



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

LABORATORNÍ MODUL ZESILOVAČE VE TŘÍDĚ D S PWM MODULACÍ

LABORATORY MODULE OF CLASS D AMPLIFIER WITH PWM MODULATION

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

PETER BARCÍK

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. TOMÁŠ KRATOCHVÍL, Ph.D.

BRNO 2010



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Peter Barcík

ID: 106362

Ročník: 3

Akademický rok: 2009/2010

NÁZEV TÉMATU:

Laboratorní modul zesilovače ve třídě D s PWM modulací

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

V teoretické části práce navrhnete blokové a obvodové zapojení laboratorního modulu zesilovače ve třídě D, který pracuje s PWM modulací. Při návrhu je nutné zohlednit stavbu modulu pro výukové účely a provést návrh individuálních bloků zesilovače (zdroj pilovitého signálu, komparátor, budič PWM, komplementární koncový zesilovač, zpětnovazební a chybový zesilovač atd.). V praktické části práce vytvořte kompletní konstrukční podklady k realizaci návrhu (schéma zapojení, návrh desky plošného spoje, rozložení a soupiska součástek, návrh mechanického uspořádání atd.). Navržené zařízení realizujte formou funkčního prototypu a experimentálním měření v laboratoři nízkofrekvenční elektroniky ověřte jeho činnost. Výsledky měření zpracujte formou standardního protokolu.

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: 8.2.2010

Termín odevzdání: 28.5.2010

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

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

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

ABSTRAKT

V bakalárskej práci sú popísané základné funkčné bloky zosilňovača pracujúceho v triede D. V ďalšej časti je podrobne rozobratý návrh modulu zosilňovača pracujúceho v triede D s PWM moduláciou. Keďže navrhovaný nízkofrekvenčný zosilňovač slúži ako laboratórny prípravok, bolo potrebné navrhnuť každý funkčný blok samostatne podľa vytvorenej blokovej schémy. Návrh koncového LC filtra je odsimulovaný v programe PSPICE. Súčasťou práce sú aj kompletne konštrukčné podklady k realizácii návrhu. Výsledky merania na prototypu sú spracované formou štandardného protokolu.

KLÚČOVÉ SLOVÁ

Impulzne šírková modulácia, delta modulácia, sigma-delta modulácia, funkčný generátor, trieda D, nízkofrekvenčný zosilňovač, spätná väzba, plný most.

ABSTRACT

This bachelor's thesis describes basic functional blocks of class D audio amplifier. Project also discuss about design of module class D audio amplifier with PWM modulation. As this audio amplifier is going to be a laboratory module, it is necessary to divide design into designs of individual functional blocks. Finally project describes design of output LC filter which is also simulated in PSPICE program. This thesis include complete construction details. Measurement results are shown in standard protocol.

KEYWORDS

Pulse width modulation, delta modulation, sigma-delta modulation, function generator, class D, audio amplifier, feedback, full bridge.

BIBLIOGRAFICKÁ CITÁCIA

BARCÍK, P. *Laboratorní modul zesilovače ve třídě D s PWM modulací*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2009. 28 s., 6 s. příloh. Bakalárska práca. Vedúci práce: doc. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.

PREHLÁSENIE

Prehlasujem, že svoju bakalársku prácu na tému „Laboratorní modul zesilovače ve třídě D s PWM modulací“ som vypracoval samostatne pod vedením vedúceho semestrálnej práce a s použitím odbornej literatúry a ďalších informačných zdrojov, ktoré sú všetky citované v práci a uvedené v zozname literatúry na konci práce.

Ako autor uvedenej bakalárskej práce ďalej prehlasujem, že v súvislosti s vytvorením tejto bakalárskej práce som neporušil autorské práva tretích osôb, najmä som nezasiahol nedovoleným spôsobom do cudzích autorských práv osobnostných a som si plne vedomý následkov porušení ustanovení § 11 a nasledujúcich autorského zákona č. 121/2000 Zb., vrátane možných trestnoprávných dôsledkov vyplývajúcich z ustanovení § 152 trestného zákona č. 140/1961 Zb.

V Brne dňa 28. mája 2010

.....

(podpis autora)

POĎAKOVANIE

Ďakujem vedúcemu bakalárskej práce doc. Ing. Tomášovi Kratochvílovi, Ph.D. za účinnú metodickú, pedagogickú a odbornú pomoc a ďalšie cenné rady pri spracovaní mojej bakalárskej práce.

V Brne dňa 28. mája 2010

.....

(podpis autora)

OBSAH

Zoznam obrázkov	x
Zoznam tabuliek	xi
1 Úvod	1
2 Popis jednotlivých blokov zosilňovača pracujúceho v triede D	2
2.1 Blok modulátora.....	2
2.1.1 Impulzne šírkový modulátor.....	2
2.1.2 Delta modulátory.....	3
2.1.3 Sigma-delta modulátory	4
2.2 Blok koncového stupňa s budičom	6
2.2.1 Riadenie výkonových MOSFET tranzistorov.....	6
2.2.2 Zapojenie koncových tranzistorov	6
2.3 Výstupný filter	8
3 Návrh modulu zosilňovača v triede D s PWM moduláciou	9
3.1 Návrh modulátora.....	9
3.1.1 Vstupný predzosilňovač	9
3.1.2 Generátor trojuholníkového signálu	10
3.1.3 Komparátor	11
3.2 Budič výkonových MOSFET tranzistorov	11
3.3 Výkonové MOSFET tranzistory	13
3.4 Návrh chladiča MOSFET tranzistorov.....	14
3.5 Návrh výstupného filtra.....	15
3.6 Spätná väzba	17
3.6.1 Rozdielový zosilňovač.....	17
3.6.2 Zosilňovač odchýlky	18
3.6.3 Stabilita zosilňovača.....	18
4 Návrh mechanického usporiadania	20
5 Experimentálne meranie	22
5.1 Priebehy signálov na jednotlivých meracích bodoch zosilňovača	22
6 Záver	25

Literatúra	26
Zoznam skratiek	27
Zoznam symbolov	27
Zoznam príloh	28
Príloha A: Schéma zapojenia modulu zosilňovača	29
Príloha B: Návrh dosky plošných spojov	30
Príloha C: Rozmiestnenie súčiastok na doske plošných spojov	31
Príloha D: Zoznam súčiastok.....	32
Príloha E: Fotografická dokumentácia	34

ZOZNAM OBRÁZKOV

Obrázok 2-1 Principiálna bloková schéma audio zosilňovača pracujúceho v triede D	2
Obrázok 2-2 Impulzne šírková modulácia.....	3
Obrázok 2-3 Idealizovaný priebeh napätí na vstupných a výstupných svorkách komparátora $U = f(t)$	3
Obrázok 2-4 Bloková schéma delta modulátora a demodulátora	4
Obrázok 2-5 Bloková schéma sigma-delta modulátora a demodulátora 1. rádu a idealizovaný model sigma-delta modulátora 1.rádu.....	5
Obrázok 2-6 Koncové tranzistory MOSFET v polmostíkovom zapojení	7
Obrázok 2-7 Koncové tranzistory MOSFET v mostíkovom zapojení	7
Obrázok 3-1 Bloková schéma navrhnutého zosilňovača pracujúceho v triede D	9
Obrázok 3-2 Bloková schéma polovice obvodu HIP4081A.....	12
Obrázok 3-3 Závislosť fázy a útlmu na frekvencii	16
Obrázok 3-4 Schéma zapojenia spätoväzobnej slučky.....	17
Obrázok 3-5 Zjednodušený lineárny model otvorenej slučky zosilňovača pracujúceho v triede D	19
Obrázok 3-6 Amplitúdová a frekvenčná charakteristika otvorenej slučky lineárneho modulu zosilňovača z obr. 4-5	19
Obrázok 4-1 Mechanické usporiadanie laboratórneho prípravku.....	20
Obrázok 4-2 Návrh vrchného panelu laboratórneho prípravku	21
Obrázok 5-1 Referenčný trojuholníkový signál na výstupe obvodu MAX038	22
Obrázok 5-2 Spätoväzobný signál.....	22
Obrázok 5-3 Signály na výstupe komparátora MAX913	23
Obrázok 5-4 Signály na výstupe budiča HIP0481A	23
Obrázok 5-5 Signál na výstupe zosilňovača	24
Obrázok A-1 Schéma zapojenia modulu zosilňovača	29
Obrázok B-1 DPS modulu zosilňovača – TOP. Rozmer 100 × 80 mm.	30
Obrázok B-2 DPS modulu zosilňovača – BOTTOM. Rozmer 100 × 80 mm.	30
Obrázok C-1 Rozmiestnenie súčiastok na DPS module zosilňovača - TOP.....	31
Obrázok C-2 Rozmiestnenie súčiastok na DPS module zosilňovača – BOTTOM	31
Obrázok E-1 Pohľad na modul zosilňovača bez pripojených vodičov napájania.....	34
Obrázok E-2 Pohľad na laboratórny prípravok zosilňovača pracujúceho v triede D	34

ZOZNAM TABULIEK

Tabuľka 3-1 Základné parametre operačného zosilňovača OPA277	10
Tabuľka 3-2 Logické úrovne privedené na adresné vstupy generátora.....	10
Tabuľka 3-3 Základné parametre precízneho komparátora MAX913	11
Tabuľka 3-4 Pravdivostná tabuľka obvodu HIP4081A.....	12
Tabuľka 3-5 Základné parametre MOSFET tranzistora IRF3205 pri teplote čipu $T_j = 25\text{ °C}$	13
Tabuľka 3-6 Vypočítané údaje z programu mini Ring Core Calculator 1.2	16
Tabuľka 3-7 Základné parametre operačného zosilňovača THS4052	18

1 ÚVOD

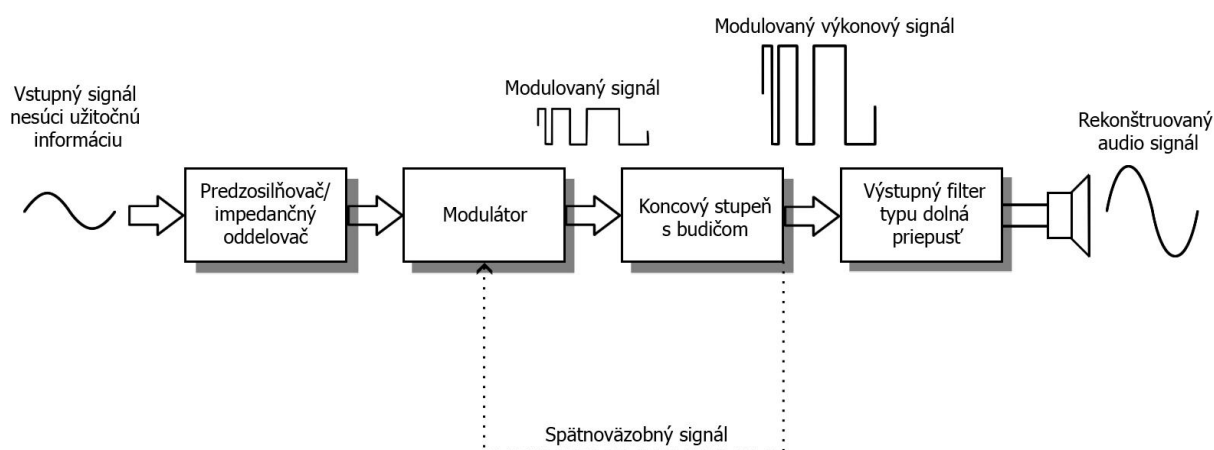
Cieľom bakalárskej práce je navrhnuť a zrealizovať funkčný prototyp laboratórneho modulu zosilňovača v triede D s PWM moduláciou. Zosilňovač bude v prevedení mono s maximálnym výstupným výkonom 30W. Pomocou vyvedených konektorov bude možné sledovať signál za každým funkčným blokom. V práci bude podrobne rozobratý základný princíp jednotlivých funkčných blokov. Pri návrhu bude kladený dôraz na nízke skreslenie výstupného signálu a vysokú účinnosť zosilňovača. Výkonový stupeň je v prevedení štyroch MOSFET tranzistorov v mostíkovom zapojení. Ako budič tranzistorov bude slúžiť integrovaný budič MOSFET HIP4081. Práca sa tiež zaoberá popisom a návrhom výstupného filtra typu dolná priepusť. Funkčnosť navrhnutého riešenia je odsimulovaná v programe PSPICE. Spätná väzba zavedená do zosilňovača spolu s výstupným filtrom tvoria základné prvky, ktoré sú rozhodujúce pre dosiahnutie nízkeho skreslenia. Stabilita otvorenej slučky spätnej väzby je odsimulovaná v nástroji SISOTOOL, ktorý je súčasťou programu MATLAB.

2 POPIS JEDNOTLIVÝCH BLOKOV ZOSILŇOVAČA PRACUJÚCEHO V TRIEDE D

Na obr. 2-1 je blokové zapojenie audio zosilňovača v triede D. Vstupný signál nesúci užitočnú informáciu je privedený do bloku predzosilňovača (impedančného oddeľovača). Tento blok impedančne oddeľuje vlastný výkonový zosilňovač od zdroja signálu. Taktiež zosilňuje vstupný signál na potrebnú úroveň.

Ďalší blok zosilňovača tvorí modulátor, ktorého funkciou je prevod signálu do tvaru, ktorým je možné riadiť spínací proces tranzistorov v koncovom stupni zosilňovača. Funkcia tranzistora v koncovom stupni je podobná spínaču, ktorý je striedavo v polohe zapnutý a rozopnutý. Pomer medzi dobou zopnutia a rozopnutia spínača riadi modulátor.

Užitočnú informáciu o audiosignáli nesie stredná hodnota výkonových impulzov na výstupe bloku koncového stupňa. Užitočný nízko-frekvenčný signál získame na výstupe tak, že zaradíme do cesty modulovanému výkonovému signálu filter typu dolná priepusť. Funkciou výstupného filteru je odstrániť nežiaduce vysokofrekvenčné spektrálne zložky, ktoré sú prítomné v modulovanom výkonovom signáli.[1]



Obrázok 2-1 Principiálna bloková schéma audio zosilňovača pracujúceho v triede D (prevzaté a upravené z [1])

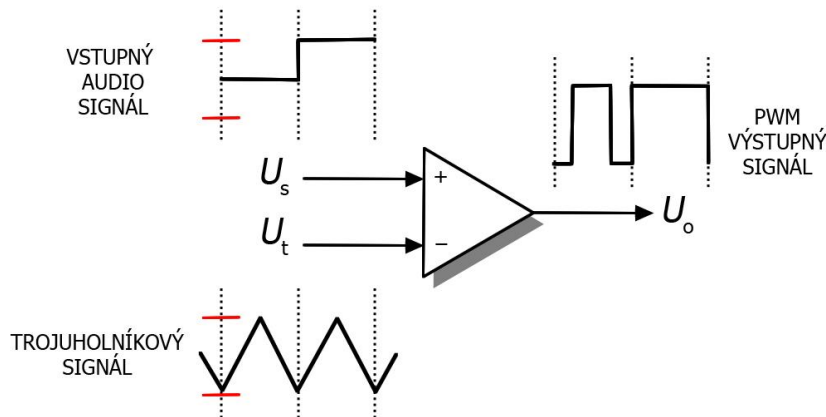
2.1 Blok modulátora

Okrem modulátorov uvedených v nasledujúcej kapitole existuje množstvo iných modulačných techník, ktoré sa používajú v zapojení s audio zosilňovačmi pracujúcimi v triede D. Šírka jednotlivých impulzov je závislá na amplitúde vstupného audio signálu tzv. PWM. Frekvenčné spektrum modulovaného signálu obsahuje žiadany audio signál ale aj nežiaduce vysokofrekvenčné zložky.

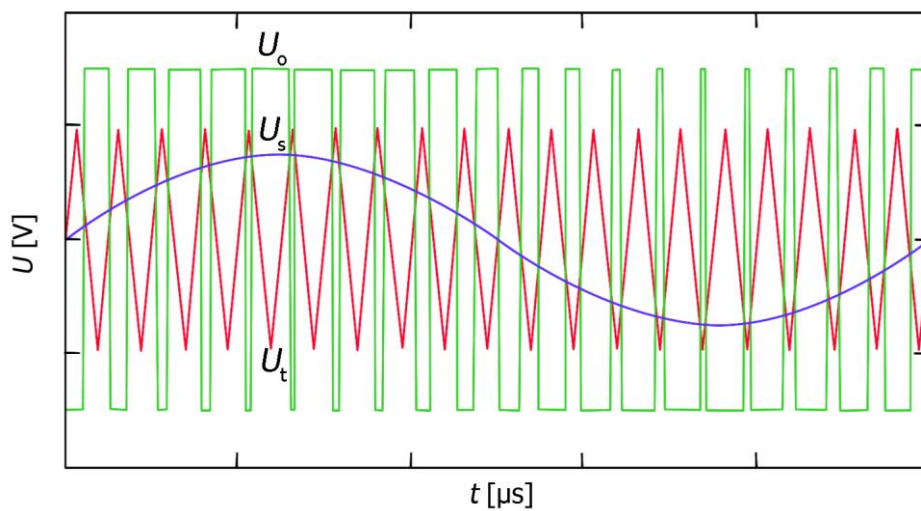
2.1.1 Impulzne šírkový modulátor

Impulzne šírková modulácia (viď. obr. 2-2) alebo PWM vzniká porovnaním

vstupného audio signálu s trojuholníkovým alebo pílovým signálom s vysokou frekvenciou (podľa vzorkovacieho teóremu minimálne dvojnásobnou ako je šírka audio frekvenčného pásma). Výstupná úroveň komparátora je v logickej nule, ak prekročí úroveň napätia trojuholníkového signálu na svorke U_t úroveň napätia privedeného na neinvertujúci vstup komparátora U_s . Výstup komparátora je v úrovni logickej jednotky, ak bude úroveň napätia trojuholníkového priebehu na svorke U_t nižšia, ako je úroveň napätia privedeného na neinvertujúci vstup U_s . Na výstupe komparátora vznikne PWM signál U_o (vid'. obr. 2-3). Počas každej periódy nosnej je strieda PWM signálu úmerná vstupnému audio signálu.



Obrázok 2-2 Impulzne šírková modulácia (prevzaté a upravené z [2])



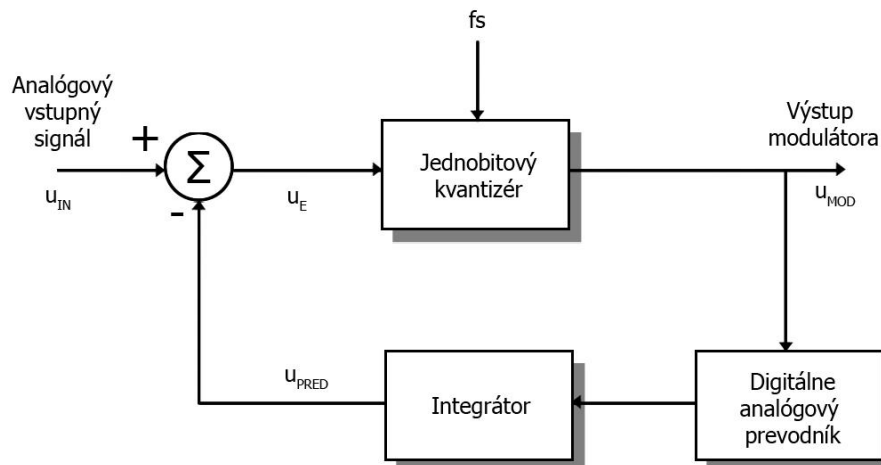
Obrázok 2-3 Idealizovaný priebeh napätí na vstupných a výstupných svorkách komparátora $U = f(t)$ (prevzaté a upravené z [3])

2.1.2 Delta modulátory

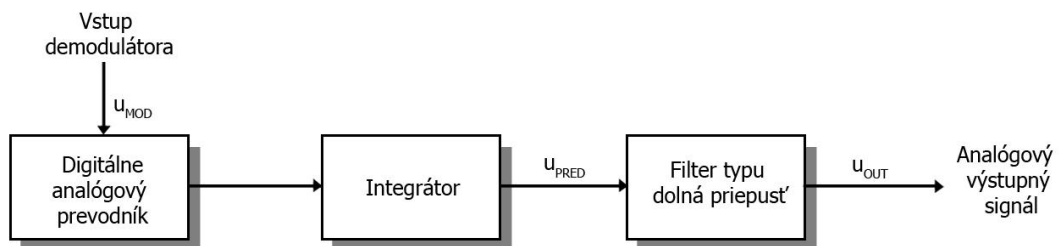
Delta modulácia je založená na kvantizácii odchýlky medzi jednotlivými vzorkami vstupného a predikovaného signálu. Nie je teda kvantovaná absolútna veľkosť vstupného signálu. Delta modulátory sú náchylné na „preťaženie“ príliš strmým

vstupným signálom, kedy prírastok (alebo úbytok) napätia vstupného signálu medzi jednotlivými vzorkami je natoľko značný, že modulátor prestáva byť schopný sledovať vstupný signál. Výkonnosť delta modulátorov je teda veľmi závislá na frekvencii vstupného signálu.[1]

a) modulátor



b) demodulátor



Obrázok 2-4 Bloková schéma delta modulátora a demodulátora (prevzaté a upravené z [1])

V súčtovom uzle delta modulátora (vid' obr. 2-4) je odčítaný vstupný analógový signál u_{IN} od predikovaného signálu u_{PRED} . Odchýlka signálu je kvantovaná v jednobitovom kvantizéri s frekvenciou f_s . Výstupom kvantizéru je bitová postupnosť. Úlohou integrátora je vytvoriť novú predikovanú hodnotu u_{PRED} vstupného analógového signálu u_{IN} . [1]

2.1.3 Sigma-delta modulátory

Sigma-delta modulácia uskutočňuje predikciu šumu, zatiaľ čo delta modulácia uskutočňuje predikciu signálovej hodnoty. Hodnota kvantizačného šumu je závislá na frekvencii. Táto vlastnosť sigma-delta modulátorov sa nazýva „noise shaping“.

Pomocou Laplaceovej transformácie môžeme podľa [1] popísať zjednodušený a

idealizovaný model sigma-delta modulátora 1. rádu (viď. obr. 2-5). Nahradením jednobitového kvantizéru sčítačkou, môžeme lineárny model modulátora priblížiť k realite. Do jedného vstupu sčítačky privedieme signál z výstupu integrátora, do druhého vstupu zavedieme príspevok kvantizačného šumu, ktorého obraz v Laplaceovej transformácii označme ako $N(p)$. Prenosová funkcia spojitého systému sigma-delta modulátora 1.rádu, ktorý bude popísaný Laplaceovou transformáciou za nulových počiatočných podmienok, bude v tvare výrazu 2.2.

$$Y(p) = [X(p) - Y(p)] \cdot \frac{1}{p}, \text{ pre } N(p)=0 \quad (2.1)$$

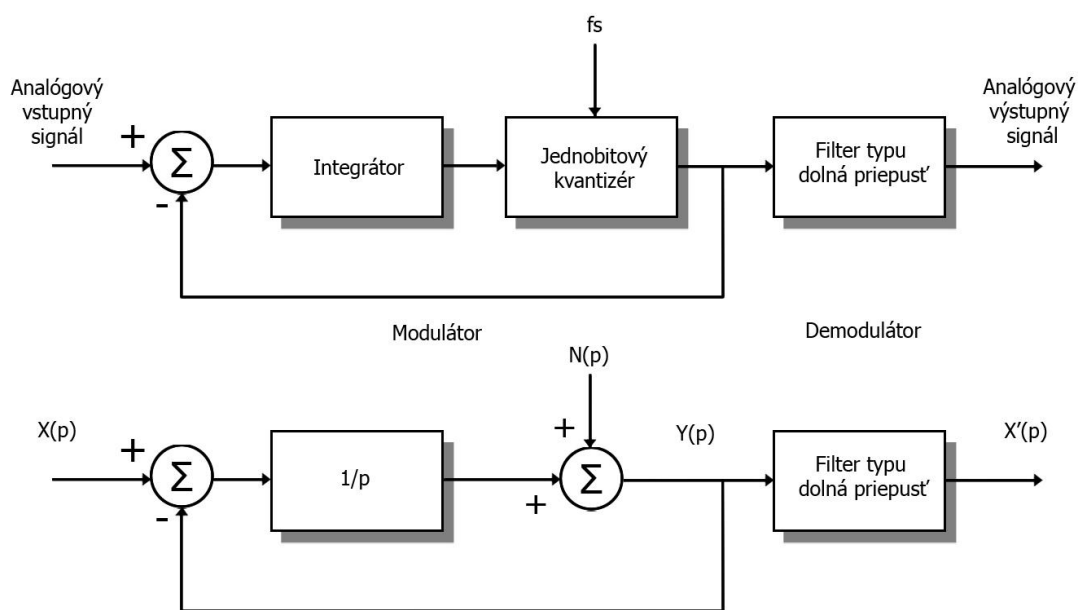
$$\frac{Y(p)}{X(p)} = \frac{\frac{1}{p}}{1 + \frac{1}{p}} = \frac{1}{p+1} \quad (2.2)$$

Na výstup spojitého systému sigma-delta modulátora 1.rádu sa preniesie kvantizačný šum v tvare rovnice 3.4.

$$Y(p) = -Y(p) \cdot \frac{1}{p} + N(p), \text{ pre } X(p)=0 \quad (2.3)$$

$$\frac{Y(p)}{N(p)} = \frac{1}{1 + \frac{1}{p}} = \frac{p}{p+1} \quad (2.4)$$

Podľa rovnice 3.2 sa modulátor pre vstupný signál správa ako filter typu dolná priepusť prvého rádu. Kvantizačný šum je modulátorom na nízkych frekvenciách potlačený čo je zrejme zo vzťahu 2.4.



Obrázok 2-5 Bloková schéma sigma-delta modulátora a demodulátora 1. rádu a idealizovaný model sigma-delta modulátora 1.rádu (prevzaté a upravené z [1])

2.2 Blok koncového stupňa s budičom

Pri spínaných zosilňovačoch sa používa mostíkové alebo polmostíkové zapojenie koncových tranzistorov. Obe zapojenia majú svoje výhody aj nevýhody, ktoré budú popísané v tejto kapitole.

2.2.1 Riadenie výkonových MOSFET tranzistorov

Úlohou budiaceho obvodu výkonových MOSFET tranzistorov je spínať a rozopínať koncové unipolárne tranzistory. Podľa [1] sú na budiace obvody kladené nasledujúce základné požiadavky:

- malý dynamický odpor budiaceho obvodu,
- veľmi malý kľudový prúd tečúci obvodom v neaktívnom stave,
- „plávajúca“ činnosť výkonových spínacích tranzistorov,
- kompaktná konštrukcia s čo možno najväčšou snahou eliminovať nežiaduce indukčnosti medzi spojami,
- galvanické oddelenie riadiaceho obvodu a obvodu budiča výkonového tranzistora MOSFET.

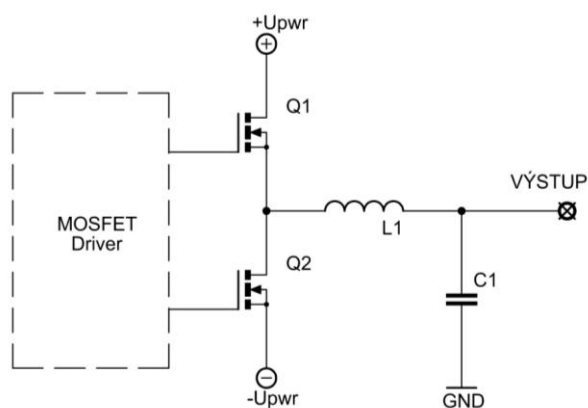
Medzi typické zapojenia, často využívaných pre riadenie výkonových tranzistorov MOSFET patrí:

- komplementárny emitorový sledovač ako budič MOSFET tranzistorov,
- využitie impulzného transformátora pre riadenie MOSFET tranzistorov,
- použitie integrovaných budičov tranzistorov MOSFET,
- integrované obvody „power stage“ (kombinácia budiča a výkonových tranzistorov v jednom puzdre).

Integrovanými budičmi tranzistorov MOSFET je možné riadiť jeden či viac unipolárnych tranzistorov MOSFET s indukovaným kanálom typu N alebo P, prípadne i kombináciu oboch typov.

2.2.2 Zapojenie koncových tranzistorov

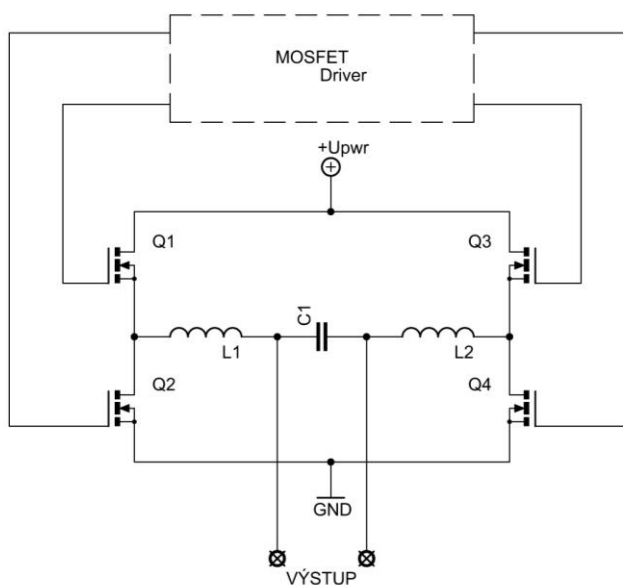
Na obrázku 2-6 sú MOSFET tranzistory s indukovaným kanálom typu N (Q_1 , Q_2) v mostíkovom zapojení. Výkonový stupeň je napájaný zo zdroja jednosmerného napätia symetricky voči potenciálu zeme. Prvky L_1 a C_1 tvoria filter typu dolná priepusť. Výstupné napätie zosilňovača je možné odoberať zo svorky VÝSTUP proti potenciálu zeme. Pri zapojení koncového stupňa do polmostíka je vždy nutné zaviesť z výstupu spätnú väzbu. Spätná väzba sa zavádza z dôvodu eliminácie nežiaducej jednosmernej zložky a nesymetrie napätia na výstupe. Napät'ovú nesymetriu spôsobuje hlavne nedokonalá symetria napájacieho zdroja voči potenciálu zeme. Keďže oba tranzistory (Q_1, Q_2) nemôžu mať dokonale rovnaké parametre, na výstupe vzniká jednosmerná zložka. Výhodou tohto zapojenia je použitie iba dvoch tranzistorov na každý audio kanál, použitie jednoduchšieho budiča výkonových tranzistorov a jednoduchšia konštrukcia výstupného filtra zosilňovača.



Obrázok 2-6 Koncové tranzistory MOSFET v polmostíkovom zapojení (prevzaté z [1])

Snahou výkonového stupňa zosilňovača je rekuperácia komutačného prúdu (z výstupného akumuláčného filtra a induktívnej záťaže zosilňovača) späť do napájacej siete. Tento jav je nazývaný „bus pumping“. Riešenie problému spočíva v použití dostatočne dimenzovaných elektrolytických kondenzátorov na výstupoch výkonového napájacieho zdroja zosilňovača [1].

Na obrázku 2-7 sú MOSFET tranzistory s indukovaným kanálom typu N (Q_1 - Q_4) v mostíkovom zapojení. Výkonový stupeň je napájaný z jednosmerného zdroja jednej polarita. Výstupné napätie nie je možné odoberať voči potenciálu zeme, ale zo svoriek označených ako VÝSTUP. Výstupný filter zosilňovača tvoria prvky L_1 , L_2 , C_1 . Riadiaci obvod MOSFET tranzistorov musí byť schopný zamedziť súčasnému zopnutiu tranzistorov v jednej vetve mostíka (Q_1 a Q_2 , Q_3 a Q_4). Zavedenie spätnej väzby nie je pri mostíkovom zapojení výkonového stupňa nutné. V aplikáciách spojených so spracovávaním audiosignálu sa však spätná väzba zavádza vždy a to pre zlepšenie audio parametrov zosilňovača.



Obrázok 2-7 Koncové tranzistory MOSFET v mostíkovom zapojení (prevzaté z [1])

Výhodou mostíkového zapojenia výkonového stupňa je odstránenie problémov s „buss pumping“ efektom a s jednosmernou zložkou napätia na výstupe zosilňovača. Nevýhodou je nutnosť použitia až štyroch tranzistorov na jeden audio kanál a zložitejší návrh výstupného filtra zosilňovača.

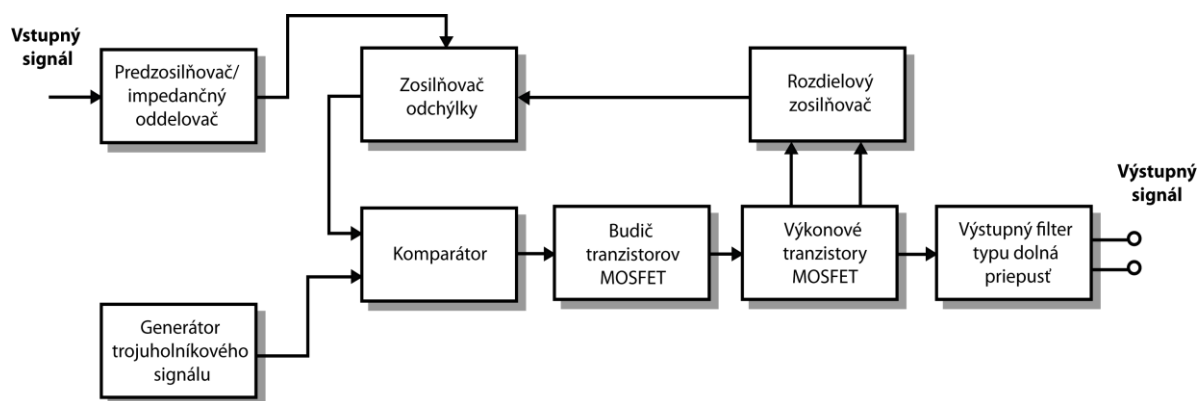
2.3 Výstupný filter

LC filter typu dolná priepusť je takmer výhradne používaný pre potlačenie nežiaducich vysokofrekvenčných spektrálnych zložiek na výstupoch výkonových zosilňovačov pracujúcich v triede D. Účinnosť zosilňovača a jeho audio parametre sú ovplyvnené voľbou komponentov pre jeho realizáciu. Medzi tri najpoužívanejšie príklady výstupných filtrov môžeme zaradiť:

- feristor a kondenzátor,
- výstup zosilňovača bez výstupného filtra
- filter typu dolná priepusť tvorený prvkami cievka a kondenzátor.

3 NÁVRH MODULU ZOSILŇOVAČA V TRIEDE D S PWM MODULÁCIOU

Navrhovaný zosilňovač bude slúžiť ako laboratórny modul. Z tohto dôvodu je každý funkčný blok zosilňovača (viď. obr. 3-1) navrhnutý samostatne, čo umožňuje sledovať signál v celom obvode.



Obrázok 3-1 Bloková schéma navrhnutého zosilňovača pracujúceho v triede D

3.1 Návrh modulátora

Modulátor pracuje na princípe impulznej šírkového modulácie, ktorej princíp je popísaný v kapitole 2.1.1. Pozostáva zo vstupného predzosilňovača, z generátora trojuholníkového signálu a precízneho komparátora.

3.1.1 Vstupný predzosilňovač

Predzosilňovač plní úlohu impedančného oddeľovača vstupných svoriek od vlastného výkonového zosilňovača. Na zosilnenie vstupného signálu nie je kladený dôraz, preto je operačný zosilňovač zapojený ako napäťový sledovač so ziskom 1. Podľa [1] musí operačný zosilňovač vyhovovať nasledujúcim podmienkam: nízky šum, nízke THD, nízky (nastaviteľný) offset, dostatočná šírka pásma a rýchlosť prebehu, stabilita aj pri jednotkovom zosilnení a možnosť symetrického napájania proti zemi. Uvedeným podmienkam vyhovuje operačný zosilňovač OPA277 (viď. tab. 3-1).

Trimer R_{15} (viď. príloha A) slúži ku kompenzácií napäťového offsetu, jeho hodnota je 10 k Ω . Vstupná invertujúca svorka je prepojená z výstupom operačného zosilňovača cez rezistor R_7 . Trimrom R_5 môžeme nastaviť vstupný odpor zosilňovača. Spolu s kondenzátorom C_7 tvoria RC filter typu dolná priepusť, ktorý slúži na odstránenie jednosmernej zložky v signáli privedenom na vstup zosilňovača.

Tabuľka 3-1 Základné parametre operačného zosilňovača OPA277 (prevzaté z [4])

Parametre	MIN	TYP	MAX
Šum [$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$]		12	
Vstupný napäťový offset [μV]		± 10	± 25
Šírka pásma [MHz]		1	
Rýchlosť prebehu [$\text{V}/\mu\text{s}$]		0,8	
Napájanie [V]		± 5	

3.1.2 Generátor trojuholníkového signálu

Ako precízny generátor trojuholníkového signálu je použitý funkčný generátor MAX038, ktorý vyrába firma MAXIM. Tento vysokofrekvenčný funkčný generátor vytvára sínusový, trojuholníkový alebo obdĺžnikový priebeh s nízkym skreslením v rozsahu frekvencií 0,1 Hz – 20 MHz, s použitím minimálneho počtu externých súčiastok. Žiadaný výstupný signál je zvolený privedením log.1 alebo log.0 na dva adresné vstupy A0 a A1 (viď. tabuľka 3-2). Privedením napätia $\pm 2,4$ V na vstup svorky DADJ je možné meniť striedu výstupného signálu v rozsahu (10 – 90) %. Integrovaný obvod taktiež umožňuje frekvenčne modulovať výstupný signál privedením napätia vhodnej veľkosti na vstup FADJ. Ak táto funkcia nie je potrebná je vhodné vstup FADJ uzemniť cez rezistor s hodnotou 12k [5].

Tabuľka 3-2 Logické úrovne privedené na adresné vstupy generátora (prevzaté z [5])

A0	A1	Generovaný priebeh
X	1	Sínusový
0	0	Obdĺžnikový
1	0	Trojuholníkový

Funkčný generátor je využívaný iba ako precízny generátor trojuholníkového signálu so striedou 50 %. Preto je vstup DADJ v schéme pripojený na potenciál zeme. Frekvencia generovaného signálu je daná hodnotami kvalitného keramického kondenzátora C_F zapojeného na vstup C_{OSC} , a rezistora R_{IN} , ktorý je pripojený na napäťovú referenciu REF ($U_{IN} = 2,5$ V). Hodnoty prvkov udáva nasledujúci vzťah [5]:

$$f_0 = \frac{U_{IN}}{(R_{IN} \cdot C_F)} \quad (3.1)$$

Rezistor R_{IN} je tvorený potenciometrom P_1 s hodnotou 220 k Ω (viď. schéma zapojenia v prílohe A) zapojeným do série s rezistorom R_{16} o hodnote 12 k Ω . Na vstup C_{OSC} je pripojený keramický kondenzátor C_3 s menovitou hodnotou 560 pF. Podľa vzťahu 3.1 je možné potenciometrom P_1 nastaviť frekvenciu výstupného signálu v rozmedzí (30 – 400) kHz.

3.1.3 Komparátor

V bloku komparátora sa porovnáva vstupný signál privedený z bloku zosilňovača odchýlky na neinvertujúcu vstupnú svorku s trojuholníkovým referenčným signálom privedeným na invertujúcu svorku. Ak je úroveň napätia na invertujúcej svorke menšia ako na neinvertujúcej, výstup komparátora je v log.0. V opačnom prípade je na výstupe log.1. Na výstupe komparátora je možné namerať PWM signál s úrovňou odpovedajúcou TTL. Na výber vhodného komparátora sú kladené nasledujúce požiadavky [1]: minimálna doba oneskorenia signálu pri prechode komparátorom, symetrické napájanie proti zemi, vysoká rozlišovacia schopnosť.

Uvedeným podmienkam vyhovuje integrovaný obvod MAX913 vyrábaný firmou MAXIM, ktorý patrí do triedy ultra-rýchlych komparátorov.

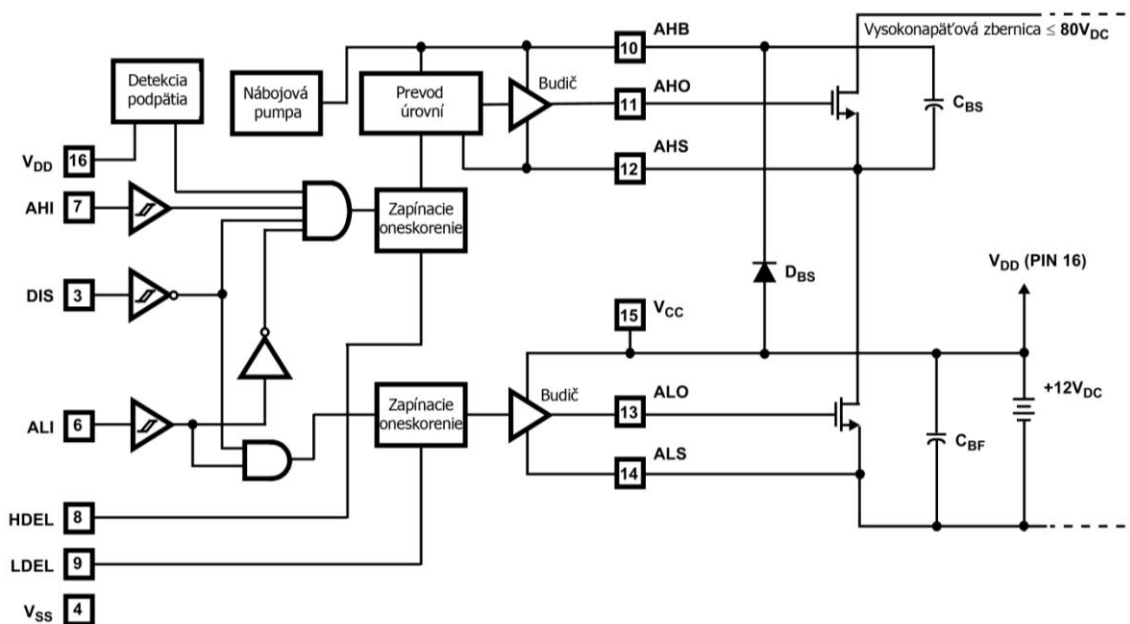
Tabuľka 3-3 Základné parametre precízneho komparátora MAX913 (prevzaté z [6])

Parameter	MIN	TYP	MAX
Vstupný napäťový offset [mV]		0,1	2
CMRR [dB]	80	110	
PSRR [dB]	80	100	
Napájanie [V]		±5	

3.2 Budič výkonových MOSFET tranzistorov

Ako budič výkonových MOSFET tranzistorov bol vybratý integrovaný budič HIP4081(A) vyrábaný firmou Intersil. Tento obvod dokáže riadiť spínací proces štyroch MOSFET tranzistorov s indukovaným kanálom typu N v mostíkovom zapojení až do frekvencie 1 MHz. Môže pracovať pri napätí výkonovej zbernice od 10 do 80 V.

Z blokovej schémy obvodu (vid'. obr. 3-2) je vidieť, že obvod obsahuje detekciu podpätia. Ak napätie na svorke VDD klesne pod hranicu 8,25 V, dôjde k rozopnutiu MOSFET tranzistorov (vid'. tab. 4-2). Privedením log 1. na svorku DIS, ktorá je riadená negatívnou logikou, dochádza rovnako k rozopnutiu všetkých tranzistorov. Tento vstup je možné využiť k detekcii nadprúdu v koncovom stupni zosilňovača. Blok prevodu úrovni zaisťuje spoľahlivý prenos informácie pre zopnutie MOSFET tranzistorov v hornej vetve. Blok budiča tranzistorov MOSFET je zostavený z bipolárnych vysokorýchlostných tranzistorov typu NPN. Interná nábojová pumpa je využitá pre udržanie potrebného náboja na „bootstrap“ kondenzátoroch C_{BS} . Spolu s „bootstrap“ diódou D_{BS} je možné získať potrebné množstvo energie pre riadenie MOSFET tranzistorov v hornej vetve obvodu. Vďaka nábojovej pumpe je obvod schopný riadiť tranzistory MOSFET aj pri veľmi pomalých spínacích procesoch, bez akýchkoľvek externých súčiastok. Hodnota kondenzátora C_{BS} je volená približne ako desaťnásobok ekvivalentnej kapacity medzi elektródami „gate“ a „source“ riadeného MOSFET tranzistora. V zapojení (vid'. príloha A) je použitý keramický SMD kondenzátor s dielektrikom X7R o hodnote 100 nF. Ako „bootstrap“ dióda bola použitá rýchla dióda ES1D. Napájacie napätie obvodu je podľa [1] vhodné zvoliť v rozsahu (10 – 12) V.



Obrázok 3-2 Bloková schéma polovice obvodu HIP4081A (prevzaté a upravené z [7])

Integrovaný obvod obsahuje štyri vstupy ALI, BLI, AHI a BHI pomocou ktorých môžeme riadiť spínací proces unipolárnych tranzistorov cez výstupy ALO, BLO, AHO a BHO (viď. tab. 3-4). Signály privedené na vstupy ALI a BLI majú väčšiu prioritu ako vstupy AHI a BHI, preto nemôže nikdy dôjsť k súčasnému zopnutiu unipolárnych tranzistorov v rovnakej vetve.

Tabuľka 3-4 Pravdivostná tabuľka obvodu HIP4081A (prevzaté a upravené z [7])

Vstup				Výstup	
ALI,BLI	AHI,BHI	Podpätie	DIS	ALO,BLO	AHO,BHO
X	X	X	1	0	0
1	X	0	0	1	0
0	1	0	0	0	1
0	0	0	0	0	0
X	X	1	X	0	0

PWM signál z komparátora (viď. príloha A) je privedený na vstup ALI, negovaný signál na vstup BLI. K úplnému riadeniu štyroch tranzistorov sú tieto signály dostačujúce. Trimre R13 a R14 (viď. príloha A) s hodnotou 250 k Ω , ktoré sú pripojené na svorky HDEL a LDEL, slúžia na individuálne nastavenie oneskorenia zopnutia tranzistorov v hornej a dolnej vetve mosta.

3.3 Výkonové MOSFET tranzistory

Výhody a nevýhody mostíkového a polmostíkového zapojenia výkonových tranzistorov boli zhrnuté v kapitole 2.2.2. Preto bolo rozhodnuté zvolit' mostíkové zapojenie. Táto časť je tvorená štyrmi MOSFET tranzistormi s indukovaným kanálom typu N. Pre výber vhodných tranzistorov je určujúce napätie medzi elektródami „drain“ a „source“ označované ako U_{DSmin} . Toto napätie môžeme určiť podľa vzťahu (3.2) z [1]

$$U_{DS\ min(\rho\ ln\ y\ -\ most)} = \frac{\sqrt{2 \cdot P_{out} \cdot R_z}}{M} + K, \quad (3.2)$$

kde P_{out} je najvyššia hodnota výstupného výkonu zosilňovača dodávaného do čisto ohmickej záťaže R_z , stupeň modulácie je označený M a koeficient K určuje nutnú rezervu (10 - 40) %. Pre navrhovaný modul zosilňovača platí:

$$U_{DS\ min(\rho\ ln\ y\ -\ most)} = \frac{\sqrt{2 \cdot 30 \cdot 4}}{1} + (25\%) = 15,5 + 25\% = \underline{19,4\ V}.$$

Ako vhodný sa javí MOSFET tranzistor IRF3205 upevnený do púzdra TO-220, ktorého základné vlastnosti sú zhrnuté v tabuľke 3-5.

Tabuľka 3-5 Základné parametre MOSFET tranzistora IRF3205 pri teplote čipu $T_j = 25\ ^\circ\text{C}$ (prevzaté z [8])

Označenie tranzistora	U_{DSmax} [V]	$R_{DS(on)}$ [mΩ]	I_{Dmax} [A]	Q_G [nC]	T_{jmax} [°C]	C_{oss} [pF]	Q_{rr} [nC]
IRF 3205	55	8	110	146	175	781	143

Aby pri rýchlom spínaní indukívnej záťaže nedošlo k deštrukcii tranzistorov sú medzi svorky drain a source tranzistorov ($Q_1 - Q_4$) (viď. príloha A) pripojené antiparalelne rýchle diódy ($D_7 - D_{10}$). Paralelná kombinácia rezistorov ($R_9 - R_{12}$) s rýchlymi diódami ($D_3 - D_6$) zapojená medzi svorku drain tranzistorov a výstupy budiča MOSFET, zabezpečí rýchle rozopnutie a oneskorené zopnutie tranzistorov MOSFET.

Potrebné napájacie napätie na dosiahnutie požadovaného výstupného výkonu 30 W je vypočítané podľa vzťahu (4.3) z [9].

$$U_N = 2 \cdot \sqrt{R_z \cdot P_{OUT}} = 2 \cdot \sqrt{4 \cdot 30} = \underline{22\ V} \quad (3.3)$$

Najväčšie straty v spínaných zosilňovačoch vznikajú hlavne na výkonových tranzistoroch. Celkové straty na spínacom tranzistore IRF 3205 môžeme určiť vzťahom (3.4) z [1].

$$P_{MOSFET} = P_{vedením} + P_{spínacie-celkové} \quad (3.4)$$

Keďže odpor kanálu MOSFET tranzistora nie je v zopnutom stave nulový, vznikajú na tranzistore straty vedením $P_{vedením}$ (3.5) [1] prúdu I_D . Odpor kanálu $R_{DS(ON)}$ je veľmi teplotne závislý, pre priblíženie k realite je do vzťahu (3.5) dosadená jeho dvojnásobná hodnota.

$$P_{\text{vedením}} = I_{\text{Def}}^2 \cdot 2 \cdot R_{\text{DS(ON)}} = 2,73 \cdot 2 \cdot 0,008 = \underline{0,119 \text{ W}} \quad (3.5)$$

Spínacie straty výkonového tranzistora vznikajú počas prechodového deja, ktorý je pre nasledujúci vzťah idealizovaný lichobežníkovým priebehom. Ich orientačné hodnoty sú určené vzťahom (3.6) [1]. Maximálna hodnota prúdu I_D je nahradená strednou hodnotou prúdu harmonického priebehu. Pre spínaciu frekvenciu $f_{\text{spínacia}}$ MOSFET tranzistorov je uvažovaná hodnota 300 kHz.

$$P_{\text{spínacie}} = \frac{5}{24} \cdot I_D \cdot U_N \cdot (t_r + t_f) \cdot f_{\text{spínacia}} + \frac{1}{2} \cdot C_{\text{OSS}} \cdot U_N^2 \cdot f_{\text{spínacia}} + \frac{1}{2} \cdot Q_{\text{rr}} \cdot U_N \cdot f_{\text{spínacia}} =$$

$$P_{\text{spínacie}} = \frac{5}{24} \cdot \frac{2,73 \cdot 2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot 22 \cdot (101 + 65) \cdot 10^{-9} \cdot 300 \cdot 10^3 + \frac{1}{2} \cdot 781 \cdot 10^{-12} \cdot 22^2 \cdot 300 \cdot 10^3 +$$

$$+ \frac{1}{2} \cdot 212 \cdot 10^{-9} \cdot 22 \cdot 300 \cdot 10^3 = \underline{1,317 \text{ W}} \quad (3.6)$$

Kde U_N je napájacie napätie tranzistora, t_r označuje dobu nábehu a t_f dobu dobehu MOSFET tranzistora, C_{OSS} je výstupná kapacita MOSFET tranzistora, komutačný náboj integrovanej diódy je označený Q_{rr} . K spínacím stratám je potrebné pripočítať straty na hradle P_{hradlo} MOSFET tranzistora dané vzťahom (3.7) [1].

$$P_{\text{hradlo}} = Q_G \cdot U_{\text{budič}} \cdot f_{\text{spínacia}} = 146 \cdot 10^{-9} \cdot 12 \cdot 300 \cdot 10^3 = \underline{0,526 \text{ W}} \quad (3.7)$$

Ako Q_G je označený náboj hradla tranzistora, $U_{\text{budič}}$ je napätie, ktorým je budeny MOSFET tranzistor. Celkové spínacie straty sú určené pomocou vzťahu (3.8) [1].

$$P_{\text{spínacie-celkové}} = P_{\text{spínacie}} + P_{\text{hradlo}} = 1,317 + 0,526 = \underline{1,843 \text{ W}} \quad (3.8)$$

Celkové straty MOSFET tranzistora IRF3205 sú vypočítané podľa vzťahu (3.4) do ktorého sú dosadené predchádzajúce vypočítané hodnoty (z 3.5 a 3.8).

$$P_{\text{MOSFET}} = P_{\text{vedením}} + P_{\text{spínacie-celkové}} = 0,119 + 1,843 = \underline{1,962 \text{ W}}$$

3.4 Návrh chladiča MOSFET tranzistorov

V predchádzajúcej kapitole je vypočítaný stratový výkon P_{MOSFET} tranzistora IRF3205, aby nedošlo k zničeniu tranzistorov vplyvom tepla je nutné navrhnuť dostatočne dimenzovaný chladič. Pri výpočte je možné použiť analógiu medzi elektronickým obvodom a chladiacou sústavou. Celkový tepelný odpor bude podľa [10] daný nasledujúcou rovnicou

$$R_{(th)ge} = R_{(th)G} + R_{(th)U} + R_{(th)K} \quad (3.9)$$

kde $R_{(th)G}$ je tepelný odpor medzi čipom a puzdrom tranzistora, $R_{(th)U}$ tepelný odpor medzi puzdrom tranzistora a chladičom, $R_{(th)K}$ udáva tepelný odpor chladiča. Celkový tepelný odpor je možné určiť podľa vzťahu (3.10) z [10].

$$R_{(th)ge} = \frac{\theta_T - \theta_O}{P_{\text{MOSFET}}} = \frac{150 - 60}{1,962} = \underline{45,87^\circ \text{C/W}} \quad (3.10)$$

Najväčšia dovolená teplota čipu θ_T je zvolená 150 °C a teplota okolia θ_0 je 60 °C. Potrebný odpor chladiča je podľa rovnice (3.9).

$$R_{(th)K} = R_{(th)ge} - R_{(th)U} - R_{(th)G} = 45,87 - 0,5 - 0,75 = \underline{44,62 \text{ } ^\circ\text{C/W}}$$

Podľa vypočítanej hodnoty tepelného odporu chladiča, je zvolený chladič DO3A s tepelným odporom 20 °C/W pre každý tranzistor. Podľa rovnice (3.11) z [1] je možné vypočítať teplotu chladiča.

$$\theta_K = \theta_0 + R_{(th)K} \cdot P_{MOSFET} = 60 + 20 \cdot 1,962 = \underline{99,24 \text{ } ^\circ\text{C}} \quad (3.11)$$

Dosadením teploty chladiča do rovnice (3.12) z [1] je vypočítaná teplota čipu tranzistora IRF3205 s použitím chladiča.

$$\theta_J = \theta_K + \frac{1}{2} \cdot (R_{(TH)G} + R_{(TH)U}) \cdot P_{MOSFET} = 99,24 + \frac{1}{2} \cdot (0,75 + 0,5) \cdot 1,962 = \underline{100,46 \text{ } ^\circ\text{C}} \quad (3.12)$$

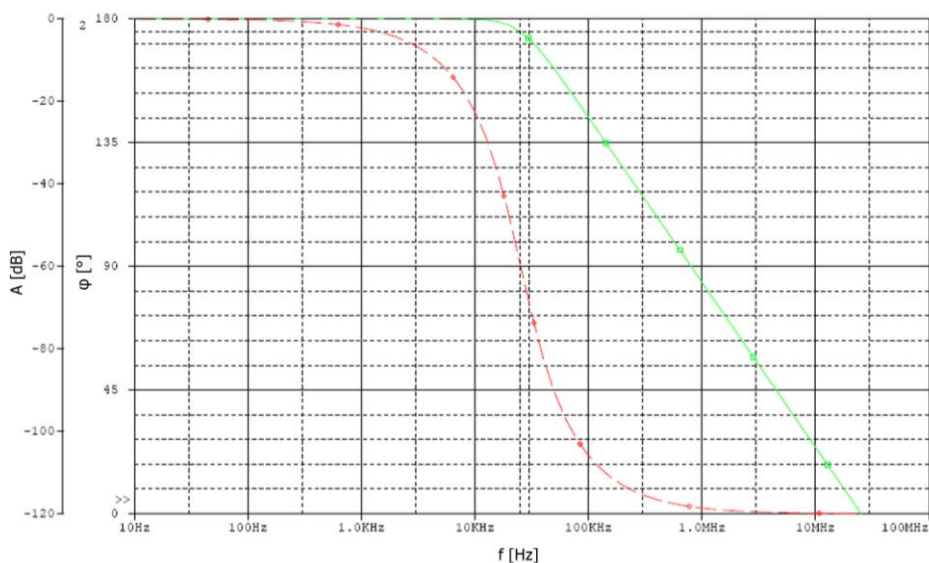
3.5 Návrh výstupného filtra

Ako výstupný filter je zvolený filter typu dolná priepusť 2.rádu, tvorený prvkami L a C s Butterworthovou aproximáciou. Lomová frekvencia f_C je nastavená na 25 kHz (viď. obr. 3-3). Ohmický odpor R_Z zapojeného reproduktora je 4 Ω . Teoretické hodnoty súčastok sú vypočítané podľa vzťahov (3.13) a (3.14), ktoré platia pre zapojenie koncového stupňa do plného mosta [11].

$$C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{2} \cdot R_z \cdot f_C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{2} \cdot 4 \cdot 25 \cdot 10^3} = \underline{1,13 \text{ } \mu\text{F}} \quad (3.13)$$

$$L_{1,2} = \frac{\sqrt{2} \cdot R_z}{4 \cdot \pi \cdot f_C} = \frac{\sqrt{2} \cdot 4}{4 \cdot \pi \cdot 25 \cdot 10^3} = \underline{18 \text{ } \mu\text{H}} \quad (3.14)$$

Vypočítané hodnoty sú overené simuláciou amplitúdovej charakteristiky filtra v programe PSPICE (viď. obr. 3-3). Zelená krivka znázorňuje amplitúdovú charakteristiku, červená krivka fázovú charakteristiku. Lomová frekvencia pre pokles amplitúdovej charakteristiky o 3 dB je 25 kHz.



Obrázok 3-3 Závislosť fázy a útlmu na frekvencii

Vypočítané hodnoty súčiastok je potrebné zaokrúhliť na normalizované hodnoty. Hodnota indukčnosti cievok L_1 a L_2 je zvolená na $22\mu\text{H}$, hodnota kondenzátora C je $1,88\mu\text{F}$.

Kondenzátor C vo výstupnom LC filtri je zložený zo štyroch paralelne zapojených fóliových kondenzátorov (viď schéma zapojenia v prílohe) MKS-4 s polyesterovým dielektrikom a menovitou hodnotou kapacity $0,47\mu\text{F}$. Výhodou fóliových kondenzátorov je veľmi dobrá stabilita a spoľahlivosť, veľmi vysoký izolačný odpor a nízke dielektrické straty.

Pre konštrukciu cievky bolo vybrané toroidné železo prachové jadro T50-52 vyrábané firmou AMIDON Associates, ktoré je vhodné pre frekvencie v rozsahu (0 – 1) MHz. Pomocou programu mini Ring Core Calculator 1.2 [12] bol vypočítaný potrebný počet závitov, priemer vodiča a dĺžka vodiča. Vypočítané údaje sú v tabuľke 3-6.

Tabuľka 3-6 Vypočítané údaje z programu mini Ring Core Calculator 1.2

L [μH]	Počet závitov	Dĺžka vodiča [cm]	Priemer vodiča [mm]
22	26	39	0,83

Keďže impedancia pripojeného reproduktora rastie so zvyšujúcou sa frekvenciou je za LC filter pripojený RC filter (Boucherotov člen) tvorený prvkami R_4 a C_5 (viď príloha A). Hodnoty týchto súčiastok sú vypočítané podľa vzťahov (3.15) a (3.16) prevzatých z [1].

$$C_5 = \frac{L_{REPRO}}{R_{REPRO}^2} = \frac{15 \cdot 10^{-6}}{4^2} = \underline{0,938\mu\text{F}} \quad (3.15)$$

uvedené v tabuľke 3-7.

Tabuľka 3-7 Základné parametre operačného zosilňovača THS4052 (prevzaté z [13])

Parameter	MIN	TYP	MAX
Vstupný napäťový offset [mV]		2,5	10
Šírka pásma [MHz]		70	
Rýchlosť prebehu [V/ μ s]		200	
Zosilnenie v otvorenej slučke [V/mV]	2,5	6	
Napájanie [V]		± 5	

3.6.2 Zosilňovač odchýlky

Jeho hlavnou časťou je integrovaný obvod *IC3B* (viď. obr. 3-4). Pre výber zosilňovača sú kladené rovnaké požiadavky ako pre rozdielový zosilňovač. Preto bol použitý rovnaký operačný zosilňovač.

3.6.3 Stabilita zosilňovača

Do analýzy otvorenej slučky nespojite riadeného systému sa podľa [1] premieta čiastočne Shannonov vzorkovací teorém. Ak má byť otvorená slučka nespojitého systému po uzatvorení stabilná, musí otvorená slučka tohto systému dosahovať jednotkového zosilnenia na frekvencii menšej alebo rovnej ako je spínacia frekvencia koncových tranzistorov. Zároveň musí byť splnené jedno z frekvenčných kritérií stability.

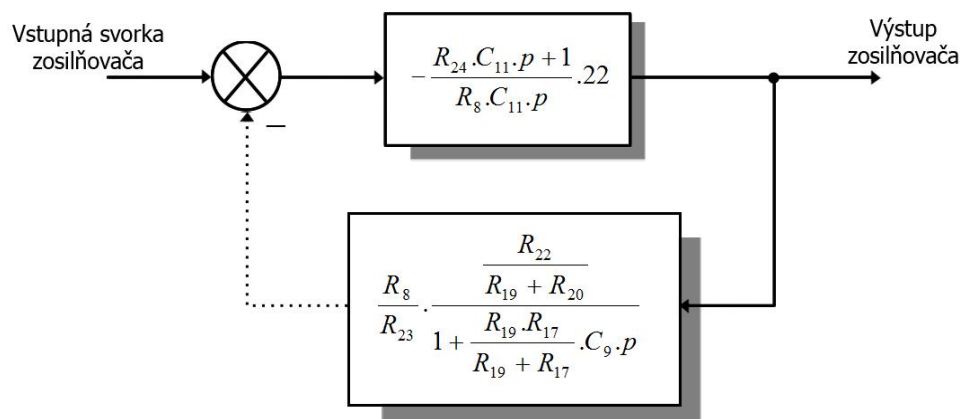
Pomocou Laplaceovej transformácie, za nulových počiatkových podmienok je možné popísať prenos bloku zosilňovača odchýlky pomocou vzťahu (3.11) prevzatého z [1].

$$F(p) = -\frac{R_{24} \cdot C_{11} \cdot p + 1}{R_8} \quad (3.11)$$

Rovnako je možné popísať prenos RC filtra s rozdielovým zosilňovačom za predpokladu zhodných súčastok R_{17} , R_{18} a R_{21} , R_{22} (viz. obr. 3-4).

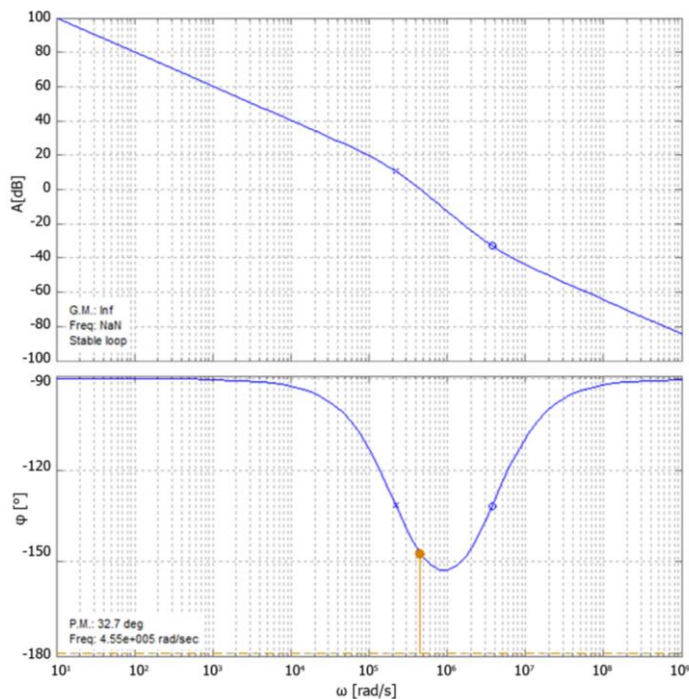
$$F(p) = \frac{U_{výst}(p)}{U_a(p) - U_b(p)} = \frac{\frac{R_{22}}{R_{19} + R_{20}}}{1 + \frac{R_{19} \cdot R_{17}}{R_{19} + R_{17}} \cdot C_9 \cdot p} \quad (3.12)$$

V hornej časti obrázka 4-5 je popísaná riadiaca slučka zosilňovača. Konštanta 22 udáva zisk impulzne širkového modulátora a výkonových koncových tranzistorov, ktorý je podľa [1] možné vypočítať ako podiel jednosmerného napájacieho napätia U_N koncového stupňa zosilňovača k amplitúde trojuholníkového napätia precízneho generátora.



Obrázok 3-5 Zjednodušený lineárny model otvorenej slučky zosilňovača pracujúceho v triede D (prevzaté a upravené z [2])

Po dosadení konkrétnych hodnôt súčiastok bol lineárny model otvorenej slučky (viz. obr. 3-5) odsimulovaný v programe SISOTOOL, ktorý je súčasťou programu Matlab. Výsledné charakteristiky sú na obr. 3-6. Amplitúdová charakteristika pretína nulovú hodnotu (jednotkové zosilnenie otvorenej slučky) pri frekvencii 72,4 kHz. Bezpečnosť vo fáze je nastavená na 32,7°. Strmosť poklesu amplitúdovej charakteristiky pri prechode nulou dosahuje hodnotu približne 40 dB/dek. Z predchádzajúcich údajov je možné povedať, že po uzatvorení slučky bude zosilňovač stabilný.

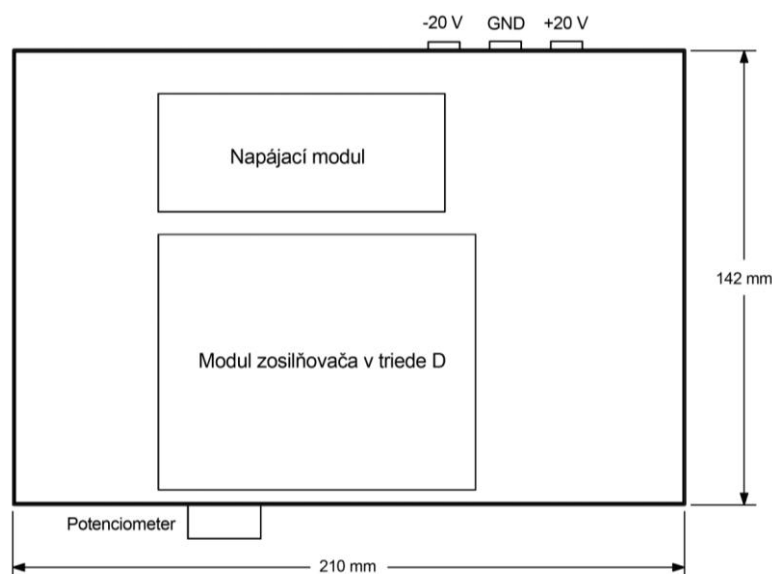


Obrázok 3-6 Amplitúdová a frekvenčná charakteristika otvorenej slučky lineárneho modulu zosilňovača z obr. 4-5

4 NÁVRH MECHANICKÉHO USPORIADANIA

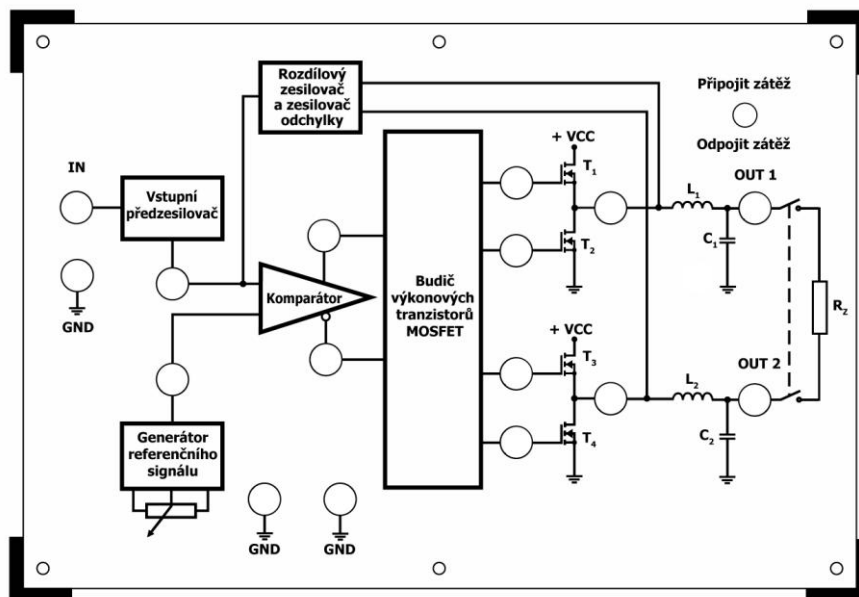
Navrhnutý zosilňovač bude slúžiť ako laboratórny prípravok. Preto bolo potrebné tomuto účelu prispôbiť aj navrhnuté zariadenie z hľadiska mechanického usporiadania.

Pre modul zosilňovača bola navrhnutá obojstranná doska plošných spojov. Na spodnej strane DPS sú umiestnené obvody spätnej väzby, ktoré pozostávajú z operačného zosilňovača THS4052 v puzdre SOIC a pasívnych súčiastok s rozmerom 0805 a 1206. Na vrchnej strane DPS sú umiestnené obvody vstupného zosilňovača, funkčného generátora, komparátora a budiča v puzdrách PDIP. Koncový stupeň s filtrom typu dolná priepusť je umiestnený na pravej strane DPS. Konektory umiestnené v hornej časti DPS slúžia na privedenie napájacieho napätia pre číslicovú časť obvodu. V dolnej časti DPS sú konektory napájania výkonovej časti. Modul zosilňovača vyžaduje napájacie napätia ± 5 V, +12 V a +20 V. Modul je napájaný z externého laboratórneho zdroja. Svorčky symetrického jednosmerného napájania ± 20 V sú umiestnené na zadnej strane prípravku. Zo svoriek je napätie privedené na napájací modul, v ktorom sú pomocou stabilizátorov dosiahnuté potrebné napájacie napätia. Potenciometer, ktorým je možné meniť frekvenciu referenčného trojuholníkového signálu je umiestnený na prednej strane prípravku.



Obrázok 4-1 Mechanické usporiadanie laboratórneho prípravku (pohľad zhora)

Modul zosilňovača je spolu s modulom napájania pripevnený pomocou distančných stĺpikov na dvoch hliníkových plechoch zohnutých do tvaru U, ktoré tvoria hlavnú kostru laboratórneho prípravku (viď. obr. 4-1).



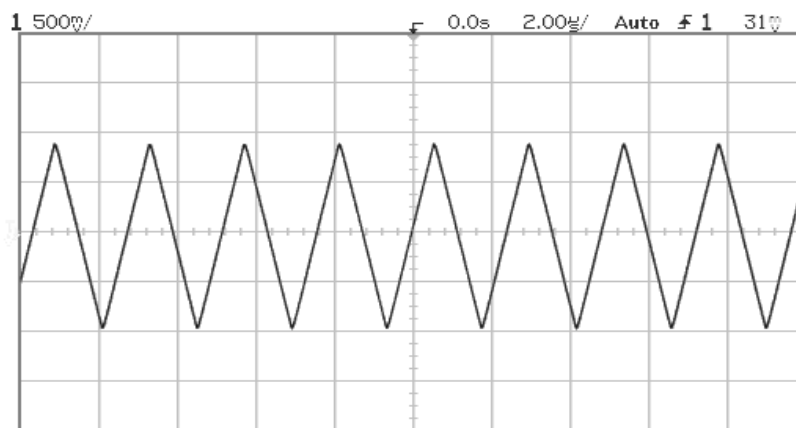
Obrázok 4-2 Návrh vrchného panelu laboratórneho prípravku

Vrchný panel je vyrobený z obojstranného plošného spoja, na ktorý bola vyleptaná principiálna bloková schéma zosilňovača pracujúceho v triede D (viz. obr. 4-2). Na paneli sú umiestnené aj zdiery na banániky, na ktoré sú privedené signály z hlavných blokov modulu zosilňovača. Tieto signály sa dajú ľahko sledovať pripojením osciloskopickéj sondy. Pomocou páčkového prepínača umiestneného na vrchnom paneli, je možné pripojiť a odpojiť záťaž na výstupe zosilňovača.

5 EXPERIMENTÁLNE MERANIE

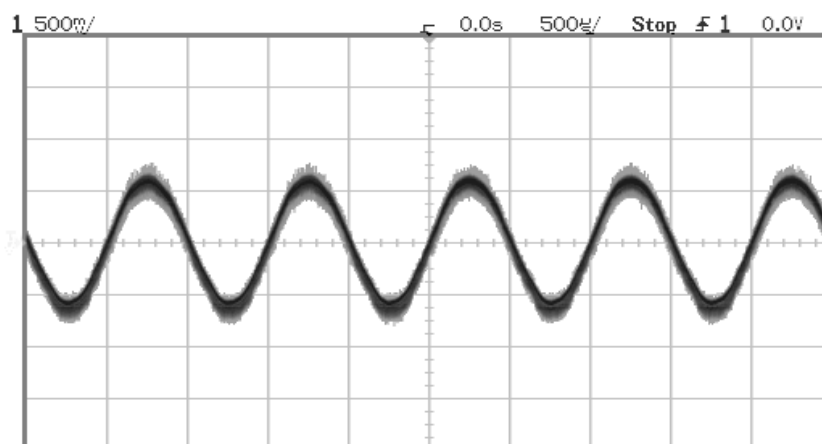
5.1 Priebehy signálov na jednotlivých meracích bodoch zosilňovača

Po osadení DPS a oživení navrhnutého modulu zosilňovača bolo zistené, že laboratórny prípravok nedosahuje kvality potrebné pre použitie vo výuke. Príčinou je šírenie rušivých impulzov v signáloch (viď. obr. 5-3, 5-4). Preto bolo rozhodnuté oddeliť jednotlivé bloky zosilňovača a zistiť príčinu rušenia.



Obrázok 5-1 Referenčný trojuholníkový signál na výstupe obvodu MAX 038

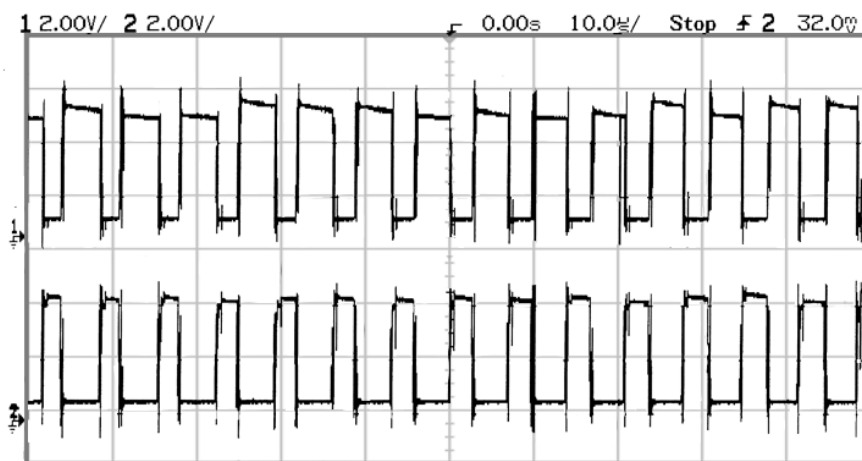
Impulzy ktoré sa objavovali tak v referenčnom trojuholníkovom signáli ako aj v spätnoväzobnom signáli, mali frekvenciu zhodnú s frekvenciou spínania tranzistorov v koncovom stupni. Po odpojení budiča MOSFET tranzistorov rušenie zmizlo. Na obrázku 5-1 je generovaný referenčný trojuholníkový signál na výstupe precízneho generátora MAX 038 pri odpojenom budiči.



Obrázok 5-2 Spätnoväzobný signál

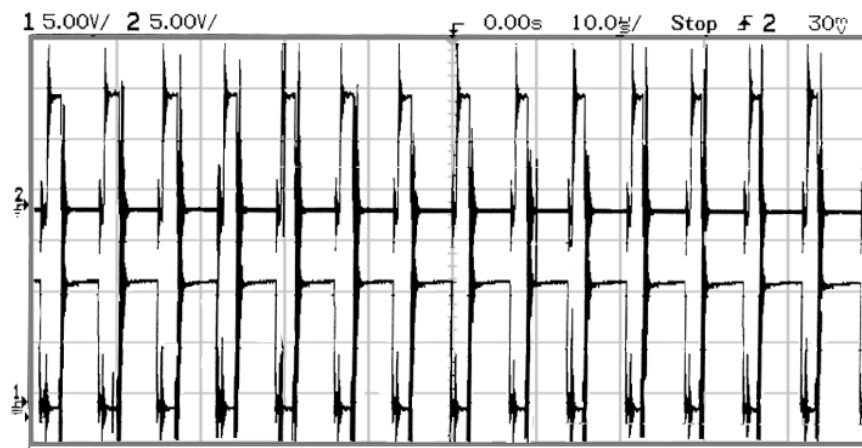
Dôvodom rušenia sú prúdové slučky, ktoré vznikli nedostatočným oddelením číslicových a analógových zemí na doske plošných spojov. Ako nie veľmi vhodné sa ukázalo použitie funkcie rozlievanie medi v číslicovej časti modulu pri navrhovaní DPS.

Na obrázku 5-2 je spätnoväzobný signál na vstupe komparátora, pri amplitúde budiaceho signálu 100 mV s frekvenciou 1 kHz.



Obrázok 5-3 Signály na výstupe komparátora MAX 913

Na obrázku 5-3 sú zaznamenané výstupné signály komparátora MAX 913. Kanál 1 je výstupný signál Q a kanál 2 negovaný výstupný signál \bar{Q} . Z obrázkov je zrejmé, že nežiaduce rušenie sa ďalej zosilňuje v budiči tranzistorov a dostáva sa aj na výstup zosilňovača (viď. obr. 5-5).

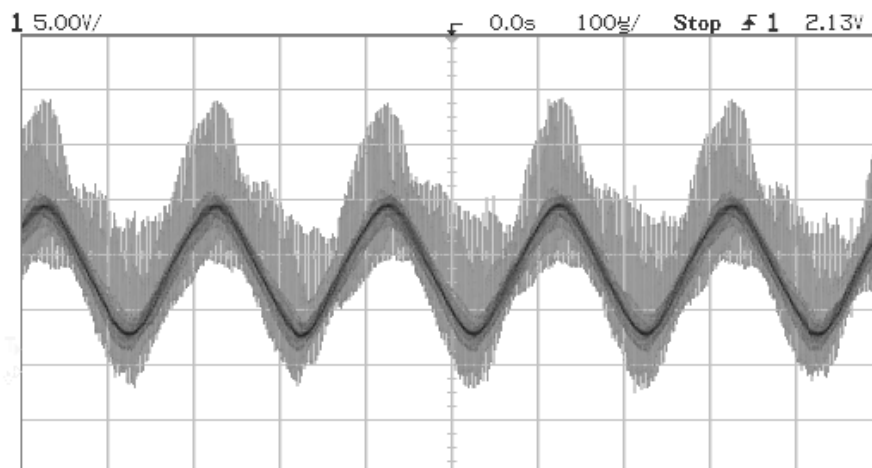


Obrázok 5-4 Signály na výstupe budiča HIP 0481A

Priebehy signálov na výstupoch ALO a BLO budiča HIP4081A sú zobrazené na obrázku 5-4.

Najväčšou slabinou prototypu zosilňovača v triede D sa ukázala doska plošných spojov a nedostatočné použitie filtračných kondenzátorov v napájacom module a module zosilňovača. Do upravenej DPS v prílohe B som zahrnul poznatky získané

experimentálnym meraním. Zem z jednotlivých integrovaných obvodov je spojená v jednom bode, taktiež sú od seba oddelené analógové a číslicové zeme a budú spojené až na module napájacieho zdroja. Z časových dôvodov už nebolo možné vyrobiť a otestovať upravenú verziu DPS.



Obrázok 5-5 Signál na výstupe zosilňovača

6 ZÁVER

V tejto bakalárskej práci bol podrobne popísaný návrh laboratórneho modulu zosilňovača v triede D s PWM moduláciou. V prvej kapitole bol popísaný základný princíp zosilňovača pracujúceho v triede D. Podľa blokovej schémy sú popísané jednotlivé funkčné bloky. Prvá kapitola sa zaoberá problematikou modulátorov a naznačuje možnosti jej riešenia. Ďalej boli rozobraté možnosti budenia koncových MOSFET tranzistorov. Taktiež boli spomenuté základné výhody a nevýhody mostíkového a polmostíkového zapojenia koncových výkonových MOSFET tranzistorov.

V druhej kapitole bola vytvorená podrobná bloková schéma navrhovaného modulu zosilňovača pracujúceho v triede D. Keďže navrhovaný zosilňovač bude slúžiť ako laboratórny prípravok bolo potrebné navrhnuť každý funkčný blok samostatne. Výhodou tohto riešenia je možnosť sledovať vstupný a výstupný signál každého bloku. V prvom kroku bol navrhnutý vstupný predzosilňovač, ktorého úlohou je impedančne oddeliť vstupné svorky zosilňovača od zariadenia na ktorý je pripojený. Ďalej bol navrhnutý modulátor pracujúci na princípe impulzne šírkovej modulácie, tvorený komparátorom a precíznym generátorom trojuholníkového referenčného signálu. Frekvenciu referenčného signálu je možné nastaviť pripojeným potenciometrom v rozsahu 30 – 400 kHz. V ďalšej časti boli uvedené základné vlastnosti použitého budiča výkonových MOSFET tranzistorov. Výstupný blok výkonových tranzistorov je je v mostíkovom zapojení. Podľa vypočítaných strát na každom tranzistore, boli navrhnuté vhodné chladiče MOSFET tranzistorov. Pomocou programu PSPICE bola odsimulovaná amplitúdová a fázová charakteristika navrhnutého koncového filtra. Vypočítané hodnoty cievok a kondenzátora boli zaokrúhlené na normalizované hodnoty. Pre zlepšenie audio parametrov bola do zosilňovača zavedená spätná väzba, ktorá pozostáva z diferenčného zosilňovača a zosilňovača odchýlky. Stabilita zosilňovača po zavedení spätnej väzby bola odsimulovaná v programe SISOTOOL. Napájanie modulu je riešené pomocou externého laboratórneho zdroja.

Cieľom bakalárskej práce bolo navrhnuť laboratórny modul zosilňovača pracujúci v triede D, ktorý by nahradil terajší laboratórny modul a vylepšil jeho vlastnosti. Avšak chybou spôsobenou pri návrhu DPS neboli dosiahnuté ani kvality pôvodného prípravku. Z časových dôvodov už nebolo možné vyrobiť a otestovať upravenú DPS. V bakalárskej práci sú vytvorené kompletne konštrukčné podklady pre realizáciu zosilňovača v triede D, ktoré obsahujú predlohy upravenej DPS, rozloženie súčiastok na DPS a zoznam použitých súčiastok.

LITERATÚRA

- [1] ŠTÁL, P., *Výkonové audio zesilovače pracující ve třídě D základní principy a konstrukce zesilovače*, Praha: BEN – technická literatura, 2008. 200s. ISBN 978-80-7300-230-5
- [2] GAALAAS, E., *Class D Audio Amplifiers: What, Why, and How* [online]. 2007 [4.novembra 2009].
Dostupné na [www: <http://www.audiodesignline.com/howto/197000386>](http://www.audiodesignline.com/howto/197000386).
- [3] LEACH, M., *The Class – D Amplifier, Introduction to Electroacoustics and Audio Amplifier Desig*, Kendall/Hunt.2001.
- [4] OPA277, *High Precision Operational Amplifier*, Texas Instruments [online]. 2005 [11.novembra 2009].
Dostupné na [www: <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/opa277.pdf>](http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/opa277.pdf).
- [5] MAX038, *High.Frequency Waveform Generator*, MAXIM [online]. 2001 [11.novembra 2009].
Dostupné na [www: <http://datasheets.maxim-ic.com/en/ds/MAX038.pdf>](http://datasheets.maxim-ic.com/en/ds/MAX038.pdf).
- [6] MAX913, *Single/Dual, Ultra-Fast,Low-Power Precision TTL Comparators*, MAXIM [online]. 2003 [11.novembra 2009]. Dostupné na [www: <http://datasheets.maxim-ic.com/en/ds/MAX912-MAX913.pdf>](http://datasheets.maxim-ic.com/en/ds/MAX912-MAX913.pdf).
- [7] HIP4081A, *80V High Frequency H-Bridge Driver*. Intersil, [online]. 2004 [11.novembra 2009]. Dostupné na [www: <http://www.intersil.com/data/fn/fn3659.pdf>](http://www.intersil.com/data/fn/fn3659.pdf).
- [8] IRF3205, *HEXFET Power MOSFET*. Interantional Rectifier, [online]. 2001 [12.novembra 2009].
Dostupné na [www: <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irf3205.pdf>](http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irf3205.pdf).
- [9] KRATOCHVÍL, T., *Koncové a výkonové zesilovače*, Prednáška BNFE č.5, Brno: Ústav radioelektroniky, FEKT Vysoké učení technické v Brně.
- [10] KOTISA, Z., *NF Zesilovače – 3.díl tranzistorové výkonové zesilovače*, Praha: BEN technická literatura, 2003.93s. ISBN 80-7300-065-2
- [11] PALMER, R., *Design Considerations for Class-D Audio Power Amplifier*. Texas Instruments, [online]. 1999 [15.novembra 2009].
Dostupné na [www: <http://focus.ti.com/lit/an/sloa031/sloa031.pdf>](http://focus.ti.com/lit/an/sloa031/sloa031.pdf).
- [12] Dostupné na [www: <http://www.dl5swb.de/html/mini_ring_core_calculator.htm>](http://www.dl5swb.de/html/mini_ring_core_calculator.htm)
- [13] THS4052, *70-MHz High-Speed Amplifiers*. Texas Instruments, [online]. 2008 [16. novembra 2009].
Dostupné na [www: <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/ths4052.pdf>](http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/ths4052.pdf).

ZOZNAM SKRATIEK

PWM	impulzne šírková modulácia
CMRR	potlačenie súhlasného signálu
PSRR	potlačenie vplyvu napájacieho zdroja
DPS	doska plošných spojov

ZOZNAM SYMBOLOV

A	[dB]	útlm (zisk) zosilňovača
C	[F]	kapacita kondenzátora
C_{OSS}	[F]	výstupná kapacita tranzistora
$f_{spínacia}$	[Hz]	spínacia frekvencia výkonových tranzistorov
f_c	[Hz]	medzná frekvencia
I_D	[A]	prúd tečúci elektródou „drain“ MOSFET tranzistora
L	[H]	indukčnosť cievky
M	[-]	stupeň modulácie
P_{hradlo}	[W]	stratový výkon na hradle „gate“ MOSFET tranzistora
P_{MOSFET}	[W]	stratový výkon na jednom MOSFET tranzistore
P_{OUT}	[W]	výstupný výkon zosilňovača
$P_{spínacie}$	[W]	spínacie straty na jednom tranzistore MOSFET
$P_{spínacie-celkové}$	[W]	celkové spínacie straty na tranzistore MOSFET
$P_{vedením}$	[W]	výkonová strata spôsobená vedením prúdu
Q_G	[C]	náboj hradla „gate“ MOSFET tranzistora
Q_{rr}	[C]	komutačný náboj diódy
$R_{DS(ON)}$	[Ω]	statický odpor medzi elektródami „drain“ a „source“ MOSFET tranzistora v zopnutom stave
$R_{(th)G}$	[$^{\circ}C/W$]	tepelný odpor prechodu medzi čipom a puzdrom
$R_{(th)ge}$	[$^{\circ}C/W$]	celkový tepelný odpor
$R_{(th)K}$	[$^{\circ}C/W$]	tepelný odpor chladiča
$R_{(th)U}$	[$^{\circ}C/W$]	tepelný odpor prechodu medzi puzdrom a chladičom
R_Z	[Ω]	odpor záťaže pripojenej na výstup zosilňovača
t_f	[s]	doba dobehu
T_j	[$^{\circ}C$]	teplota čipu

t_r	[s]	doba nábehu
$U_{\text{budič}}$	[V]	hodnota výstupného napätia budiča MOSFET
U_{DS}	[V]	napätie medzi elektródami „drain“ a „source“ MOSFET tranzistora
U_N	[V]	napájacie napätie koncového stupňa zosilňovača
θ_T	[°C]	najväčšia dovolená teplota čipu
θ_O	[°C]	teplota okolia
θ_j	[°C]	teplota čipu
θ_K	[°C]	teplota chladiča
ω	[rad/s]	uhlová frekvencia
φ	[°]	fáza signálu

ZOZNAM PRÍLOH

Príloha A: Schéma zapojenia modulu zosilňovača

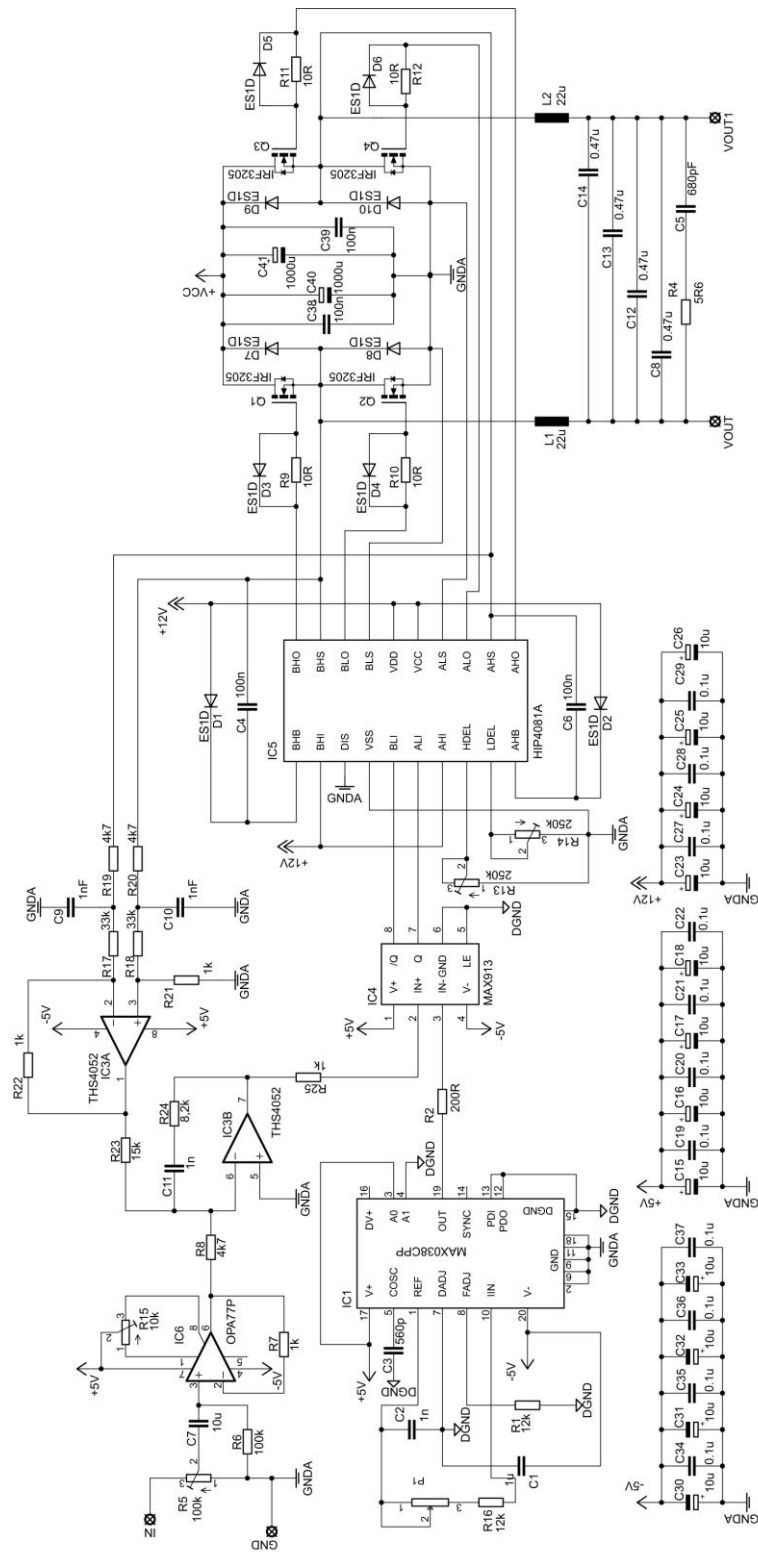
Príloha B: Návrh dosky plošných spojov

Príloha C: Rozmiestnenie súčiastok na doske plošných spojov

Príloha D: Zoznam súčiastok

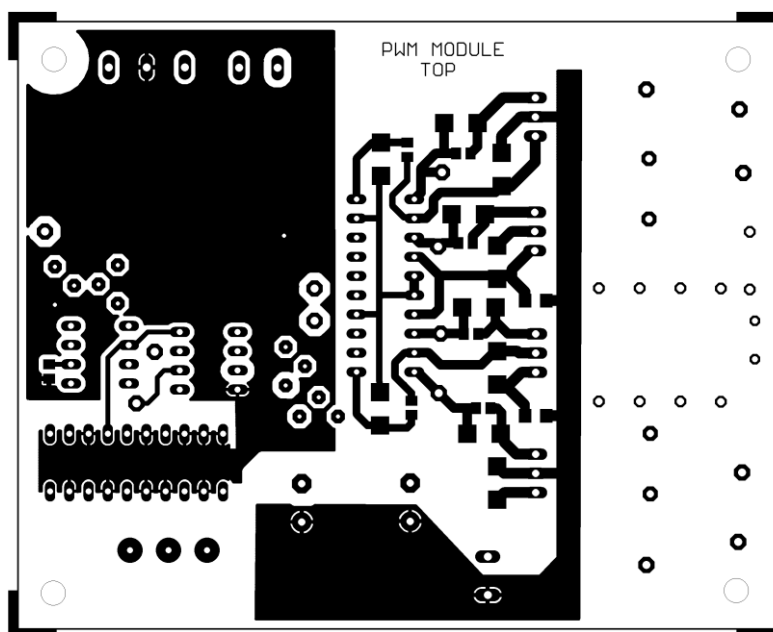
Príloha E: Fotografická dokumentácia

Príloha A: Schéma zapojenia modulu zosilňovača



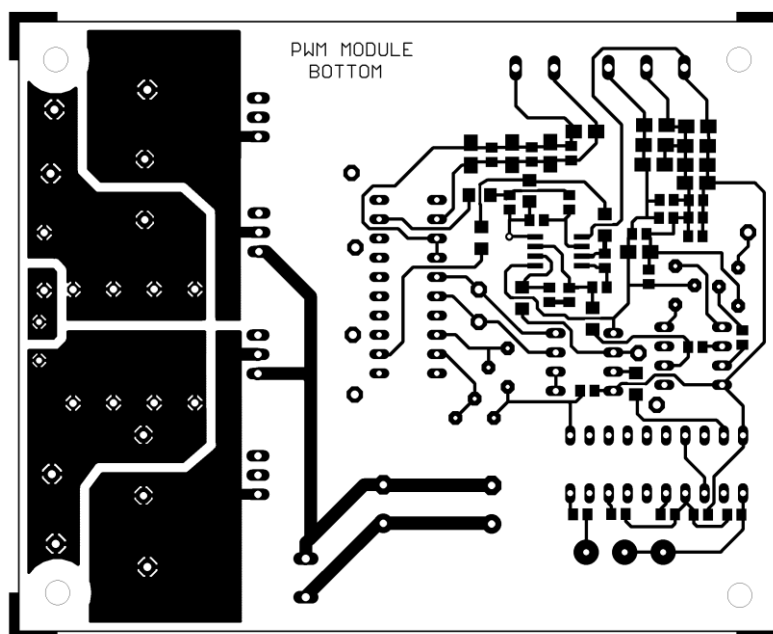
Obrázok A-1 Schéma zapojenia modulu zosilňovača

Príloha B: Návrh dosky plošných spojov



Obrázok B-1 DPS modulu zosilňovača – TOP. Rozmer 100 × 80 mm.

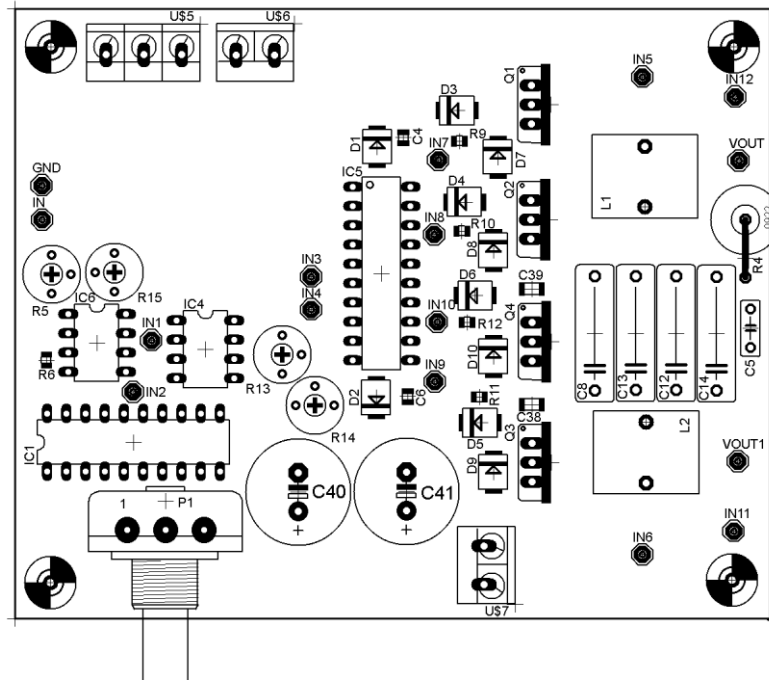
Mierka 1:1



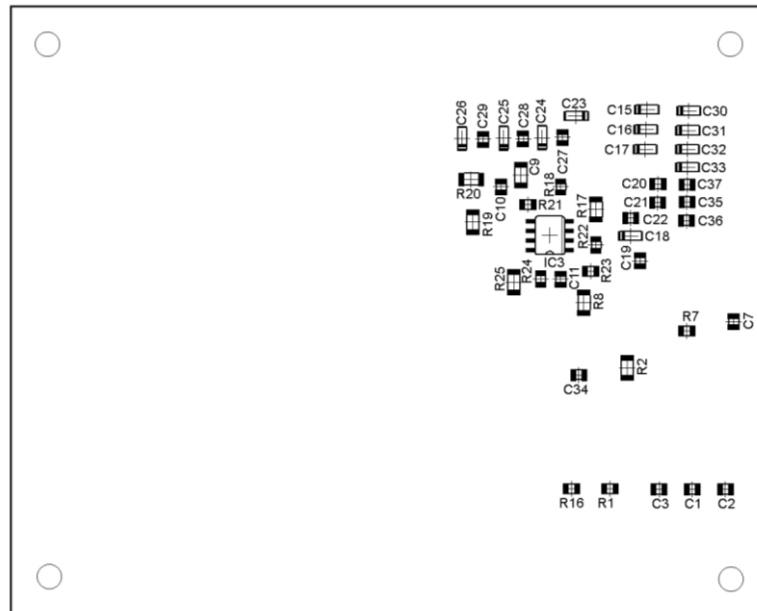
Obrázok B-2 DPS modulu zosilňovača – BOTTOM. Rozmer 100 × 80 mm.

Mierka 1:1

Príloha C: Rozmiestnenie súčiastok na doske plošných spojov



Obrázok C-1 Rozmiestnenie súčiastok na DPS module zosilňovača - TOP.



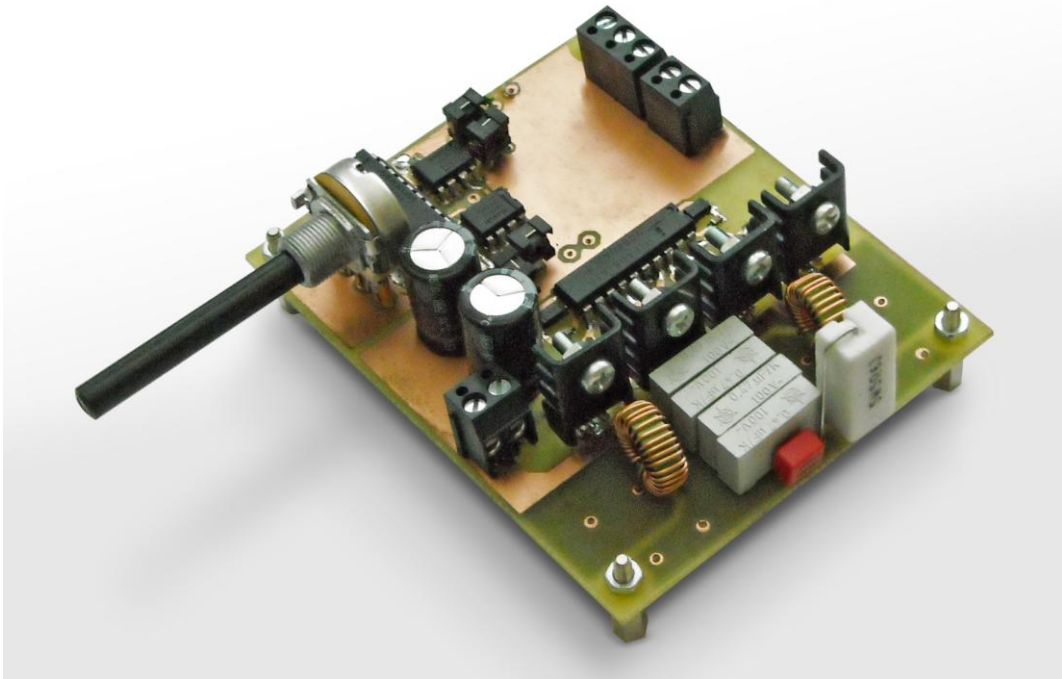
Obrázok C-2 Rozmiestnenie súčiastok na DPS module zosilňovača – BOTTOM

Príloha D: Zoznam súčiastok

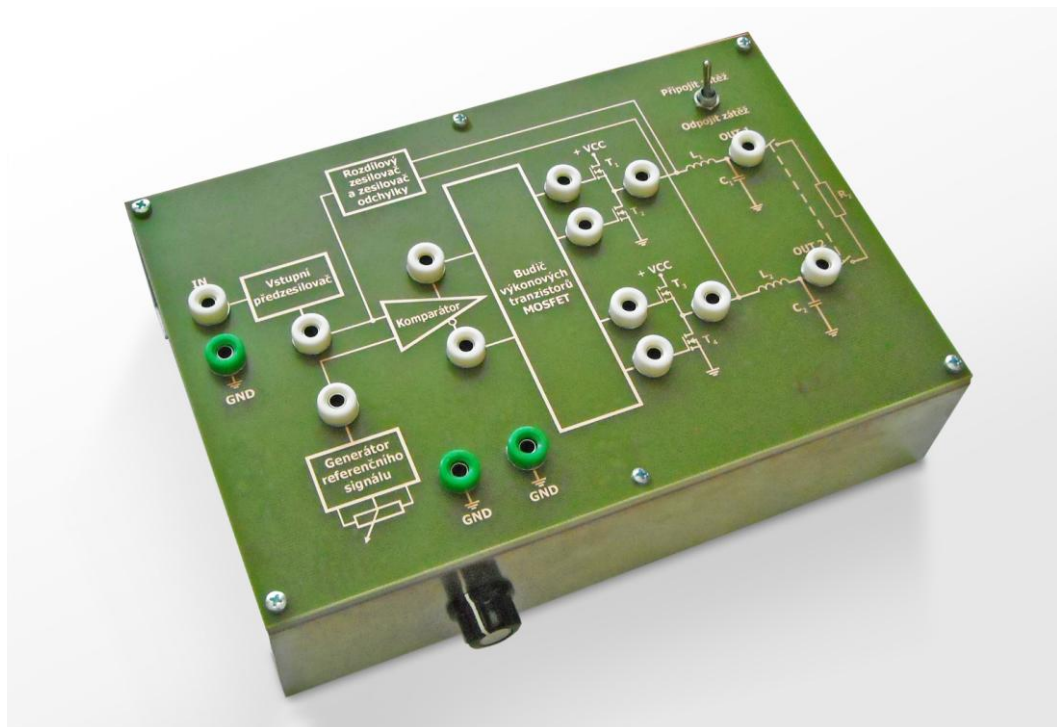
Označenie súčiastky	Hodnota	Púzdro	Poznámka
C1	1u	C0805	Keramický
C2	1n	C0805	Keramický
C3	560p	C0805	Keramický
C4,C6	100n	C0805	Keramický
C5	680p	C050-025X075	Foliový
C7	10u	C0805	Keramický
C8	0.47u	C150-054X183	Foliový
C9,C10,C11	1n	C0805	Keramický
C12,C13,C14	0.47u	C150-054X183	Foliový
C15,C16,C17,C18	10u	A/3216-18W	Tantal
C19,C20,C21,C22	0.1u	C0805	Keramický
C23,C24,C25,C26	10u	A/3216-18W	Tantal
C27,C28,C29	0.1u	C0805	Keramický
C30,C31,C32,C33	10u	A/3216-18W	Tantal
C34,C35,C36,C37	0.1u	C0805	Keramický
C38,C39	100n	C102-054X133	Keramický
C40,C41	1000u	E7,5-16	Elektrolytický
D1 – D10	ES1D	SMB	
IC1	MAX038CPP	DIL20	Generátor
IC2	OPA277	DIL08	OPA
IC3	THS4052	SO08	OPA
L1, L2	22u	T50-52	Tlmivka
Q1 – Q4	IRF3205	TO220AV	HEXFET tranzistory
R1	12k	R0805	
R2	50R	R0805	
R3	220k	PT-SPIN	Potenciometer
R4	5R6	0414/15	Drátový rezistor
R5,R6	100k	RTRIM4G/J	Trimer
R7	1k	R0805	
R8	4k7	R0805	
R9,R10,R11,R12	10R	R0805	

R13,R14	250k	RTRIM4G/J	Trimer
R15	10k	RTRIM4G/J	Trimer
R16	12k	R0805	
R17,R18	33k	R0805	
R19,R20	4k7	R0805	
R21,R22	1k	R0805	
R23	15k	R0805	
R24	8k2	R0805	
R25	1k	R0805	
R26	6R9	AX20W	Drátový rezistor
IC4	MAX913	DIL08	Komparátor
IC5	HIP4081A	PDIP	Budič MOSFET
-	DO3A		Chladič
-	P-B069B	1x250V/3A	Páčkový prepínač
-	19x SBZ		Zdierka pre banánik

Príloha E: Fotografická dokumentácia



Obrázok E-1 Pohľad na modul zosilňovača bez pripojených vodičov napájania



Obrázok E-2 Pohľad na laboratórny prípravok zosilňovača pracujúceho v triede D