a řešit tyto tři základní ochrany.

Tab. 7.1: Parametry navrhovaného koncového stupně.

Parametr	Hodnota
Vstupní logická úroveň PWM signálu	$U_{VDD} = 5 \text{ V}$
Spínací frekvence	$f_{SPF} = 324 \text{ kHz}$
Mezní frekvence výstupních filtrů	$f_{filtru} = 30 \text{ kHz}$
Výstupní výkon každého kanálu	$P_{Výstup} = 400 \text{ W}$
Zapojení koncového stupně	Můstkové
Typy ochran	tepelná
	nadproudová
	zkratová
Napájecí úrovně napětí	+15 V
	+65 V



## 7.2 Schéma koncového stupně



Obr. 7.1: Schéma koncového stupně.

### 7.3 Funkce koncového stupně

Tak jak v předchozí 6. kapitole lze zapojení koncového zesilovače rozdělit do několika částí, jejichž funkce je níže popsána. Schéma na obr. 7.1 obsahuje dva koncové stupně, které jsou zapojeny do můstkového zapojení. Oba tyto koncové stupně jsou zapojeny shodně a proto bude jejich funkce popsána jen u koncového stupně zesilující pásmo subwooferu.

Prvním popisovanou částí bude obvod samotného koncového stupně, který je tvořen budiči IR2110 označenými jako  $IC10$  a  $IC11$  a dále tranzistory typu MOSFET s označením  $T_1$  až  $T_4$ . V podstatě se jedná o dva koncové stupně zapojené do půlmůstkového zapojení, které jsou ovládány protichůdnými signály a tím na svých výstupech dosáhnou vždy napětí opačné úrovně. Výstupní úrovně napětí z dvojic tranzistorů jsou přivedeny do výstupního filtru druhého řádu, který je tvořen cívkami  $L_1$  a  $L_2$  a kondenzátory  $C_{48}$  až  $C_{50}$ . Závity cívek  $L_1$  a  $L_2$  budou navinuty drátem o průměru 1,6 mm na železoprachové jádro s označením T 157-26, u kterého se pracovní kmitočet pohybuje v rozsahu ( 0 – 1 ) MHz. Paralelně k audio výstupu nelineárního zesilovače je připojen kompenzační RC filtr, který je realizován pomocí rezistorů  $R_{42}$  a  $R_{43}$  a kondenzátoru  $C_{54}$ . Tento kompenzační filtr má za úkol snížit impedanci připojeného reproduktoru, aby koncový zesilovač do reproduktoru mohl dodat větší výkon. Dále má za úkol tlumit překmitý výstupního napětí v případě odpojení reproduktoru od výstupních svorek nelineárního koncového zesilovače. Kondenzátory  $C_{44}$  a  $C_{45}$  slouží k akumulaci náboje, který je v případě sepnutí výkonového tranzistoru budičem přenesen do hradla G právě spínaného tranzistoru  $T_1$  nebo  $T_3$ . Je důležité, aby tyto kondenzátory měly malý sériový odpor a byly se tak schopny nabíjet co největším proudem. Nabíjecí proud kondenzátorů je nepřímo úměrný době nabití, které při vysokých frekvencích a měnící se střídě spínaného signálu hraje velkou roli na kvalitu koncového zesilovače. Rezistory  $R_{34}$  až  $R_{37}$  slouží zejména k omezení proudu tekoucího do hradel G výkonových tranzistorů. V případě, že by hodnota těchto rezistorů byla příliš nízká, hrozilo by poškození výkonových tranzistorů. Přesto je snahou hodnoty rezistorů  $R_{34}$  až  $R_{37}$  navrhnout co nejnižší, protože jejich velikost přímo ovlivňuje rychlost sepnutí výkonových tranzistorů. Diody  $D_{14}$  až  $D_{17}$  slouží k rychlému odvedení náboje z hradel G výkonových tranzistorů v případě jejich rozepnutí. [3], [11], [18], [19]

Druhý popisovaný blok koncového stupně se skládá z tepelné, nadproudové a zkratové ochrany. Nadproudová a zkratová ochrana využívá k vyhodnocení limitních stavů úbytku napětí na výkonových rezistorech  $R_{47}$  a  $R_{48}$ , které je přímo úměrné proudu v koncovém stupni. Napětí na těchto rezistorech je přivedeno přes RC člen typu dolní propust na vstup komparátoru označeného jako  $IC14$ . Dolní propust realizována rezistorem  $R_{57}$  a kondenzátorem  $C_{70}$  slouží k odfiltrování napěťových špiček a k vytvoření obálky stejnosměrného napětí, jehož velikost je úměrná střední hodnotě proudu v koncovém stupni. Přes napěťový dělič, který je tvořen rezistory  $R_{85}$  a  $R_{87}$ , je napětí z výkonových rezistorů  $R_{47}$  a  $R_{48}$  přivedeno na vstup komparátoru označeného jako  $IC14B$ . Poměr rezistorů  $R_{85}$  a  $R_{87}$  udává maximální špičkový proud, který může téci koncovým stupněm aniž by reagovala zkratová ochrana realizována těmito rezistory a již jmenovaným komparátorem s označením  $IC14B$ . Referenční úroveň napětí, která je určena pro zkratovou a nadproudovou ochranu, je realizována pomocí napěťového děliče složeného z rezistorů  $R_{61}$  a  $R_{63}$  a trimru  $R_{59}$ . Tímto trimrem lze nastavit maximální přípustné hodnoty protékajícího proudu koncovým stupněm. [3], [7]

Tepelná ochrana je realizována pomocí komparátoru označeného jako *IC16A* a termistoru  $R_{70}$ , který je přiložen k chladiči výkonových tranzistorů a při teplotě 90°C sníží svůj odpor na 8kΩ. Rezistory  $R_{72}$  a  $R_{73}$  slouží k vytvoření referenčního napětí komparátoru vyhodnocujícího přehřátí výkonových tranzistorů. Výstupy komparátorů, které jsou označeny jako *IC14A*, *IC14B* a *IC16A*, jsou spojeny a v případě aktivace libovolné ochrany je na jejich výstupu nízká úroveň napětí odpovídající logické 0. [7]

Dojde-li k aktivaci ochran, pak je logickými členy na vstup *SD* příslušných budičů IR2110 přivedena hodnota napětí o vyšší logické úrovni, čímž jsou budiče do 110 ns deaktivovány. Samotné vyhodnocení nadlimitních stavů proběhne nejdříve za 300 ns. Aktivace ochrany je zobrazena pomocí červené LED diody s označením LED-L53SRC DW připojené k „wago“ svorkám, jež jsou označeny jako *LED\_PROB*. [18], [20], [21]

Logické členy zde zajišťují funkci klopného obvodu, který se v případě aktivace deaktivuje pouze odstraněním poruchy se současným odpojením koncového zesilovače od elektrické sítě síťovým vypínačem. [20], [21]

## 7.4 Výpočet koncového stupně

U výstupního filtru bude při výpočtu zvolena Butterworthova aproximace, pro kterou platí [16]

$$L_1 + L_2 = 64 \cdot (C_{48} + C_{49} + C_{50}), \quad (7.1)$$

kde cívky  $L_1$  a  $L_2$  jsou použity ve výstupním filtru koncového zesilovače spolu s kondenzátory  $C_{48}$  až  $C_{50}$ .

Mezní frekvence  $f_{\text{filtru}}$  výstupního filtru je podle tab. 7.1 rovna 30 kHz. Obecný vztah pro výpočet mezní frekvence filtru z hodnot použitých pasivních prvků je

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}, \quad (7.2)$$

kde  $f$  představuje mezní frekvenci filtru,  $L$  zastupuje indukčnost použité cívky a  $C$  představuje kapacitu kondenzátoru. Z napsaného obecného vztahu 7.2 lze odvodit celkovou kapacitu kondenzátorů  $C_{48}$  až  $C_{50}$ , která činí 660 nF. Kapacita jednoho kondenzátoru bude rovna 220nF. Vypočtená hodnota společné indukčnosti cívek  $L_1$  a  $L_2$  je podle vzorce 7.1 rovna 42,2μH. Jedna cívka tak bude mít indukčnost rovnu 21,1 μH.

Kapacita kondenzátoru  $C_{54}$ , který je obsažen v kompenzačním RC filtru je dána vztahem [3]

$$C_{54} = \frac{L_{REPRO}}{R_{REPRO}^2} = \frac{15 \cdot 10^{-6}}{6,3^2} = 377 \text{ nF}, \quad (7.3)$$

kde  $L_{REPRO}$  představuje indukčnost cívky připojeného reproduktoru a  $R_{REPRO}$  představuje jeho vnitřní odpor. Výsledná dosazená kapacita kondenzátoru  $C_{54}$  je 330nF.

Hodnoty rezistorů  $R_{42}$  a  $R_{43}$ , které společně s kondenzátorem  $C_{54}$  realizují kompenzační filtr, jsou shodné a jsou dány vztahem [3]

$$R_{42} = R_{43} = \frac{1,25 \cdot R_{REPRO}}{2} = \frac{1,25 \cdot 6,3}{2} = 3,94\Omega, \quad (7.4)$$

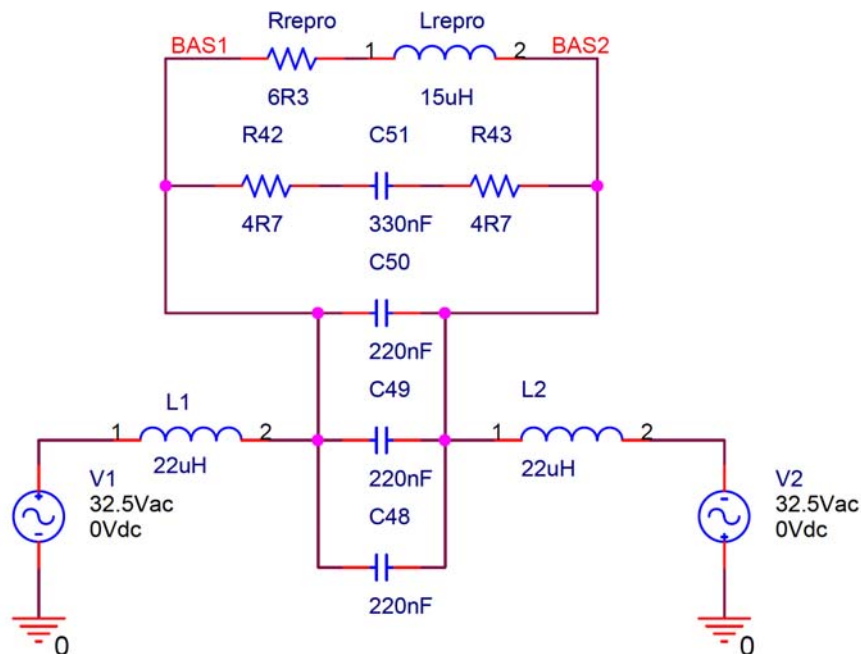
kde  $R_{REPRO}$  představuje vnitřní odpor připojeného reproduktoru. Výsledný dosazený odpor rezistorů  $R_{42}$  a  $R_{43}$  je roven  $4,7\Omega$ .

Počet závitů potřebných k navinutí cívky  $L_1$  i cívky  $L_2$  na železoprachová jádra s označením T 157-26 ve výstupním filtru je dán vztahem

$$N_1 = N_2 = 100 \cdot \sqrt{\frac{L_{1,2}}{L_{jm}}} = 100 \cdot \sqrt{\frac{21,1 \cdot 10^{-6}}{970 \cdot 10^{-6}}} = 14,71 \approx 15 \text{ závitů}, \quad (7.5)$$

kde  $N_1$  a  $N_2$  vyjadřuje počet potřebných závitů,  $L_{1,2}$  zastupuje požadovanou velikost indukčnosti cívek a  $L_{jm}$  zastupuje katalogovou hodnotu indukčnosti železoprachového jádra, na kterém je navinuto 100 závitů.

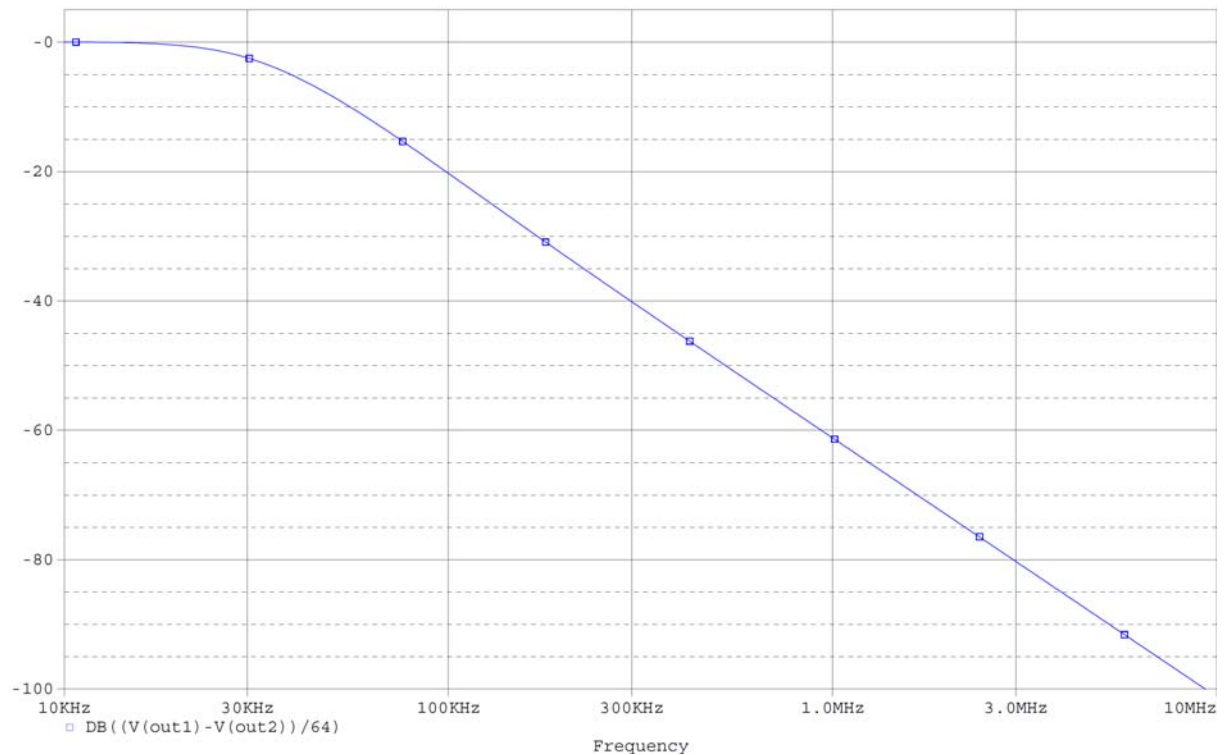
## 7.5 Simulace výstupního filtru



Obr. 7.2: Schéma simulovaného výstupního filtru.

Na obr. 7.2 je zobrazeno simulační schéma výstupního filtru nelineárního koncového zesilovače včetně kompenzačního RC filtru. Výstup koncového zesilovače je označen svorkami  $BAS1$  a  $BAS2$  a je zatížen reálným reproduktorem s indukčností  $L_{repro}$  a odporem  $R_{repro}$ . Zapojení simulovaného výstupního filtru koresponduje s návrhem na obr. 7.1. a s výpočty v kapitole 7.4.

Výsledek simulace je zobrazen na obr. 7.3, kde lze pozorovat přenosovou charakteristiku výstupního filtru zatíženého reálným reproduktorem. Pomocí simulačního programu PSpice byla odečtena mezní frekvence filtru 31,1 kHz na poklesu přenosu o  $-3$  dB oproti maximálnímu přenosu. V užitečném audio pásmu, které se pohybuje do maximálního kmitočtu 20 kHz, má výstupní filtr útlum pouze  $-0,485$  dB. Útlum výstupního filtru na spínacím kmitočtu  $f_{SPF}$ , který je roven 324 kHz podle simulace v kapitole 6.5.1, je  $-41,5$  dB. Strmost výstupního filtru je lineární a podle programu PSpice dosahuje v lineární oblasti poklesu  $-12$  dB/okt.



Obr. 7.3: Přenosová charakteristika výstupního filtru.

## 8 Návrh napěťového zdroje pro vstupní obvody

Napěťové zdroje napájející řídicí elektroniku zařízení nemívají velké výkony, ale je u nich kladen velký důraz na stabilitu výstupního napětí. Přesné úrovně napájecího napětí lze dosáhnout stabilizací zenerovou diodou nebo stabilizátorem napětí s označením 78xx pro kladnou úroveň napětí či 79xx pro zápornou úroveň napětí. [9], [10]

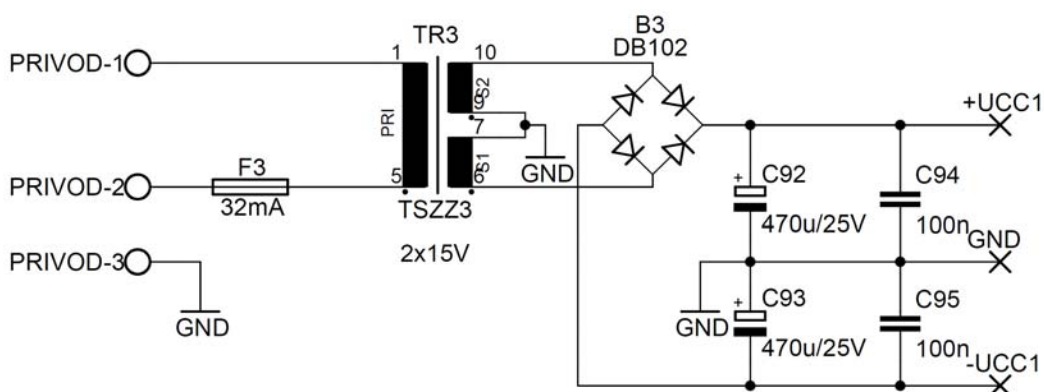
### 8.1 Vlastnosti napěťového zdroje pro vstupní obvody

Zdroj napájející vstupní obvody, tj. symetrický předzesilovač a aktivní výhybku, nebude stabilizovaný, neboť stabilizace napájecího symetrického napětí bude provedena přímo na DPS vstupních obvodů ( viz. kapitola 4 a 5 ).

Tab. 8.1: Parametry navrhovaného napěťového zdroje pro vstupní obvody.

Parametr	Hodnota
Zdánlivý výkon transformátoru	$S_{TR3} = 3 \text{ VA}$
Efektivní napětí sekundárního vnutití transformátoru	$U_{STR3} = \pm 15 \text{ V}$

### 8.2 Schéma napěťového zdroje pro vstupní obvody



Obr. 8.1: Schéma napěťového zdroje pro řídicí elektroniku.

### 8.3 Funkce napěťového zdroje pro vstupní obvody

Síťový transformátor, který je na obr. 8.1 označen jako  $TR_3$  je přes pojistku  $F_3$  připojen k rozvodné síti elektrické energie. Usměrnění střídavého napětí z transformátoru realizuje diodový můstek označený jako  $B_3$ . Filtraci a blokaci výstupního symetrického napětí zdroje realizují kondenzátory  $C_{92}$  až  $C_{95}$ . Výstup z napěťového zdroje pro vstupní obvody je realizován pájecími body, které jsou na obr. 8.1 označeny jako  $UCC1$ .

## 9 Návrh napěťového zdroje pro PWM modulátory

Krátký úvod o napájecích zdrojích navazuje na úvod z předchozí 8. kapitoly. Napěťové zdroje pro řídicí elektroniku mají za úkol i galvanické oddělení napájecího napětí od ostatních bloků. Jedině galvanickým oddělením dílčích bloků lze zamezit vzniku zemních smyček, které vnášejí do užitečného signálu nežádoucí silné rušení.

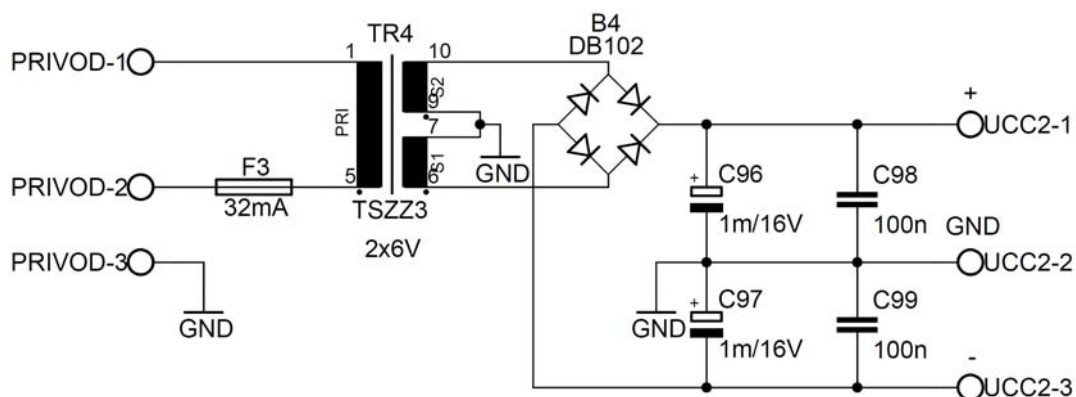
### 9.1 Vlastnosti napěťového zdroje pro PWM modulátory

Zdroj napájející PWM modulátory nebude stabilizovaný z důvodu stabilizace napájecího symetrického napětí přímo na DPS PWM modulátorů ( viz. kapitola 6 ). Jestliže je stabilizace napájecího napětí provedena přímo na DPS PWM modulátorů, pak úbytky napětí na přírodních napájecích vodičích nemají vliv na kvalitu napájení obvodů.

Tab. 9.1: Parametry navrhovaného napěťového zdroje pro PWM modulátory.

Parametr	Hodnota
Zdánlivý výkon transformátoru	$S_{TR4} = 3 \text{ VA}$
Efektivní napětí sekundárního vynutí transformátoru	$U_{STR4} = \pm 6 \text{ V}$

### 9.2 Schéma napěťového zdroje pro PWM modulátory



Obr. 9.1: Schéma napěťového zdroje pro PWM modulátory.

### 9.3 Funkce napěťového zdroje pro PWM modulátory

Síťový transformátor  $TR_4$  je připojen k rozvodu elektrické energie přes pojistku  $F_3$  a svorkovnici, která je označená na obr. 9.1 jako *PRIVOD*. Shodnou pojistku i svorkovnici využívá i předchozí navržený napěťový zdroj pro vstupní obvody. Oba tyto zdroje jsou z důvodu úspory místa umístěny na stejné DPS. Zapojení zdroje pro PWM modulátory je shodné s napěťovým zdrojem pro vstupní obvody. Výstup navrhovaného zdroje je na obr. 9.1 označen jako *UCC2* a je vyveden z DPS pomocí „wago“ svorek.

## 10 Návrh napětového zdroje pro koncové zesilovače

Napětové zdroje větších výkonů, které k transformaci síťového napětí používají výkonné toroidní transformátory a k filtraci velké hodnoty kapacit filtračních kondenzátorů, po připojení ke zdroji elektrické energie vyvolají velký počáteční proudový odběr. Tato proudová špička může vyvolat výpadek jistícího prvku v rozvodné skříni elektrické sítě. Proto je nutné výkonné napájecí zdroje vybavit obvodem „soft start“.

„Soft start“ zajišťuje plynulý náběh proudového odběru napájecího zdroje z rozvodu elektrické energie a to tak, že do série s primárním vinutím transformátoru napětí je po dobu nabíjení filtračních kapacit kondenzátorů vložen výkonový rezistor. Po překročení definované úrovně napětí na filtračních kondenzátorech je výkonový rezistor přemostěn kontakty relé.

### 10.1 Vlastnosti napětového zdroje pro koncové zesilovače

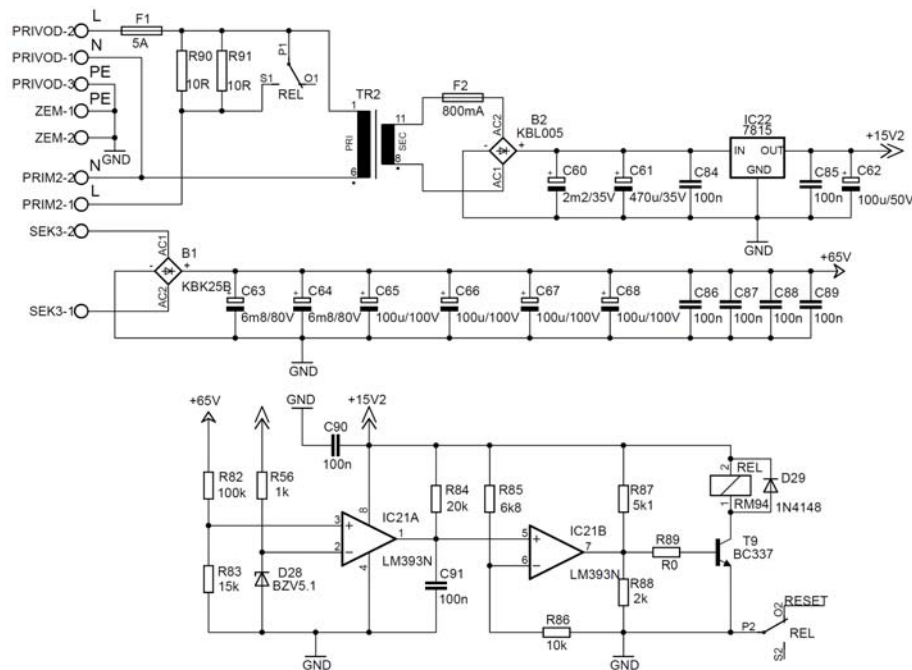
Napětový zdroj pro koncové zesilovače bude složen z dvou síťových transformátorů. První síťový transformátor menšího výkonu a napětí bude napájet budiče výkonových tranzistorů, ochrany koncových stupňů nelineárního zesilovače a obvod „soft start“. Druhý toroidní transformátor bude napájet samotné koncové stupně.

Tab. 10.1: Parametry navrhovaného napětového zdroje pro koncové zesilovače.

Parametr	Hodnota
Zdánlivý výkon transformátorů	$S_{TR1} = 1 \text{ kVA}$
	$S_{TR2} = 10 \text{ VA}$
Efektivní napětí sekundárních vnutí transformátorů	$U_{STR1} = 48 \text{ V}$
	$U_{STR2} = 15 \text{ V}$
Doplňkové zapojení	„soft start“



## 10.2 Schéma napěťového zdroje pro koncové zesilovače



Obr. 10.1: Schéma napěťového zdroje pro koncové zesilovače.

## 10.3 Funkce napěťového zdroje pro koncové zesilovače

Transformátor, který je označen na obr. 10.1 jako  $TR_2$ , napájí přes stabilizátor napětí  $IC22$  budiče výkonových tranzistorů IR2110, ochrany koncových stupňů a obvod „soft startu“. Tento obvod je realizován pomocí komparátorů, které jsou označeny jako  $IC21A$  a  $IC21B$ . Na první komparátor je přes napěťový dělič realizovaný rezistory  $R_{82}$  a  $R_{83}$  přivedeno napájecí napětí koncových stupňů z usměrněného sekundárního vinutí transformátoru  $TR_1$ , které je připojeno na „wago“ svorky s označením  $SEK3$ . Výstupní napětí nezátíženého děliče je porovnáváno prvním komparátorem s referenční hodnotou napětí na zenerově diodě, která je označena jako  $D_{28}$ . Jestliže dosáhne napětí na filtračních kondenzátorech  $C_{83}$  až  $C_{89}$  definované úrovně, pak je výstup komparátoru  $IC21A$  otevřen a přes rezistor  $R_{84}$  je nabíjen kondenzátor  $C_{91}$ . Tento RC člen má za úkol vnést do výstupního napětí komparátoru  $IC21A$  jisté zpoždění, které zamezí zákmitu výstupního napětí na tomto komparátoru. V momentě, kdy kondenzátor  $C_{91}$  dosáhne jisté úrovně napětí definované pomocí napěťového děliče složeného z rezistorů  $R_{85}$  a  $R_{86}$ , dojde k otevření výstupu komparátoru označeného jako  $IC21B$ . Na bázi tranzistoru  $T_9$  je tak přivedeno napětí dané napěťovým děličem, který je složen z rezistorů  $R_{87}$  a  $R_{88}$ . Zavření tranzistoru  $T_9$  způsobí sepnutí relé, které přes kontakty  $P_1$  a  $S_1$  přemostí výkonové rezistory  $R_{90}$  a  $R_{91}$ . Primární vinutí transformátoru  $TR_1$  je pak přímo připojeno přes „wago“ svorky  $PRIM2$  k rozvodné síti elektrické energie.

Kontakty relé  $P_2$  a  $O_2$ , které jsou v době činnosti „soft startu“ sepnuty, připojují vodič  $RESET$  na nulový potenciál (GND). Ten je připojen na logické obvody ochrany koncových stupňů nelineárního zesilovače (viz. kapitola 7) a zabraňuje aktivaci budičů výkonových tranzistorů v době činnosti „soft startu“.

## 10.4 Výpočet napět'ového zdroje pro koncové zesilovače

Hodnota rezistoru  $R_{83}$  z napět'ového děliče, který přivádí na vstup komparátoru napájecí napětí koncových stupňů zesilovače, je dána vztahem

$$R_{83} = \frac{U_{ZD28} \cdot R_{82}}{U_{STR1} - U_{ZD28}} = \frac{5,1 \cdot 100 \cdot 10^3}{48 - 5,1} = 11,88 \text{ k}\Omega, \quad (10.1)$$

kde  $U_{ZD28}$  vyjadřuje velikost referenčního napětí na zenerově diodě  $D_{28}$ ,  $R_{82}$  zastupuje zvolenou hodnotu rezistoru v napět'ovém děliči a  $U_{STR1}$  vyjadřuje velikost efektivního napětí na sekundárním vinutí transformátoru  $TR_1$ . K větší spolehlivosti „soft startu“ je zvolena hodnota  $R_{83}$  rovna 15 k $\Omega$ . Komparátor tím nebude reagovat na napět'ové skoky napájecího napětí koncových stupňů nelineárních zesilovačů.

Jestliže dojde k otevření komparátoru  $IC21B$ , pak je vlivem vytvořeného úbytku napětí na rezistoru  $R_{88}$  otevřen tranzistor  $T_9$ . Hodnota rezistoru  $R_{88}$  je dána vztahem

$$R_{88} = \frac{U_{SATT9} \cdot R_{87}}{U_{V2} - U_{SATT9}} = \frac{4 \cdot 5,1 \cdot 10^3}{15 - 4} = 1854 \Omega, \quad (10.2)$$

kde  $U_{SATT9}$  vyjadřuje velikost saturačního napětí tranzistoru  $T_9$ ,  $R_{87}$  zastupuje zvolenou hodnotu rezistoru v napět'ovém děliči a  $U_{V2}$  vyjadřuje velikost napájecího napětí obvodu. Hodnota rezistoru  $R_{88}$  je na základě výpočtu zvolena 2 k $\Omega$ .

# 11 Návrh chlazení výkonových tranzistorů

U zesilovačů třídy D je obvyklé, že přibližně ( 5 – 15 ) % odebíraného výkonu se přemění na teplo, které je potřeba z výkonových tranzistorů odvést a rozptýlit do okolí. K tomuto účelu slouží navrhovaný chladič.

## 11.1 Výpočet chladiče

K výpočtu tepelného odporu chladiče je důležité nejdříve zjistit předpokládanou účinnost koncového zesilovače a tím i jeho tepelné ztráty.

Výpočet výkonové ztráty vedením proudu  $P_{ved}$  jednoho výkonového tranzistoru IRFB5615 je dán vztahem [3]

$$P_{ved} = \frac{P_{Výstup}}{R_{repro}} \cdot 2 \cdot R_{DS} = \frac{400}{6,3} \cdot 2 \cdot 32 \cdot 10^{-3} = 4,06W, \quad (11.1)$$

kde  $P_{Výstup}$  zastupuje jmenovitý výkon koncového zesilovače dodaného do reproduktoru s reálným odporem  $R_{repro}$  a  $R_{DS}$  zastupuje jmenovitý odpor výkonového tranzistoru v sepnutém stavu.

Výpočet spínacích ztrát  $P_{sp}$ , které jsou způsobeny spínáním a rozpínáním jednoho výkonového tranzistoru IRFB5615 je dán vztahem [3], [19]

$$\begin{aligned} P_{sp} &= \frac{5}{24} \cdot \frac{\sqrt{\frac{P_{Výstup}}{R_{repro}} \cdot 2 \cdot \sqrt{2}}}{\pi} \cdot U_{STR1} \cdot \sqrt{2} \cdot (t_r + t_f) \cdot f_{SPF} + \\ &+ \frac{1}{2} \cdot C_{OSS} \cdot (U_{STR1} \cdot \sqrt{2})^2 \cdot f_{SPF} + \frac{1}{2} \cdot Q_{RR} \cdot (U_{STR1} \cdot \sqrt{2})^2 \cdot f_{SPF} = \\ &= \frac{5}{24} \cdot \frac{\sqrt{\frac{400}{6,3}} \cdot 2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot 48 \cdot \sqrt{2} \cdot (23,1 + 13,1) \cdot 10^{-9} \cdot 324 \cdot 10^3 + \\ &+ \frac{1}{2} \cdot 155 \cdot 10^{-12} \cdot (48 \cdot \sqrt{2})^2 \cdot 324 \cdot 10^3 + \frac{1}{2} \cdot 312 \cdot 10^{-9} \cdot 48 \cdot \sqrt{2} \cdot 324 \cdot 10^3 = \\ &= 1,189 + 0,115 + 3,43 = 4,73W \end{aligned} \quad (11.2)$$

kde  $P_{Výstup}$  zastupuje jmenovitý výkon koncového zesilovače dodaného do reproduktoru s reálným odporem  $R_{repro}$ ,  $U_{STR1}$  vyjadřuje velikost efektivního napětí na sekundárním vinutí transformátoru  $TR_1$ ,  $f_{SPF}$  zastupuje frekvenci generátoru trojúhelníkového signálu odečtenou pomocí programu PSpice v 6. kapitole,  $C_{OSS}$  představuje výstupní kapacitu výkonového tranzistoru a  $Q_{RR}$  představuje velikost zotavovacího náboje tohoto tranzistoru.

Výpočet ztrát  $P_{gate}$ , které jsou způsobeny transferem náboje na elektrodu „gate“ výkonového tranzistoru je dán vztahem [3], [19]

$$P_{gate} = Q_G \cdot U_{V2} \cdot f_{SPF} = 26 \cdot 10^{-9} \cdot 15 \cdot 324 \cdot 10^3 = 0,126W, \quad (11.3)$$

kde  $Q_G$  zastupuje velikost náboje přivedeného na hradlo „gate“ výkonového tranzistoru a  $U_{V2}$  představuje velikost napájecího napětí budičů výkonových tranzistorů.

Celková velikost ztrát  $P_{MOSFET}$  na výkonovém tranzistoru IRFB5615 je dána součtem předchozích výsledků [3]

$$P_{MOSFET} = P_{ved} + P_{sp} + P_{MOSFET} = 4,06 + 4,73 + 0,126 = 8,91W, \quad (11.4)$$

Výsledná účinnost  $\eta$  koncového stupně nelineárního zesilovače je dána následujícím vztahem [3]

$$\eta = \frac{P_{Výstup}}{P_{Výstup} + 2 \cdot P_{MOSFET} + 2 \cdot P_{cívka}} \cdot 100 = \frac{400}{400 + 2 \cdot 8,91 + 2 \cdot 2} \cdot 100 = 94,8\%, \quad (11.5)$$

kde  $P_{Výstup}$  zastupuje jmenovitý výkon koncového zesilovače dodaného do reproduktoru,  $P_{MOSFET}$  vyjadřuje velikost ztrát jednoho výkonového tranzistoru a  $P_{cívka}$  zastupuje předpokládané výkonové ztráty v cívce výstupního filtru.

Z teoretické účinnosti  $\eta$  koncového stupně nelineárního zesilovače lze stanovit celkový ztrátový výkon obou nelineárních koncových zesilovačů použitých v zapojení výkonového zesilovače. Celkový ztrátový výkon  $P_{ZC}$  je dán vztahem [3]

$$P_{ZC} = 2 \cdot P_{Výstup} \cdot \frac{100 - \eta}{100} = 2 \cdot 400 \cdot \frac{100 - 94,8}{100} = 41,6W, \quad (11.6)$$

kde  $P_{Výstup}$  zastupuje jmenovitý výkon koncového zesilovače dodaného do reproduktoru.

Z výše vypočteného výsledku celkových ztrát  $P_{ZC}$  výkonového zesilovače lze odvodit potřebný tepelný odpor  $R_{th}$  navrhovaného chladiče, který je dán vztahem [3]

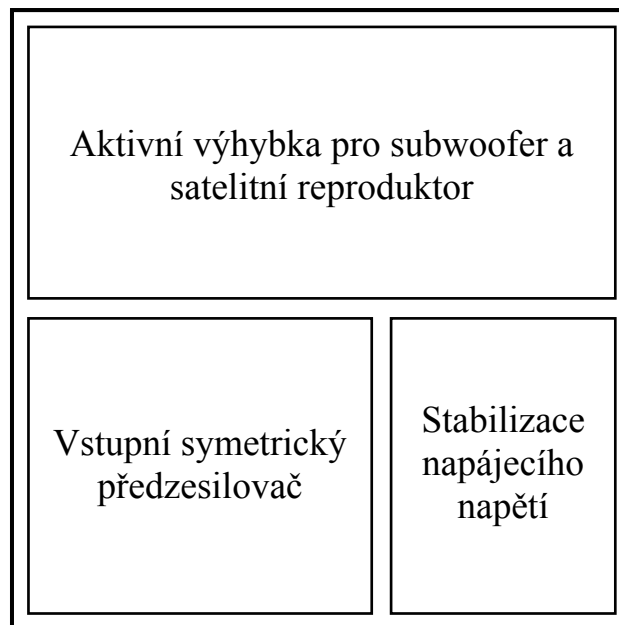
$$R_{th} = \frac{T_m - T_a}{P_{ZC}} = \frac{90 - 35}{41,6} = 1,32K/W, \quad (11.7)$$

kde  $T_m$  zastupuje maximální pracovní teplotu chladiče výkonového zesilovače,  $T_a$  vyjadřuje okolní teplotu a  $P_{ZC}$  vyjadřuje velikost celkového ztrátového výkonu výkonového zesilovače. Výsledné hodnotě  $R_{th}$  odpovídá chladič s označením CHL32A/60, jehož  $R_{th}$  je rovno 1,3 K/W. Dosazený chladič je komerčně distribuován obchodním řetězcem EZK.

## 12 Návrh mechanického uspořádání

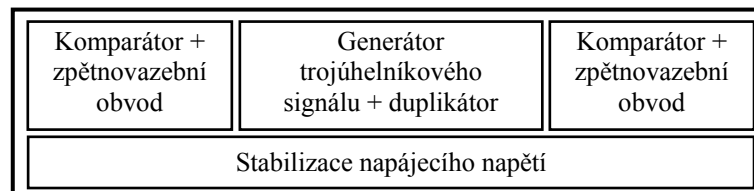
Navrhovaný výkonový zesilovač, který je určen pro aktivní reprosoustavu, bude zabudován do reproduktoru subwooferu, kde bude aktivně chlazen pohybem vzduchu. Pohyb vzduchu zajišťuje zdvih basového reproduktoru.

Celkové zapojení výkonového zesilovače je rozděleno na čtyři DPS, jejichž grafické rozvržení funkčních bloků je popsáno na obr. 12.1 až obr. 12.4.



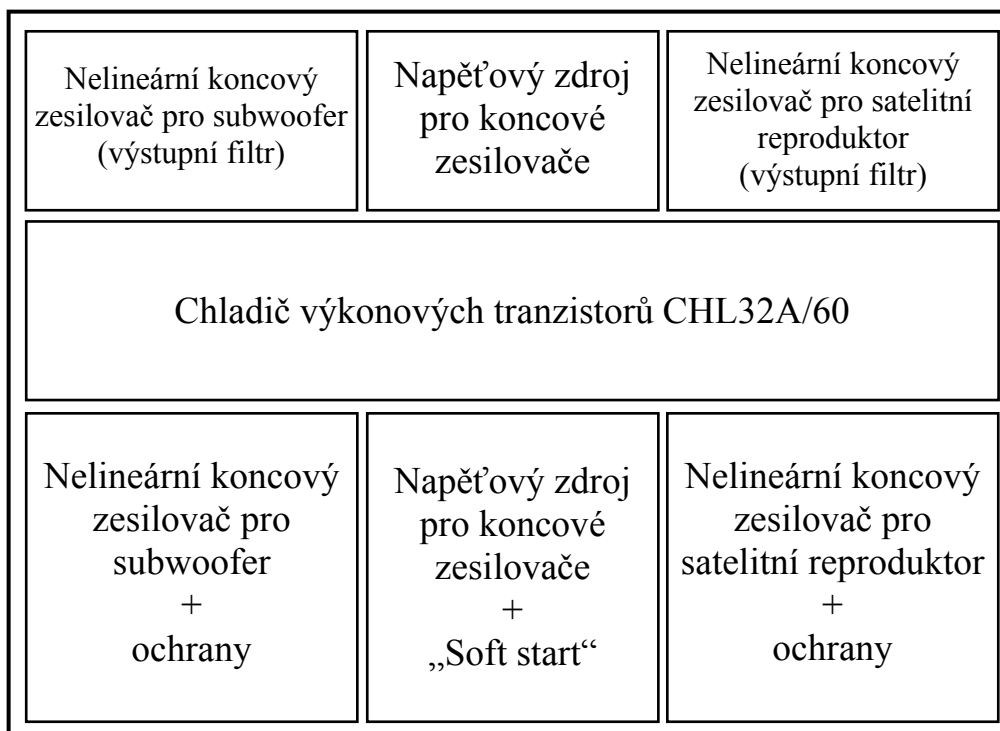
Obr. 12.1: Uspořádání DPS vstupních obvodů, rozměr desky 110 x 105 [mm], měřítko M 3:4.

Mechanické uspořádání dílčích bloků na DPS vstupních obvodů je zřejmé z obr. 12.1. Blok vstupního symetrického předzesilovače společně s blokem aktivní výhybky tvoří funkční celek, který je v práci označován jako vstupní obvody. Na této DPS dochází k zesílení vstupního signálu a k rozdělení signálu na dvě frekvenční pásma, která jsou dále zpracovávána v bloku PWM modulátorů.



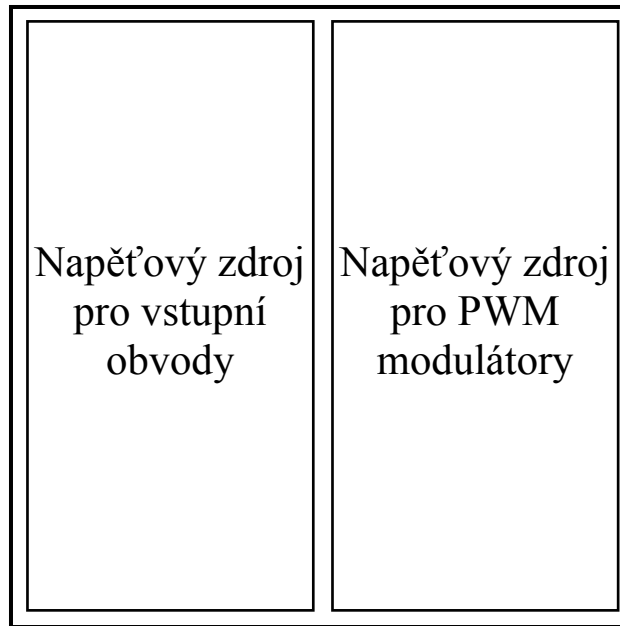
Obr. 12.2: Uspořádání DPS PWM modulátorů, rozměr desky 50 x 190 [mm], měřítko M 1:2.

Na obr. 12.2 je znázorněno navržené mechanické uspořádání dílčích částí PWM modulátorů. Jejich pojmenování se nalézá v kapitole 6.3 a vyplývá z funkce těchto dílčích částí. Deska plošného spoje PWM modulátorů bude umístěna nad DPS koncových stupňů nelineárních zesilovačů. Tyto moduly budou mezi sebou propojeny pomocí krátkých a silných vodičů, které zároveň poslouží jako distanční sloupky.



Obr. 12.3: Uspořádání DPS koncových zesilovačů, rozměr desky 280 x 200 [mm], měřítko M 1:2.

Na obr. 12.3 je zobrazeno mechanické uspořádání dílčích bloků DPS koncových zesilovačů, kde je kromě těchto koncových zesilovačů umístěn i blok napěťového zdroje pro koncové zesilovače. Velké filtrační kapacity kondenzátorů  $C_{63}$  a  $C_{64}$  napěťového zdroje jsou umístěny co nejbližší k výkonovým tranzistorům, aby nedocházelo k zbytečným výkonovým ztrátám na vedení DPS. Výstupní filtry nelineárních koncových zesilovačů jsou z důvodu omezení elektromagnetické interference umístěny za chladič výkonových tranzistorů. Bloky nelineárních koncových zesilovačů, které jsou umístěny před chladičem výkonových tranzistorů obsahují kromě budičů IR2110 výkonových tranzistorů i navržené typy ochrany ze 7. kapitoly. Mezi těmito bloky koncových zesilovačů je vložen blok napěťového zdroje, který napájí budiče výkonových tranzistorů, dále napájí ochrany koncových zesilovačů a také realizuje „soft start“.



Obr. 12.4: Uspořádání DPS napěťových zdrojů, rozměr desky 110 x 105 [mm], měřítko M 3:4.

Napěťové zdroje, které jsou navrženy v 8. a 9. kapitole, jsou umístěny na společnou DPS jak je to zobrazeno na obr. 12.4. Na tuto DPS bude umístěna pomocí distančních sloupků o délce 40 mm DPS vstupních obvodů. Odstínění transformátorů umístěných na DPS napěťových zdrojů bude provedeno pomocí uzemněného pozinkovaného plechu o tloušťce 0,55 mm.

## 13 Výsledky měření vstupních obvodů

### 13.1 Měření modulové kmitočtové charakteristiky

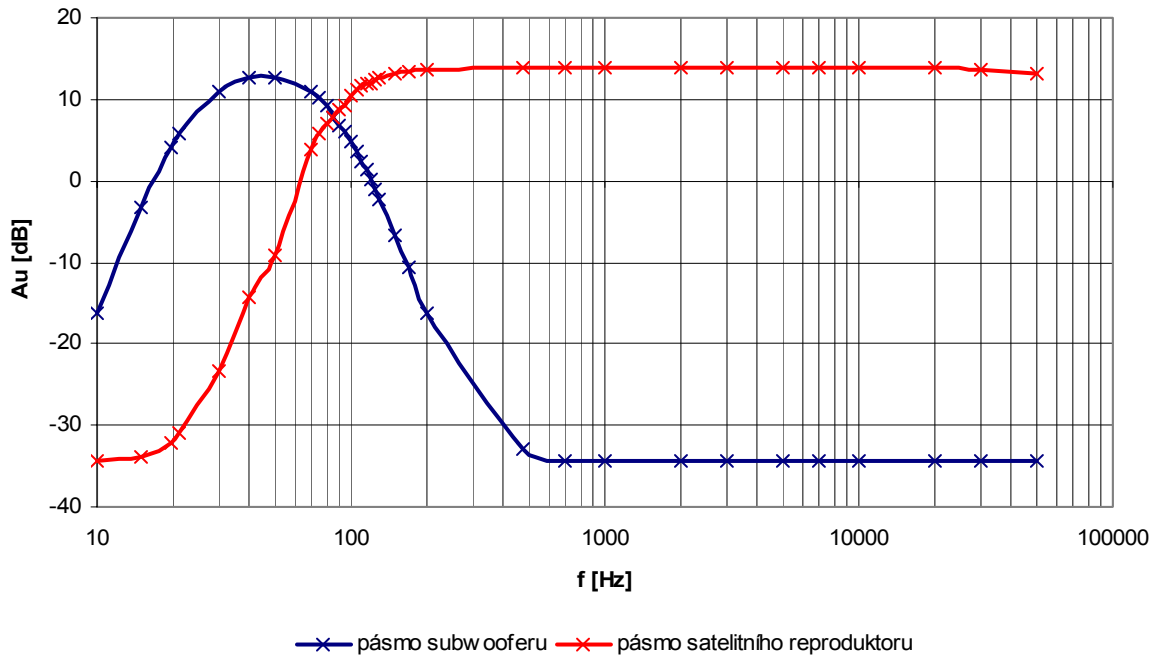
Naměřené hodnoty jsou uvedeny v tabulce 13.1, kde tučně vyznačené hodnoty odpovídají změřeným mezním kmitočtům pro stanovený pokles -6 dB ( viz. 5. kapitola ) oproti maximům obou změřených pásem vstupních obvodů. Symetrický vstup vstupních obvodů byl buzen harmonickým signálem o efektivní hodnotě  $U_{vst} = \pm 775$  mV, tato velikost vstupního napětí odpovídá jmenovité vstupní citlivosti, která je uvedena v tabulce 4.1. Širokopásmové měření výstupních napětí  $U_B$  a  $U_S$  bylo provedeno pomocí nízkofrekvenčního selektivního milivoltmetru Grundig MV 100 (režim milivoltmetru – broadb 88 kHz).

Tab. 13.1: Naměřené hodnoty kmitočtové modulové charakteristiky vstupních obvodů.

$f$ [Hz]	$U_B$ [V]	$Au_B$ [dB]	$U_S$ [mV]	$Au_S$ [dB]
10	0,12	-16,28	0,015	-34,34
15	0,54	-3,21	0,016	-33,78
20	1,28	4,28	0,019	-32,28
<b>21</b>	<b>1,70</b>	<b>6,74</b>	0,022	-31,02
30	2,76	10,95	0,053	-23,38
40	3,34	12,61	0,152	-14,22
50	3,40	12,76	0,276	-9,05
70	2,72	10,82	1,20	3,72
75	2,50	10,09	1,51	5,72
80	2,24	9,14	1,76	7,04
85	1,90	7,71	1,90	7,71
<b>90</b>	<b>1,70</b>	<b>6,74</b>	<b>1,97</b>	<b>8,03</b>
95	1,55	5,94	2,24	9,14
100	1,36	4,81	2,64	10,56
105	1,19	3,64	2,80	11,08
110	1,04	2,47	2,96	11,56
115	0,91	1,31	3,08	11,91
120	0,79	0,09	3,12	12,01
125	0,69	-1,09	3,30	12,5
130	0,61	-2,16	3,38	12,71
150	0,36	-6,74	3,44	12,86
170	0,23	-10,62	3,66	13,46
200	0,12	-16,28	3,80	13,73
500	0,015	-34,34	3,92	14
700	0,015	-34,34	3,92	14
1k	0,015	-34,34	3,92	14
2k	0,015	-34,34	3,92	14
3k	0,015	-34,34	3,92	14
5k	0,015	-34,34	3,92	14
7k	0,015	-34,34	3,92	14
10k	0,015	-34,34	3,92	14
20k	0,015	-34,34	3,92	14
30k	0,015	-34,34	3,74	13,6
50k	0,015	-34,34	3,52	13,06



### Modulová kmitočtová charakteristika



Obr. 13.1: Změřená modulová kmitočtová charakteristika vstupních obvodů.

Modulová kmitočtová charakteristika změřených vstupních obvodů je zřejmá z obr.13.2, kde modrá křivka znázorňuje přenos  $Au_B$  vstupních obvodů pro pásmo subwooferu a červená křivka znázorňuje přenos  $Au_S$  vstupních obvodů pro pásmo satelitních reproduktorů. Křivky se protínají na dělicím kmitočtu 90 Hz. Pro tento kmitočet má přenos pásma pro subwoofer útlum  $-6,02$  dB oproti maximálnímu přenosu a pro satelitní reproduktor  $-5,97$  dB oproti maximálnímu přenosu. Přenos pásma pro subwoofer je o  $1,24$  dB menší než pro pásmo satelitního reproduktoru. Mezní dolní frekvence pásma pro subwoofer je omezena subsonickým filtrem a je pro pokles  $-6$  dB oproti maximálnímu přenosu odečtena na kmitočtu 21 Hz. Minimální změřené přenosy obou pásem se pohybují od  $-48$  do  $-46$  dB oproti maximům přenosů a společně s velkou strmostí použitých aktivních filtrů, která dosahuje  $-21$  dB/okt., je zajištěna vynikající separace frekvenčních pásem.

## 13.2 Měření vstupního odporu

Vstupní obvody při měření vstupního odporu byly buzeny symetrickým signálem o velikosti napětí  $U_{vst} = \pm 775$  mV, jehož úroveň odpovídá vstupní citlivosti z tabulky 4.1. Mezi použitým generátorem harmonického průběhu a měřeným funkčním blokem vstupních obvodů byl vložen cejchovaný proměnný odpor, který společně s vnitřním vstupním odporem měřeného zařízení realizoval napěťový nezátížený dělič. Hodnota výstupního napětí bez vloženého proměnného odporu byla rovna  $U_S = 3,92$  V. Jestliže velikost cejchovaného proměnného odporu byla rovna  $20$  k $\Omega$ , pak výstupní napětí měřeného bloku kleslo na poloviční velikost tj.  $U_S = 1,96$  V. Změřená velikost vstupního odporu vstupních obvodů je tedy rovna  $R_{zvt} = 20$  k $\Omega$ .

### 13.3 Měření přebuditelnosti

Měření bylo provedeno na kmitočtu 1 kHz. Při úrovni vstupního symetrického napětí o velikosti  $U_{ILvst} = \pm 1,03$  V byla aktivována indikace nadlimitní úrovně vstupního napětí pomocí LEDI. Maximální velikost vstupního signálu, kdy ještě nedocházelo k limitaci výstupního signálu, byla změřena  $U_{Lvst} = \pm 1,18$  V. Tato velikost vstupního napětí odpovídala výstupní úrovni efektivního napětí  $U_S = 6,8$  V.

Z naměřených výsledků lze vypočítat úroveň vstupního napětí  $U_{ILdB}$  v dB, kdy je aktivována indikace nadlimitního stavu. Tato úroveň je dána vztahem

$$U_{ILdB} = 20 \cdot \log\left(\frac{U_{ILvst}}{0,775}\right) = 20 \cdot \log\left(\frac{1,03}{0,775}\right) = 2,47dB, \quad (13.1)$$

kde  $U_{ILvst}$  odpovídá naměřené velikosti napětí, kdy byla aktivována indikace nadlimitního stavu vstupního signálu.

Maximální úroveň vstupního signálu  $U_{LdB}$  v dB, kdy ještě nedocházelo k limitaci výstupního signálu, je dána vztahem

$$U_{LdB} = 20 \cdot \log\left(\frac{U_{Lvst}}{0,775}\right) = 20 \cdot \log\left(\frac{1,18}{0,775}\right) = 3,65dB, \quad (13.2)$$

kde  $U_{Lvst}$  odpovídá maximální naměřené velikosti vstupního napětí bez limitace výstupního signálu.

Přebuditelnost vstupních obvodů  $P$  v dB je dána vztahem

$$P = 20 \cdot \log\left(\frac{U_{Lvst}}{U_{vst}}\right) = 20 \cdot \log\left(\frac{1,18}{0,775}\right) = 3,65dB, \quad (13.3)$$

kde  $U_{Lvst}$  odpovídá maximální naměřené velikosti vstupního napětí bez limitace výstupního signálu a  $U_{vst}$  zastupuje jmenovitou citlivost vstupních obvodů z tabulky 4.1.

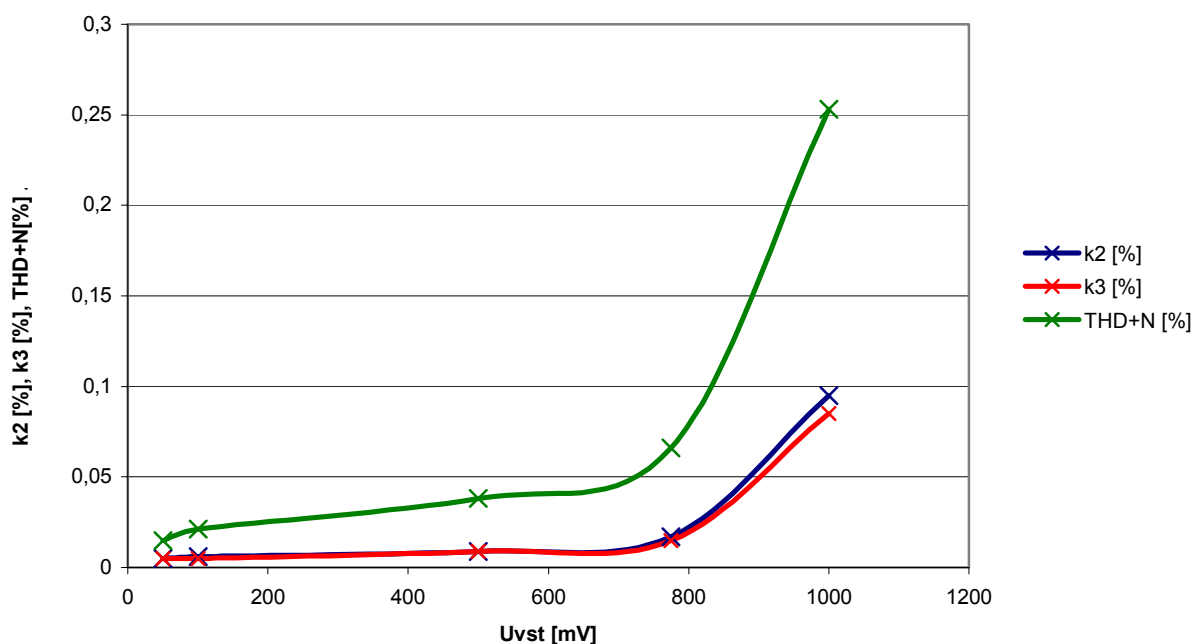
## 13.4 Měření harmonického zkreslení

Měření harmonického zkreslení bylo provedeno na kmitočtu 1 kHz pro pásmo satelitního reproduktoru ( SAT ) a na kmitočtu 60 Hz pro pásmo subwooferu ( SUB ) při různých úrovních vstupního napětí . Hodnoty harmonického zkreslení byly měřeny nízkofrekvenčním selektivním milivoltmetrem Grundig MV 100, který byl připojen na výstup vstupních obvodů.

Tab. 13.2: Naměřené hodnoty harmonického zkreslení vstupních obvodů.

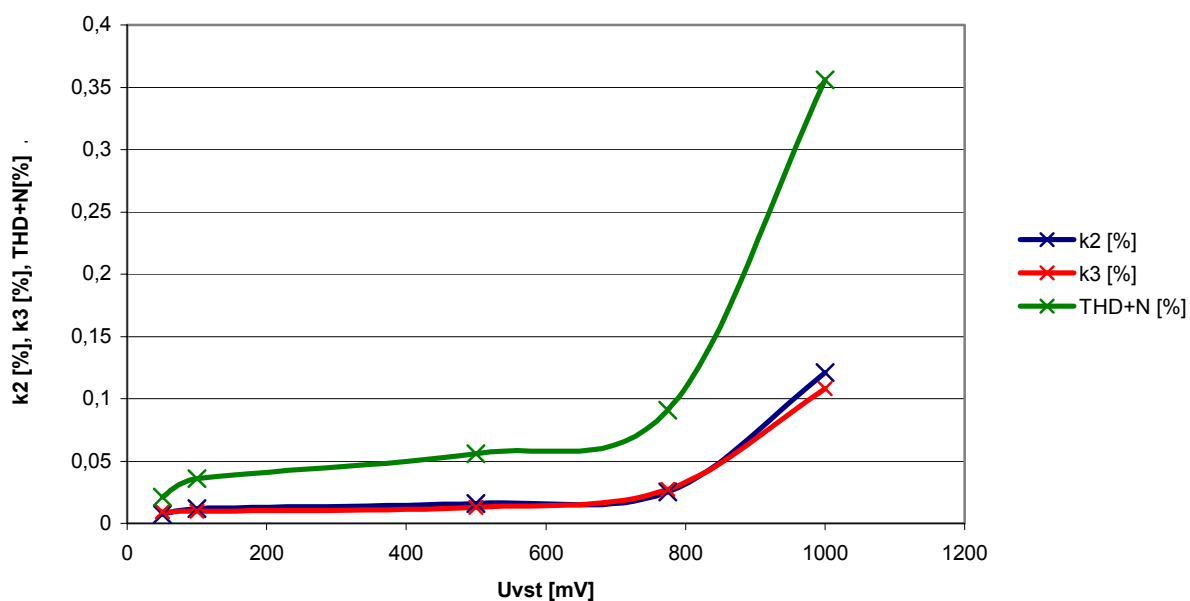
$U_{vst}$ [mV]	$U_{výst}$ [V]		$k_2$ [%]		$k_3$ [%]		$THD+N$ [%]	
	SUB	SAT	SUB	SAT	SUB	SAT	SUB	SAT
50	0,103	0,127	0,005	0,007	0,005	0,009	0,015	0,021
100	0,166	0,254	0,006	0,009	0,005	0,010	0,021	0,036
500	1,02	1,27	0,009	0,012	0,009	0,013	0,038	0,056
775	1,57	1,96	0,017	0,025	0,015	0,027	0,066	0,091
1000	2	2,51	0,095	0,121	0,085	0,125	0,253	0,356

Harmonické zkreslení frekvenčního pásma subwooferu



Obr. 13.2: Změřené harmonické zkreslení frekvenčního pásma subwooferu.

Harmonické zkreslení frekvenčního pásma satelitního reproduktoru



Obr. 13.3: Změřené harmonické zkreslení frekvenčního pásma satelitního reproduktoru.

## 13.5 Použité měřicí přístroje

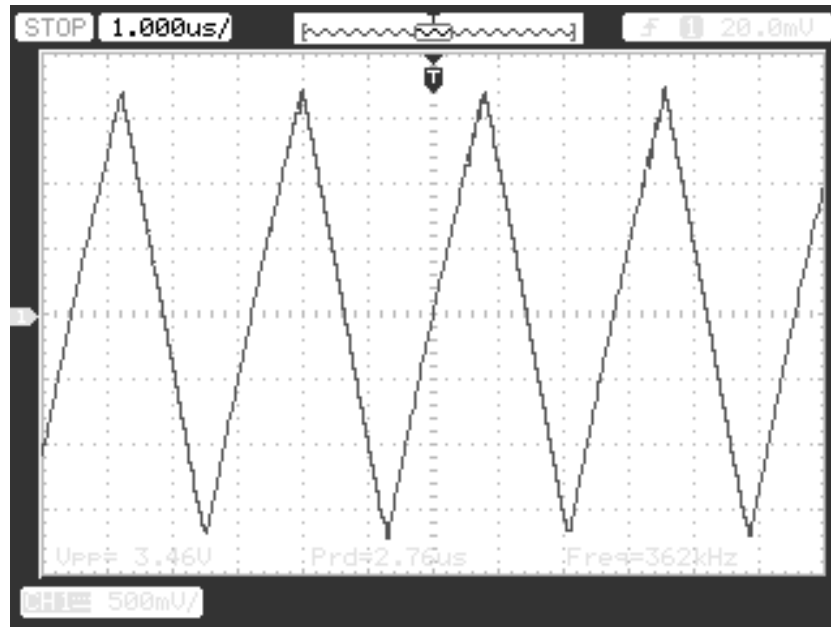
Přístroje použité k měření parametrů vstupních obvodů, které jsou uvedeny v kapitolách 13.1 až 13.4, byly součástí laboratoře PA-539 v budově P/01.

Tab. 13.3: Použité měřicí přístroje k měření parametrů vstupních obvodů.

Měřicí přístroj	Výrobce	Typ
Nízkofrekvenční funkční generátor	Agilent	33220A
Nízkofrekvenční selektivní milivoltmetr	Grundig	MV 100
Digitální osciloskop	Agilent	54621A 60 MHz
Vstupní cejchovaný proměnný odpor	-	100 kΩ

## 14 Výsledky měření PWM modulátoru

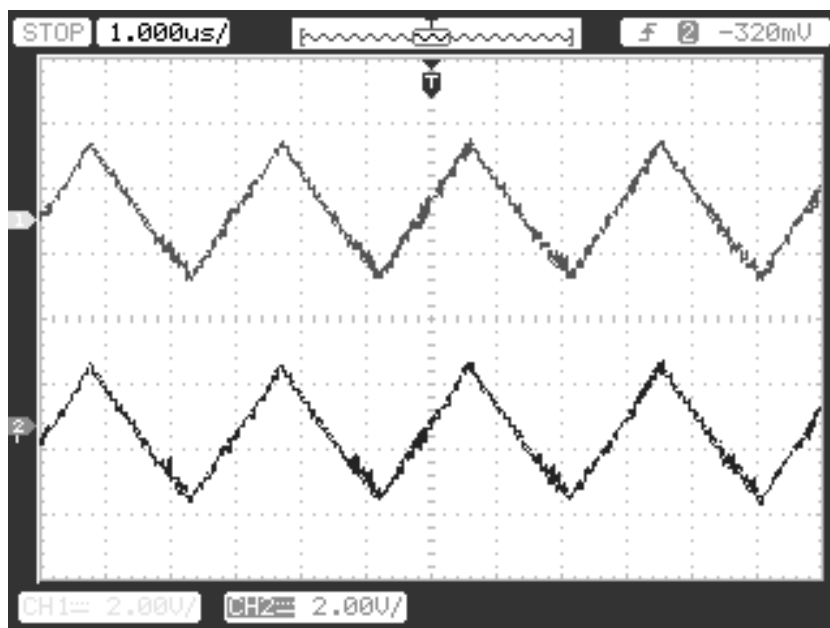
V této kapitole jsou zahrnuty parametry oživeného PWM modulátoru, který byl navržen a simulován v 6 kapitole. Zobrazené oscilogramy byly získány pomocí digitálního osciloskopu Agilent DSO 1012A.



Obr. 14.1: Oscilogram výstupního průběhu generátoru trojúhelníkového signálu.

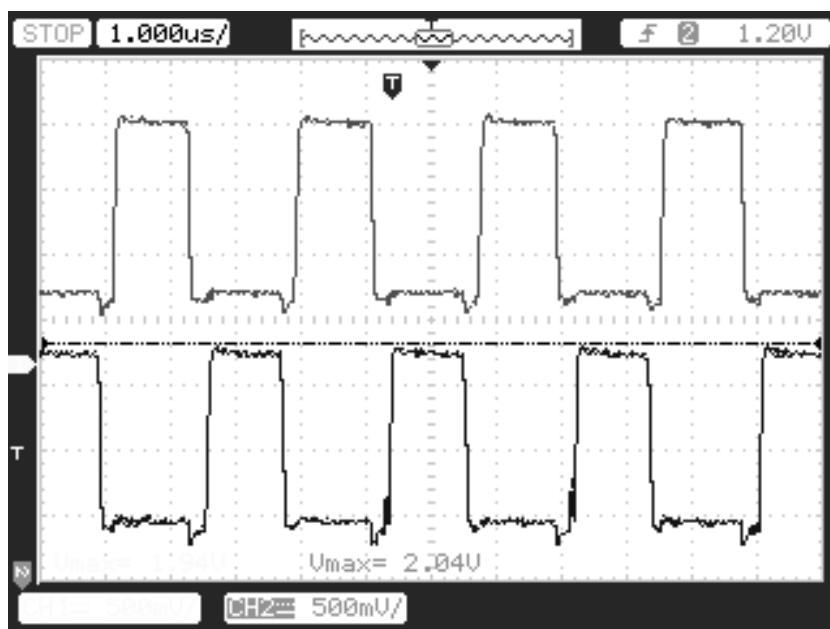
Tab. 14.1: Změřené parametry trojúhelníkového signálu.

Parametry	Hodnoty
Kmitočet $f_{ZPF}$ [ kHz ]	362
Doba náběžné hrany $t_{rise}$ [ $\mu$ s ]	1,4
Doba sestupné hrany $t_{fall}$ [ $\mu$ s ]	1,36
Střída [ % ]	50,72
Maximální napětí $U_{MAXTR}$ [ V ]	2,16
Minimální napětí $U_{MINTR}$ [ V ]	- 2,08



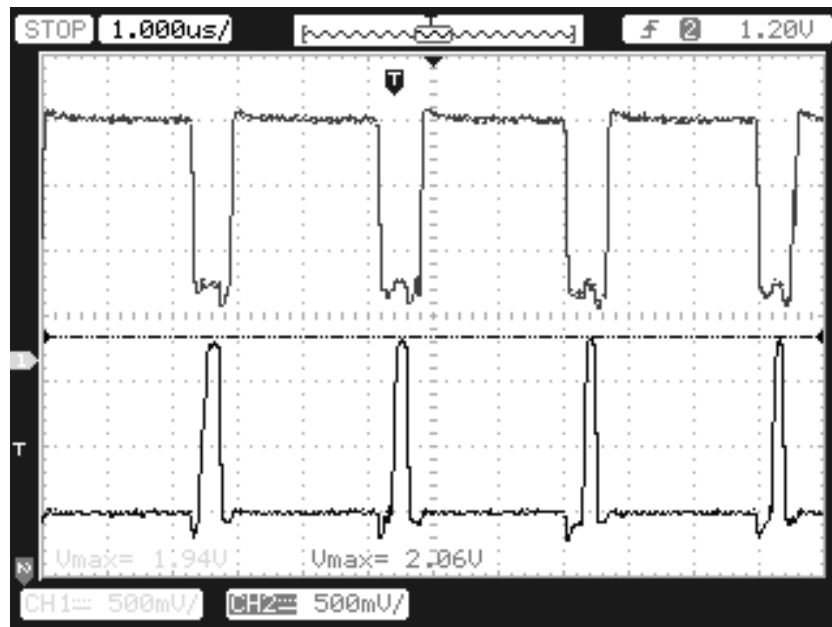
Obr. 14.2: Oscilogram výstupního průběhu duplikátoru trojúhelníkového signálu.

Obr. 14.2 znázorňuje výstupní průběh duplikátoru trojúhelníkového signálu. Ten realizuje duplikaci signálu zobrazeného na obr. 14.1. Do horního průběhu na obr. 14.2 je duplikátorem vnesena kladná stejnosměrná složka napětí o velikosti  $U_{offsetTR+} = 0,32$  V a do dolního průběhu, který je zobrazen na obr. 14.2, je duplikátorem vnesena záporná stejnosměrná složka napětí o velikosti  $U_{offsetTR-} = -0,28$  V. Celková velikost stejnosměrné složky mezi těmito trojúhelníkovými signály je  $U_{Zoffset} = 0,6$  V.



Obr. 14.3: Oscilogram výstupního průběhu PWM modulátoru.

Obdélníkové průběhy z komparátoru na výstupu PWM modulátoru jsou zobrazeny na obr.14.3, kde horní průběh byl měřen na pájecím bodu DPS PWM modulátoru, který je označen na obr. 6.1 jako *LINS*, a dolní průběh byl měřen na pájecím bodu s označením *HINS*. Zobrazené výstupní průběhy z PWM modulátoru odpovídají nulové aktuální hodnotě připojeného vstupního nízkofrekvenčního signálu do modulátoru. Mezi signály *HINS* a *LINS* byl změřen „dead time“ o době  $t_{Zdeadtime} = 240$  ns.



Obr. 14.4: Oscilogram výstupního průběhu maximálně vybuzeného PWM modulátoru.

Maximální přípustná úroveň vstupního nízkofrekvenčního signálu do PWM modulátoru je  $U_{PWMmax} = 4,2$  V. Tato hodnota vstupního napětí přivedená na vstup PWM modulátoru, který je na obr. 6.1 označen jako *INS*, způsobí změnu střídy obdélníkových řídicích signálů, které jsou zobrazeny na obr. 14.4.

Tab. 14.2: Přehledová tabulka parametrů PWM modulátoru.

Parametry	Hodnoty		
	Zadané	Získané simulací	Změřené
Kmitočet $f$ [ kHz ]	300	324	362
Doba náběžné hrany $t_{rise}$ [ $\mu$ s ]	3,33	3,09	1,4
Doba sestupné hrany $t_{fall}$ [ $\mu$ s ]	3,33	3,09	1,36
Střída [ % ]	50	50	50,72
Maximální napětí $U_{MAX}$ [ V ]	3	2,49	2,16
Minimální napětí $U_{MIN}$ [ V ]	- 3	- 2,49	- 2,08
Stejnoseměrná složka trojúhelníku kladná $U_{offsetTR+}$ [ V ]	0,36	0,416	0,32
Stejnoseměrná složka trojúhelníku záporná $U_{offsetTR-}$ [ V ]	- 0,36	- 0,343	- 0,28

## 15 Závěr

V diplomové práci je obsažen krátký teoretický úvod do problematiky řešení nízkofrekvenčního zesilovače pracujícího ve třídě D. Jsou zde popsány způsoby modulace, typy budičů tranzistorů typu MOSFET a různá zapojení koncového stupně.

V praktické části, skládající se z návrhu dílčích bloků výkonového zesilovače, byla navržena všechna schémata bloků z blokového schématu. Návrhy jednotlivých schémat jsou doloženy výpočtem a v případě vstupního předzesilovače, aktivní výhybky a PWM modulátoru i simulacemi, které ověřují jejich funkci.

V experimentální části diplomové práce byla provedena konstrukce navrženého výkonového zesilovače, jehož fotografie jsou obsaženy v příloze E. Sestava vstupních obvodů, která obsahuje blok symetrického předzesilovače a blok aktivní výhybky, byla v této části práce změřena a výsledky těchto měření jsou obsaženy v 13. kapitole. Dále byl změřen blok PWM modulátoru jehož parametry jsou obsaženy v 14. kapitole. U ožívování bloků nelineárních koncových zesilovačů docházelo ke komplikacím a z tohoto důvodu nebylo možné změřit a doložit parametry kompletního výkonového zesilovače.

Vstupní obvody, jejichž návrh je popsán v kapitolách 4 a 5, jsou vybaveny symetrickým vstupem o jmenovité citlivosti  $\pm 775$  mV. Pro tuto vstupní citlivost bylo zadáno výstupní efektivní napětí o velikosti 4 V. Měřením bylo dokázáno, že při maximu přenosu frekvenčního pásma pro satelitní reproduktor bylo na výstupu napětí o velikosti 3,92 V. Pomocí simulačního programu PSpice je velikost výstupního efektivního napětí pro pásmo satelitních reproduktorů 4,1 V. Výstup vstupních obvodů frekvenčního pásma pro subwoofer dosahuje maximální úrovně změřeného efektivního napětí pouze 3,4 V. Pomocí simulačního programu PSpice mělo toto napětí velikost 3,56 V. Menší zisk vstupních obvodů pro toto pásmo je dán použitím horní aktivní propusti subsonického filtru, která má mezní kmitočet navržen pouze o 62 Hz nižší než aktivní dolní propust realizující dělicí kmitočet  $f_D$  pro pásmo subwooferu. Charakteristiky aktivních propustí se tak navzájem omezují. Změřený dělicí kmitočet frekvenčních pásem je 90 Hz při útlumu  $-6$  dB oproti maximálním přenosům. Zadaný mezní kmitočet byl 88 Hz a simulovaný 93 Hz. Dělicí kmitočet se mezi zadáním a skutečností liší pouze o 2 Hz. Mezní zadaná frekvence subsonického filtru je 26 Hz, změřená je rovna 21 Hz a simulačním programem PSpice je určena na kmitočtu 22 Hz. Zadaná mezní frekvence subsonického filtru se od reálné liší pouze o 5 Hz. Indikace nadlimitního stavu se aktivuje při přebuzení vstupního signálu o 2,47 dB. Zadaná hodnota se od změřené liší o 0,47 dB. Maximální úroveň vstupního napětí bez limitace výstupního napětí je změřena 3,65 dB. Od zadané se liší o 0,65 dB. Odstup úrovně aktivace signalizace nadlimitního stavu vstupního napětí od maximální úrovně vstupního napětí je 1,18 dB. Tato hodnota se liší od zadané pouze o 0,18 dB. Změřené harmonické zkreslení se pro jmenovitou vstupní citlivost harmonického napětí přivedeného na vstup vstupních obvodů pohybuje do 0,09 %. Pro vyšší úrovně vstupního napětí harmonické zkreslení prudce vstoupá z důvodu začátku limitace vstupního napětí polovodičovými diodami, které slouží jako ochrana proti nežádoucímu přebuzení.



Dalším měřeným blokem byl blok PWM modulátoru, který byl navržen v 6. kapitole. Zadané a změřené parametry PWM modulátoru společně s parametry, které byly získány pomocí programu PSpice se nachází v přehledové tabulce v kapitole 14.2. Mezi zadaným kmitočtem trojúhelníkového signálu a změřeným kmitočtem je značný rozdíl a to 62 kHz. Oproti tomu je důležité vyzdvihnout přesnost střídavy, která se liší pouze o 0,72 %, a linearity náběžných a sestupných hran, které jsou zobrazeny na obr. 14.1. Výstupní vyšší úroveň z komparátoru, která zastupuje logickou 1, dosahuje napětí pouze 2,06 V. Aby byl budič IR2110 schopen úroveň logické 1 spolehlivě vyhodnotit, je potřeba aby její velikost napětí byla vyšší než 3 V.

Jestliže velikost výstupního napětí z komparátoru v úrovni logické 1 bude splňovat výše uvedenou podmínku, pak budou moci budiče výkonových tranzistorů spolehlivě pracovat a dojde tak k oživení koncových stupňů nelineárních zesilovačů. Je nutno vyzdvihnout preciznost návrhu koncových stupňů nelineárních zesilovačů, které obsahují běžně používané typy ochran pro bezpečný provoz profesionálních výkonových zesilovačů. Výstupní filtry koncových zesilovačů obsahují i kompenzační RC filtry a jsou navrženy s ohledem na připojení indukční zátěže představující cívku reálného reproduktoru. Přenosová charakteristika filtru nevykazuje žádné zákmity a při kmitočtu 20 kHz dosahuje útlumu pouze – 0,485 dB oproti maximálnímu přenosu. Ovšem při spínacím kmitočtu již filtr dosahuje útlumu více jak – 40 dB oproti maximálnímu přenosu. Dále díky preciznímu výběru spínacích prvků dosahuje navrhovaný nelineární koncový zesilovač teoretické účinnosti 94,8 %.

## Literatura

- [1] NOVOTNÝ, V. *Nizkofrekvenční elektronika*. Skriptum .VUT v Brně, 1986. 200 s. ISBN 05-044-86
- [2] BARTOŇ, K. Konstrukce a zajímavé obvody z NF techniky 2. *Amatérské Rádio řada B 5/2002*, 2002, č. 5, 4 – 5
- [3] ŠTÁL, P. *Zesilovače ve třídě D*. Praha: BEN – technická literatura, 2008. 200 s. ISBN 978-80-7300-230-5
- [4] ŠVEC, J. Jednoduchý předzesilovač. *Amatérské Rádio řada A 8/2005*, 2005, č.5, 2
- [5] HAVLÍK, J. HOLČÍK, J. *Zesilovače biologických signálů*. Elektronické skriptum. Praha. Katedra teorie obvodů CVUT, 2008
- [6] Katalogový list – LM833N [online]. National Semiconductor, 2003 – [cit. 1. ledna 2011]. Dostupné na www: <http://www.national.com/ds/LM/LM833.pdf>.
- [7] Katalogový list – LM393N [online]. National Semiconductor, 2002 – [cit. 1. ledna 2011]. Dostupné na www: <http://www.national.com/ds/LM/LM193.pdf>.
- [8] Katalogový list – LM555 [online]. National Semiconductor, 2006 – [cit. 1. ledna 2011]. Dostupné na www: <http://www.national.com/ds/LM/LM555.pdf>.
- [9] Katalogový list – L78xx [online]. STMicroelectronics, 2004 – [cit. 18. května 2011]. Dostupné na www: <http://www.ges.cz/sheets/l/178xx.pdf>
- [10] Katalogový list – L79xx [online]. STMicroelectronics, 2004 – [cit. 18. května 2011]. Dostupné na www: <http://www.ges.cz/sheets/7/79xx.pdf>
- [11] LÁNÍČEK, R. *Elektronika, obvody – součástky - děje*. Praha: BEN – technická literatura, 1998. 479 s. ISBN 80-86056-25-2.
- [12] RILEY, R. LINKWITZ, S. *Active filters*. [online]. 2006 Dostupné na www: <http://www.linkwitzlab.com/filters.htm>.
- [13] Katalogový list – AD1990 [online]. Analog Devices, 2006 – [cit. 1. ledna 2011]. Dostupné na www: [http://www.analog.com/static/imported-files/data\\_sheets/AD1990.pdf](http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD1990.pdf).
- [14] Katalogový list – THS4271 [online]. Texas Instruments, 2002 – [cit. 18. května 2011]. Dostupné na www: <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/ths4271.pdf>
- [15] Katalogový list – THS4022 [online]. Texas Instruments, 2007 – [cit. 18. května 2011]. Dostupné na www: <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/ths4022.pdf>
- [16] Chew, T. *Class D Full-Range Audio Power Amplifier*. Design report. 2006 Dostupné na www: <http://web.mit.edu/tshen2/Public/TungShen%20Chew%20-%206.101%20design%20report.pdf>
- [17] Katalogový list – THS4211 [online]. Texas Instruments, 2009 – [cit. 18. května 2011]. Dostupné na www: <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/ths4211.pdf>
- [18] Katalogový list – IR2110 [online]. International Rectifier, 2005 – [cit. 1. ledna 2011]. Dostupné na www: <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/ir2110.pdf>.
- [19] Katalogový list – IRFB5615PbF [online]. International Rectifier, 2008 – [cit. 18. května 2011]. Dostupné na www: <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irfb5615pbf.pdf>
- [20] Datasheet – 74HC00 [online]. Philips, 2003 – [cit. 1. ledna 2011]. Dostupné na www: <http://users.ece.utexas.edu/~valvano/Datasheets/74HC00.pdf>.
- [21] Datasheet – 74HC08 [online]. Philips, 2003 – [cit. 1. ledna 2011]. Dostupné na www: <http://users.ece.utexas.edu/~valvano/Datasheets/74HC08.pdf>.

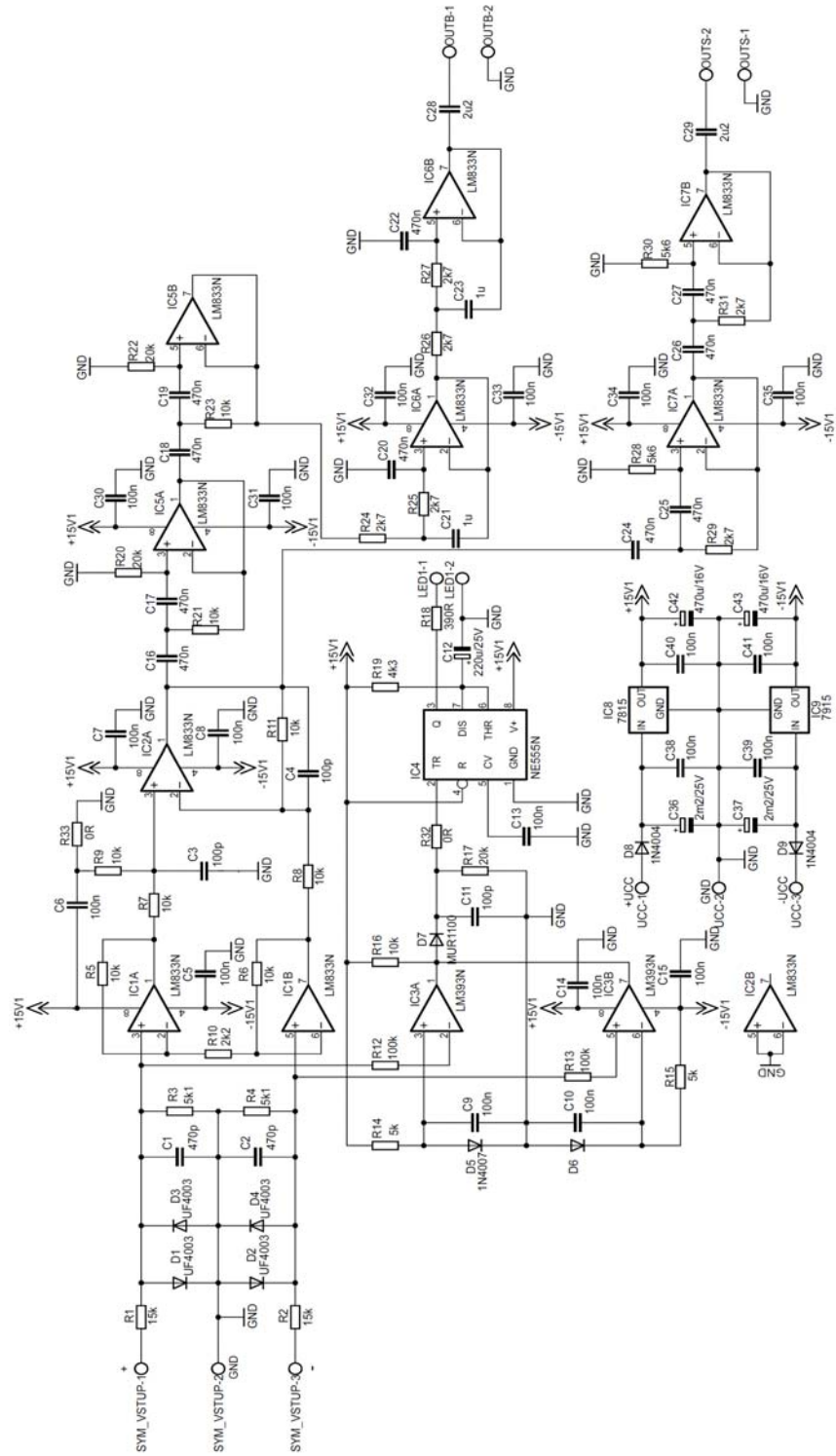
# Seznam příloh

<b>A</b>	<b>SCHÉMA ZAPOJENÍ .....</b>	<b>67</b>
A.1	Schéma zapojení vstupních obvodů.....	67
A.2	Schéma zapojení PWM modulátorů.....	68
A.3.1	Schéma koncových zesilovačů 1. část .....	69
A.3.2	Schéma koncových zesilovačů 2. část .....	70
A.4	Schéma napěťových zdrojů.....	71
<b>B</b>	<b>NÁVRH DESKY PLOŠNÉHO SPOJE.....</b>	<b>72</b>
B.1	DPS vstupních obvodů – top ( strana součástek ).....	72
B.2	DPS vstupních obvodů – bottom ( strana spojů ) .....	73
B.3	DPS PWM modulátorů – top ( strana součástek ).....	74
B.4	DPS PWM modulátorů – bottom ( strana spojů ).....	75
B.5	DPS koncových zesilovačů – top ( strana součástek ).....	76
B.6	DPS koncových zesilovačů – bottom ( strana spojů ).....	77
B.7	DPS napěťových zdrojů – bottom ( strana spojů ).....	78
<b>C</b>	<b>OSAZOVACÍ PLÁN DESKY PLOŠNÉHO SPOJE .....</b>	<b>79</b>
C.1	Osazovací plán vstupních obvodů – top ( strana součástek ) .....	79
C.2	Osazovací plán PWM modulátorů – top ( strana součástek ) .....	80
C.3	Osazovací plán PWM modulátorů – bottom ( strana spojů ).....	81
C.4	Osazovací plán koncových zesilovačů – top ( strana součástek ) .....	82
C.5	Osazovací plán koncových zesilovačů – bottom ( strana spojů ).....	83
C.6	Osazovací plán napěťových zdrojů – top ( strana součástek ) .....	84
<b>D</b>	<b>SEZNAM SOUČÁSTEK.....</b>	<b>85</b>
D.1	Seznam součástek vstupních obvodů.....	85
D.2	Seznam součástek PWM modulátorů.....	87
D.3	Seznam součástek koncových zesilovačů.....	89
D.4	Seznam součástek napěťových zdrojů.....	92

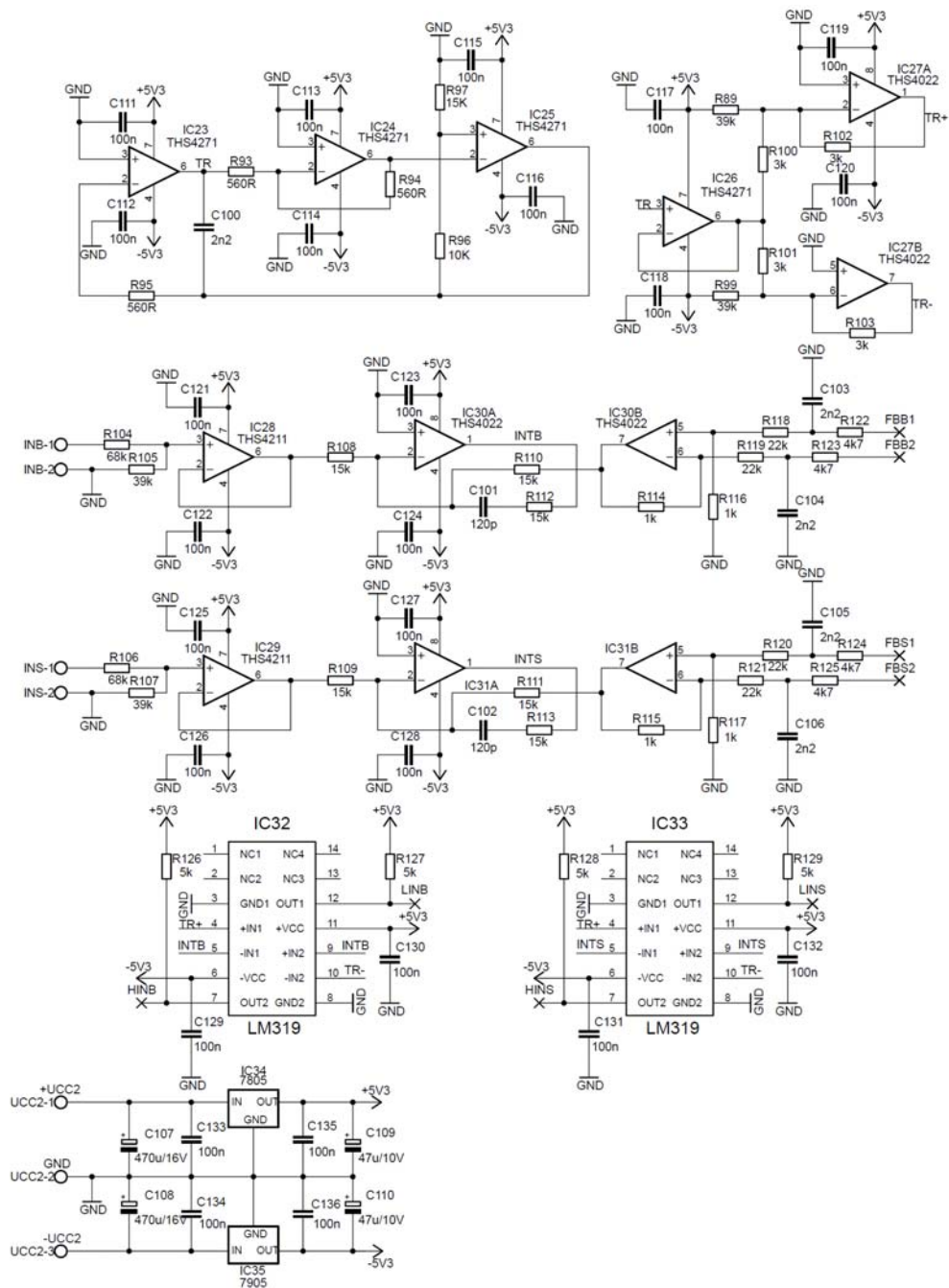
<b>E</b>	<b>FOTOGRAFICKÁ DOKUMENTACE.....</b>	<b>93</b>
E.1	Fotografie osazené DPS vstupních obvodů .....	93
E.2	Fotografie osazené DPS PWM modulátorů .....	93
E.3	Fotografie osazené DPS koncových zesilovačů .....	94
E.4	Fotografie koncových zesilovačů s PWM modulátory .....	94
E.5	Fotografie osazené DPS napěťových zdrojů .....	95
E.6	Fotografie vstupních obvodů s napěťovými zdroji .....	95

# A Schéma zapojení

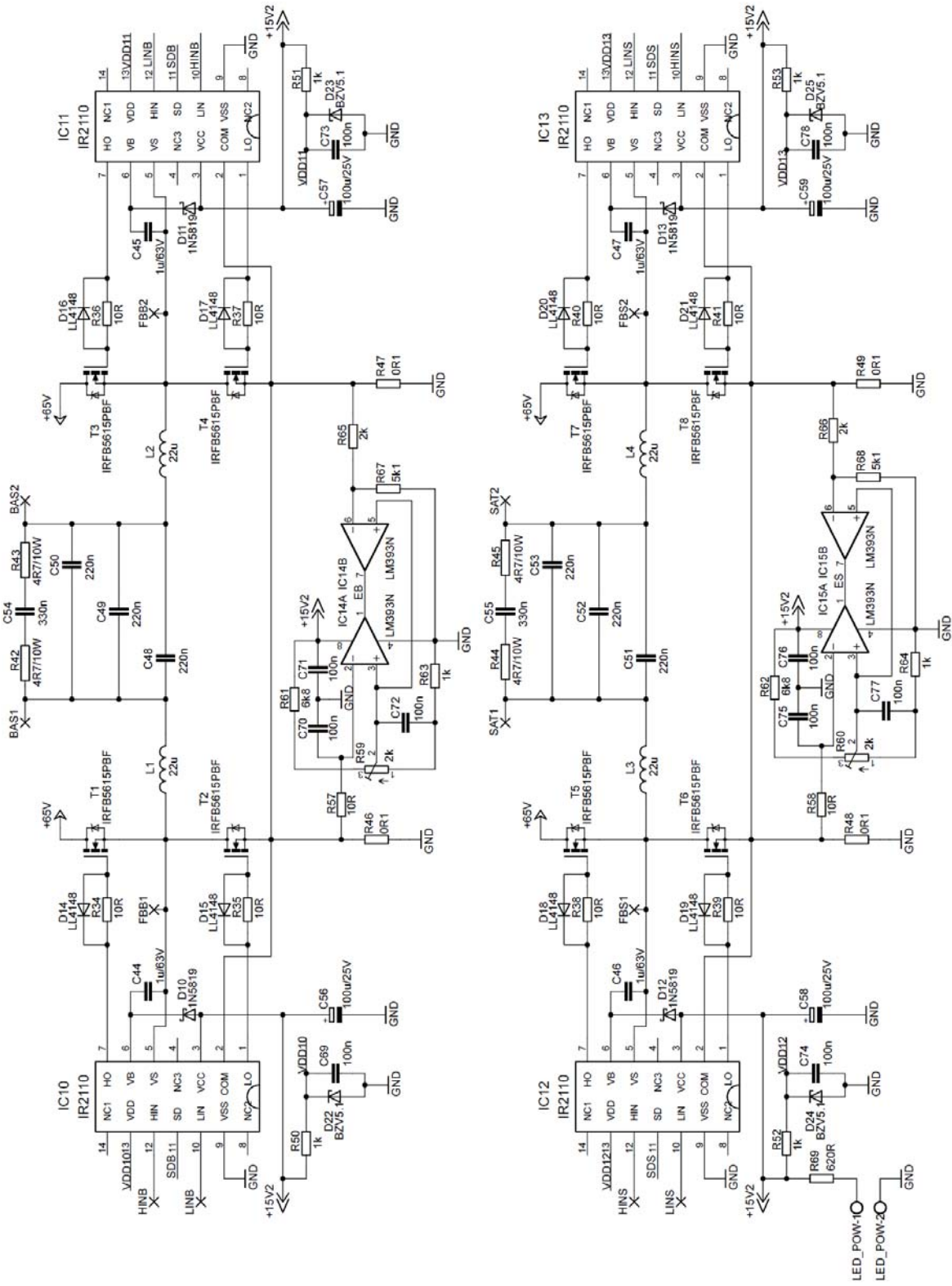
## A.1 Schéma zapojení vstupních obvodů



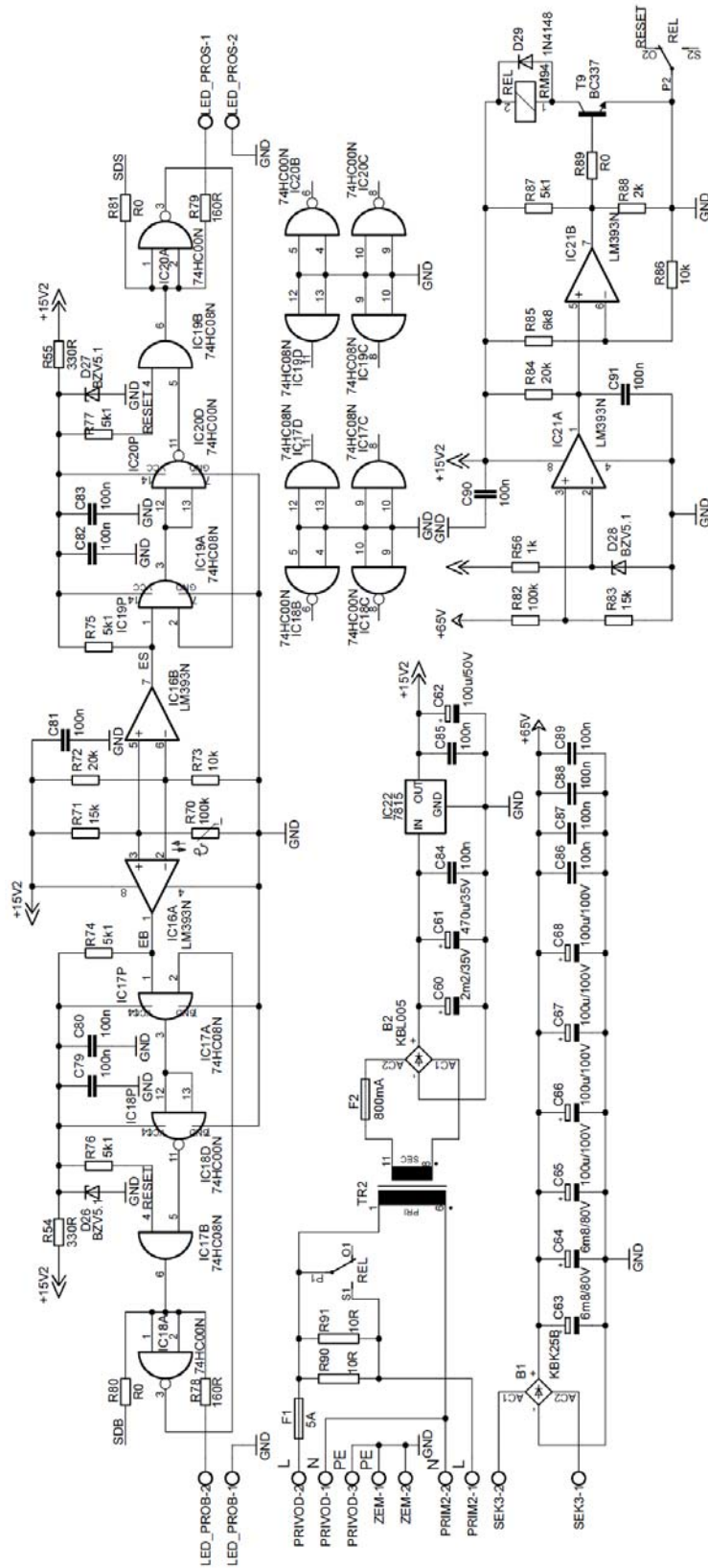
## A.2 Schéma zapojení PWM modulátorů



### A.3.1 Schéma koncových zesilovačů 1. část

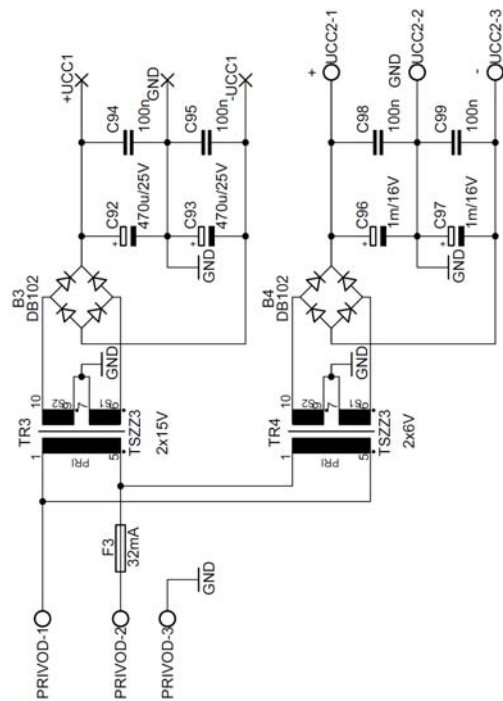


## A.3.2 Schéma koncových zesilovačů 2. část



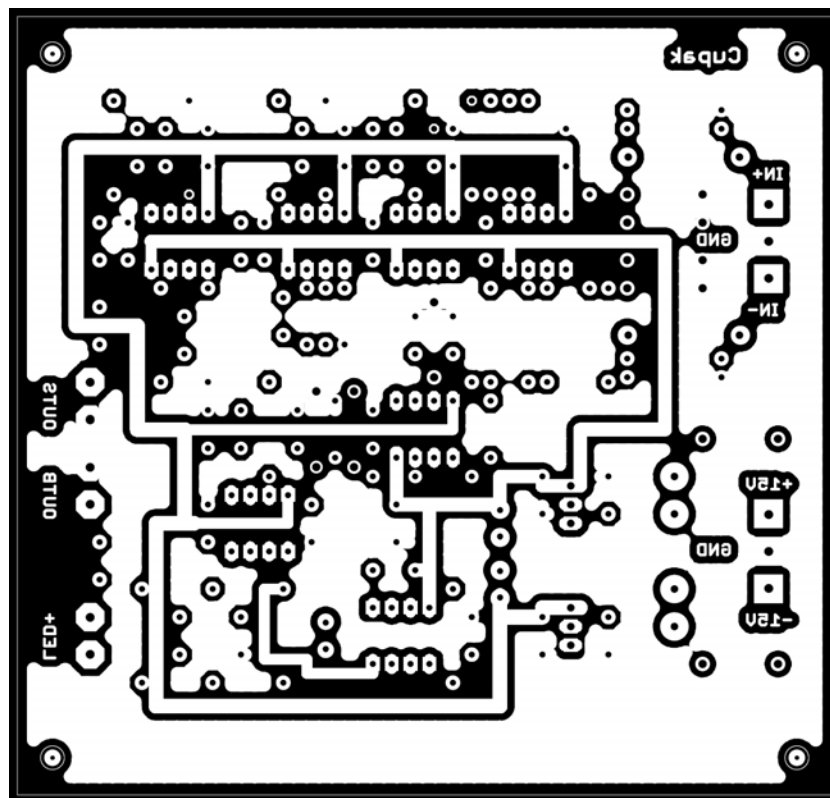


## A.4 Schéma napěťových zdrojů



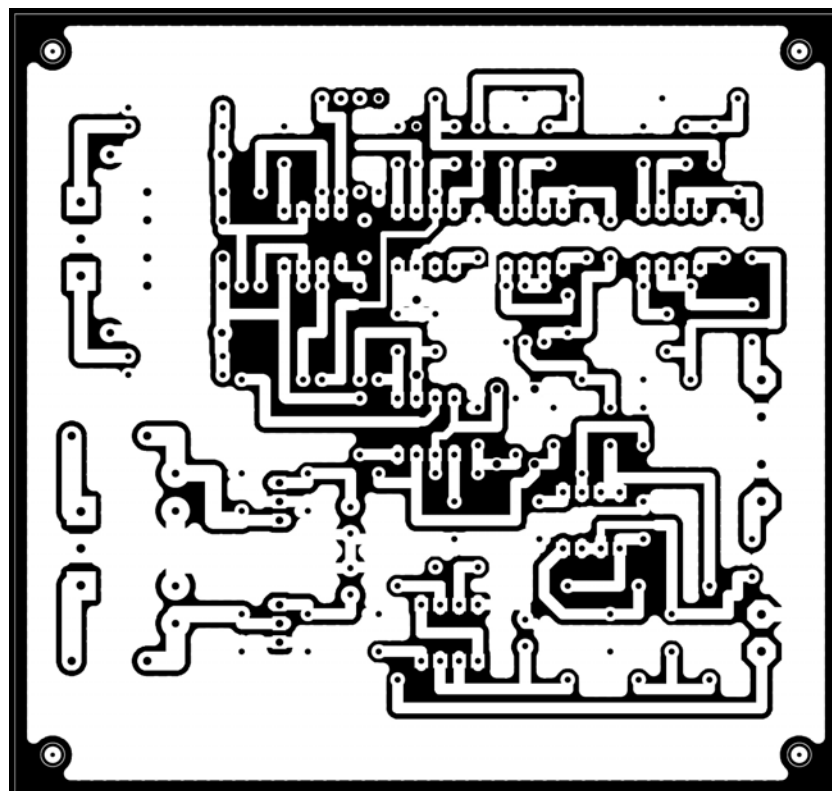
## B Návrh desky plošného spoje

### B.1 DPS vstupních obvodů – top ( strana součástek )



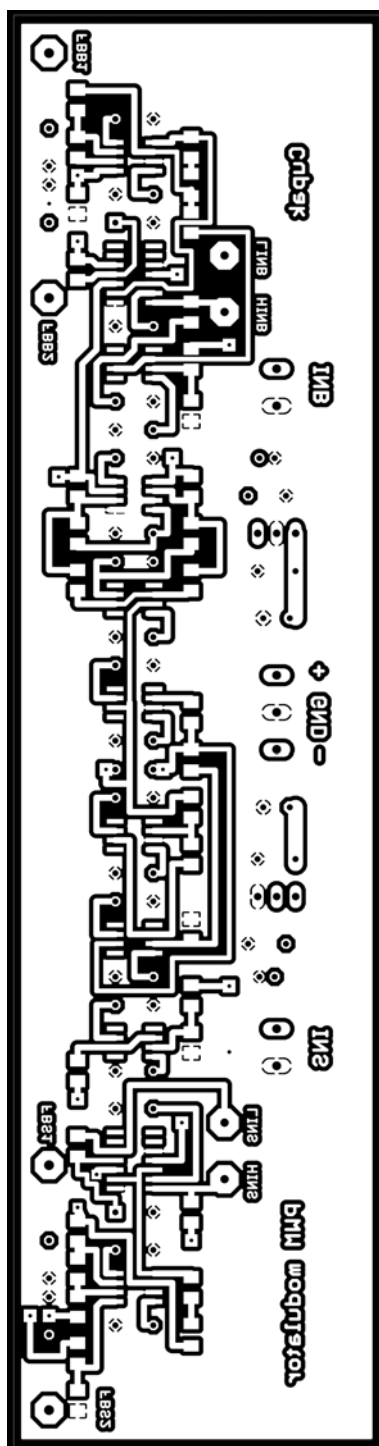
Rozměr desky 110 x 105 [mm], měřítko M1:1

## B.2 DPS vstupních obvodů – bottom ( strana spojů )



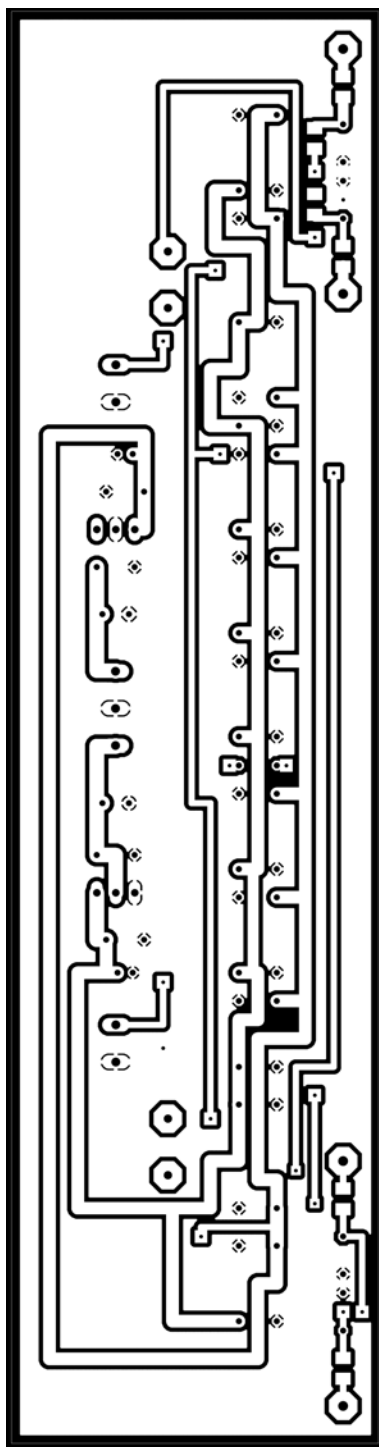
Rozměr desky 110 x 105 [mm], měřítko M1:1

### B.3 DPS PWM modulátorů – top ( strana součástek )



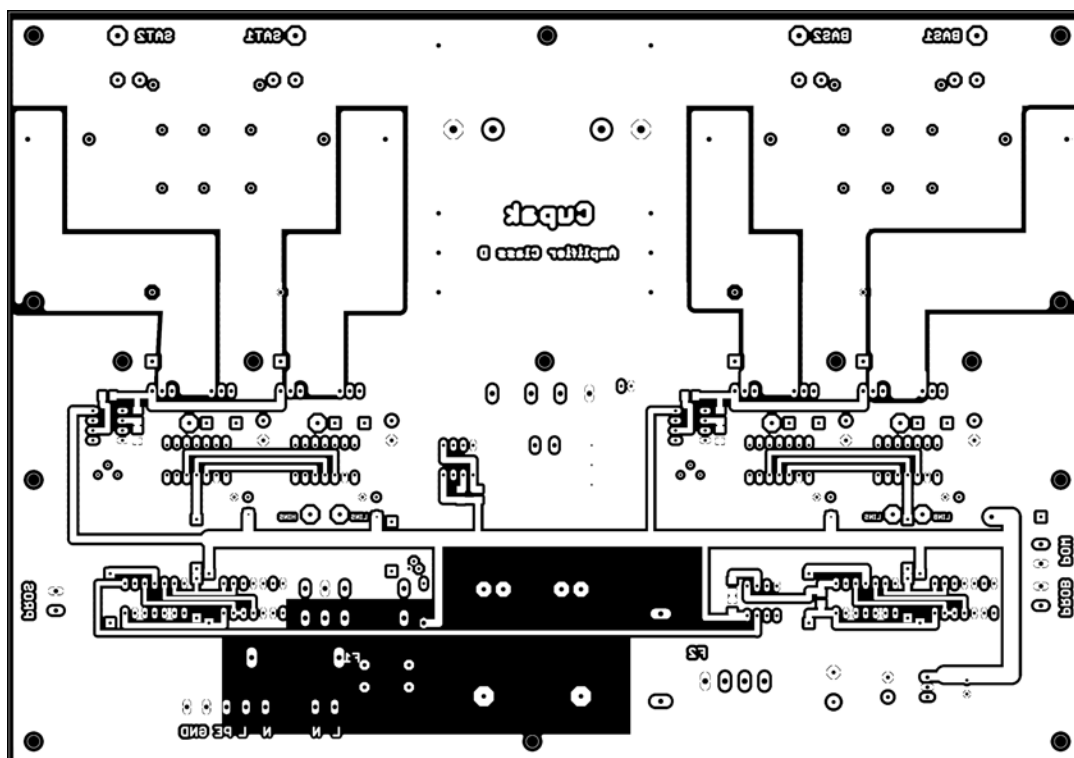
Rozměr desky 50 x 190 [mm], měřítko M1:1

## B.4 DPS PWM modulátorů – bottom ( strana spojů )



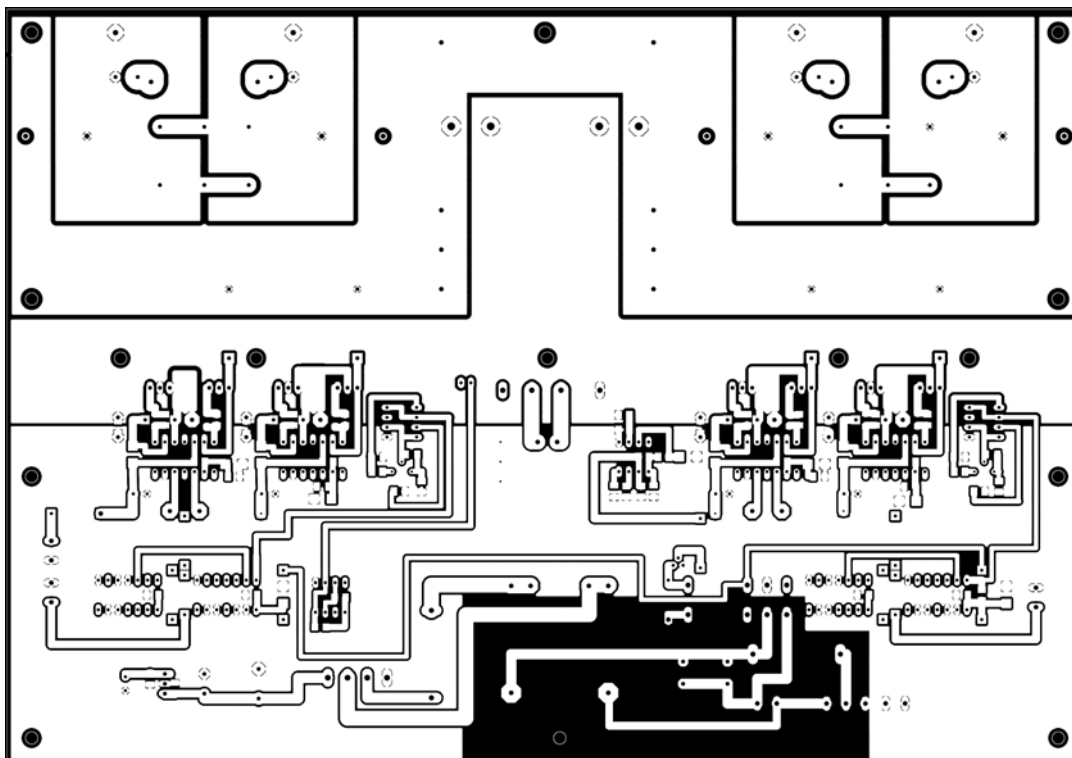
Rozměr desky 50 x 190 [mm], měřítko M1:1

## B.5 DPS koncových zesilovačů – top ( strana součástek )



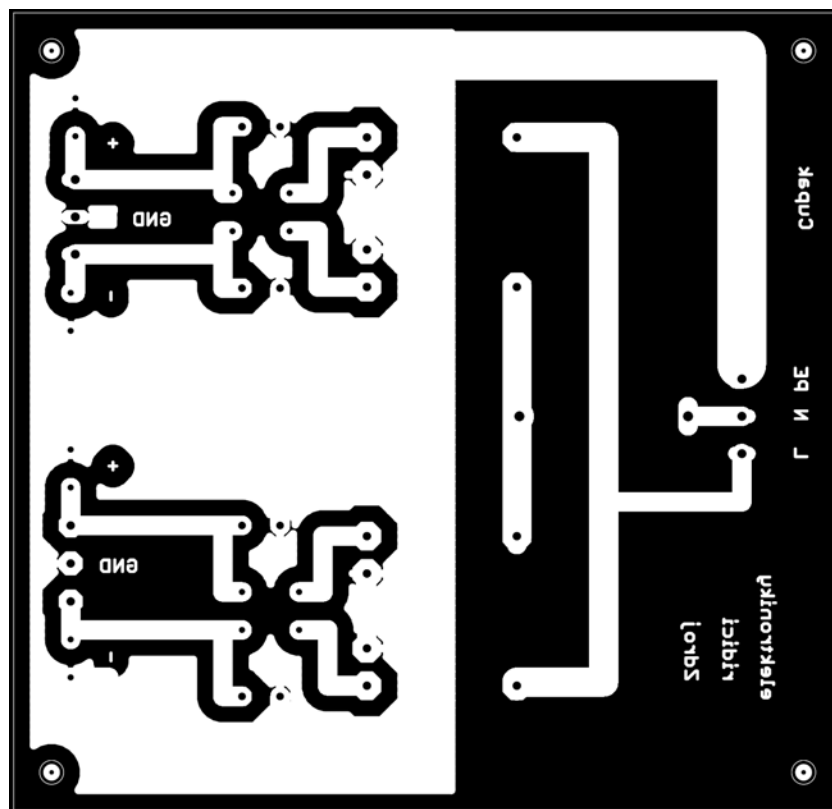
Rozměr desky 280 x 200 [mm], měřítko M1:2

## B.6 DPS koncových zesilovačů – bottom ( strana spojů )



Rozměr desky 280 x 200 [mm], měřítko M1:2

## B.7 DPS napěťových zdrojů – bottom ( strana spojů )

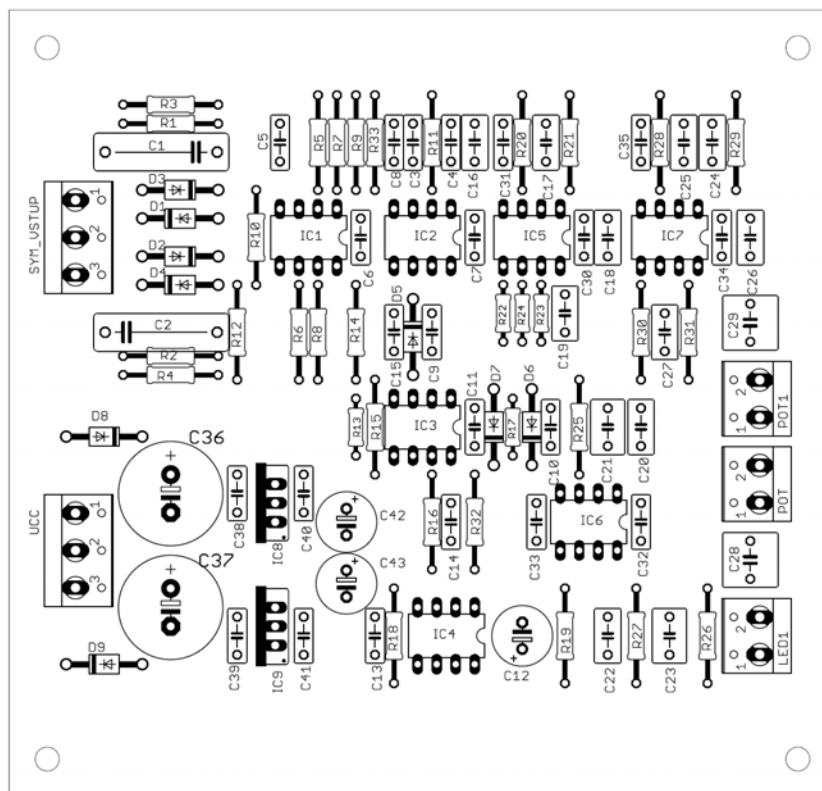


Rozměr desky 110 x 105 [mm], měřítko M1:1



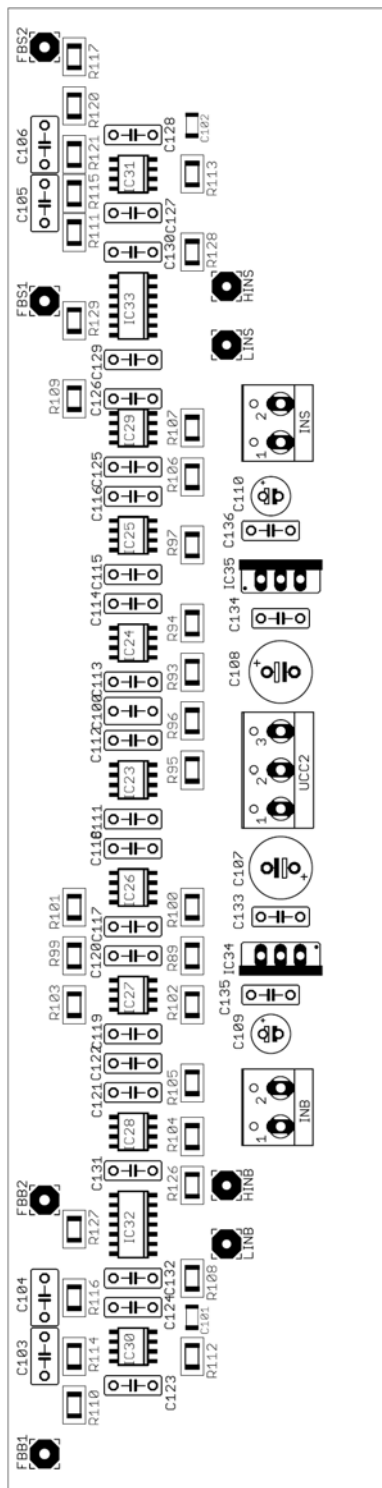
## C Osazovací plán desky plošného spoje

### C.1 Osazovací plán vstupních obvodů – top ( strana součástek )



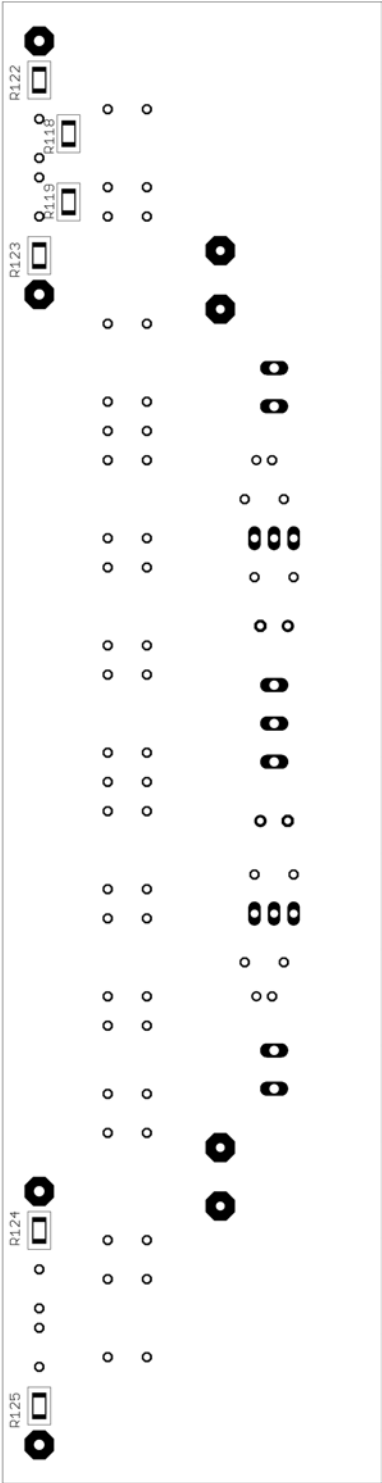
Rozměr desky 110 x 105 [mm], měřítko M1:1

## C.2 Osazovací plán PWM modulátorů – top ( strana součástek )



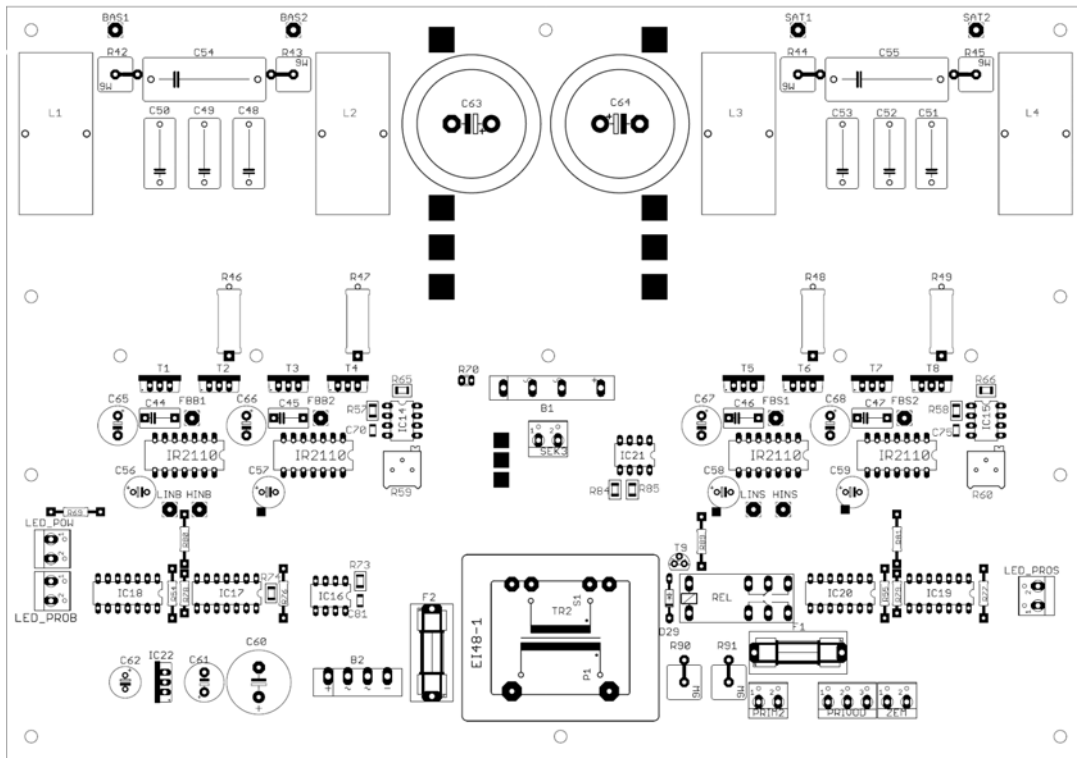
Rozměr desky 50 x 190 [mm], měřítko M1:1

### C.3 Osazovací plán PWM modulátorů – bottom ( strana spojů )



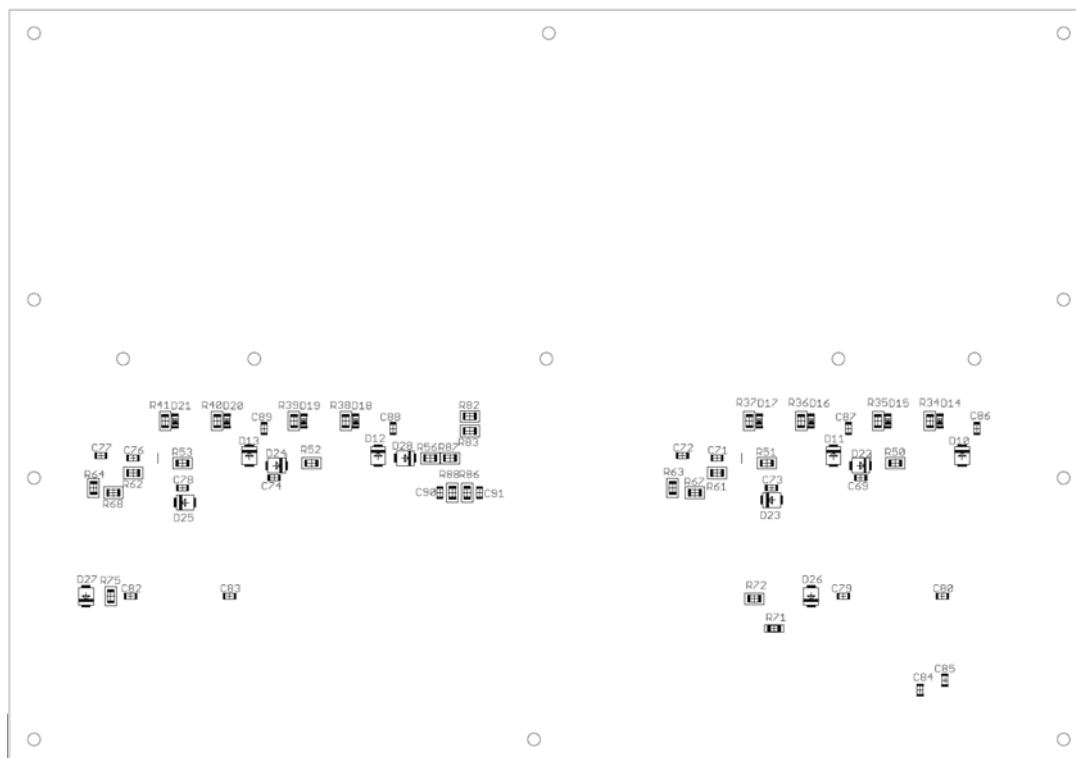
Rozměr desky 50 x 190 [mm], měřítko M1:1

## C.4 Osazovací plán koncových zesilovačů – top ( strana součástek )



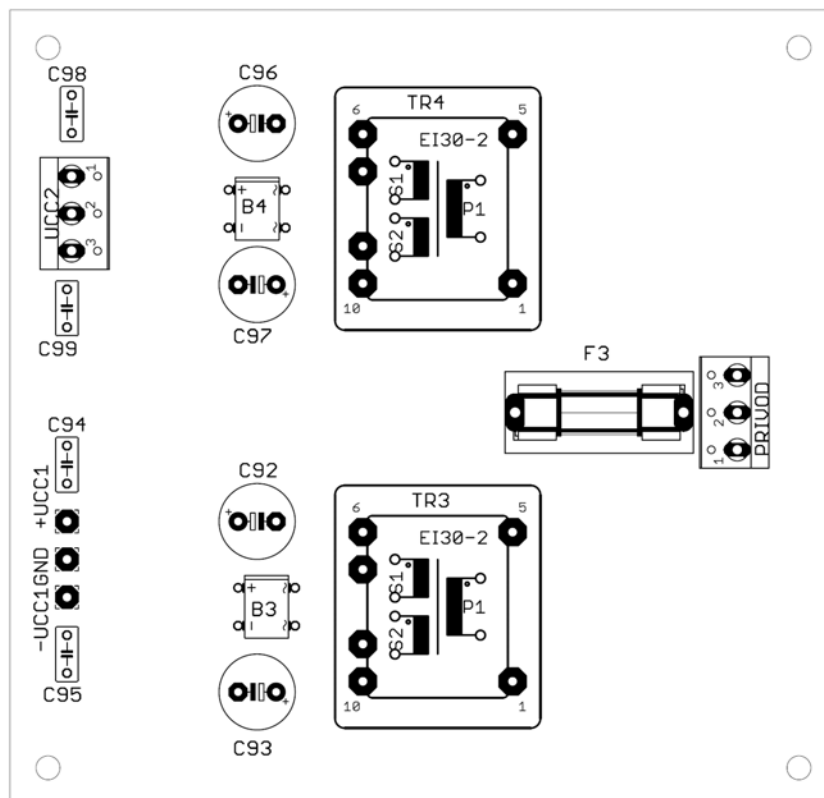
Rozměr desky 280 x 200 [mm], měřítko M1:2

## C.5 Osazovací plán koncových zesilovačů – bottom ( strana spojů )



Rozměr desky 280 x 200 [mm], měřítko M1:2

## C.6 Osazovací plán napěťových zdrojů – top ( strana součástek )



Rozměr desky 110 x 105 [mm], měřítko M1:1

## D Seznam součástek

### D.1 Seznam součástek vstupních obvodů

Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
C1	470p/100V	C150-054X183	Svítkový radiální kondenzátor
C2	470p/100V	C150-054X183	Svítkový radiální kondenzátor
C3	100p/100V	C050-025X075	Keramický monolitický kondenzátor
C4	100p/100V	C050-025X075	Keramický monolitický kondenzátor
C5	100n/50V	C050-025X075	Keramický monolitický kondenzátor
C6	100n/50V	C050-025X075	Keramický monolitický kondenzátor
C7	100n/50V	C050-025X075	Keramický monolitický kondenzátor
C8	100n/50V	C050-025X075	Keramický monolitický kondenzátor
C9	100n/50V	C050-025X075	Keramický monolitický kondenzátor
C10	100n/50V	C050-025X075	Keramický monolitický kondenzátor
C11	100p/100V	C050-025X075	Keramický monolitický kondenzátor
C12	220u/25V	E3,5-8	Elektrolytický hliníkový kondenzátor
C13	100n/50V	C050-025X075	Keramický monolitický kondenzátor
C14	100n/50V	C050-025X075	Keramický monolitický kondenzátor
C15	100n/50V	C050-025X075	Keramický monolitický kondenzátor
C16	470n/63V	C025-050X050	Svítkový radiální kondenzátor
C17	470n/63V	C025-050X050	Svítkový radiální kondenzátor
C18	470n/63V	C025-050X050	Svítkový radiální kondenzátor
C19	470n/63V	C025-050X050	Svítkový radiální kondenzátor
C20	470n/63V	C025-050X050	Svítkový radiální kondenzátor
C21	1u/63V	C050-045X075	Svítkový radiální kondenzátor
C22	470n/63V	C025-050X050	Svítkový radiální kondenzátor
C23	1u/63V	C050-045X075	Svítkový radiální kondenzátor
C24	470n/63V	C025-050X050	Svítkový radiální kondenzátor
C25	470n/63V	C025-050X050	Svítkový radiální kondenzátor
C26	470n/63V	C025-050X050	Svítkový radiální kondenzátor
C27	470n/63V	C025-050X050	Svítkový radiální kondenzátor
C28	2u2/50V	C050-075X075	Svítkový radiální kondenzátor
C29	2u2/50V	C050-075X075	Svítkový radiální kondenzátor
C30	100n/50V	C050-025X075	Keramický monolitický kondenzátor
C31	100n/50V	C050-025X075	Keramický monolitický kondenzátor
C32	100n/50V	C050-025X075	Keramický monolitický kondenzátor
C33	100n/50V	C050-025X075	Keramický monolitický kondenzátor
C34	100n/50V	C050-025X075	Keramický monolitický kondenzátor
C35	100n/50V	C050-025X075	Keramický monolitický kondenzátor
C36	2m2/25V	E5-13	Elektrolytický hliníkový kondenzátor
C37	2m2/25V	E5-13	Elektrolytický hliníkový kondenzátor
C38	100n/50V	C050-025X075	Keramický monolitický kondenzátor
C39	100n/50V	C050-025X075	Keramický monolitický kondenzátor
C40	100n/50V	C050-025X075	Keramický monolitický kondenzátor
C41	100n/50V	C050-025X075	Keramický monolitický kondenzátor
C42	470u/16V	E3,5-8	Elektrolytický hliníkový kondenzátor
C43	470u/16V	E3,5-8	Elektrolytický hliníkový kondenzátor
D1	UF4003	DO41-10	Rychlá usměrňovací dioda

Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
D2	UF4003	DO41-10	Rychlá usměřovací dioda
D3	UF4003	DO41-10	Rychlá usměřovací dioda
D4	UF4003	DO41-10	Rychlá usměřovací dioda
D5	1N4007	DO41-10	Univerzální usměřovací dioda
D6	1N4007	DO41-10	Univerzální usměřovací dioda
D7	MUR1100	DO41-10	Rychlá usměřovací dioda
D8	1N4004	DO41-10	Univerzální usměřovací dioda
D9	1N4004	DO41-10	Univerzální usměřovací dioda
IC1	LM833N	DIL08	Nízkošumový operační zesilovač, 2x
IC2	LM833N	DIL08	Nízkošumový operační zesilovač, 2x
IC3	LM393N	DIL08	Napěťový komparátor, 2x
IC4	NE555N	DIL08	Časovač
IC5	LM833N	DIL08	Nízkošumový operační zesilovač, 2x
IC6	LM833N	DIL08	Nízkošumový operační zesilovač, 2x
IC7	LM833N	DIL08	Nízkošumový operační zesilovač, 2x
IC8	7815	TO220	Stabilizátor pevného napětí, +15V, 1A
IC9	7915	TO220	Stabilizátor pevného napětí, - 15V, 1A
OUTB	-	W237-103	Svorkovnice do plošného spoje
OUTS	-	W237-103	Svorkovnice do plošného spoje
R1	15k	0207/12	SMA0207 TK50 1% 0,6W, řada E48
R2	15k	0207/12	SMA0207 TK50 1% 0,6W, řada E48
R3	5k1	0207/12	SMA0207 TK50 1% 0,6W, řada E48
R4	5k1	0207/12	SMA0207 TK50 1% 0,6W, řada E48
R5	10k	0207/12	SMA0207 TK50 1% 0,6W, řada E48
R6	10k	0207/12	SMA0207 TK50 1% 0,6W, řada E48
R7	10k	0207/12	SMA0207 TK50 1% 0,6W, řada E48
R8	10k	0207/12	SMA0207 TK50 1% 0,6W, řada E48
R9	10k	0207/12	SMA0207 TK50 1% 0,6W, řada E48
R10	2k	0207/12	SMA0207 TK50 1% 0,6W, řada E48
R11	10k	0207/12	SMA0207 TK50 1% 0,6W, řada E48
R12	100k	0207/12	SMA0207 TK50 1% 0,6W, řada E48
R13	100k	0207/7	SMA0207 TK50 1% 0,6W, řada E48
R14	5k	0207/12	SMA0207 TK50 1% 0,6W, řada E48
R15	5k	0207/12	SMA0207 TK50 1% 0,6W, řada E48
R16	10k	0207/12	SMA0207 TK50 1% 0,6W, řada E48
R17	20k	0207/7	SMA0207 TK50 1% 0,6W, řada E48
R18	390R	0207/12	SMA0207 TK50 1% 0,6W, řada E48
R19	4k3	0207/12	SMA0207 TK50 1% 0,6W, řada E48
R20	20k	0207/12	SMA0207 TK50 1% 0,6W, řada E48
R21	10k	0207/12	SMA0207 TK50 1% 0,6W, řada E48
R22	20k	0207/7	SMA0207 TK50 1% 0,6W, řada E48
R23	10k	0207/7	SMA0207 TK50 1% 0,6W, řada E48
R24	2k7	0207/7	SMA0207 TK50 1% 0,6W, řada E48
R25	2k7	0207/12	SMA0207 TK50 1% 0,6W, řada E48
R26	2k7	0207/12	SMA0207 TK50 1% 0,6W, řada E48
R27	2k7	0207/12	SMA0207 TK50 1% 0,6W, řada E48
R28	5k6	0207/12	SMA0207 TK50 1% 0,6W, řada E48
R29	2k7	0207/12	SMA0207 TK50 1% 0,6W, řada E48
R30	5k6	0207/12	SMA0207 TK50 1% 0,6W, řada E48
R31	2k7	0207/12	SMA0207 TK50 1% 0,6W, řada E48
R32	0R	0207/12	SMA0207 TK50 1% 0,6W, řada E48
R33	0R	0207/12	SMA0207 TK50 1% 0,6W, řada E48
SYM_VSTUP	-	W237-103	Svorkovnice do plošného spoje
UCC	-	W237-103	Svorkovnice do plošného spoje



## D.2 Seznam součástek PWM modulátorů

Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
C100	2n2	C050-035x075	Svitkový radiální kondenzátor
C101	120p	C1206K	Keramický monolitický kondenzátor, SMD
C102	120p	C1206K	Keramický monolitický kondenzátor, SMD
C103	2n2	C050-035x075	Svitkový radiální kondenzátor
C104	2n2	C050-035x075	Svitkový radiální kondenzátor
C105	2n2	C050-035x075	Svitkový radiální kondenzátor
C106	2n2	C050-035x075	Svitkový radiální kondenzátor
C107	470u/16V	E3,5-8	Elektrolytický hliníkový kondenzátor
C108	470u/16V	E3,5-8	Elektrolytický hliníkový kondenzátor
C109	47u/10V	E2-5	Elektrolytický hliníkový kondenzátor
C110	47u/10V	E2-5	Elektrolytický hliníkový kondenzátor
C111	100n/50V	C050-025X075	Keramický monolitický kondenzátor
C112	100n/50V	C050-025X075	Keramický monolitický kondenzátor
C113	100n/50V	C050-025X075	Keramický monolitický kondenzátor
C114	100n/50V	C050-025X075	Keramický monolitický kondenzátor
C115	100n/50V	C050-025X075	Keramický monolitický kondenzátor
C116	100n/50V	C050-025X075	Keramický monolitický kondenzátor
C117	100n/50V	C050-025X075	Keramický monolitický kondenzátor
C118	100n/50V	C050-025X075	Keramický monolitický kondenzátor
C119	100n/50V	C050-025X075	Keramický monolitický kondenzátor
C120	100n/50V	C050-025X075	Keramický monolitický kondenzátor
C121	100n/50V	C050-025X075	Keramický monolitický kondenzátor
C122	100n/50V	C050-025X075	Keramický monolitický kondenzátor
C123	100n/50V	C050-025X075	Keramický monolitický kondenzátor
C124	100n/50V	C050-025X075	Keramický monolitický kondenzátor
C125	100n/50V	C050-025X075	Keramický monolitický kondenzátor
C126	100n/50V	C050-025X075	Keramický monolitický kondenzátor
C127	100n/50V	C050-025X075	Keramický monolitický kondenzátor
C128	100n/50V	C050-025X075	Keramický monolitický kondenzátor
C129	100n/50V	C050-025X075	Keramický monolitický kondenzátor
C130	100n/50V	C050-025X075	Keramický monolitický kondenzátor
C131	100n/50V	C050-025X075	Keramický monolitický kondenzátor
C132	100n/50V	C050-025X075	Keramický monolitický kondenzátor
C133	100n/50V	C050-025X075	Keramický monolitický kondenzátor
C134	100n/50V	C050-025X075	Keramický monolitický kondenzátor
C135	100n/50V	C050-025X075	Keramický monolitický kondenzátor
C136	100n/50V	C050-025X075	Keramický monolitický kondenzátor
IC23	THS4271	8SOIC	Precizní operační zesilovač
IC24	THS4271	8SOIC	Precizní operační zesilovač
IC25	THS4271	8SOIC	Precizní operační zesilovač
IC26	THS4271	8SOIC	Precizní operační zesilovač
IC27	THS4022	8SOIC	Precizní operační zesilovač, 2x
IC28	THS4211	8SOIC	Precizní operační zesilovač
IC29	THS4211	8SOIC	Precizní operační zesilovač
IC30	THS4022	8SOIC	Precizní operační zesilovač, 2x
IC31	THS4022	8SOIC	Precizní operační zesilovač, 2x
IC32	LM319	DIL14	Rychlí napěťový komparátor, 2x
IC33	LM319	DIL14	Rychlí napěťový komparátor, 2x
IC34	7815	TO220	Stabilizátor pevného napětí, +15V, 1A
IC35	7915	TO220	Stabilizátor pevného napětí, - 15V, 1A

Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
INB	-	W237-103	Svorkovnice do plošného spoje
INS	-	W237-103	Svorkovnice do plošného spoje
R92	39k	0309/12	SMA0207 TK50 1% 0,6W, řada E48
R93	560R	RTRIM64P	SMA0207 TK50 1% 0,6W, řada E48
R94	560R	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R95	560R	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R96	10K	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R97	15k	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R99	39k	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R100	3k	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R101	3k	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R102	3k	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R103	3k	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R104	68k	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R105	39k	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R106	68k	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R107	39k	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R108	15k	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R109	15k	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R110	15k	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R111	15k	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R112	15k	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R113	15k	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R114	1k	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R115	1k	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R116	1k	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R117	1k	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R118	22k	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R119	22k	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R120	22k	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R121	22k	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R122	4k7	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R123	4k7	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R124	4k7	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R125	4k7	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R126	5k	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R127	5k	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R128	5k	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R129	5k	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
UCC2	-	W237-103	Svorkovnice do plošného spoje

### D.3 Seznam součástek koncových zesilovačů

Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
B1	KBK25B	FB32	Usměrňovací můstek, 25A
B2	KBL005	FBU4	Usměrňovací můstek, 4A
C44	1u/25V	C075-052X106	Svitkový radiální kondenzátor, MKS4
C45	1u/25V	C075-052X106	Svitkový radiální kondenzátor, MKS4
C46	1u/25V	C075-052X106	Svitkový radiální kondenzátor, MKS4
C47	1u/25V	C075-052X106	Svitkový radiální kondenzátor, MKS4
C48	220n/630V	C150-084x183	Svitkový radiální kondenzátor, MKS4
C49	220n/630V	C150-084x183	Svitkový radiální kondenzátor, MKS4
C50	220n/630V	C150-084x183	Svitkový radiální kondenzátor, MKS4
C51	220n/630V	C150-084x183	Svitkový radiální kondenzátor, MKS4
C52	220n/630V	C150-084x183	Svitkový radiální kondenzátor, MKS4
C53	220n/630V	C150-084x183	Svitkový radiální kondenzátor, MKS4
C54	330n/1kV	C275-113x316	Svitkový radiální kondenzátor, MKS4
C55	330n/1kV	C275-113x316	Svitkový radiální kondenzátor, MKS4
C56	100u/25V	E3,5-8	Elektrolytický hliníkový kondenzátor, Low ESR
C57	100u/25V	E3,5-8	Elektrolytický hliníkový kondenzátor, Low ESR
C58	100u/25V	E3,5-8	Elektrolytický hliníkový kondenzátor, Low ESR
C59	100u/25V	E3,5-8	Elektrolytický hliníkový kondenzátor, Low ESR
C60	2m2/35V	E7,5-16	Elektrolytický hliníkový kondenzátor
C61	470u/35V	E5-10,5	Elektrolytický hliníkový kondenzátor
C62	100u/50V	E3,5-8	Elektrolytický hliníkový kondenzátor
C63	6m8/80V	EB35D	Elektrolytický hliníkový kondenzátor
C64	6m8/80V	EB35D	Elektrolytický hliníkový kondenzátor
C65	100u/100V	E5-10,5	Elektrolytický hliníkový kondenzátor, Low ESR
C66	100u/100V	E5-10,5	Elektrolytický hliníkový kondenzátor, Low ESR
C67	100u/100V	E5-10,5	Elektrolytický hliníkový kondenzátor, Low ESR
C68	100u/100V	E5-10,5	Elektrolytický hliníkový kondenzátor, Low ESR
C69	100n/50V	C1206K	Keramický monolitický kondenzátor, SMD
C70	100n/50V	C1206K	Keramický monolitický kondenzátor, SMD
C71	100n/50V	C1206K	Keramický monolitický kondenzátor, SMD
C72	100n/50V	C1206K	Keramický monolitický kondenzátor, SMD
C73	100n/50V	C1206K	Keramický monolitický kondenzátor, SMD
C74	100n/50V	C1206K	Keramický monolitický kondenzátor, SMD
C75	100n/50V	C1206K	Keramický monolitický kondenzátor, SMD
C76	100n/50V	C1206K	Keramický monolitický kondenzátor, SMD
C77	100n/50V	C1206K	Keramický monolitický kondenzátor, SMD
C78	100n/50V	C1206K	Keramický monolitický kondenzátor, SMD
C79	100n/50V	C1206K	Keramický monolitický kondenzátor, SMD
C80	100n/50V	C1206K	Keramický monolitický kondenzátor, SMD
C81	100n/50V	C1206K	Keramický monolitický kondenzátor, SMD
C82	100n/50V	C1206K	Keramický monolitický kondenzátor, SMD
C83	100n/50V	C1206K	Keramický monolitický kondenzátor, SMD
C84	100n/50V	C1206K	Keramický monolitický kondenzátor, SMD
C85	100n/50V	C1206K	Keramický monolitický kondenzátor, SMD
C86	100n/100V	C1206K	Keramický monolitický kondenzátor, SMD
C87	100n/100V	C1206K	Keramický monolitický kondenzátor, SMD
C88	100n/100V	C1206K	Keramický monolitický kondenzátor, SMD
C89	100n/100V	C1206K	Keramický monolitický kondenzátor, SMD
C90	100n/50V	C1206K	Keramický monolitický kondenzátor, SMD
C91	100n/50V	C1206K	Keramický monolitický kondenzátor, SMD

Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
D10	1N5819	SMB	Schottky dioda, 1A
D11	1N5819	SMB	Schottky dioda, 1A
D12	1N5819	SMB	Schottky dioda, 1A
D13	1N5819	SMB	Schottky dioda, 1A
D14	LL4148	SOD80C	Univerzální usměřovací dioda
D15	LL4148	SOD80C	Univerzální usměřovací dioda
D16	LL4148	SOD80C	Univerzální usměřovací dioda
D17	LL4148	SOD80C	Univerzální usměřovací dioda
D18	LL4148	SOD80C	Univerzální usměřovací dioda
D19	LL4148	SOD80C	Univerzální usměřovací dioda
D20	LL4148	SOD80C	Univerzální usměřovací dioda
D21	LL4148	SOD80C	Univerzální usměřovací dioda
D22	BZV5.1	SMB	Zenerova dioda, 5,1V
D23	BZV5.1	SMB	Zenerova dioda, 5,1V
D24	BZV5.1	SMB	Zenerova dioda, 5,1V
D25	BZV5.1	SMB	Zenerova dioda, 5,1V
D26	BZV5.1	SMB	Zenerova dioda, 5,1V
D27	BZV5.1	SMB	Zenerova dioda, 5,1V
D28	BZV5.1	SMB	Zenerova dioda, 5,1V
D29	1N4148	DO35-10	Univerzální usměřovací dioda
F1	T5A	SH22,5A	Držák přístrojové pojistky PP5 do DPS
F2	T800mA	SH22,5A	Držák přístrojové pojistky PP5 do DPS
IC10	IR2110	DIL14	Budič tranzistorů typu MOSFET
IC11	IR2110	DIL14	Budič tranzistorů typu MOSFET
IC12	IR2110	DIL14	Budič tranzistorů typu MOSFET
IC13	IR2110	DIL14	Budič tranzistorů typu MOSFET
IC14	LM393N	DIL08	Napěťový komparátor, 2x
IC15	LM393N	DIL08	Napěťový komparátor, 2x
IC16	LM393N	DIL08	Napěťový komparátor, 2x
IC17	74HC08N	DIL14	AND, 4 x dvouvstupý
IC18	74HC00N	DIL14	NAND, 4 x dvouvstupý
IC19	74HC08N	DIL14	AND, 4 x dvouvstupý
IC20	74HC00N	DIL14	NAND, 4 x dvouvstupý
IC21	LM393N	DIL08	Napěťový komparátor, 2x
IC22	7815	TO220	Stabilizátor pevného napětí, +15V, 1A
L1	22u	T157-26	Toroidní cívka
L2	22u	T157-26	Toroidní cívka
L3	22u	T157-26	Toroidní cívka
L4	22u	T157-26	Toroidní cívka
LED_POW	-	W237-102	Svorkovnice do plošného spoje
LED_PROB	-	W237-102	Svorkovnice do plošného spoje
LED_PROS	-	W237-102	Svorkovnice do plošného spoje
PRIM2	-	W237-102	Svorkovnice do plošného spoje
PRIVOD	-	W237-103	Svorkovnice do plošného spoje

Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
R34	10R	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R35	10R	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R36	10R	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R37	10R	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R38	10R	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R39	10R	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R40	10R	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R41	10R	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R42	4R7/10W	9x10x49mm	Výkonový rezistor, drátový, 10W
R43	4R7/10W	9x10x49mm	Výkonový rezistor, drátový, 10W
R44	4R7/10W	9x10x49mm	Výkonový rezistor, drátový, 10W
R45	4R7/10W	9x10x49mm	Výkonový rezistor, drátový, 10W
R46	0R1	9x10x22mm	Výkonový rezistor, drátový, 5W
R47	0R1	9x10x22mm	Výkonový rezistor, drátový, 5W
R48	0R1	9x10x22mm	Výkonový rezistor, drátový, 5W
R49	0R1	9x10x22mm	Výkonový rezistor, drátový, 5W
R50	1k	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R51	1k	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R52	1k	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R53	1k	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R54	330R	0207/12	SMA0207 TK50 1% 0,6W, řada E48
R55	330R	0207/12	SMA0207 TK50 1% 0,6W, řada E48
R56	1k	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R57	10R	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R58	10R	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R59	2k	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R60	2k	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R61	6k8	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R62	6k8	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R63	1k	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R64	1k	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R65	2k	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R66	2k	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R67	5k1	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R68	5k1	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R69	620R	0207/12	SMA0207 TK50 1% 0,6W, řada E48
R70	100k	P640	Termistor, NTC640
R71	15k	0207/10	SMA0207 TK50 1% 0,6W, řada E48
R72	20k	0207/10	SMA0207 TK50 1% 0,6W, řada E48
R73	10k	0207/12	SMA0207 TK50 1% 0,6W, řada E48
R74	5k1	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R75	5k1	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R76	5k1	0207/12	SMA0207 TK50 1% 0,6W, řada E48
R77	5k1	0207/12	SMA0207 TK50 1% 0,6W, řada E48
R78	160R	0207/12	SMA0207 TK50 1% 0,6W, řada E48
R79	160R	0207/12	SMA0207 TK50 1% 0,6W, řada E48
R80	R0	0207/12	SMA0207 TK50 1% 0,6W, řada E48

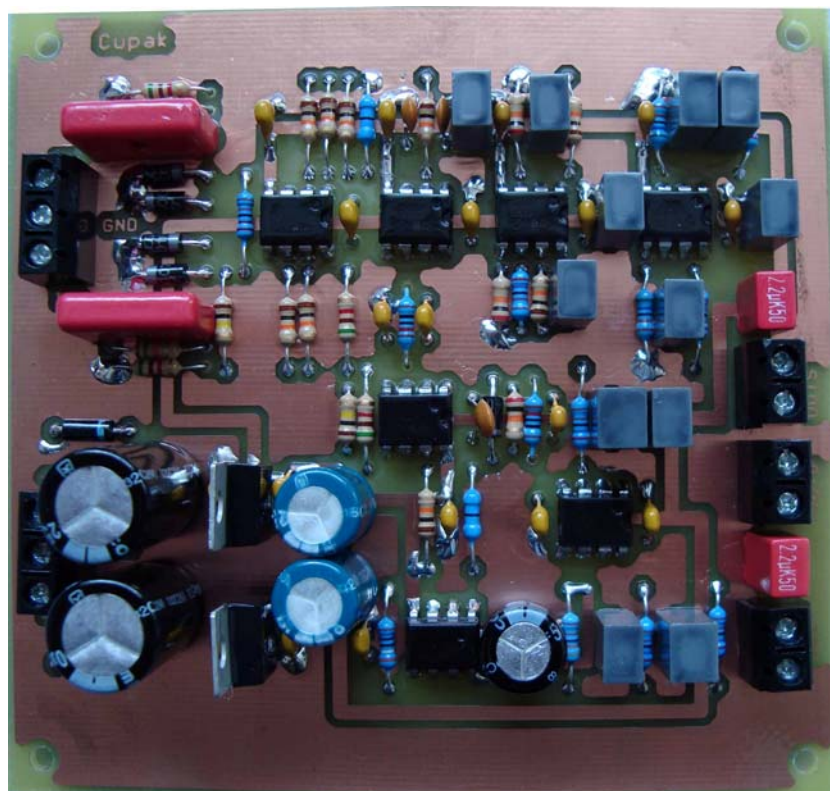
Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
R81	R0	0207/12	SMA0207 TK50 1% 0,6W, řada E48
R82	100k	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R83	15k	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R84	20k	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R85	6k8	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R86	10k	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R87	5k1	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R88	2k	M1206	SMD rezistor 1206, 1%, 0,25W, řada E48
R89	R0	0207/12	SMA0207 TK50 1% 0,6W, řada E48
R90	10R	9x10x49mm	Výkonový rezistor, drátový, 10W
R91	10R	9x10x49mm	Výkonový rezistor, drátový, 10W
T1	IRFB5615PBF	TO220	Výkonový tranzistor typu MOSFET
T2	IRFB5615PBF	TO220	Výkonový tranzistor typu MOSFET
T3	IRFB5615PBF	TO220	Výkonový tranzistor typu MOSFET
T4	IRFB5615PBF	TO220	Výkonový tranzistor typu MOSFET
T5	IRFB5615PBF	TO220	Výkonový tranzistor typu MOSFET
T6	IRFB5615PBF	TO220	Výkonový tranzistor typu MOSFET
T7	IRFB5615PBF	TO220	Výkonový tranzistor typu MOSFET
T8	IRFB5615PBF	TO220	Výkonový tranzistor typu MOSFET
T9	BC337	TO92	Univerzální tranzistor
TR2	TSZZ10	EI48-1	Síťový transformátor, 15V

#### D.4 Seznam součástek napěťových zdrojů

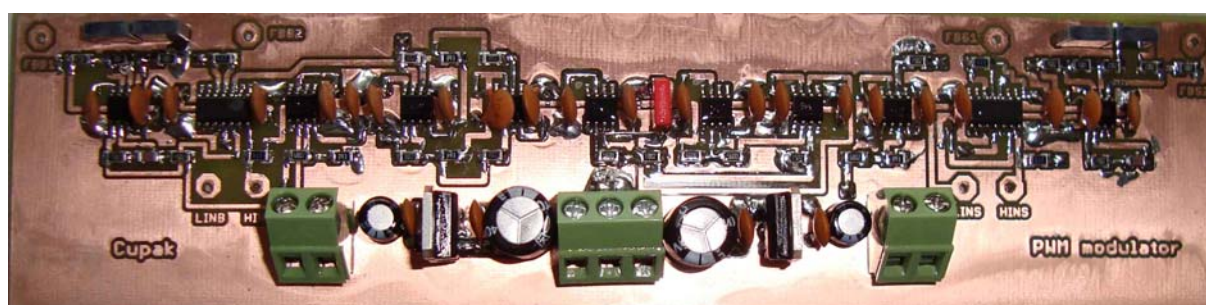
Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
B3	DB102	DIP4	Usměrňovací můstek, 1A
B4	DB102	DIP4	Usměrňovací můstek, 1A
C92	470u/25V	E5-10,5	Elektrolytický hliníkový kondenzátor
C93	470u/25V	E5-10,5	Elektrolytický hliníkový kondenzátor
C94	100n/50V	C050-025X075	Keramický monolitický kondenzátor
C95	100n/50V	C050-025X075	Keramický monolitický kondenzátor
C96	1m/16V	E5-10,5	Elektrolytický hliníkový kondenzátor
C97	1m/16V	E5-10,5	Elektrolytický hliníkový kondenzátor
C98	100n/50V	C050-025X075	Keramický monolitický kondenzátor
C99	100n/50V	C050-025X075	Keramický monolitický kondenzátor
F3	T32mA	SH22,5A	Držák přístrojové pojistky PP5 do DPS
PRIVOD	-	W237-103	Svorkovnice do plošného spoje
TR3	TSZZ3	EI-30	Síťový transformátor, 2 x 15 V
TR4	TSZZ3	EI-30	Síťový transformátor, 2 x 6 V
UCC2	-	W237-103	Svorkovnice do plošného spoje

## E Fotografická dokumentace

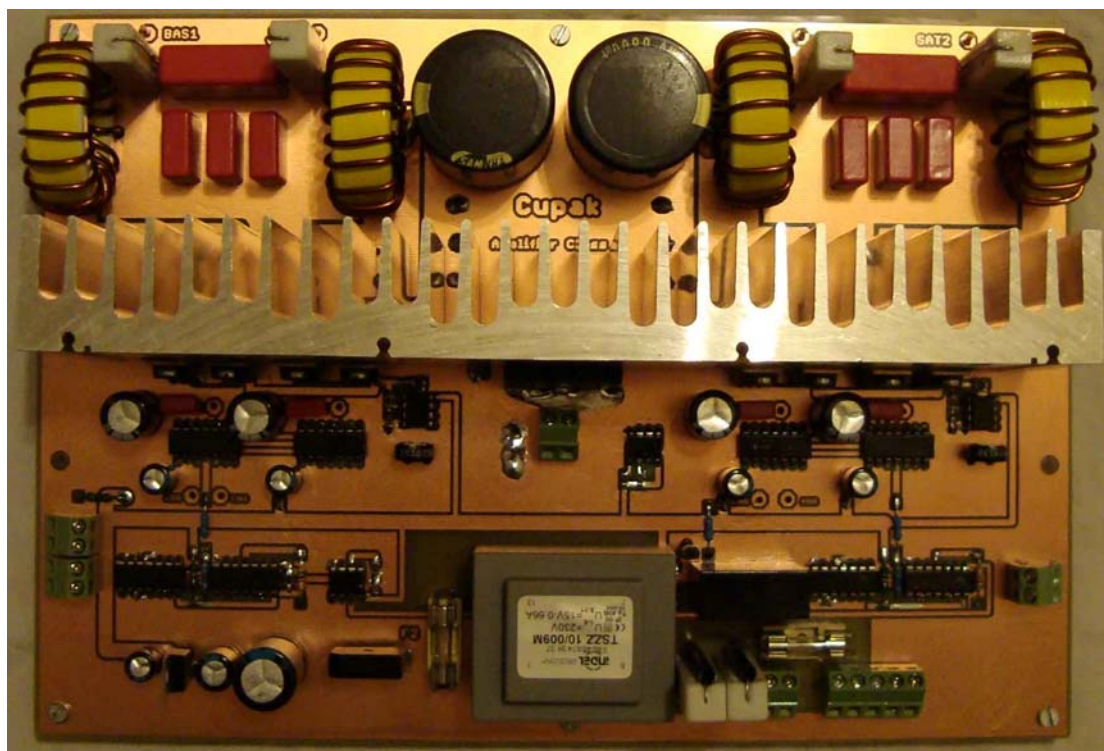
### E.1 Fotografie osazené DPS vstupních obvodů



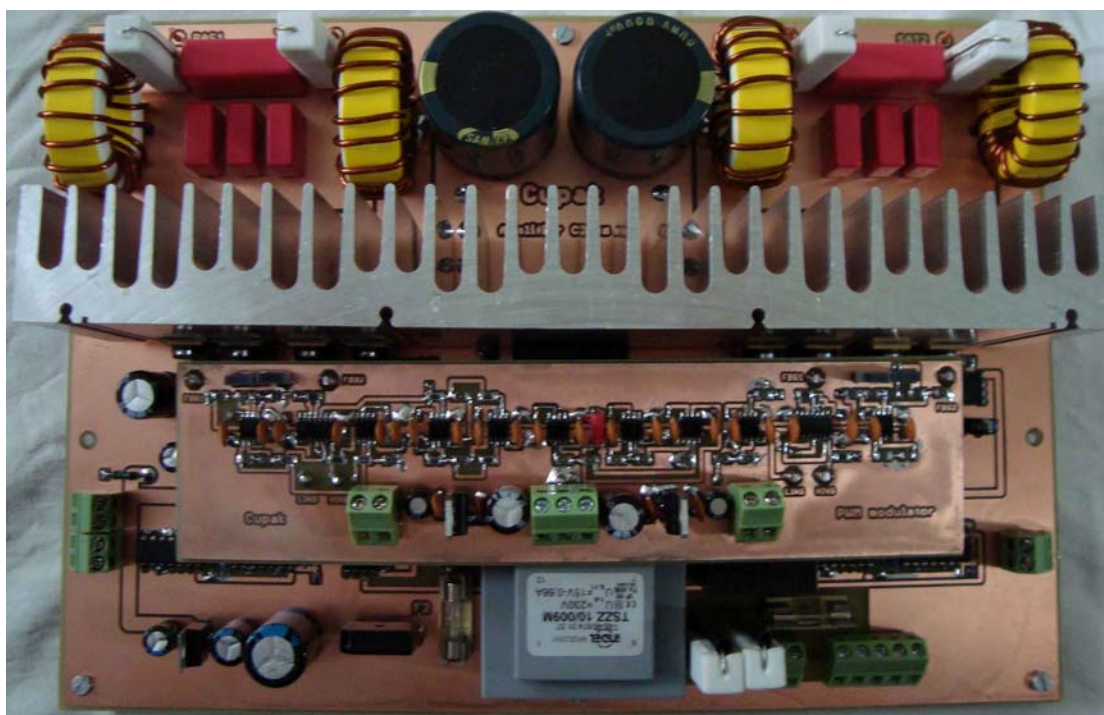
### E.2 Fotografie osazené DPS PWM modulátorů



### E.3 Fotografie osazené DPS koncových zesilovačů



### E.4 Fotografie koncových zesilovačů s PWM modulátory





## E.5 Fotografie osazené DPS napěťových zdrojů



## E.6 Fotografie vstupních obvodů s napěťovými zdroji

