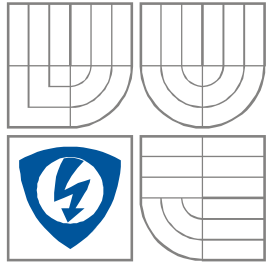


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ**
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

Konstrukce zesilovače ve třídě D pro subwoofer

Construction of D class amplifier for subwoofer

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

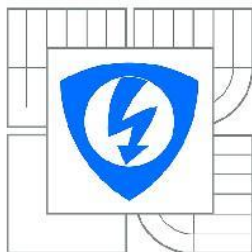
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Jakub Brázda

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

prof. Ing. Lubomír Brančík, CSc.

BRNO, 2014



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Jakub Brázda

ID: 146794

Ročník: 3

Akademický rok: 2013/2014

NÁZEV TÉMATU:

Konstrukce zesilovače ve třídě D pro subwoofer

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Navrhněte zapojení mono audio zesilovače ve třídě D pro subwoofer, s výstupním výkonem do cca 400 W. Koncový stupeň doplňte předzesilovačem s možností ovládní hlasitosti a aktivní dolní propustí s nastavitelným mezním kmitočtem. Vlastnosti navrženého zapojení nasimulujte v PSpice a navrhněte DPS v programu Eagle.

Pro daný zesilovač navrhněte vhodnou napájecí jednotku. Navržené zařízení fyzicky realizujte, oživte a proměřte jeho základní parametry. Výsledky měření diskutujte s ohledem na parametry teoreticky očekávané i obdržené pomocí počítačové simulace.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

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

[2] CORDELL, B. Designing Audio Power Amplifiers. New York: McGraw Hill, 2011.

Termín zadání: 10.2.2014

Termín odevzdání: 30.5.2014

Vedoucí práce: prof. Ing. Lubomír Brančík, CSc.

Konzultanti bakalářské práce:

doc. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

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

ABSTRAKT

Tato práce se zabývá návrhem a realizací zesilovače výkonného zesilovače pro subwoofer. Jsou rozebrány druhy zesilovačů a jejich vlastnosti. Další částí práce je návrh předzesilovače s aktivním filtrem typu dolní propust. Předzesilovač umožňuje nastavit dělicí frekvenci, fázi a hlasitost. Pro obě zařízení je navržen spínaný napájecí zdroj topologie propustný měnič. Návrh všech částí je podložen výpočty a simulacemi. Pro každé zařízení je navržena deska plošných spojů. Všechny části jsou navrženy tak, aby je bylo možné umístit do ozvučnice subwooferu

KLÍČOVÁ SLOVA

Subwoofer
Předzesilovač
deadtime
střída
hysterezní ztráty

ABSTRACT

This work is focused on design high performance D class amplifier for subwoofer. The type of amplifiers and their parameters are described. The next part of work is design of preamplifier with active low-pass filter. Preamplifier enable set dividing frequency, phase and volume. The switching power supply of forward topology id design for a both devices. The design od all part is supported by calculations and simulations. For every device is design PCB. The appearance of device is designed so that it can be placed into the speaker box.

KEYWORDS

Subwoofer
preamplifier
deadtime
duty cycle
hysteresis loss

BRÁZDA J., *Konstrukce zesilovače ve třídě D pro subwoofer*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2013. 16 s., 7 s. příloh. Bakalářská práce. Vedoucí práce: prof. ing. Lubomír Brančík, CSc.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou Bakalářskou práci na téma Konstrukce zesilovače ve třídě D pro subwoofer jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu semestrálního projektu prof. ing. Lubomíru Brančíkovi, CSc. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

Výzkum popsáný v této bakalářské práci byl realizován v laboratořích podpořených z projektu SIX; registrační číslo CZ.1.05/2.1.00/03.0072, operační program Výzkum a vývoj pro inovace.

OBSAH

Seznam obrázků	ix
Úvod	1
1 Zesilovač ve třídě D	2
1.1 Obecně o zesilovačích	2
1.2 Princip funkce	2
1.2.1 Pulzně-šířková modulace	3
1.2.2 Sigma-delta modulace:	3
1.2.3 Další typy modulace	3
1.3 Návrh zesilovače ve třídě D	4
1.3.1 Výběr koncových tranzistorů	6
1.3.2 Volba pracovní frekvence	7
1.3.3 Návrh Rekonstrukčního LC filtru	7
1.3.4 Celkové zapojení zesilovače ve třídě D	8
1.4 Měření zesilovače ve třídě D	8
2 Návrh předzesilovače pro subwoofer	11
2.1 Návrh impedančního oddělení.....	11
2.2 Návrh slučovače kanálů stereo	12
2.3 Simulace slučovače kanálů.....	13
2.4 Návrh laditelné aktivní propusti 3.řádu	13
2.5 Simulace dolní propusti.....	14
2.6 Návrh subsonického filtru	15
2.7 Návrh přepínače fáze.....	16
2.8 Návrh regulace hlasitosti	16
2.9 Celkové zapojení předzesilovače	17
2.10 Měření předzesilovače.....	17
3 Návrh napájecího zdroje	19
3.1 Návrh transformátoru	20
3.1.1 Volba jádra	20
3.1.2 Návrh primárního vinutí.....	21
3.1.3 Demagnetizační vinutí.....	22

3.1.4	Návrh sekundárního vinutí	23
3.1.5	Dimenzování vodičů	24
3.2	Řídící obvod	26
3.2.1	Nastavení pracovní frekvence a střídny	26
3.2.2	Další nastavení	27
3.3	Kompenzační cívka	28
3.4	Další komponenty napájecího zdroje	29
3.5	Měření napájecího zdroje	29
4	Závěr	33
	literatura	34
	Seznam symbolů, veličin a zkratk	35
	Seznam příloh	36

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obrázek 1.1: Blokové schéma zesilovače ve třídě D	3
Obrázek 1.2: Rozdělení modulátorů pro zesilovač ve třídě D	4
Obrázek 1.3: Typické zapojení integrovaného zesilovače IRS2092	5
Obrázek 1.4 Ochranný obvod zesilovače	5
Obrázek 1.5 Průběh výstupního napětí polomostu.....	8
Obrázek 1.6 Kvantizační šum ve výstupním napětí	9
Obrázek 1.7 Přenosová kmitočtová charakteristika zesilovače.....	9
Obrázek 1.8 Závislost THD+N na výstupním výkonu.....	10
Obrázek 2.1: Blokové schéma předzesilovače pro subwoofer.....	11
Obrázek 2.2: Impedanční oddělení.....	12
Obrázek 2.3: Sumační zesilovač	12
Obrázek 2.4: Simulace sumačního zesilovače	13
Obrázek 2.5: Dolní propust s nastavitelným mezním kmitočtem	14
Obrázek 2.6: Simulace nastavitelné dolní propusti	15
Obrázek 2.7: Subsonický filtr.....	15
Obrázek 2.8: Simulace subsonického filtru.....	16
Obrázek 2.9: Přepínač fáze.....	16
Obrázek 2.10: Regulátor hlasitosti	16
Obrázek 2.11 Modulová kmitočtová charakteristika předzesilovače.....	17
Obrázek 2.12 Modulová kmitočtová charakteristika subsonického filtru.....	18
Obrázek 2.13 Závislost zesílení předzesilovače na úhlu natočení potenciometru	18
3.1 Zjednodušený princip funkce propustného měniče.....	20
3.2 Ztrátová charakteristika v závislosti na frekvenci, pro různé hodnoty sycení	21
3.4 Počty vinutí a druhy vodičů vinutí transformátoru	25
3.5 schema zapojení obvodu UC3844.....	26
3.6 Princip změny rozsahu střídavy pomocí Flip-Flop obvodu	26
3.7 Závislost pracovní frekvence na RT vlevo a závislost Deadtime vpravo	27
3.9 průběh budicího napětí MOSFETu	30
3.10 Napětí U_{GS} v poměru 1:10.....	30
3.11 demagnetizační proud měřený na rezistoru 1 Ohm.....	31
3.12 zatěžovací charakteristika napájecího zdroje	31
3.13 Demagnetizační proud měřený na rezistoru 1 Ohm při zátěži 1 A	32

ÚVOD

Cílem této práce je navrhnout a sestrojít zesilovač ve třídě D pro subwoofer, předzesilovač a spínaný napájecí zdroj pro obě zařízení. Desky plošných spojů je třeba navrhnout tak, aby je bylo možné vložit do ozvučnice a vytvořit tak aktivní subwoofer.

Zesilovač ve třídě D a spínaný zdroj jsem si jako předmět bakalářské práce vybral, protože mě zařízení na spínaném principu zajímají a chci se zdokonalit v tomto oboru. Zároveň je mým koníčkem audiotechnika a výkonný subwoofer mi v domácí audio-soustavě chybí. Od této práce očekávám zlepšení znalostí o chování magnetického pole ve feritových transformátorech a cívkách se vzduchovou mezerou. Dále se chci dozvědět víc o zásadách při navrhování obvodů s výkonovým spínacím prvkem, na kterém vznikají velké napěťové překmity. S tím souvisí také získání znalostí o buzení MOSFETů zapojených do mostu nebo polovičního mostu. Druhým důvodem pro výběr tohoto tématu je můj obdiv k moderním úsporným a efektivně pracujícím zařízením, mezi které zesilovač ve třídě D a spínaný zdroj rozhodně patří.

Práce je rozdělena na 3 kapitoly. V první kapitole je rozebrána důležitost předzesilovače a jeho funkce. Dále je detailně popsán návrh jednotlivých bloků předzesilovače. Funkčnost navrženého obvodu je podložena simulacemi jednotlivých částí. Kapitola je uzavřena naměřenými hodnotami a srovnáním s nasimulovanými průběhy a očekávanými výsledky. Na začátku druhé kapitoly je obecný popis zesilovačů a shrnutí výhod zesilovače ve třídě D. Dále jsou rozebrány druhy modulace audio signálu. Následně je popsán návrh zesilovače a výpočet hodnot rekonstrukčního filtru. Závěr kapitoly je uzavřen měřením a komentováním výsledků. Poslední kapitola je o napájecím zdroji. Nejprve jsou spínané napájecí zdroje rozděleny podle topologie a následně je vybrána nejvhodnější. V následujících podkapitolách jsou postupně detailně navrženy jednotlivé části zdroje. Parametry jednotlivých komponentů jsou podloženy výpočty. Kapitola je uzavřena komentováním naměřených hodnot hotového napájecího zdroje.

Pro předzesilovač, zesilovač a napájecí zdroj jsou navrženy desky plošných spojů. Jejich motivy jsou i s osazovacími plány a seznamy součástek v příloze. Přiloženy jsou také fotografie výrobků

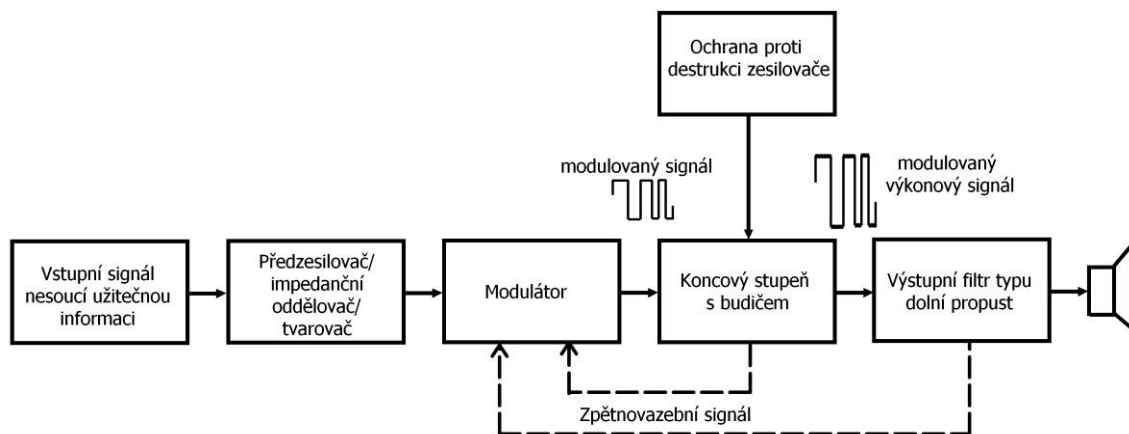
1 ZESILOVAČ VE TŘÍDĚ D

1.1 Obecně o zesilovačích

Kmitočty basového pásma zpracovávané subwooferem nesou většinu energie z celého akustického pásma. Pro vybuzení membrány reproduktoru subwooferu je tedy potřeba audio zesilovač s dostatečně velkým výkonem. Při navrhování tohoto zařízení se však inženýři po celém světě nezabývají jen výstupním výkonem, ale i účinností, zkreslením, závislostí na velikosti napájecího napětí, či principy činnosti, kterých je mnoho a každé mají specifické vlastnosti. Podle principu činnosti se zesilovače dělí do tříd. Mezi nejznámější patří třída A, která se vyznačuje vysokou kvalitou zvuku, ale účinností pouze 50%. Vyšší účinnosti dosahují zesilovače pracující ve třídě AB. Ještě vyšší účinnosti je dosaženo použitím více napájecích zdrojů u třídy G a H. Skokovou změnou napájecích zdrojů podle výstupního výkonu se zmenší ztráty na koncových tranzistorech ve třídě G. Ve třídě H se mění plynule v určitých mezích. Dnes je v audiotechnice nejrozšířenější zesilovač ve třídě D. Vysoká účinnost (více jak 90%) umožňuje použití malého chladiče, či jeho úplnou absenci. Tento fakt spolu s nízkou spotřebou mají za následek rozšíření audio zesilovačů tohoto typu do všech mobilních telefonů, notebooků a jiných bateriově napájených zařízení. Nevýhodou je obvodová složitost a dále popsaná indukčnost, která je nákladnou záležitostí. U výkonových verzí je výhodou hlavně potřeba méně výkonného zdroje než u ostatních tříd. O 20 % lepší účinnost oproti také hojně používané třídě AB může při vysokých výkonech znamenat ušetření až 200 wattů výkonu zdroje, což je opravdu velká úspora.

1.2 Princip funkce

Zesilovač ve třídě D je jednoduše řečeno regulovatelný spínaný zdroj, u kterého je výstupní napětí regulováno výstupním signálem tak rychle, že ono výstupní napětí tvoří zesílený audio signál. Vysoká účinnost zesilovače spočívá v koncovém stupni tvořeném unipolárními tranzistory, pracujícími ve spínaném režimu. Zátěž v podobě reproduktoru je k napájecímu napětí připojována skokově. Z toho vyplývá, že ztráty zesilovače jsou tvořeny pouze přepínacími ztrátami na tranzistorech, ztrátovým výkonem na R_{DS} a hysterezními ztrátami v jádře cívky rekonstrukčního filtru.



Obrázek 1.1: Blokové schéma zesilovače ve třídě D

Sled logických úrovní, ovládajících spínací prvky v koncovém výkonovém stupni, je generován modulátorem. Tyto modulátory mohou být plně číslicové, kdy je vstupním signálem posloupnost čísel. Modulátorem je potom pouze nějaký procesor, ve kterém lze softwarově kromě modulace vytvořit také různé filtry, ovládání hlasitosti a spoustu dalších funkcí. Číslicové modulátory se používají pro 4 a více kanálů. Zapojení je velmi jednoduché. Druhou velkou skupinou jsou analogové modulátory, kde je nejdůležitějším prvkem komparátor, který porovnává okamžitou velikost vstupního analogového signálu s nějakou referenční hodnotou napětí. Referenční napětí bývá tvořeno pilovitým průběhem nebo určitým prediktovaným napětím. Více o analogových modulátorech bude popsáno u konkrétních typů modulací. Analogové modulátory mají složitější zapojení než číslicové a proto se vyplatí je použít maximálně pro 2 kanály, tedy i pro navrhovaný zesilovač, který je předmětem této práce.

1.2.1 Pulzně-šířková modulace

Je nejjednodušším typem modulace. Využívá se zde porovnávání vstupního signálu s pilovým průběhem napětí řádově vyšší frekvence, než je maximální frekvence vstupního signálu. Nejprve je úroveň napětí vstupního signálu vyšší než úroveň napětí trojúhelníkového signálu a na výstupu komparátoru je tedy logická nula. Jakmile úroveň napětí trojúhelníkového signálu překročí úroveň napětí signálu vstupního, výstup komparátoru se překlápí do logické jedničky. Výsledkem je PWM modulovaný signál na výstupu komparátoru, kterým jsou řízeny koncové výkonové tranzistory

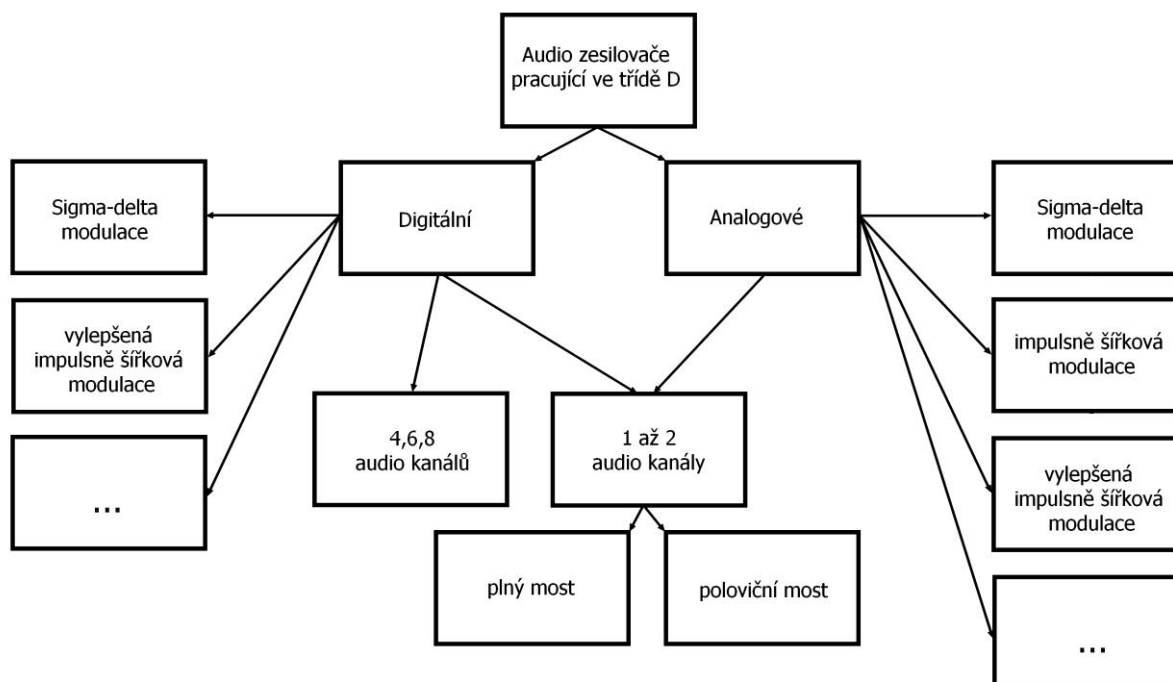
1.2.2 Sigma-delta modulace:

Je založena na kvantizaci integrálu odchylky vstupního analogového signálu od zpětnovazebního signálu. Velikost vysokofrekvenčních rušivých složek je zde závislá na frekvenci. Výrazným převzorkováním vstupního signálu lze tedy potlačit nežádoucí kvantizační šum ve slyšitelném frekvenčním pásmu (tzv. „noise-shaping“). Sigma-Delta modulátory lze považovat za plně analogové i jako plně digitální.

1.2.3 Další typy modulace

Světoví výrobci elektronických součástí dnes nabízejí spoustu integrovaných zesilovačů

s různě modifikovanými a vylepšenými typy modulátorů pro zlepšení kvality výstupního signálu a zmenšení rušení vysokofrekvenčními složkami výstupního signálu.



Obrázek 1.2: Rozdělení modulátorů pro zesilovač ve třídě D

Střední hodnota výkonových pulsů na výstupu zesilovače nese užitečný signál. Pro získání užitečného nízkofrekvenčního signálu je nutné použití filtru typu dolní propust. Hlavní funkcí tohoto filtru je odstranit vysokofrekvenční složku, která vznikla modulací. Výstupní filtr musí mít akumulaci vlastnosti. Bývá tedy použit příčkový článek s indukčností v podélné větvi a kondenzátorem v příčné větvi.

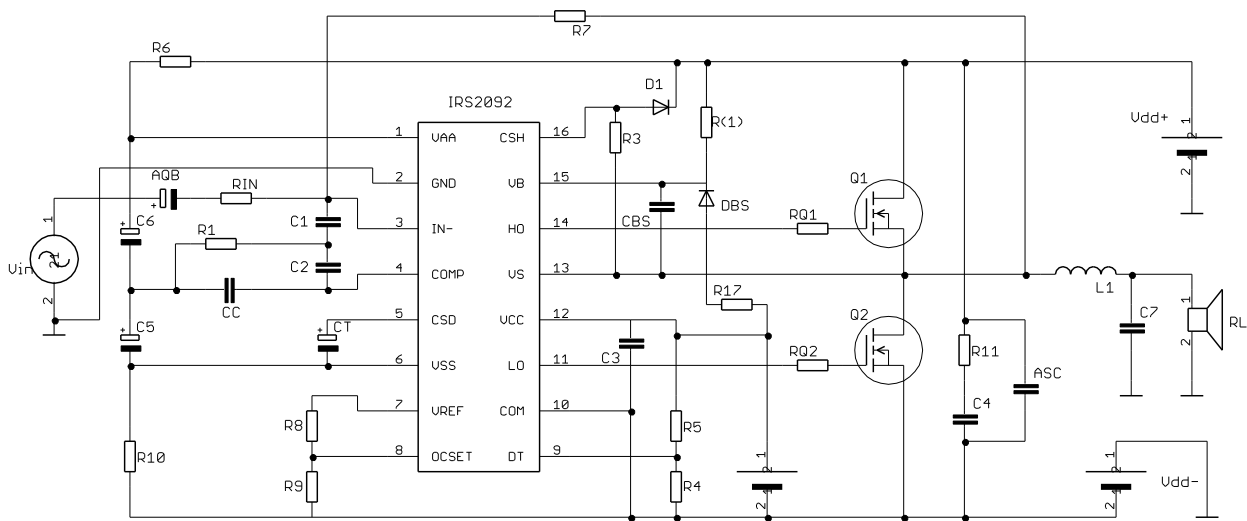
1.3 Návrh zesilovače ve třídě D

Po prostudování a zhodnocení různých typů modulací jsem zvolil kvůli jednoduchosti pulzně-šířkovou modulaci (PWM), která je pro použití pro subwoofer svými vlastnostmi zcela dostačující. Zkreslení se při kmitočtech basového pásma neprojeví zdaleka tak, jako v pásmu středů či výšek.

Konstrukce zesilovače z diskretních součástek by byla velice nákladná. Modulátor vyžaduje použití precizního generátoru trojúhelníkového signálu, několika kvalitních operačních zesilovačů a logických hradel. Kvůli úspoře financí je lepší použít integrovaný typ zapojení, které zmenší náklady na čtvrtinu. Vybral jsem integrovaný obvod IRS2092 od firmy International Rectifier[8]. Tento obvod obsahuje modulátor, budič polovičního mostu koncového stupně a vyžaduje použití jen několika externích součástek. Dále má tento integrovaný zesilovač nadproudovou ochranu a funkci odstranění lupnutí při zapnutí a vypnutí.

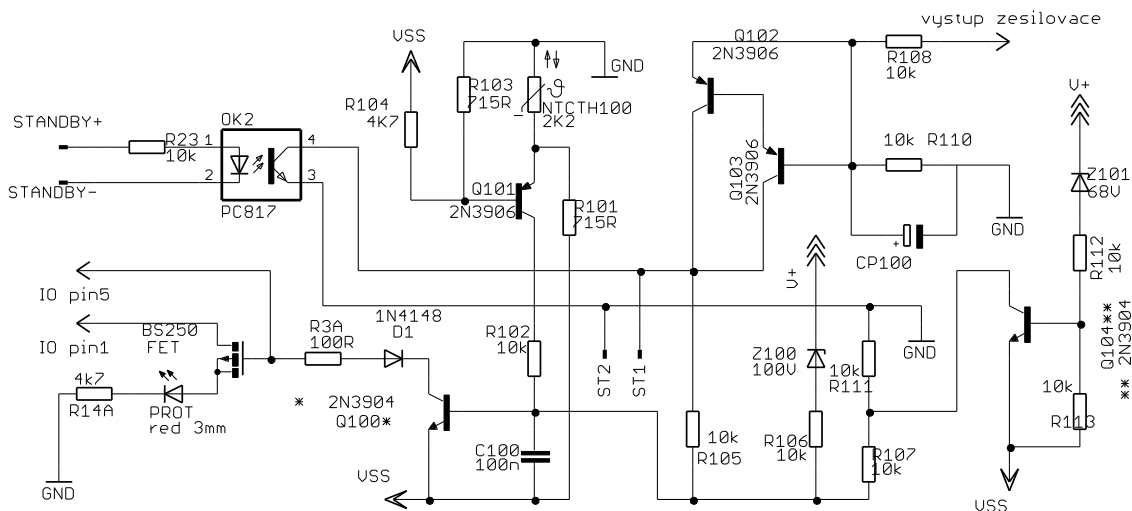
Parametry IRS2092 [1]

- P_{OUTMAX} 500 W
- Budič MOS-FET IO+ 1 A
IO- 1,2 A
- Reakce ochrany 500 ns
- DC offset <20 mV
- frekvence PWM do 800 kHz
- THD(1 KHz, 50 W, 4 Ω) 0,01 %
- Šum 200 μV_{RMS}



Obrázek 1.3: Typické zapojení integrovaného zesilovače IRS2092

Typické zapojení, uvedené v datasheetu integrovaného obvodu, jsem dále doplnil o ochranný obvod, který kontroluje správný chod několika částí zesilovače a při chybě pozastaví spínací proces. Zapojením jsem se inspiroval v listu Reference desig [16], který výrobce k integrovanému obvodu poskytuje.



Obrázek 1.4 Ochranný obvod zesilovače

Hlavní částí tohoto ochranného obvodu je tranzistor FET, který je zapojen v napájecí větvi komparačního zesilovače integrovaného obvodu IRS2092. Při přivedení kladného napětí na řídicí elektrodu tranzistoru, se uzemní napájecí napětí a komparátor zastaví modulační proces. Tranzistor FET je spínán obvodem, který sdružuje několik ochran. Jednou z nich je kontrola napájení, která detekuje, zda je napájecí napětí v rozmezí 68 až 100 voltů. Pokud tato podmínka není splněna, ochrana zareaguje. Další ochrana je teplotní. Obvod kontroluje napětí na termistoru, který je umístěn na chladiči výkonového spínacího MOSFETu. Poslední ochrana detekuje zesílený audio signál na výstupu zesilovače a reaguje při přetížení nebo limitaci. Kromě ochran má tento obvod taky funkci MUTE, kterou lze díky galvanickému oddělení optočlenem spínat libovolným externím zdrojem 5V.

1.3.1 Výběr koncových tranzistorů

Jako spínačů ve výkonové části zesilovače pracujících ve třídě D je možné použít několik odlišných typů výkonových tranzistorů. Z hlediska výrobní technologie a fyzikální podstaty principu činnosti se nám nabízí tři základní typy tranzistorů: bipolární, IGBT a MOSFET.

Bipolární tranzistory jsou na rozdíl od MOSFET buzeny proudem a buzení tranzistoru splňujícího výkonové nároky pro navrhovaný zesilovač by bylo výkonově náročné. Tranzistory IGBT zvládají sice vysoké výkony, jsou ale příliš pomalé, vznikaly by tedy velké přepínací ztráty a tím by se snížila účinnost zesilovače. Tranzistory MOSFET jsou pro aplikaci ve spínaném zesilovači dostatečně výkonné a rychlé, jsou proto jasnou volbou.

Pro rychlé buzení MOSFET tranzistorů je zapotřebí budič. Ten je již obsažen v integrovaném obvodu zesilovače. Při výběru konkrétního typu tranzistoru je třeba řídit se podle parametrů:

- nízký úbytek napětí v sepnutém stavu $R_{DS(on)}$ pro co nejmenší ztráty vedením.
- velmi krátkou dobu sepnutí a rozepnutí pro minimalizaci přepínacích ztrát.
- nízké hodnoty parazitních prvků vlastního spínače.
- Dostatečně velké napětí U_{DSMAX}

Velikost U_{DSMAX} je dána velikostí maximálního výstupního výkonu P_Z dodávaného do čistě ohmické zátěže o odporu R_Z , stupněm modulace M a koeficientem K , který určuje nutnou rezervu pro nedokonalosti obvodu. U_{DSMAX} lze pak vypočítat podle vztahu [4](1.1). Hodnota R_Z je dána impedancí reproduktoru. Ta bývá u výkonných reproduktorů 8, 4 nebo 2 Ohmy. Bude však počítáno s nejnižší hodnotou impedance reproduktoru $Z = 4 \Omega$.

$$U_{DSMAX} = \frac{2 \cdot \sqrt{2 \cdot P_{OUTMAX} \cdot R_Z}}{M} + K = \frac{2 \cdot \sqrt{2 \cdot 500 \cdot 4}}{1} + 40\% = 177 \text{ V} \quad (1.1)$$

Výběr vhodného tranzistoru MOSFET podle vypočítané hodnoty $U_{DSMAX}=117 \text{ V}$ byl proveden na webové stránce internetového obchodu Farnel [5] pomocí vyhledávacího filtru, kde byla zadána hodnota U_{DSMAX} jako minimální, pouzdro TO220 pro jednoduchou montáž na chladič, kanál N (podle požadavků integrovaného obvodu zesilovače) a z tranzistorů, které prošly filtrem, byl vybrán ten s nejlepšími parametry a cenou pod 90kč. Jako nejlepší kompromis vyšel unipolární tranzistor MOSFET IRFB4332PbF. Jeho parametry jsou následující.

- Kanál N
- $I_{D(MAX)}=60 \text{ A}$
- $P_{Z(MAX)}=390 \text{ W}$

- $R_{\text{DSON}}=33 \text{ m}\Omega$
- $U_{\text{DSMAX}}=250 \text{ V}$

1.3.2 Volba pracovní frekvence

Integrovaný obvod obsahuje interní oscilátor. Jeho pracovní frekvence se nastavuje hodnotami součástek C_1 , C_2 , R_2 . Pro dané frekvence výrobce uvádí konkrétní hodnoty součástek [15]. Zvolil jsem pracovní frekvenci, která je podle výrobce pro daný obvod optimální. Této frekvencí odpovídají součástky

$$C_1=2,2 \text{ nF}$$

$$C_2=2,2 \text{ nF}$$

$$R_1=150 \Omega$$

1.3.3 Návrh Rekonstrukčního LC filtru

Na výstupu z polovičního mostu je napětí obdélníkového průběhu s proměnnou střídou. Tento obdélníkový signál obsahuje vysokofrekvenční spektrální složky, které je třeba potlačit. To se provádí pomocí LC filtru typu dolní propust. Vhodně zvolenými komponenty filtru je v nezanedbatelné míře ovlivněna účinnost vlastního systému zesilovače spolu s audio parametry tohoto zesilovače.

Při volbě dělicí frekvence filtru jsem zuvažoval její možné hodnoty s ohledem na velikost indukčnosti, kterou jsem počítal podle vzorce (1.2) tak, aby vycházela v hodnotách realizovatelných s co nejmenším jádrem. Po několika iteracích vzorce jsem dospěl k hodnotě horního dělicího kmitočtu dolní propusti $f_{\text{HD}}=43 \text{ kHz}$. Hodnoty cívky potom podle již zmíněného vzorce a hodnota kapacitoru podle (1.3), vycházejí následovně. Ve vzorcích figuruje také reálná hodnota odporu zátěže. Tu jsem zvolil konzervativně $R_Z=4 \Omega$

$$L_1 = \frac{R_L \cdot \sqrt{2}}{\omega_0} = \frac{4 \cdot \sqrt{2}}{2 \cdot \pi \cdot 43000} = 20,95 \mu\text{H} \quad (1.2)$$

$$C_7 = \frac{1}{\omega_0 \cdot R_L \cdot \sqrt{2}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 43000 \cdot 4 \cdot \sqrt{2}} = 653 \text{ nF} \quad (1.3)$$

Hodnotu kapacity realizují paralelním zapojením dvou fóliových kondenzátorů 330 μF na síťové napětí. Výsledná kapacita se tím mírně zvýší. Indukčnost je navinuta na toroidním železo-prachovém jádře T109-26 firmy Amidon. Materiál jádra je schopen pracovat až do frekvence 1 MHz, což umožní efektivně odfiltrovat první a druhou harmonickou nosného signálu. Jádro jsem vybral podle konstanty LI^2 [-]spočítanou podle (1.4). Maximální proud figurující ve vzorci při výkonu 500 W a napětí 100 V je roven $I=5 \text{ A}$

$$LI^2 = 20,95 \cdot 5^2 = 524 \quad (1.4)$$

Jádro T109-26 má v katalogovém listu [17] přímo uvedeny počty závitů pro konkrétní hodnoty indukčnosti. Vypočtená indukčnost se dosáhne navinutím 34 závitů. Kvůli skin-efektu bude vinutí realizováno třemi žilami licny. Počet žil N vyplývá ze vzorce (1.5) při průřezu licny $S_{\text{CU}}=0,64 \text{ mm}^2$ a konzervativní proudové hustoty $J=2,6 \text{ A}\cdot\text{mm}^{-2}$

$$N = \frac{I}{J \cdot S_{\text{CU}}} = \frac{5}{2,6 \cdot 0,64} = 3 \quad (1.5)$$

. Na výstupu filtru je dále připojen RC filtr pro tlumení napěťových překmitů v případě odpojené zátěže. Hodnoty součástek tohoto filtru jsou dané literaturou[4], $C_{F6} = 0,220 \mu\text{F}$ a $R_F = 4,7 \Omega$

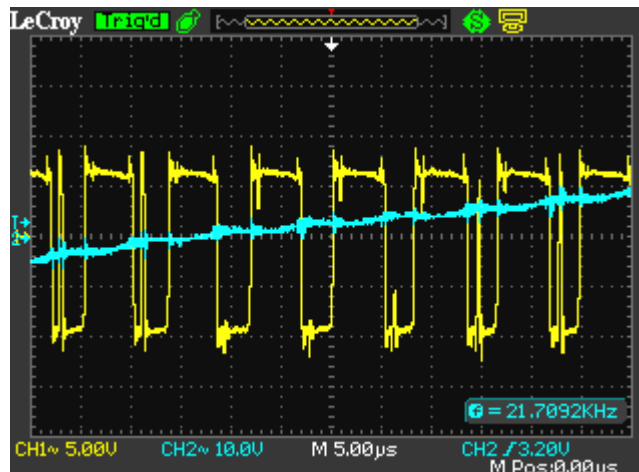
1.3.4 Celkové zapojení zesilovače ve třídě D

Doplněním typického zapojení integrovaného obvodu IRS2092 o výše popsany ochranný obvod, dostaneme funkční zesilovač. Dále jsem zapojení doplnil stabilizátorem napájecího napětí komparátoru V_{AA} a V_{SS} realizovaným zenerovou diodou. Schéma je dále doplněno o konektory Faston pro jednoduché připojení napájení. Tyto konektory jsou dostatečně dimenzované na proudy tekoucí do zesilovače. Pro vytvoření tvrdého zdroje napětí na vstupu zesilovače jsem mezi napájecí větvě vložil tři kondenzátory $C_1, C_2, C_3, C_5, C_{10}, C_{11} = 150 \mu\text{F}$. Hodnoty ostatních součástek jsou dány katalogovým listem [16]. Celkové schéma, desky plošných spojů a osazovací plán jsou v příloze A.

1.4 Měření zesilovače ve třídě D

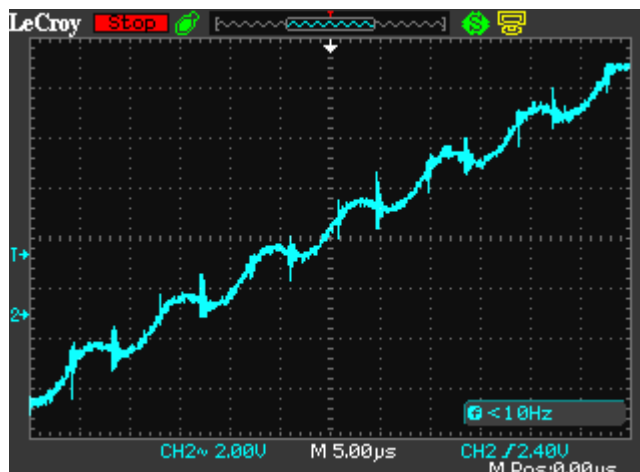
Z důvodu špatné funkčnosti napájecího zdroje pro zesilovač, který je také předmětem této práce, jsem musel použít při měření několik zdrojů stejnosměrného napětí. Zapojením tří laboratorních zdrojů vzniklo symetrické napětí 90 V. Toto napětí je sice o 10 voltů menší než napětí konstruovaného zdroje, je však dostačující. Zátěž $R=4 \Omega$ byla realizována vhodným zapojením několika výkonových regulovatelných rezistorů.

Při ožiování jsem nejprve nastavil nižší napětí a zkontroloval správnost průběhů napětí. Na obrázku níže je žlutou barvou zobrazen obdélkový průběh napětí výstupu polomostu. Modrou barvou je zobrazen průběh napětí za rekonstrukčním LC filtrem.



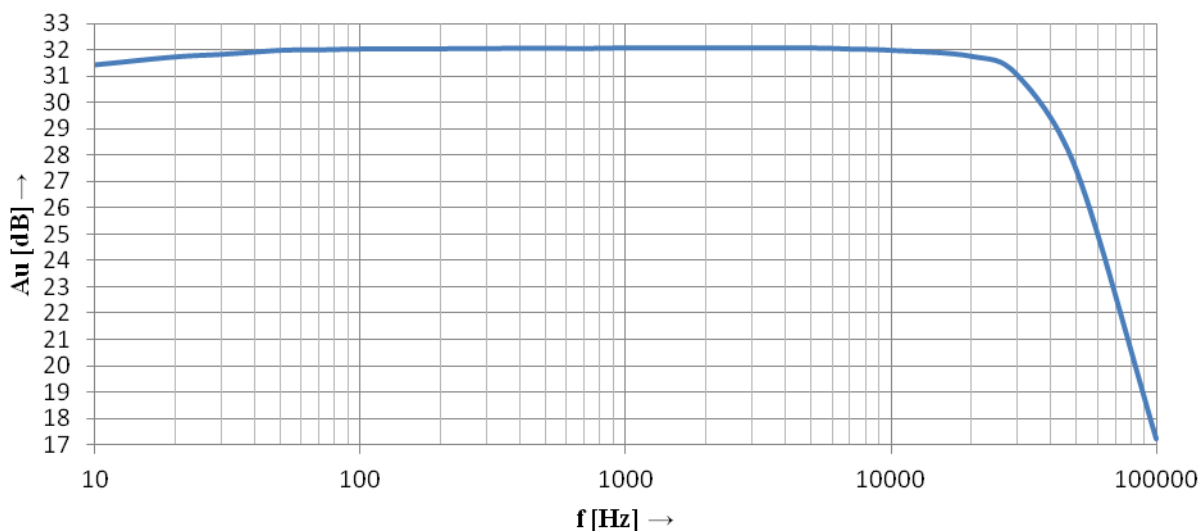
Obrázek 1.5 Průběh výstupního napětí polomostu

Na obrázku níže je detail výstupního napětí, na kterém je dobře vidět kvantizační šum.



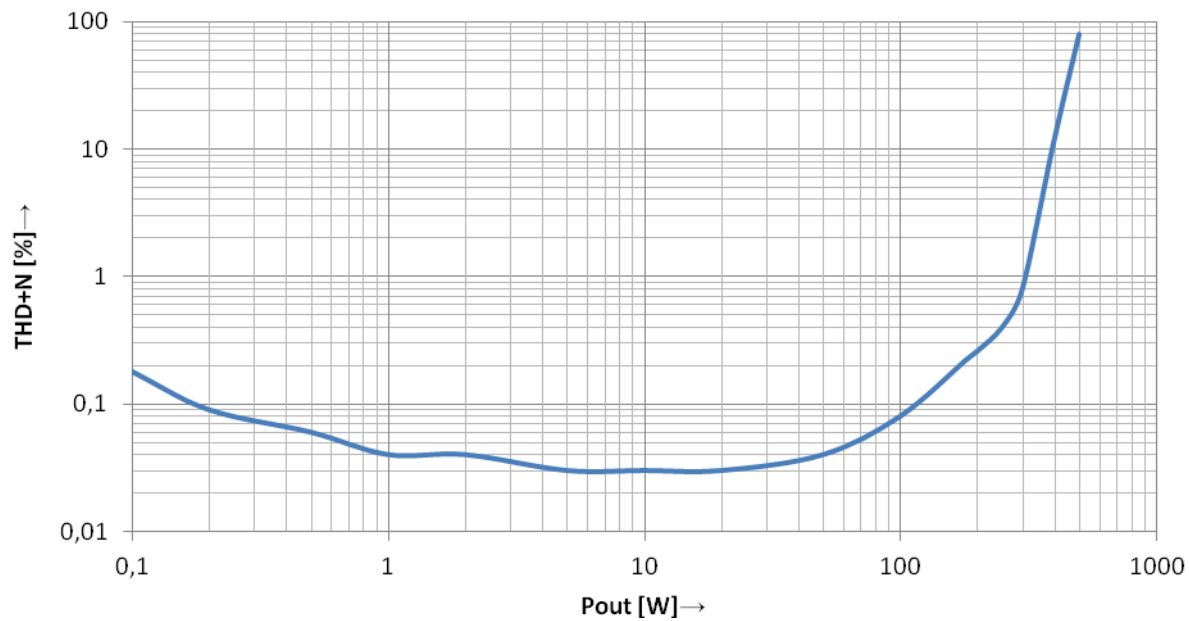
Obrázek 1.6 Kvantizační šum ve výstupním napětí

Po ověření funkčnosti následovalo zvýšení napětí na maximum a měření kmitočtové charakteristiky. Měření bylo provedeno nízkofrekvenčním milivoltmetrem Grundig MV100 při vstupní signálu sinusového průběhu, kmitočtu $f=1$ kHz a napětí $U_1= 300$ mV. Z naměřeného průběhu je patrné, že horní mezní kmitočet zesilovače je omezen rekonstrukčním LC filtrem.



Obrázek 1.7 Přenosová kmitočtová charakteristika zesilovače

Závislost harmonického zkreslení byla změřena nízkofrekvenčním milivoltmetrem Grundig MV100. Frekvence měření 1 kHz.



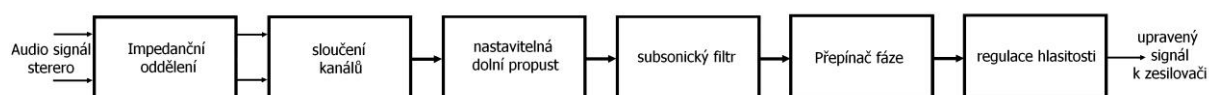
Obrázek 1.8 Závislost THD+N na výstupním výkonu

2 NÁVRH PŘEDZESILOVAČE PRO SUBWOOFER

Subwoofer je zařízení, které slouží pro reprodukci zvuku o nízkých kmitočtech. Jedná se o frekvence od spodního okraje akustického pásma až po horní dělicí frekvenci, která bývá nastavena v rozmezí 60Hz až 250Hz. Nad touto frekvencí již zvuk reprodukuje ostatní reprosoustavy v daném ozvučovacím systému. Ve stereo soustavách i soustavách o více kanálech bývá subwoofer jeden společný při zachování kvalit reprodukce. Využívá se zde jevu, že člověk je schopen špatně nebo dokonce vůbec není schopen určit odkud zvuk o nízkých kmitočtech přichází. Při použití společného subwooferu mohou být reprosoustavy pro ostatní části akustického pásma dimenzované na menší výkon a tím pádem levnější. Věrná reprodukce nízkých kmitočtů je velice důležitá pro kvalitní poslech hudby. Dražší subwoofery dokážou reprodukovat i kmitočty pod prahem slyšitelnosti. Tyto kmitočty se nazývají infrazvuky a člověk je vnímá tělem. Poslech hudby z takového aparatury nabývá dalšího rozměru a stává se opravdovým požítkem.

Přenosová charakteristika subwooferu musí pro ideální reprodukci plynule navazovat na přenosovou charakteristiku reprosoustavy, ke které je subwoofer doplněn. Jinak řečeno, horní mezní kmitočet subwooferu musí být stejný jako dolní mezní kmitočet přenosové charakteristiky reprosoustavy. U domácích kin nebo reprosoustav obsahujících subwoofer je již dělicí kmitočet pevně nastaven na hodnotu danou frekvenční charakteristikou reproduktorů. V případě samotného subwooferu musí být dělicí kmitočet nastavitelný, aby jej bylo možné použít v kombinaci s různými reprosoustavami, jejichž přenosové charakteristiky jsou různé. Laditelnost umožňují aktivní filtry, složené z operačních zesilovačů a kondenzátorů. Absence indukčnosti dělá tyto filtry velice populárními a velmi často aplikovanými v audiotechnice.

Jak již bylo výše zmíněno, subwoofer bývá společný pro více kanálů, je tedy potřeba kanály vhodným způsobem sloučit. Dále je nutné odfiltrovat vyšší kmitočty a zvukový signál případně ještě upravit, jako třeba odfiltrovat kmitočty lidskému uchu neslyšitelné nebo nastavit úroveň signálu. Zařízení umožňující všechny tyto funkce se nazývá předzesilovač a řadí se mezi zdroj signálu a výkonový zesilovač. V následujících odstavcích je podrobně rozebrán návrh jednotlivých bloků předzesilovače

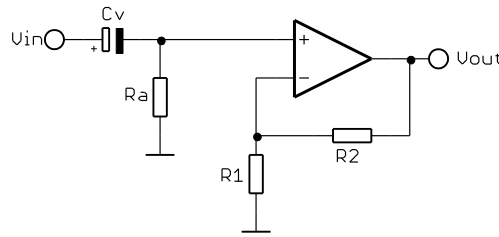


Obrázek 2.1: Blokové schéma předzesilovače pro subwoofer

2.1 Návrh impedančního oddělení

Vnitřní odpor zdroje audiosignálu je neznámý, je tedy nezbytné navrhnout vstup filtru tak, aby předcházející obvod co nejméně zatěžoval. Pro tento účel se hodí nejvíc neinvertující zapojení operačního zesilovače. Signál je přiveden pouze na neinvertující svorku, která má podle teorie operačních zesilovačů téměř nekonečnou vstupní impedanci. Jediný proud tak teče přes předřazený vazební kondenzátor C_v , který slouží na odstranění stejnosměrné složky

a rezistor R_A , který přichytává vstup zesilovače k referenčnímu napětí, zemi.



Obrázek 2.2: Impedanční oddělení

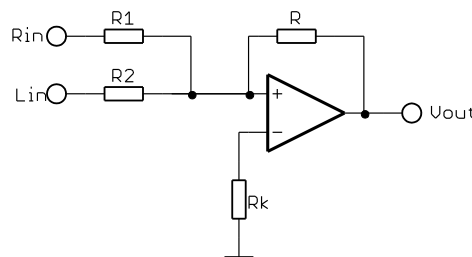
Zesílení je zvoleno na hodnotu $A_U=4$. Následující části filtru pak budou pracovat se zesíleným signálem. Ten se po zpracování opět zeslabí. Tímto je dosaženo větší odolnosti proti vzniku šumu. Zesílení je dáno hodnotami rezistorů R_1 a R_2 dle vzorce (2.1).

$$A_U [-] = 1 + \frac{R_2}{R_1} = \frac{68 \cdot 10^3}{22 \cdot 10^3} \cong 4 \quad (2.1)$$

Zesílení $A_U[-] = 4$ je dosaženo kombinací rezistorů $R_1 = 22 \text{ k}\Omega$ a $R_2 = 68 \text{ k}\Omega$. Hodnota vazebního kondenzátoru se v kvalitních předzesilovačích volí $C_V = 10 \text{ uF}$ a rezistor $R_A = 47 \text{ k}\Omega$.

2.2 Návrh slučovače kanálů stereo

Jak již bylo zmíněno v úvodu této práce, lidské ucho nedokáže u akustických kmitání o nízkých kmitočtech rozlišit, ze kterého směru přicházejí, je tedy zbytečné, aby reprosoustava obsahovala subwoofer pro pravý i levý kanál. Daleko výhodnější je použít společný subwoofer. Aby v něm hrály oba kanály, je třeba je vhodným způsobem sloučit. Sloučení je provedeno pomocí operačního zesilovače v zapojení jako sumační zesilovač.



Obrázek 2.3: Sumační zesilovač

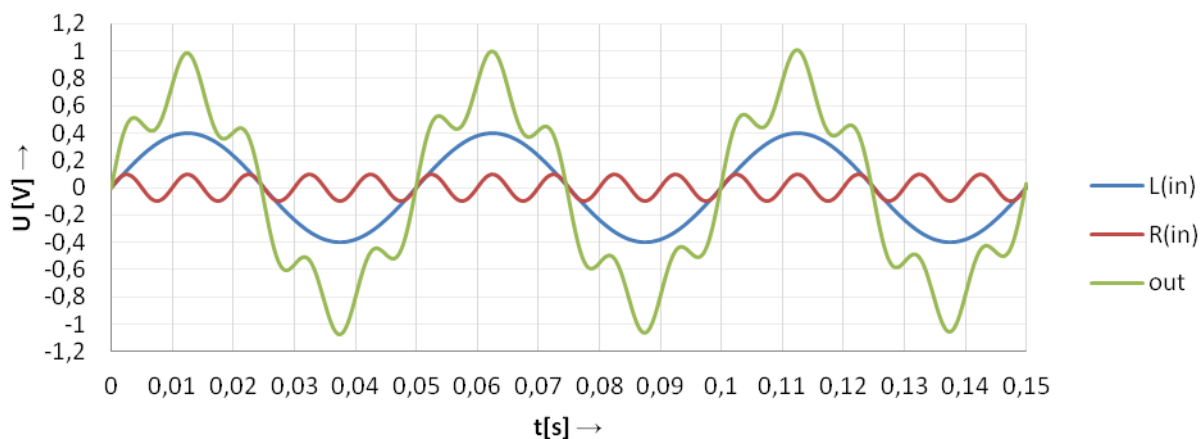
Podle [7] je výstupní napětí $U_{out} = U_1 + U_2$ pod podmínkou, že $R = R_1 = R_2$. Hodnota je zvolena $R = R_1 = R_2 = 22 \text{ k}\Omega$. Kompenzační rezistor má hodnotu R_k danou vstahem [7] (2.2).

$$R_k = R_1 \parallel R_2 \parallel R = \frac{22 \cdot 10^3}{3} = 7333,3 \Omega \quad (2.2)$$

Nejbližší možnou hodnotu podle řady E24 zvolím $R_k = 6,8 \text{ k}\Omega$

2.3 Simulace slučovače kanálů

Simulace byla provedena v program PSpice. Vstupní signály mají zelenou barvu. Signál 1 má amplitudu 100 mV a frekvenci 100 Hz. Signál 2 má amplitudu 400 mV a frekvenci 20 Hz. Sloučený signal je zobrazen šedou barvou.



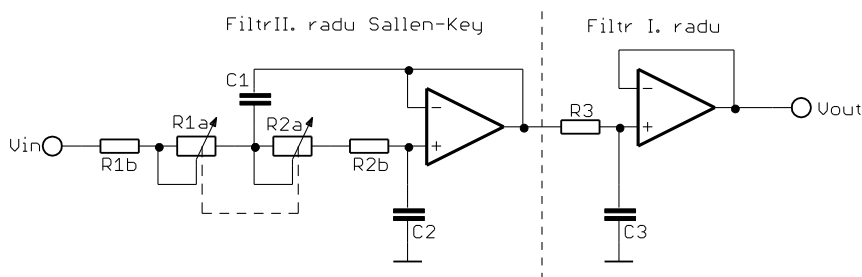
Obrázek 2.4: Simulace sumačního zesilovače

2.4 Návrh laditelné aktivní propusti 3.řádu

Pro rozdělení akustického pásma na pásma basů, středů a výšek se používají filtry typu dolní propust se strmostí minimálně 18dB na oktávu. To znamená, že na kmitočtu dvakrát vyšším než mezní kmitočet je přenos menší o 18 dB. Takovou strmost mají filtry třetího řádu. Pro minimalizaci výrobních nákladů budeme filtr třetího řádu s danou strmostí považovat za dostačující.

Pro realizaci filtru se nabízí několik možných zapojení. Ladění se provádí současnou změnou několika rezistorů – potenciometrů. Tandemové potenciometry se vyrábí maximálně se dvěma odporovými dráhami, výběr možných topologií se tedy zužuje pouze na dolní propust 2. řádu, typu Sallen-Key. Aby byl celý filtr 3.řádu, bude nutné doplnit výše uvedený filtr o propust prvního řádu, nastavenou na pevný kmitočet. Dále je podle [7] možno zvolit aproximaci filtru podle Bessela a Butterwortha. Lepších vlastností dosahuje Butterworthova, je tedy jasnou volbou.

Maximální mezní kmitočet $f_{0\max}$ byl zvolen pokusem. Na generátoru byla zvyšována frekvence sinusového signálu, který byl reprodukován jedním reproduktorem. Za současného pohybu reproduktoru vůči lidskému uchu byla frekvence zvyšována až do doby, než začalo být rozpoznatelné, ze kterého směru zvuk přichází. Od této frekvence je nutné pro reprodukci stereo hudby použít 2 reproduktory. Tato frekvence je zároveň maximálním mezním kmitočtem. Měření bylo provedeno několikrát. Výsledkem je $f_{0\max}=180$ Hz. Minimální mezní kmitočet byl zvolen $f_{0\min}=60$ Hz, protože od této frekvence níž reprodukují špatně i kvalitnější aparatury.



Obrázek 2.5: Dolní propust s nastavitelným mezním kmitočtem

Hodnoty součástek lze vypočítat podle [7] pomocí následujících vztahů:

$$C_1 = \frac{2}{R_1 \cdot 2\pi \cdot f_0} \quad (2.3)$$

$$C_2 = \frac{0,5}{R_2 \cdot 2\pi \cdot f_0} \quad (2.4)$$

Ze vztahů je patrné, že se zvětšováním odporu klesá mezní kmitočet. Můžeme tedy napsat:

$$(R_{1a} + R_{1b}) \cdot f_{0MIN} = R_{1b} \cdot f_{0MAX} \quad \Rightarrow \quad R_{1a} = 2R_{1b} \quad (2.5)$$

Protože stejný výsledek má i druhý vztah, můžeme zvolit hodnotu potenciometru $R_{1a} = R_{2a} = 25 \text{ k}\Omega$ a poloviční velikost bude mít resistor $R_{1b} = R_{2b} = 12 \text{ k}\Omega$ (zaokrouhlo na nejbližší hodnotu podle řady E24).

Dále jsou výpočty kondenzátorů C_1 a C_2 podle upravených vzorců (2.3) a (2.4).

$$C_1 = \frac{2}{(R_{1a} + R_{1b}) \cdot 2\pi \cdot f_{0MIN}} \cong \frac{2}{R_{1b} \cdot 2\pi \cdot f_{0MAX}} \cong 147 \text{ nF} \quad (2.6)$$

Hodnoty dosáhneme paralelní kombinací kondenzátorů 100 nF a 47 nF

$$C_2 = \frac{0,5}{(R_{2a} + R_{2b}) \cdot 2\pi \cdot f_{0MIN}} \cong \frac{0,5}{R_{2b} \cdot 2\pi \cdot f_{0MAX}} \cong 36 \text{ nF} \quad (2.7)$$

Podle řady E12 zvolíme nejbližší hodnotu $C_2=37 \text{ nF}$ jako paralelní kombinaci kondenzátorů 22 nF a 15 nF

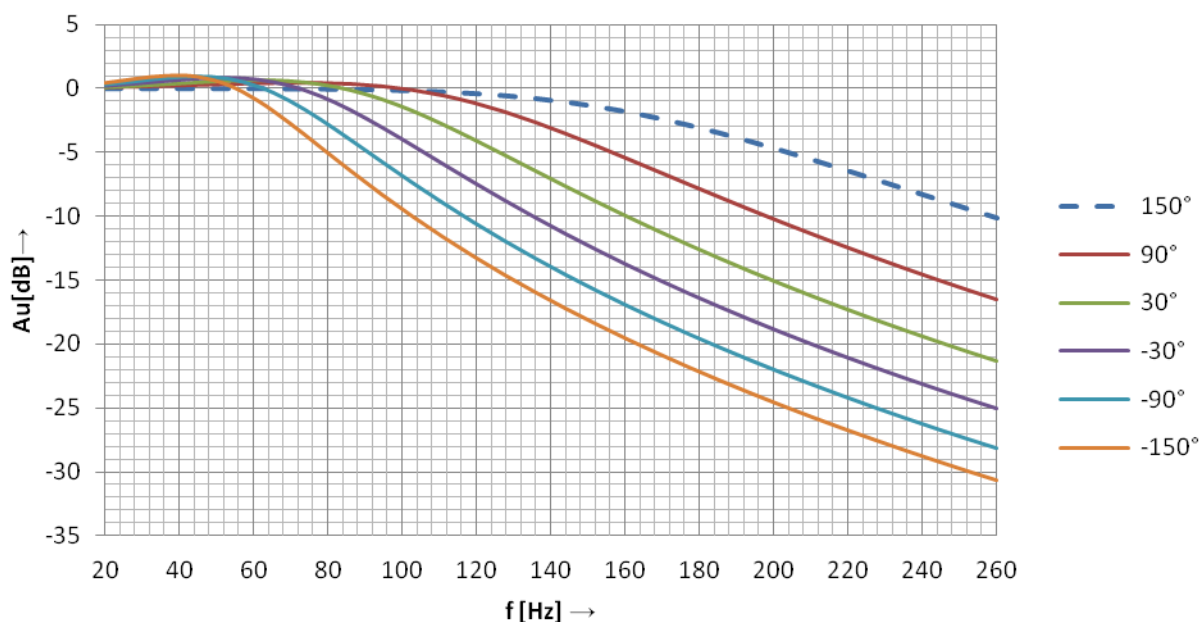
Filtr I. řádu nastavíme na $f_{0MAX}=180 \text{ Hz}$. Po zvolení $R_3 = 33 \text{ k}\Omega$ dostáváme:

$$C_3 = \frac{1}{R_3 \cdot 2\pi \cdot f_{0MAX}} = 26,8 \text{ nF} \quad (2.8)$$

Podle řady E12 zvolíme nejbližší hodnotu $C_3=27 \text{ nF}$

2.5 Simulace dolní propusti

Simulace zobrazuje změnu mezní frekvence při změně tandemového potenciometru. Osa x je lineární pro jednodušší odečtení frekvencí.



Obrázek 2.6: Simulace nastavitelné dolní propusti

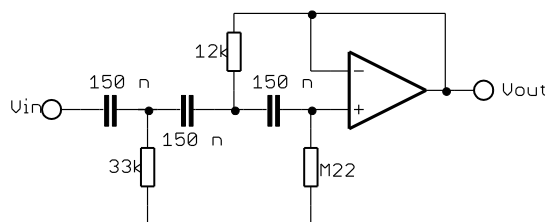
2.6 Návrh subsonického filtru

Zajímavou funkcí předzesilovače je subsonický filtr. Jeho funkce je odfiltrovat kmitočty, které jsou pod prahem slyšitelnosti. Je tvořen filtrem III. řádu typu dolní propust, aproximace Butterworthova. Mezní kmitočet je zvolen 23 Hz. Hodnoty součástek jsou spočítány podle následujících vztahů (2.9) použitých z Amatérského rádia [5]. Ze stejného zdroje jsou použity i konstanty k_1 , k_2 , k_3 pro výše uvedenou aproximaci. Hodnota kondenzátoru je zvolena 150 nF.

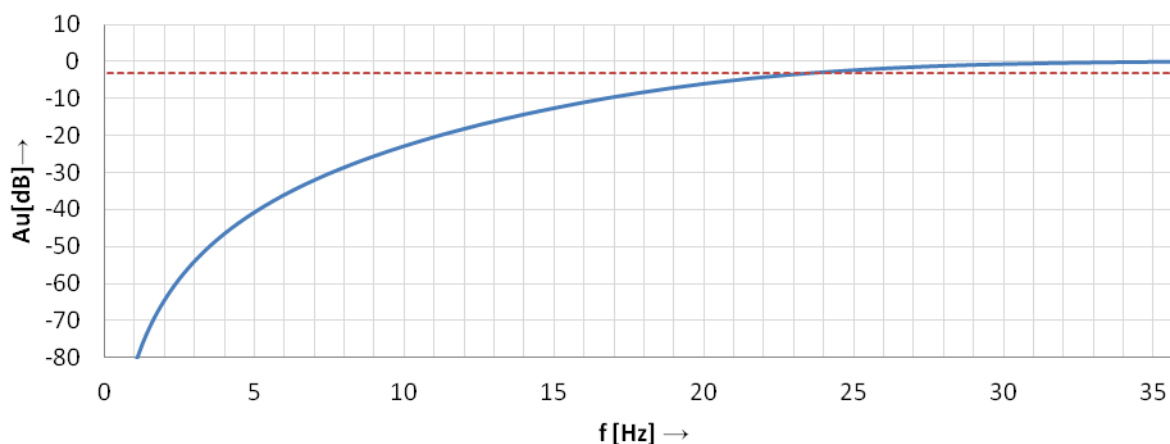
$$R_1 = \frac{1}{k_1 \cdot 2\pi \cdot C \cdot f_0} = \frac{1}{1,392 \cdot 2\pi \cdot 150 \cdot 10^{-9} \cdot 23} = 33,2 \text{ k}\Omega \xrightarrow{\text{dle řady E24}} R_1 = 33 \text{ k}\Omega \quad (2.9)$$

$$R_2 = \frac{1}{k_2 \cdot 2\pi \cdot C \cdot f_0} = \frac{1}{3,546 \cdot 2\pi \cdot 150 \cdot 10^{-9} \cdot 23} = 13 \text{ k}\Omega \xrightarrow{\text{dle řady E24}} R_3 = 12 \text{ k}\Omega \quad (2.10)$$

$$R_3 = \frac{1}{k_3 \cdot 2\pi \cdot C \cdot f_0} = \frac{1}{0,202 \cdot 2\pi \cdot 150 \cdot 10^{-9} \cdot 23} = 228 \text{ k}\Omega \xrightarrow{\text{dle řady E24}} R_3 = 220 \text{ k}\Omega \quad (2.11)$$



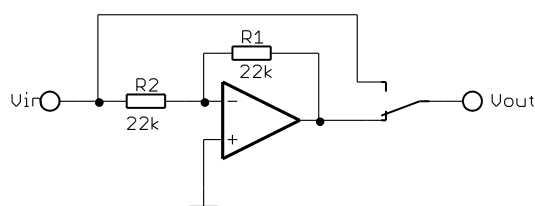
Obrázek 2.7: Subsonický filtr



Obrázek 2.8: Simulace subsonického filtru

2.7 Návrh přepínače fáze

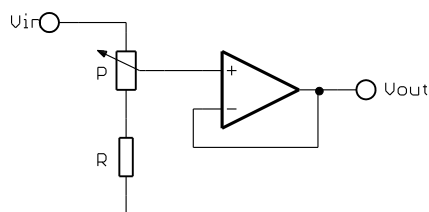
Pro tuhle funkci dobře poslouží operační zesilovač v invertujícím zapojení se zesílením $AU=1$. V horní poloze je fáze již z předchozích obvodů otočena o 180° . Přepnutím do spodní polohy dostaneme na výstupu signál s původní fází 0° .



Obrázek 2.9: Přepínač fáze

2.8 Návrh regulace hlasitosti

Jelikož zpracovávané pásmo je pouze basové a ne celé akustické, není třeba použít fyziologickou regulaci hlasitosti. Následující schema je zcela dostačující.



Obrázek 2.10: Regulátor hlasitosti

Lepší předzesilovače pro subwoofery mají kromě pasivní regulace hlasitosti (jen možnost

zeslabení) i možnost zesílení vstupního signálu. Je důležité si uvědomit, že signál je již vstupním zesilovačem zesílen 4x, tedy o 12 dB vůči původnímu signálu. Pro utlumení vstupního signálu je hodnota -24 dB dostačující. Rozdíl mezi nastavitelnými úrovněmi výstupního signálu vůči vstupnímu je 36 dB. Je-li zvolena hodnota potenciometru $P = 50\text{ k}\Omega$, hodnotu rezistoru R určí následující rovnice (2.12) vycházející ze vztahu pro napěťový dělič.

$$U_{OUT} = U_{IN} \cdot 10^{\frac{-36}{20}} = \frac{R \cdot U_{IN}}{R + 50\,000} \Rightarrow R = \frac{50\,000}{\frac{1}{10^{\frac{-36}{20}}} - 1} = 805,2\ \Omega \quad (2.12)$$

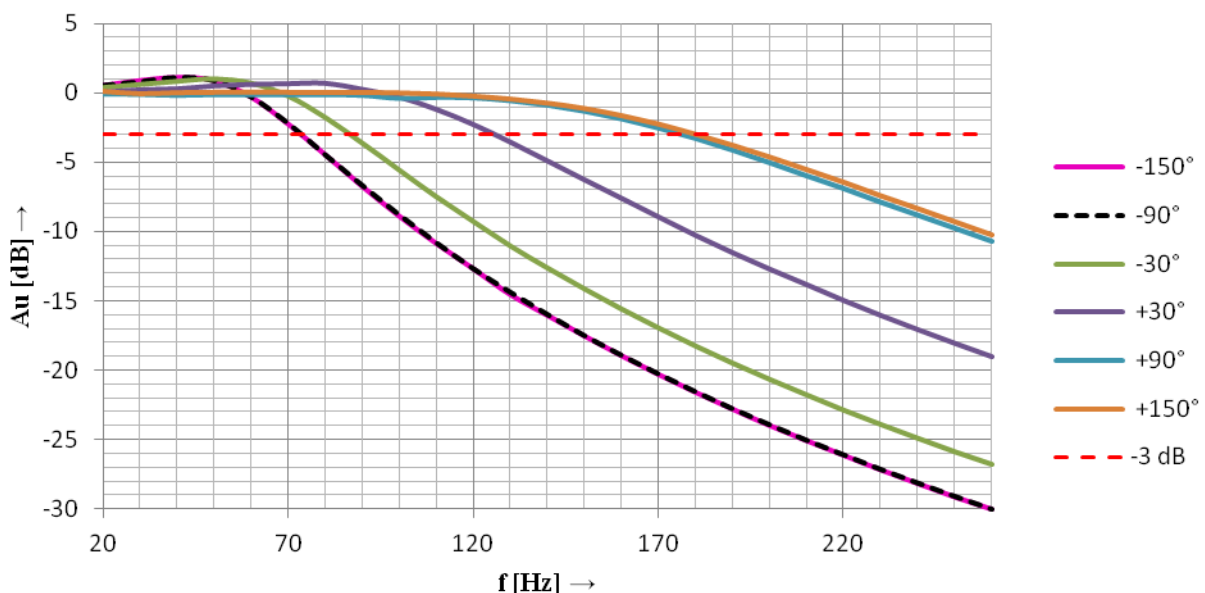
Nejbližší hodnota je $R=820\ \Omega$, výsledný útlum bude tedy o trochu nižší.

2.9 Celkové zapojení předzesilovače

Spojením výše navržených obvodů dostaneme kompletní zapojení předzesilovače. Celkové zapojení je doplněno o přepínač S_1 , který spíná subsonický filtr. Výběr operačního zesilovače byl prováděn na webové stránce věnované operačním zesilovačům v audiotechnice [9]. Díky dobrému poměru kvalita/cena byl zvolen typ NJM4580. Obvod vyžaduje symetrické napájení $\pm 12\text{ V}$. Schéma zapojení je v příloze B.

2.10 Měření předzesilovače

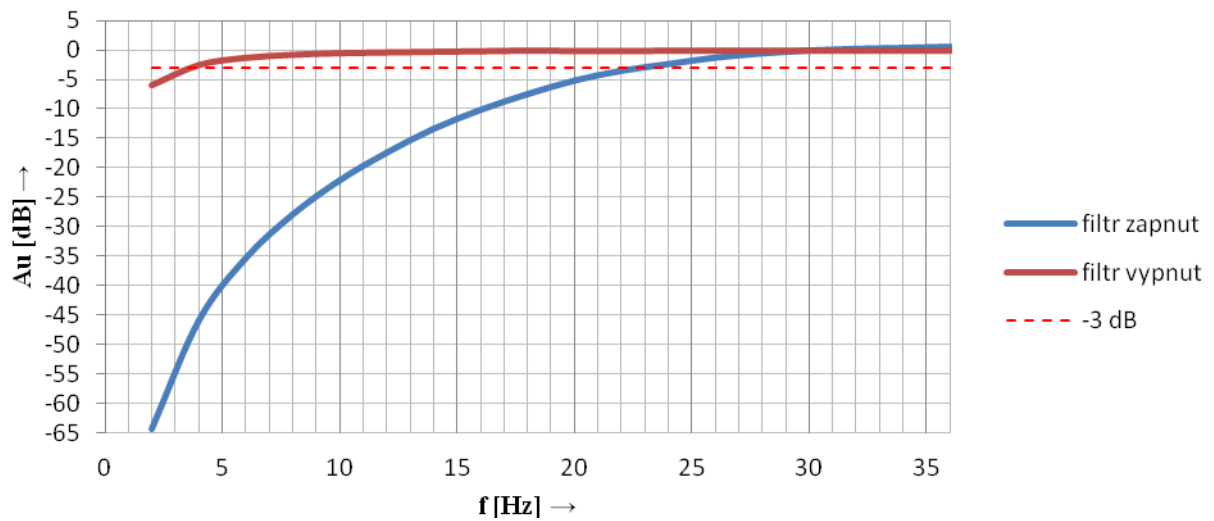
Měření modulové kmitočtové charakteristiky předzesilovače bylo provedeno pro 6 úhlů natočení potenciometru. Hodnoty slouží zároveň k ocejchování stupnice potenciometru.



Obrázek 2.11 Modulová kmitočtová charakteristika předzesilovače

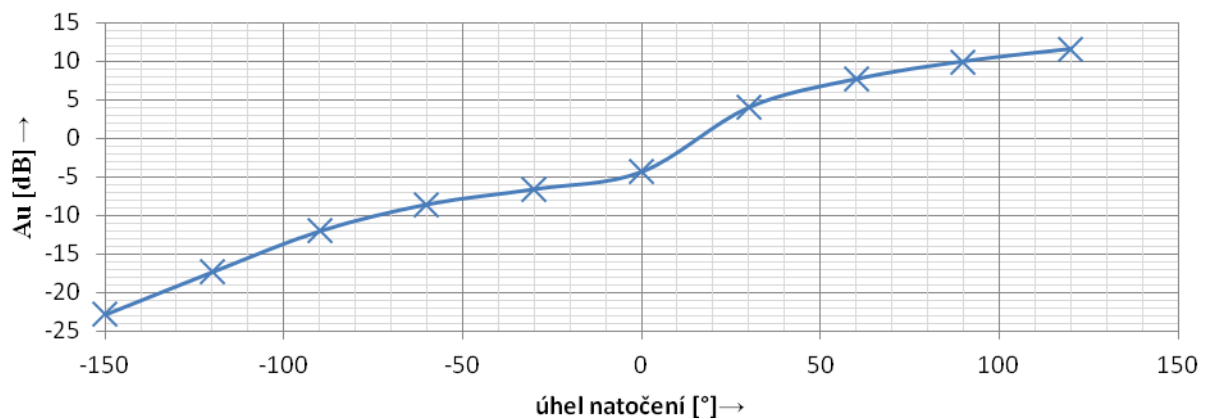
Z grafu je patrné, že dělicí kmitočet se na rozdíl od simulovaných průběhů neposouvá lineárně s natočením potenciometru. Tento fakt může být způsoben nelineárním průběhem potenciometru.

Měřením modulové kmitočtové charakteristiky subsonického filtru bylo zjištěno, že mezní kmitočet má oproti spočítanému meznímu kmitočtu rozdíl pouze 1 Hz, což je zanedbatelná odchylka. Při vypnutém filtru pracuje zesilovač až do kmitočtu 4 Hz.



Obrázek 2.12 Modulová kmitočtová charakteristika subsonického filtru

Část předzesilovače určující hlasitost se potýká se stejným problémem jako přeladitelný filtr. Průběh potenciometru neodpovídá průběhu udaného výrobcem. V tomto případě není přesně logaritmický a má na odporové dráze anomálii v oblasti kolem střední polohy, jak je vidět v grafu níže. Tento neodpovídající průběh naštěstí nebude mít nepříznivý vliv na uživatele, úroveň hlasitosti většinou uživatel nastavuje podle sluchu.



Obrázek 2.13 Závislost zesílení předzesilovače na úhlu natočení potenciometru

Měření bylo prováděno nízkofrekvenčním milivoltmetrem Grundig MV100. Jako zdroj signálu byl použit nízkofrekvenční funkční generátor Agilent 33220A.

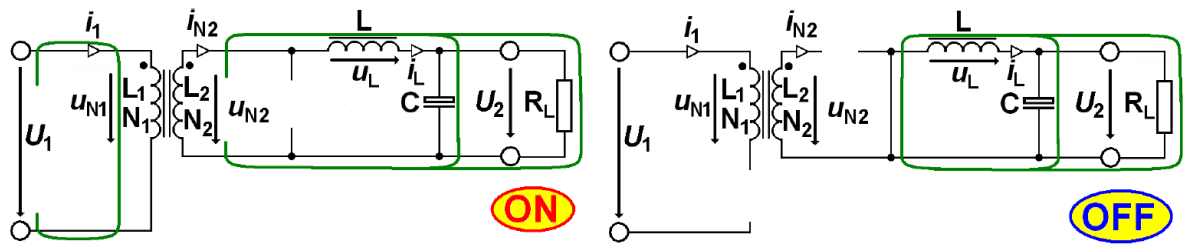
3 NÁVRH NAPÁJECÍHO ZDROJE

Celé zařízení je nutné napájet několika napětími. Předzesilovač vyžaduje symetrické napětí 15 V, zesilovač symetrických 100 V a k tomu +12 V proti záporné větvi. Požadovaný výkon sto-voltových větví pro zesilovač je 500 Wattů, z čehož vyplývá zatížitelnost každé větve proudem 2,5 A. Klasický transformátor na síťové napětí s takovým množstvím sekundárních vinutí s výše zmíněnými napětími by byl těžko k sehnání a zakázková výroba jednoho kusu je nákladnou záležitostí. Z těchto důvodů je vhodnější použít spínaný zdroj, který má sice také cívku nebo transformátor, ale jejich navinutí a složení je podstatně jednodušší.

Spínané zdroje pracují na několika principech.

- A. Bez transformátoru
 - a. Buck
 - b. Step Down
 - c. Invertující
- B. Izolované bez transformátoru
 - a. Blokující měnič
- C. Izolované s transformátorem
 - a. Propustný měnič
 - b. Two-switch forward/flyback
 - c. Push-pull
 - d. Poloviční můstkový propustný měnič
 - e. Plný můstkový propustný měnič

Topologie bez transformátoru v případě téhle práce nelze použít. Galvanické spojení se sítí, které je zde typické, by komplikovalo propojení celého zařízení se zdrojem audio-signálu a realizace by byla možná jen pro malé rozdíly napětí, tedy jen pro napájecí větve 100 Voltů pro zesilovač. Podle doporučení použití topologií pro určité výkony[9] se pro potřebný výkon hodí nejvíce plný most nebo polomost. Zbývající topologie jsou vhodné podle [9] pro výkony do 250 W. S ohledem na to, že doporučení [9] jsou platné spíše pro sériové výroby a také z důvodu jednoduchosti, jsem se rozhodl pro spínaný zdroj typu propustný měnič neboli forward. Oproti můstkovým zapojením propustný měnič potřebuje pouze jeden spínací tranzistor a jednoduchý budič s jedním výstupem, který bývá již součástí řídicího obvodu. Nevýhodou je transformátor, který je z důvodu jednostranného sycení jádra nutné dimenzovat na dvojnásobný výkon, tedy na 1000W. Zjednodušený princip funkce je zobrazen v následujícím obrázku [10].



3.1 Zjednodušený princip funkce propustného měniče

Při návrhu jsem se inspiroval zapojením propustného měniče z [13]. Tento již funkční zdroj má však jiné parametry a vyžaduje velké úpravy. Základní struktura však zůstane stejná.

3.1 Návrh transformátoru

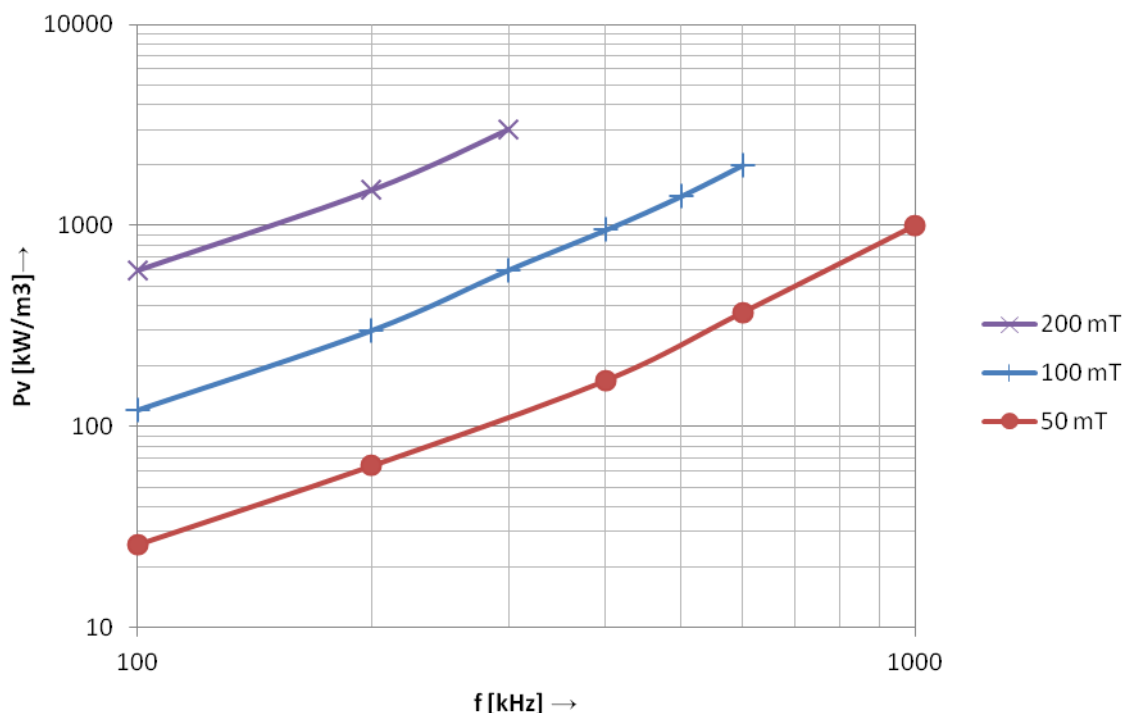
3.1.1 Volba jádra

Vhodné jádro transformátoru je možné jednoduše vybrat na základě tzv. součinitele plochy $WaAc$ [11]. Hodnota $WaAc$ je součinem plochy okénka a plošného průřezu jádra. Tento součín je přímo úměrný výkonu, který lze daným jádrem přenést (lze dokázat matematicky) a je nejčastěji používanou veličinou pro výběr jádra transformátorů spínaných zdrojů. Pro výpočet požadovaného součinitele $WaAc$ dosadíme do vzorce níže (3.1).

$$WaAc = \frac{P_0 \cdot D_{cma}}{K_t \cdot B_{\max} \cdot f} [cm^4] \quad (3.1)$$

P_0 [W] je maximální přenášený výkon. D_{cma} je proudová hustota v jednotkách cir.Mils/A, zvolíme proudovou hustotu 750 cir. Mils/A (přibližně 2,63 A/mm²), což podle [11] odpovídá spíše návrhu, kdy jsou na úkor většího jádra menší vodivostní ztráty. K_t je koeficient volený podle topologie spínaného zdroje. Pro jednočinný propustný měnič má hodnotu 0,0005. B_{\max} je zvolené maximální sycení jádra a jednotka je Gauss. Tato hodnota se volí pro transformátory v rozsahu $B_{\max}=0,1-0,2$ T (1000-2000 Gauss). Spínací frekvence je označena f [Hz]. Sycení jádra a spínací frekvence jsou jediné 2 parametry, které lze měnit a volí se podle materiálu jádra. Čím vyšší frekvence a sycení jádra, tím větší ztráty.

Konstantu $WaAc$ bylo nutné vypočítat několikrát. Podle výsledku vybrat jádro, které je dostupné a podle materiálu jádra upravit spínací frekvenci a sycení tak, aby vznikaly co nejmenší ztráty. Následovalo zpětné vypočítání $WaAc$ s novými hodnotami a kontrola, zda původní jádro stále odpovídá nebo je nutné provést změny. Je důležité při vysokých spínacích frekvencích myslet na rezervu velikosti okénka (větší $WaAc \rightarrow$ větší jádro \rightarrow větší okénko). Při vysokých kmitočtech dochází ke skin-efektu a je nutné použít místo klasického vodiče splétanou licnu. Tento typ vodiče má větší průřez než je efektivní průřez mědi. Po několika iteracích vzorce (2.13) jsem vybral materiál N87.



3.2 Ztrátová charakteristika v závislosti na frekvenci, pro různé hodnoty sycení

Podle ztrátové charakteristiky materiálu N87 lze docílit nejlepšího kompromisu mezi spínací frekvencí, sycením jádra a ztrátovým výkonem. $B_{max}=1500$ Gauss (0,15 T) a frekvence $f=220$ kHz. Konstanta $WaAc$ potom bude mít hodnotu

$$WaAc = \frac{P_0 \cdot D_{cma}}{K_t \cdot B_{max} \cdot f} = \frac{500 \cdot 750}{0,0005 \cdot 1500 \cdot 220000} = 2,27 \text{ cm}^4 \quad (3.2)$$

Takovéto konstantě odpovídá jádro ETD44/N87. Jeho důležité parametry jsou

Permeabilita	$\mu_r=1650 \text{ H.m}^{-1}$
Střední délka magnetické siočáry	$l_e=103 \text{ mm}$
Objem jádra	$V_e=17800 \text{ mm}^3$
Průřez středního sloupku jádra	$A_e=173 \cdot 10^{-6} \text{ mm}^2$

Tabulka 1: Parametry jádra ETD44/N87

3.1.2 Návrh primárního vinutí

Ze známých hodnot je nyní možné vypočítat A_L konstantu. A_L konstanta je důležitý parametr jader, který určuje závislost indukčnosti na počtu závitů. Hodnotu konstanty lze spočítat podle vzorce [11]. Ve vzorci dominuje permeabilita jádra μ_r , která je silně závislá na teplotě a na jiných veličinách. Její hodnota a hodnota A_L konstanty tedy nelze bez odborných zkušeností

s návrhem spočítat přesně a je tedy nutné počítat s velkou tolerancí výsledných hodnot transformátoru.

$$A_L = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot A_e}{l_e} = \frac{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 1650 \cdot 173 \cdot 10^{-6}}{103 \cdot 10^{-3}} = 3482 \text{ nH} \quad (3.3)$$

Perioda

$$T = \frac{1}{f} = \frac{500 \cdot 750}{0,0005 \cdot 1000 \cdot 220000} = 4,5 \text{ } \mu\text{s} \quad (3.4)$$

Doba sepnutí T_{ON} . Odvíjí se od střidy s [-]. Střída se u propustného měniče volí maximálně do 0,45. Vzhledem k vysokému výkonu navrhovaného měniče je nutné ji nastavit na maximální hodnotu.

$$T_{ON} = T \cdot s = 4,5 \cdot 0,45 = 2,1 \text{ } \mu\text{s} \quad (3.5)$$

Při sepnutí tranzistoru měniče se primární vinutí připojí k napětí vstupních kondenzátorů. Nyní je potřeba spočítat počet závitů primárního vinutí N_1 tak, aby po dobu působení tohoto napětí na primár nedošlo k většímu nasycení jádra, než je zvolených 0,15 T. Ve vzorci pro N_1 z [11] figuruje napájecí napětí. To je třeba zvolit menší, než je hodnota usměrněného síťového napětí, protože při vybíjení vstupních kondenzátorů do vinutí dochází k poklesu tohoto napětí. Měnič musí správně fungovat i s napětí sníženým. Hodnotu U_1 proto zvolíme $U_1=290 \text{ V}$

$$N_1 = \frac{U_1 \cdot t_{ON}}{B_{MAX} \cdot A_e} = \frac{290 \cdot 2,1 \cdot 10^{-6}}{0,15 \cdot 173 \cdot 10^{-6}} = 24 \text{ z} \quad (3.6)$$

Po dobu T_{ON} primárem narůstá proud, jehož energie se spotřebuje na magnetizaci jádra. Velikost magnetizačního proudu na konci doby sepnutí při maximální střídě je

$$I_{mag} = \frac{U_{1MAX} \cdot t_{ON}}{A_L \cdot N^2} = \frac{325 \cdot 2,1 \cdot 10^{-6}}{3482 \cdot 10^{-9} \cdot 24^2} = 340 \text{ mA} \quad (3.7)$$

$$I_{mag\text{ef}} = \frac{I_{mag} \cdot \sqrt{s}}{2} = 114 \text{ mA} \quad (3.8)$$

3.1.3 Demagnetizační vinutí

Demagnetizační vinutí není v obrázku principiální funkce propustného měniče zobrazeno. Toto vinutí je však nezbytné pro správnou funkci měniče. Již zmíněný magnetizační proud nasytí jádro na určitou hodnotu. Při další periodě by se hodnota nasycení zvýšila a tento proces by pokračoval do nasycení nad kritickou hodnotu a nastalo by tzv. přesycení a primární vinutí transformátoru by se následkem toho chovalo jako zkrat. Demagnetizační vinutí má za úkol každou periodu, v době kdy je tranzistor vypnut, jádro demagnetizovat. Jinak řečeno, proud I_{mag} který byl potřeba na magnetizaci jádra se díky demagnetizačnímu vinutí vrátí zpátky do vstupních kondenzátorů. Dochází tedy k rekuperaci energie.

Doba demagnetizace se odvíjí od počtu závitů vinutí. Když bude mít vinutí stejný počet závitů jako primár, demagnetizace bude trvat stejně dlouho a bude mít stejný průběh jako magnetizace. Odsud vyplývá maximální povolená velikost střidy pro propustný měnič. Při maximálním zatížení zdroje a tedy maximální střídě bude 0,45 % periody probíhat magnetizace, dalších 0,45 % demagnetizace a zbylých 10 % času periody je rezerva na zajištění bezpečného chodu zdroje. Demagnetizační vinutí se vine bifilárně s primárním.

3.1.4 Návrh sekundárního vinutí

Vrátíme-li se zpět na začátek této kapitoly a podíváme se na principiální zapojení propustného měniče, je patrné, že celá sekundární strana je v podstatě DCDC snižující měnič. Napětí indukované na sekundárním vinutí je jakoby spínačem, který spíná se střídou $s=0,45$ a cívka snižuje napětí úměrně střídě. Napětí U_1 je tedy v propustném měniči sníženo nejprve transformátorem na napětí U_{N2} dané transformačním poměrem a poté akumulací tlumivkou na napětí U_2 podle vzorce níže(3.9).

$$U_2 = U_{N2} \cdot s \quad (3.9)$$

napětí, na které budeme sekundární vinutí navrhovat, je tedy dané převráceným vzorcem (3.10)

$$U_{N2} = \frac{U_2}{s} \quad (3.10)$$

Z faktu, že sekundární strana vinutí je snižujícím měničem, také vyplývá nutnost vinout symetrické větve zvlášť a propojit jejich střed až za akumulací cívku.

Sekundární vinutí transformátoru větví $U_2=100$ V, $I_2=2,5$ A pro zesilovač je vypočteno níže. Napětí na sekundárním vinutí řeší vzorec (3.11). Počet závitů vinutí lze vypočítat pomocí vzorce (3.12). Efektivní proud řeší vzorec (3.13).

$$U_{N2} = \frac{U_Z}{s} = \frac{100}{0,45} = 217 \text{ V} \quad (3.11)$$

$$N_2 = \frac{N_1 \cdot U_{N2}}{U_1} = \frac{24 \cdot 217}{290} = 18 \text{ z} \quad (3.12)$$

$$I_{N2ef} = I_Z \cdot \sqrt{s} = 2,5 \cdot \sqrt{0,45} = 1,7 \text{ A} \quad (3.13)$$

Sekundární vinutí pro napájení předzesilovače se spočítá stejným způsobem. Pro lepší stabilizaci napětí však budou použity lineární stabilizátory napětí LM7X15. Tyto stabilizátory vyžadují úbytek napětí 1,25 V pro napájení sebe samých. O tento úbytek je třeba mít na výstupu sekundáru vyšší napětí. S rezervou zvolíme $U_{2P}=20$ V. Proud bohatě postačí 70 mA. Parametry sekundárního vinutí pro napájení předzesilovače potom budou

$$U_{NP} = \frac{U_P}{s} = \frac{20}{0,45} = 35 \text{ V} \quad (3.14)$$

$$N_P = \frac{N_1 \cdot U_{NP}}{U_1} = \frac{24 \cdot 35}{290} = 3 \text{ z} \quad (3.15) \quad \text{kvůli ztrátám je lepší přidat závit } N_P = 4 \text{ z}$$

$$I_{NPef} = I_P \cdot \sqrt{s} = 70 \cdot \sqrt{0,45} \cong 50 \text{ mA} \quad (3.16)$$

Sekundární vinutí pro napájení řídicího integrovaného obvodu zesilovače vychází z požadavku na výstupní napětí 12V/70 mA. Bude opět použit lineární stabilizátor. Parametry se spočítají stejným způsobem.

$$N_Z = 3 z$$

$$I_{N_{Zef}} \cong 50 \text{ mA}$$

Posledním sekundárním vinutím bude napájen řídicí obvod napájecího zdroje, který bude zmíněn později. Tento obvod není tak citlivý na zvlnění napájecího napětí, proto pro jeho stabilizaci bude stačit zenerova dioda a místo akumulací tlumivky postačí integrační článek. Napětí na zenerově diodě 18 V se bude tedy rovnat napětí sekundáru a proud se spočítá podle vzorce(3.17). Obvod vyžaduje proud 70 mA. Vzhledem k tomu, že je napětí 18V blízké napájecímu napětí předzesilovače, můžeme bez výpočtu zvolit stejný počet závitů.

$$I_{N_{nap}} = \frac{I_{nap}}{s} = \frac{70}{0,45} = 155 \text{ mA} \quad (3.17)$$

$$I_{N_{napef}} = I_{N_{nap}} \cdot \sqrt{s} = 155 \cdot \sqrt{0,45} \cong 100 \text{ mA} \quad (3.18)$$

$$N_{nap} = 4 z$$

3.1.5 Dimenzování vodičů

Kvůli skin-efektu je nutné použít více vodičů menšího průřezu. Podle [11] je pro frekvenci 220 kHz největší použitelný průměr vodiče 0,3 mm. K dispozici mám drát o průměru 0,2 mm a licnu spletenou ze 135 žil průměru 0,071 mm². Úkolem nyní bude zvolit kolika vodiči a jakého typu bude vinutí realizováno. Hlavní veličinou je proudová hustota J, která udává jak velkým proud bude protékat vodič o průřezu 1mm². Příliš velká hodnota způsobí zahřívání vodiče a tím i celého transformátoru. To může mít za následek změnu permeability a s tím spojené chování celého transformátoru. Při zvolení příliš malé hodnoty proudové hustoty se sice vodič zahřívá nebude, ale zvýší se potřebné množství mědi na vinutí. S tím je spojeno zvýšení nákladů a vinutí se nemusí vlézt do okénka transformátoru.

Výpočet efektivní plochy licny a drátu 0,2mm

$$S_{Cu \text{ drát}} = \pi \frac{d^2}{4} = \pi \frac{0,2^2}{4} = 0,0314 \text{ mm}^2 \quad (3.19)$$

$$S_{Cu \text{ licna}} = 135 \cdot \pi \frac{d^2}{4} = 135 \cdot \pi \frac{0,071^2}{4} = 0,6942 \text{ mm}^2 \quad (3.20)$$

Pro výpočet potřebného průřezu pro dané vinutí použiji konzervativní hodnotu proudové hustoty J=2,6 A.mm². kterou jsem se inspiroval opět v předmětu Napájení elektronických zařízení [11]. Vzorec (3.21) pro výpočet průřezu je z téhož zdroje.

$$S_{N2} = \frac{I_{N2ef}}{J} = \frac{1,7}{2,6} = 0,653 \text{ mm}^2 \quad (3.21)$$

Na sekundární vinutí bude použita jedna žíla licny. Ostatní vinutí se spočítají stejným způsobem, podle vzorce (3.21)

$$S_{NP} = 0,019 \text{ mm}^2 \Rightarrow 1x \text{ drát}$$

$$S_{NZ} = 0,019 \text{ mm}^2 \Rightarrow 1x \text{ drát}$$

$$S_{Nn} = 0,038 \text{ mm}^2 \Rightarrow 2x \text{ drát}$$

$$S_{N_{demag}} = 0,438 \text{ mm}^2 \Rightarrow 3x \text{ drát}$$

Nakonec zbývá dimenzovat vinutí primáru. K tomu je třeba znát proud primárním vinutím, který se vypočítá podle následujícího vzorce (3.23)

$$I_{1MAX} = \sum I_{sekundární} \cdot \frac{N_1}{N_2} + I_{mag} = 5,25 \cdot \frac{24}{18} + 0,34 = 7,34 \text{ A} \quad (3.22)$$

$$I_{1ef} = \sum I_{sekundární} \cdot \frac{N_1}{N_2} \cdot \sqrt{s} + I_{mag\,ef} = 5,25 \cdot \frac{24}{18} \cdot \sqrt{0,45} + 0,114 = 4,81 \text{ A} \quad (3.23)$$

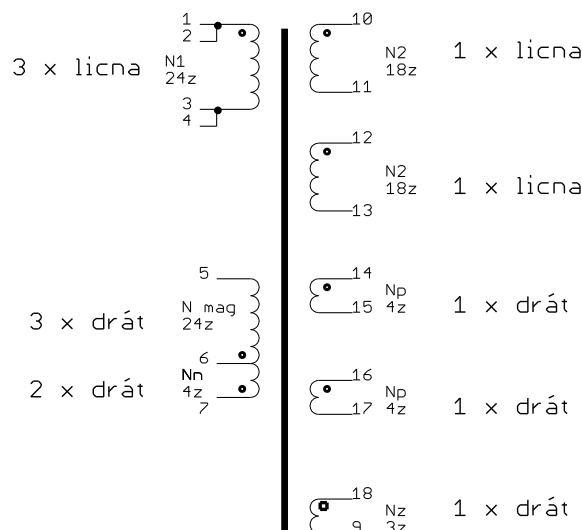
$$S_{N1} = 1,84 \text{ mm}^2 \Rightarrow 3x \text{ licna}$$

Nyní zbývá provést kontrolu plnění okénka, aby bylo jasné, že se potřebný počet vodičů na vinutí do jádra transformátoru vleze. Efektivní průřez mědi v jádře musí být menší než plocha okénka, aby zbylo místo na izolaci a mezi dráty vzniknou také mezery. Výpočet lze provést takto (3.24). N_{SCu} zastupuje počet závitů, kterými je vinutí vinuto.

$$S = \sum (N \cdot S_{Cu} \cdot N_{SCu}) = 77,6 \text{ mm}^2 \quad (3.24)$$

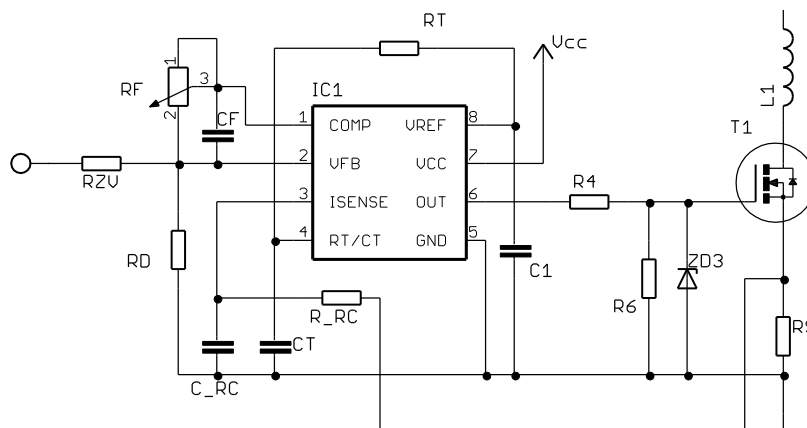
Transformátor má i s kostrou podle katalogového listu plochu okénka 218 mm^2 , což je daleko větší hodnota než plocha, která bude zabraná čistě mědi. S jistotou lze tedy říci, že se vinutí do transformátoru i s izolací vejde. Izolovat bude potřeba kvůli vysokému napětí primární vinutí, demagnetizační vinutí a obě sekundární vinutí N_2 zvlášť.

Celkové schema zapojení s počtem závitů a typem vodiče je na obrázku níže. Začátky vinutí jsou označeny tečkou. Transformátor ETD44/N87 bude kvůli svým velkým rozměrům ve vodorovné poloze. Kostra pro takovou polohu má podobné rozmístění vývodů jako integrovaný obvod. Z toho také plyne číslování vývodů. Vývody jsou rozmístěny tak, aby je bylo možné jednoduše napojit na desce plošných spojů k ostatním součástkám bez zbytečného křížení.



3.3 Počty vinutí a druhy vodičů vinutí transformátoru

3.2 Řídicí obvod

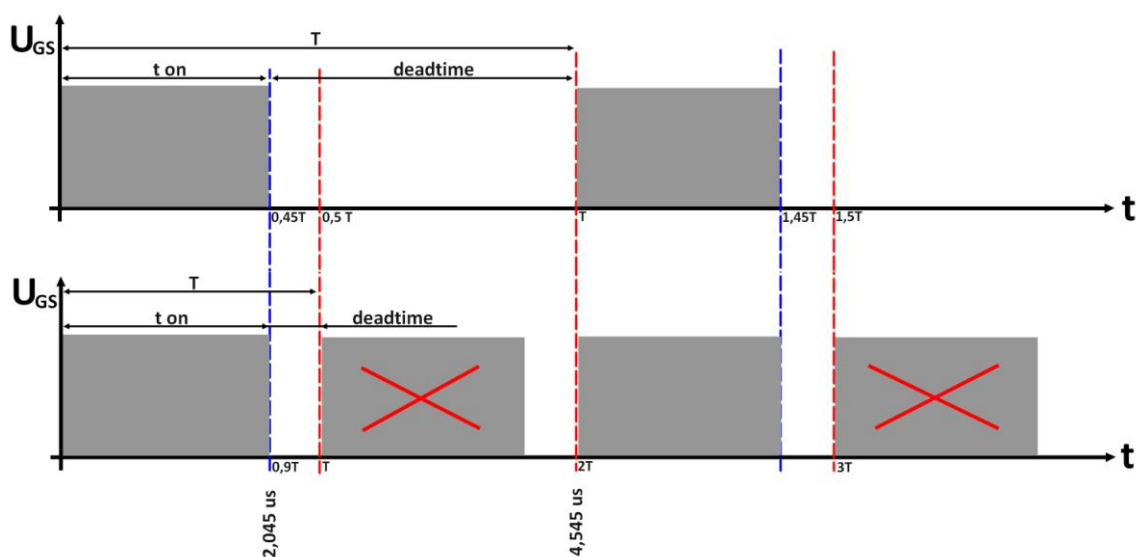


3.4 schema zapojení obvodu UC3844

Jako řídicí jednotka tohoto spínaného zdroje je zvolen integrovaný obvod UC3844. Tento obvod je slouží pro aplikace s pevnou pracovní frekvencí, nastavitelnou vnějšími prvky. Patří do skupiny s velmi složitou vnitřní strukturou, ale malým počtem vývodů a tedy i malým počtem externích součástek. Jeho referenční napětí je teplotně kompenzované. Je určen pro buzení MOSFET tranzistorů s kapacitou řídicí elektrody do 1 nF. Obvod má nastavitelnou střídu od 0-50%. Vychází ale ze svých předchůdců, které měly nastavitelnou střídu od 50 do 100 %. Inovace byla vyřešena tzv. FLIP-FLOP obvodem, který vynechává každou druhou periodu. Obvod obsahuje proudovou i napěťovou ochranu.

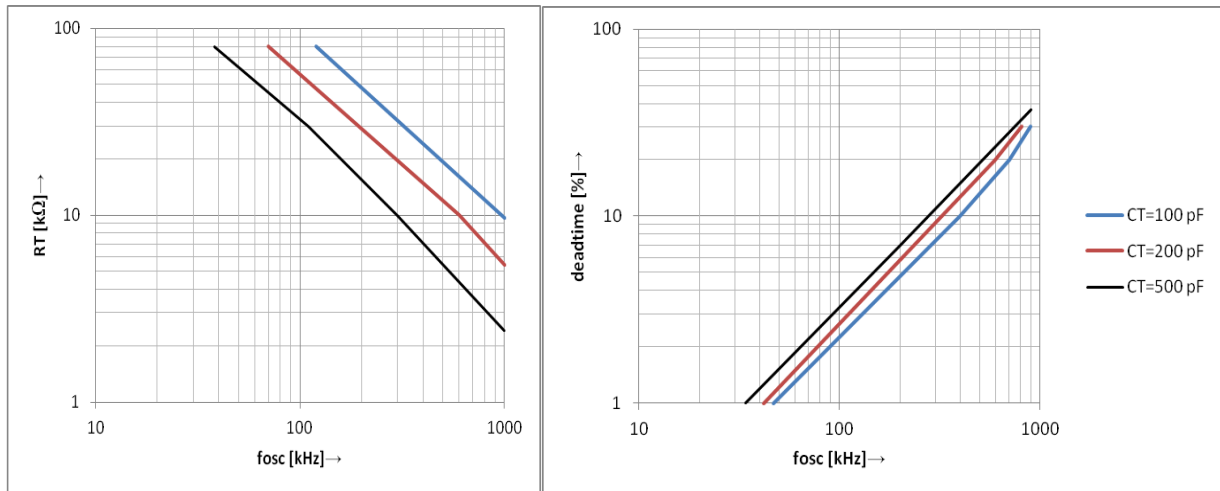
3.2.1 Nastavení pracovní frekvence a střídy

Princip funkce flip-flop obvodu je znázorněna na obrázku níže. Horní průběh je požadovaný. Dosáhne se ho nastavením dvojnásobné frekvence a jiné hodnoty deadtime. Flip-flop každou druhou periodu vynechá, čímž se střída sníží pod 50%.



3.5 Princip změny rozsahu střídy pomocí Flip-Flop obvodu

Nastavovaný kmitočet bude tedy dvojnásobný $f=440$ kHz a doba vypnutí tranzistoru neboli *deadtime* nebude 55%, ale jen 5%. Hodnoty se nastavují kondenzátorem C_T a rezistorem R_T a jejich závislost je výrobcem dána pouze graficky. Též frekvence může být dosaženo různými kombinacemi hodnot obou prvků. Přitom ale na hodnotě kapacity kondenzátoru C_T závisí doba rozepnutí tranzistoru. Proto nelze zvolit jakoukoliv kombinaci, ale je nutno nejprve zvolit hodnotu požadované frekvence, potom z maximální požadované doby rozepnutí nebo sepnutí t_{ON} určit hodnotu kondenzátoru C_T a nakonec teprve hodnotu R_T



3.6 Závislost pracovní frekvence na R_T vlevo a závislost *Deadtime* vpravo

Výsledné hodnoty časovacích prvků jsou

- $C_T=100$ pF (*deadtime*=12%)
- $R_T=20$ k Ω

3.2.2 Další nastavení

Obvod je vybaven ochranou proti nadproudu přes spínací tranzistor. Proud je snímán přes rezistor R_S , který je zapojen v séri s MOSFETem a primárním vinutím. Jakmile úbytek napětí na rezistoru přesáhne určitou hodnotu, ochrana vypne MOSFET. Hodnota napětí je podle katalogového listu obvodu UC3844 [15] 1 Volt. Rezistor musí mít tedy hodnotu danou vzorcem (3.25)

$$R_S = \frac{1V}{I_{1MAX}} = \frac{1}{7,34} = 0,136 \Omega \quad (3.25)$$

Nejbližší vyšší rezistor se vyrábí 0,15 Ω , takže nadproudová ochrana sepne již při nepatrně menším proudu

Kvůli možným zákmitům, které by mohly zbytečně spínat ochranu, je za snímacím rezistorem zařazen integrační článek. Chování obvodu a velikost zákmitů se ale těžko odhaduje, proto jsem zvolil časovou konstantu RC článku $\tau=0,5$ s .a případně ji pak doladím. Časovou konstantu zajistí rezistor $R_{RC}=1$ k Ω a $C_{RC}=470$ pF.

Zpětná vazba je u zesilovače realizována odporovým děličem výstupního napětí, jehož středové napětí se na svorce 2 porovnává s napětím 2,5 V pomocí operačního zesilovače. Zpětná vazba je podle knihy zabývající se integrovaným obvodem UC3844 potřeba kompenzovat. To se provádí RC článkem tvořeným R_F a C_F . Časová konstanta RC článku musí být menší než perioda spínacího cyklu ($T=4,5$ μ s). Použiju kondenzátor $C_F=100$ pF a

místo rezistoru 39 kΩ vložím trimr o hodnotě 150 kΩ, aby bylo možné obvod doladit.

3.3 Kompenzační cívka

Jak již bylo zmíněno, sekundární strana propustného měniče funguje jako snižující DCDC měnič. Každá sekundární větev tedy potřebuje akumulaci cívku, která zajistí tok proudu i po dobu T_{OFF} , kdy se na sekundárním vinutí transformátoru neindukuje žádné napětí. Použití indukčností zvláště pro každou větev by bylo nákladné a náročné na místo na DPS. Výhodnější je použít společné indukčnosti pro všechny vinutí. Při správném dodržení poměrů vinutí má společná cívka také kompenzační vlastnost. Při zatížení jedné větve tak v důsledku fyzikálních zákonů nedojde ke zvýšení napětí na ostatních větvích. Pro správnou funkci musí být jádro cívky dostatečně dimenzované a počet závitů jednotlivých větví musí být přesně v poměru počtů závitů v transformátoru. Pro počet závitů jsou směrodatné větve 100V, protože přenášejí největší výkon. Jádro cívky se vybírá podle konstanty LI^2 (3.27). Indukčnost cívky musí být dostatečně velká, aby zvládla po dobu t_{OFF} podržet proud s minimálním poklesem. Indukčnost lze spočítat pomocí vzorce [13](3.26)

Pokles proudu jsem zvolil 600 mA, ostatní veličiny jsou známé.

$$L = \frac{U_2 \cdot (1-s)}{\Delta I \cdot f} = \frac{100 \cdot 0,55}{0,6 \cdot 22 \cdot 10^4} \cong 400 \mu H \quad (3.26)$$

$$LI^2 = 2 \cdot L \cdot I_2^2 = 2 \cdot 4 \cdot 10^{-4} \cdot 2,5^2 = 5 mHA^2 \quad (3.27)$$

Tomuto parametru vyhovuje toroidní železoprachové jádro T157-26 od firmy Amidon, určené pro spínané zdroje do frekvencí až 1 MHz. $A_L=970 \mu H/100z$. Počet závitů větve N_2' se pak vypočítá podle vzorce (3.28)

$$N_2' = 100 \frac{L [\mu H]}{A_L} = 100 \frac{400}{970} \cong 42 z \quad (3.28)$$

$$N_P' = N_2' \cdot \frac{N_P}{N_2} = 42 \frac{4}{18} \cong 10 z \quad (3.29)$$

$$N_Z' = N_2' \cdot \frac{N_Z}{N_2} = 42 \frac{3}{18} \cong 7 z \quad (3.30)$$

V akumulaci tlumivce neteče proud po dobu t_{ON} jako v transformátoru, ale po celou dobu periody. Střída má hodnotu zhruba jedna polovina, proto podle již několika zmíněných zákonitostí odhaduji dvakrát větší proudové zatížení a tedy i potřebu dvojnásobného počtu žil.

N2	42z	2xlicna
NP	10z	2xdrát
NZ	7z	2xdrát

Tabulka 2: Počet závitů a typ vodiče pro vinutí kompenzační cívky

3.4 Další komponenty napájecího zdroje

Ve vstupní části zdroje je filtr používaný ve všech spínaných zdrojích podobného výkonu, tvořený tlumivkou a dvěma kondenzátory. Do série s tlumivkou jsem zařadil tavnou pojistku a negativní termistor pro omezení špičkového proudu, který vzniká po zapnutí nabíjením kondenzátorů. Hodnoty filtru, termistoru a kondenzátorů nejsou počítané, protože jsem použil součástky ze vstupní části napájecího spínaného zdroje podobného výkonu. Vstupní kondenzátor C_{IN} je dimenzován podle vzorce z [13] (3.31). Ve vzorci figuruje hodnota t_2 , která je dobou, po kterou se kondenzátor nenabíjí ze sítě. Tato hodnota se volí v rozmezí 7,5-8,5 ms pro napájení ze sítě 50Hz. Zvolil jsem střední hodnotu $t_2=8$ ms.

$$C_{IN} = \frac{2 \cdot P_{IN} \cdot t_2}{V_{peak}^2 - V_{min}^2} = \frac{2 \cdot 500 \cdot 8 \cdot 10^{-3}}{325^2 - 290^2} = 371 \mu F \quad (3.31)$$

Použil jsem paralelně kondenzátory 330 μF a 220 μF , čímž se stala vstupní část řádně předdimenzovaná.

Řídicí obvod je startován přes rezistor $R_8=220$ k Ω . Po rozběhu se o napájení stará sekundární vinutí N_N

Zpětná vazba je realizována kvůli galvanickému oddělení optočlenem. Ten se otevře, jakmile na záporné větvi U_2 vzroste napětí nad 100 V. To je zajištěno dvěma zenerovými diodami 47V v sérii s rezistorem 220 Ω , omezujícím proud.

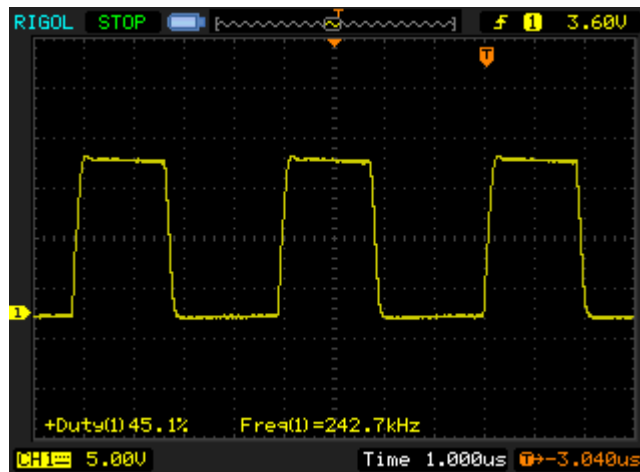
Na výstupu větvi s napětím 100 V jsou pro lepší stabilizaci napětí cívky s několika závitů na feritovém válečku. Výstupy obou výkonových větvi jsou trvale zatíženy rezistory 4k7. Nezatížený propustný měnič by mohl být nestabilní.

Realizaci obvodu pro omezení překmitů na náběžných hranách při spínání MOSFETU, jsem realizoval pomocí rychlé diody a RC článku. Pro výpočet optimálních hodnot jsem nesehnal žádné materiály. Inspiroval jsem se zapojením jiných napájecích zdrojů, kde časová konstanta většinou odpovídá třetině doby t_{ON} . Pro takovou časovou konstantu poslouží rezistor 680 Ω a kondenzátor 1 nF.

Celkové schéma zapojení napájecího zdroje je v příloze.

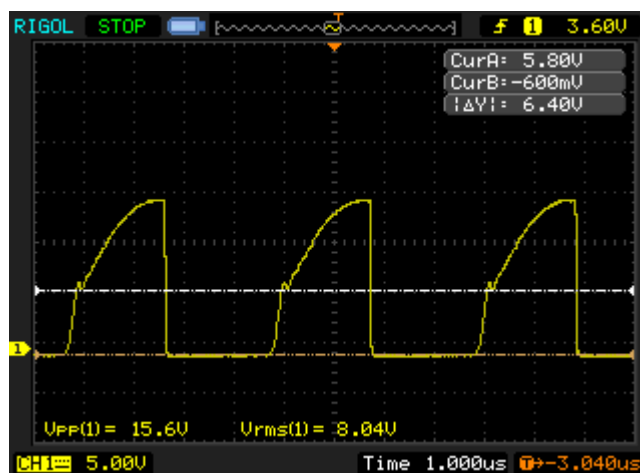
3.5 Měření napájecího zdroje

Oživování bylo provedeno zvyšováním napětí na oddělovacím transformátoru, přes který byl zdroj připojen k síti. Podle průběhu budicího napětí MOSFETu na osciloskopu je zřejmé, že střída omezená na 45 % odpovídá přesně změřené hodnotě. Spínací frekvence má o 23 Hz vyšší hodnotu, než bylo vypočteno. Odchylka je způsobena tolerancí součástek.



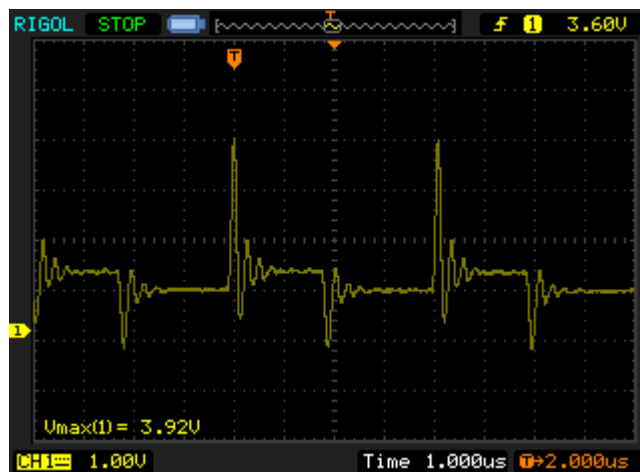
3.7 průběh budicího napětí MOSFETu

Při hodnotě napětí na oddělovacím transformátoru vyšší než 90 VAC se v demagnetizačním vinutí začaly objevovat překmity. Při zvýšení napětí na 100 VAC byly překmity tak velké, že nastal průraz demagnetizační diody. Proto jsem zvolil jinou metodu měření, kdy jsem výstupní napětí snížil pomocí změny zenerovy diody ve zpětné vazbě na 18 V a napětí na vstupním kondenzátoru nastavil na 3,25 krát větší hodnotu, jak by tomu bylo při normálním provozu. Napětí na U_{DS} na tranzistoru potom vypadalo takto



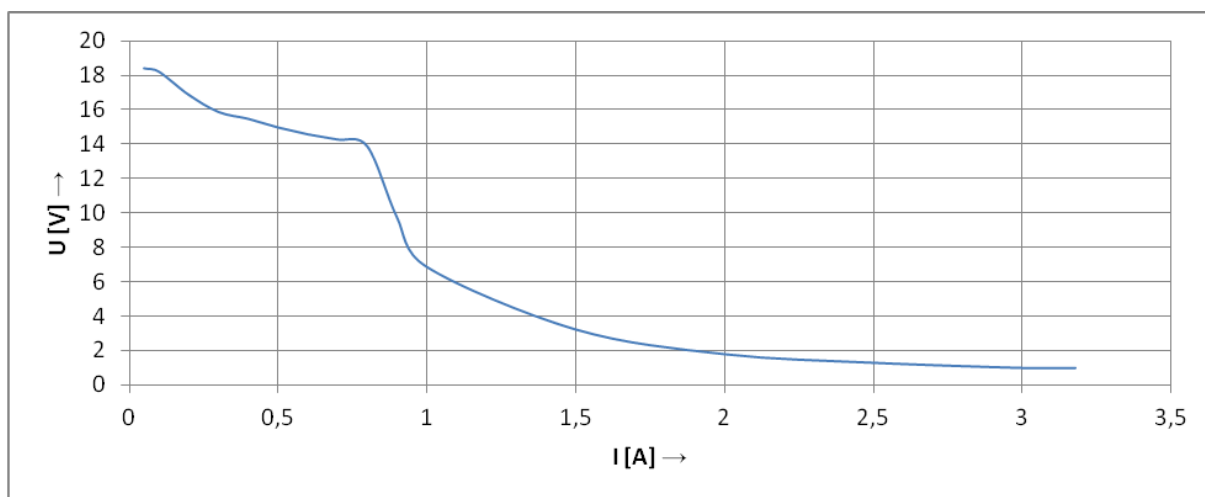
3.8 Napětí U_{GS} v poměru 1:10

Napětí na úrovni kurzoru odpovídá napětí vstupního kondenzátoru. V místě tohoto napětí je vidět překmit způsobený strmostí náběžné hrany. Další nárůst napětí je způsobeno demagnetizací jádra. Zákmity v demagnetizačním vinutí mohou být způsobeny rezonancí indukčnosti vinutí a parazitních kapacit. Rezonanční kmity proudu tekoucího demagnetizačním vinutím jsou dobře vidět v obrázku (3.11)



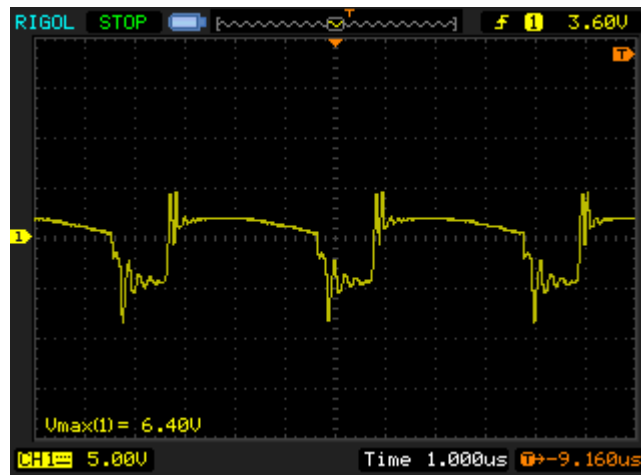
3.9 demagnetizační proud měřený na rezistoru 1Ω

I přesto, že výstupní napětí zdroje je sníženo na 18 V, změřil jsem zatěžovací charakteristiku. Její průběh je nže.



3.10 zatěžovací charakteristika napájecího zdroje

Na hodnotě proudu 0,8 A nastává zlom, kdy se stává zdroj extrémně měkkým. Při tomto proudu a vyšším se změnil také průběh demagnetizačního proudu, viz obrázek (3.13). Demagnetizace jádra probíhá déle, než je doba deadtime. To může být taktéž způsobeno rezonancí parazitních kapacit a indukčností. Možným vysvětlením skokové změny zatěžovací charakteristiky je, že se jádro nestíhá od hodnoty proudu 0,8 A deagnetizovat a kvůli vysokému sycení nedokáže přenést tolik výkonu.



3.11 Demagnetizační proud měřený na rezistoru 1 Ω při zátěži 1 A

4 ZÁVĚR

V této práci jsem navrhl, vyrobil a změřil předzesilovač s nastavitelnou dolní propustí a dalšími funkcemi, zesilovač ve třídě D a spínaný napájecí zdroj topologie propustný měnič. Pro všechny části jsem navrhl a osadil desky plošných spojů. Na hotových modulech jsem provedl měření.

Z naměřených výsledků předzesilovače je patrné, že všechny funkce fungují dobře. Překvapivým zjištěním pro mě byl nelineární průběh levných potenciometrů, které byly použity v obvodu k nastavení hlasitosti a dělicí frekvence dolní propusti. Tato nelinearita však nemá na správnou funkci vliv. Měření prokázalo, že předzesilovač je schopen zpracovat kmitočty už od 4 Hz.

Z naměřených průběhů zesilovače ve třídě D je patrné, že funguje správně. Měření maximálního zatížení před limitací nebylo možné změřit, protože jsem nebyl schopen určit, zda se jedná o limitaci, nebo zkreslení způsobené jinými vlivy. Maximální zatížení zesilovače je tedy nutné určit z charakteristiky harmonického zkreslení THD+N v závislosti na výstupním výkonu. Použitelnost zesilovače je zhruba do 400W, kdy je harmonické zkreslení 10%. Při takovém výkonu reproduktor lidské ucho zkreslení přeslechne. Při výkonu 500 W je již zesílený signál zcela porušen. Přenosová charakteristika zesilovače je zhora omezena dělicím kmitočtem. Nejnižší měřená frekvence zesilovače je 10 Hz, na této frekvenci přenos zesilovače klesl jen o 0,5 dB. Tato hodnota je předpokladem pro dobré dynamické vlastnosti zesilovače. Volba integrovaného provedení zesilovače byla dobrou volbou. Výrobce poskytuje podrobné údaje o funkci každé části zesilovače a většina hodnot součástek má doporučenou hodnotu po dané výkony, nebo ji lze spočítat podle přiloženého vzorce. Návrh zesilovače byl velice jednoduchý.

Z průběhů napětí na jednotlivých částech napájecího zdroje je patrné, že buzení, regulace a sekundární část fungují správně. Problém způsobuje demagnetizační vinutí. Při demagnetizaci vzniknou oscilace, které prodlouží a změní průběh demagnetizace. Při vyšším vstupním napětí jsou oscilace tak velké, že způsobí proražení demagnetizační diody. Oscilace mohou být způsobeny rezonancí indukčnosti transformátoru s parazitními kapacitami, nebo demagnetizačním vinutím, které nebylo, kvůli nebezpečí proražení, navinuto bifilárně s primárním vinutím. Problém by mohlo vyřešit převinutí transformátoru, nebo demagnetizováním zenerovou diodou. Návrhem napájecího zdroje jsem se přesvědčil o tom, že by pro výkon byla vhodnější jiná topologie než propustný měnič, jak je uvedeno v doporučení [9]. Topologie propustný měnič byla zvolena se záměrem ušetření na jednom MOSFETU a drahém budicím obvodu. Úspory však byly převýšeny výdaji za drahou licnu, jejíž použití plynulo z nutnosti vysoké pracovní frekvence, která by mohla být v případě jiných topologií nižší.

Po zprovoznění napájecího zdroje budou všechny tři obvody umístěny do ozvučnice subwooferu a bude tak vytvořen aktivní subwoofer s výkonem 400 W.

LITERATURA

- [1] Datasheet. INTERNATIONAL RECTIFIER. [online]. [cit. 2013-12-19]. Dostupné z: <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irs2092.pdf>
- [2] Application note. INTERNATIONAL RECTIFIER. [online]. [cit. 2013-12-19]. Dostupné z: <http://www.irf.com/technical-info/appnotes/an-1138.pdf>
- [3] Application note. INTERNATIONAL RECTIFIER. [online]. [cit. 2013-12-19]. Dostupné z: <http://www.irf.com/technical-info/appnotes/an-1135.pdf>
- [4] ŠTÁL, Petr. *Výkonové audio zesilovače pracující ve třídě D: [základní principy a konstrukce zesilovače]*. 1. české vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2008. ISBN 978-80-7300-230-5.
- [5] RAIDÁ, Z. *Počítačové řešení komunikačních systémů*. Elektronické skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2006.
- [6] Napěťový sledovač. WIKIPEDIA. *Wikipedia* [online]. [cit. 2013-12-19]. Dostupné z: http://cs.wikipedia.org/wiki/Nap%C4%9Btov%C3%BD_sledova%C4%8D
- [7] PUNČOCHÁŘ, Josef. *Operační zesilovače v elektronice: [základní principy a konstrukce zesilovače]*. 1. české vyd. Praha: BEN, 1996, 198 s. ISBN 80-901-9843-0
- [8] INTERNATIONAL RECTIFIER. [online]. [cit. 2013-12-19]. Dostupné z: <http://www.irf.com/indexsw.html>
- [9] SWITCHING MODE POWER SUPPLY (SMPS) TOPOLOGIES. [online]. [cit. 2014-05-19]. Dostupné z: <http://www.smeps.us/topologies.html>
- [10] VUT. *BNEZ - Přednáška 7: forward*. Brno, 2013.
- [11] VUT. *BNEZ příklad výpočtu: TRANSFORMÁTOR SPÍNANÉHO ZDROJE*. 2012.
- [12] KREJČIŘÍK, Alexandr. *Napájecí zdroje II. Integrované obvody ve spínacích zdrojích*. 1. vyd. Praha: BEN, 1996, 351 s. ISBN 80-860-5603-1.
- [13] VUT. *BNEZ: DC-DC měnič s galvanickou vazbou*. 2012.
- [14] DANYK. *Impulzní zdroj 2x 35V 2x 5A 350W* [online]. 2008 [cit. 2014-05-26]. Dostupné z: file:///C:/Users/Kuba/Documents/%C5%A0KOLA/BAKAL%C3%81%C5%98KA/3_NAPA_JENI/DANYK/Impulzn%C3%AD%20zdroj%202x%2035V%202x%205A%20350W.htm
- [15] ST. *UC2842B/3B/4B/5B UC3842B/3B/4B/5B: HIGH PERFORMANCE CURRENT MODE PWM CONTROLLER* [datasheet]. 1999 [cit. 26,5,2014].
- [16] HONDA, Jun, Manuel RODRÍGUEZ a Wenduo LIU. INTERNATIONAL RECTIFIER. *IRAUDAMP7D* [reference design]. 2008 [cit. 27,5,2014].
- [17] AMIDON. *Specifications* [online]. [cit. 2014-05-28]. Dostupné z: <http://www.amidoncorp.com/specs/>

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

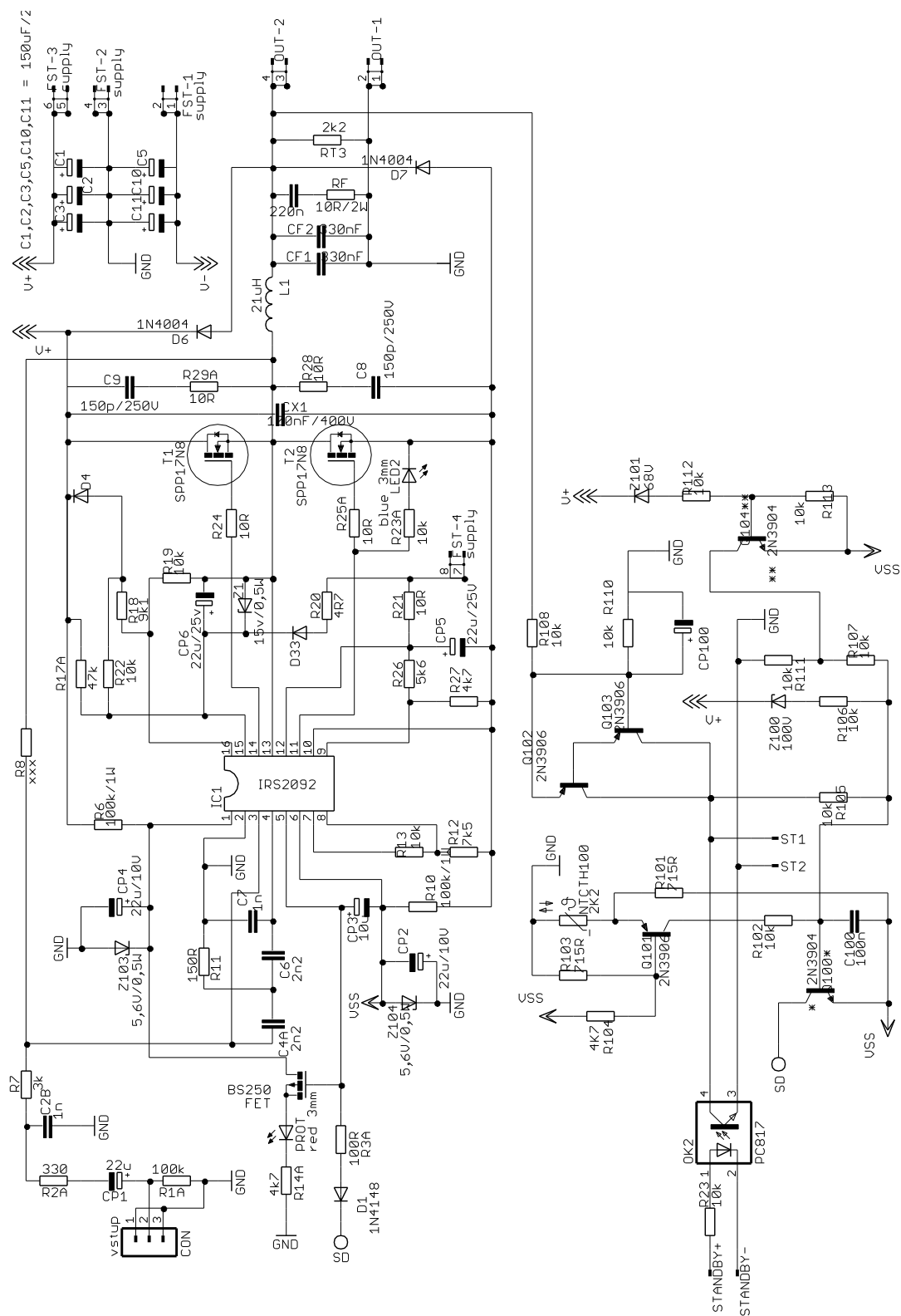
C	kondenzátor
R	rezistor
L	indukčnost
THD+N	harmonické zkreslení
f	frekvence
B_{MAX}	naximální indukce
J	proudová hustota
A_U	napěťové zesílení
T	perioda
s	střída

SEZNAM PŘÍLOH

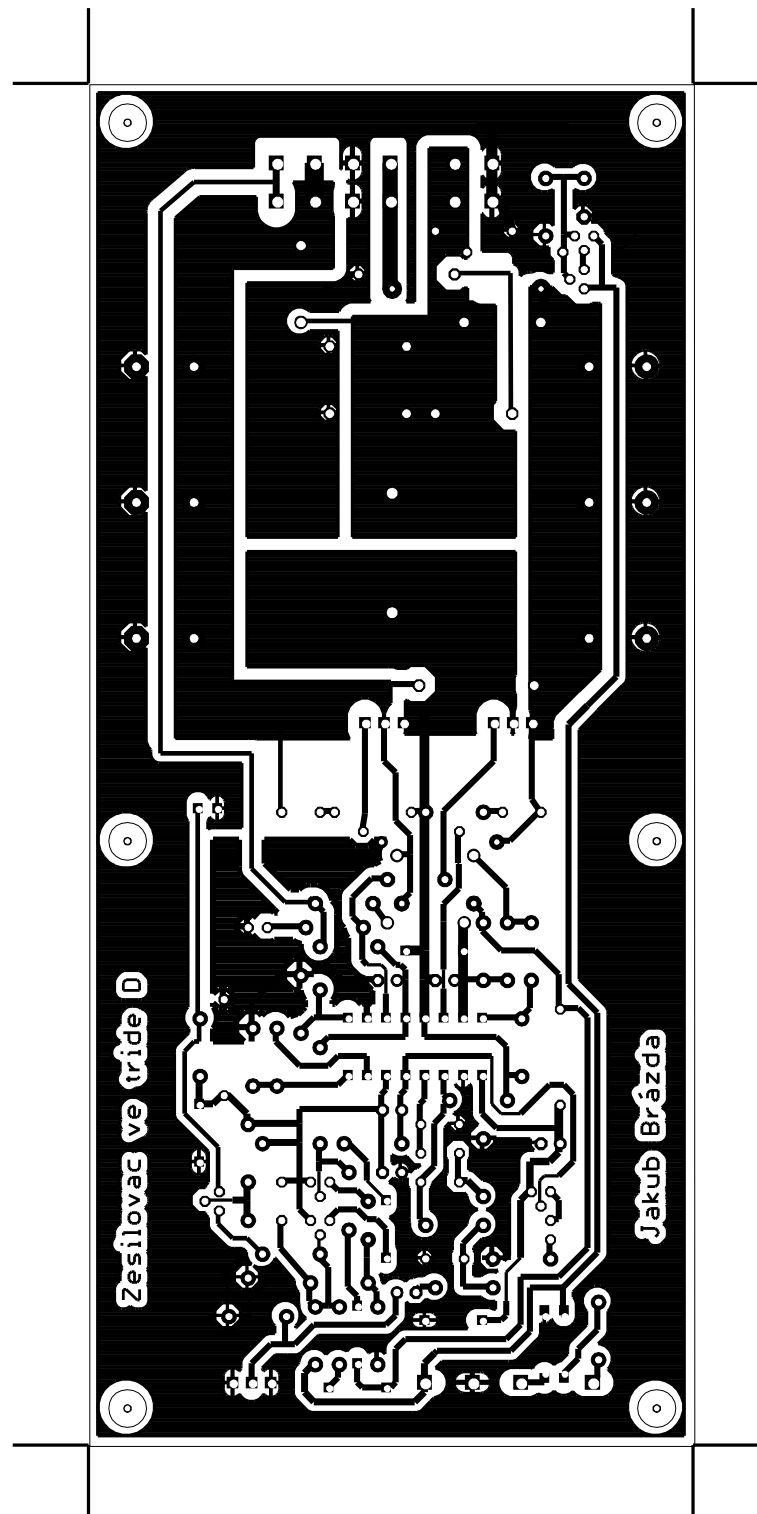
A	NÁVRH ZESILOVAČE VE TŘÍDĚ D	37
A.1	Obvodové zapojení.....	37
A.2	Deska plošných spojů.....	38
A.3	Osazovací plán	39
A.4	Fotografie hotového výrobku	40
B	NÁVRH PŘEDZESILOVAČE	41
B.1	Obvodové zapojení.....	41
B.2	Deska plošných spojů – TOP	42
B.3	Deska plošných spojů – BOTTOM.....	42
B.4	Osazovací plán	43
B.5	Fotografie hotového výrobku	43
C	NÁVRH NAPÁJECÍHO ZDROJE	44
C.1	Obvodové zapojení.....	44
C.2	Deska plošných spojů.....	45
C.3	Osazovací plán	46
C.4	Fotografie hotového výrobku	47
D	SEZNAM SOUČÁSTEK	48
D.1	Seznam součástí pro předzesilovač	48
D.2	Seznam součástí pro zesilovač.....	49
D.3	Seznam součástí pro napájecí zdroj.....	51

A NÁVRH ZESILOVAČE VE TŘÍDĚ D

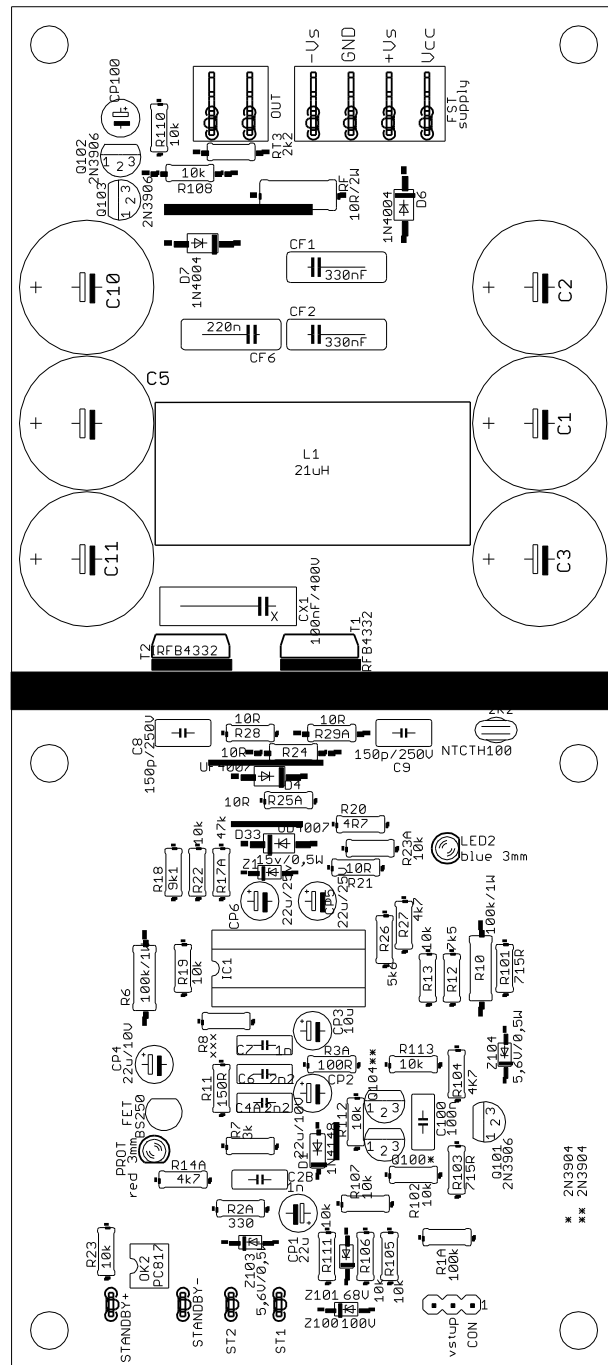
A.1 Obvodové zapojení



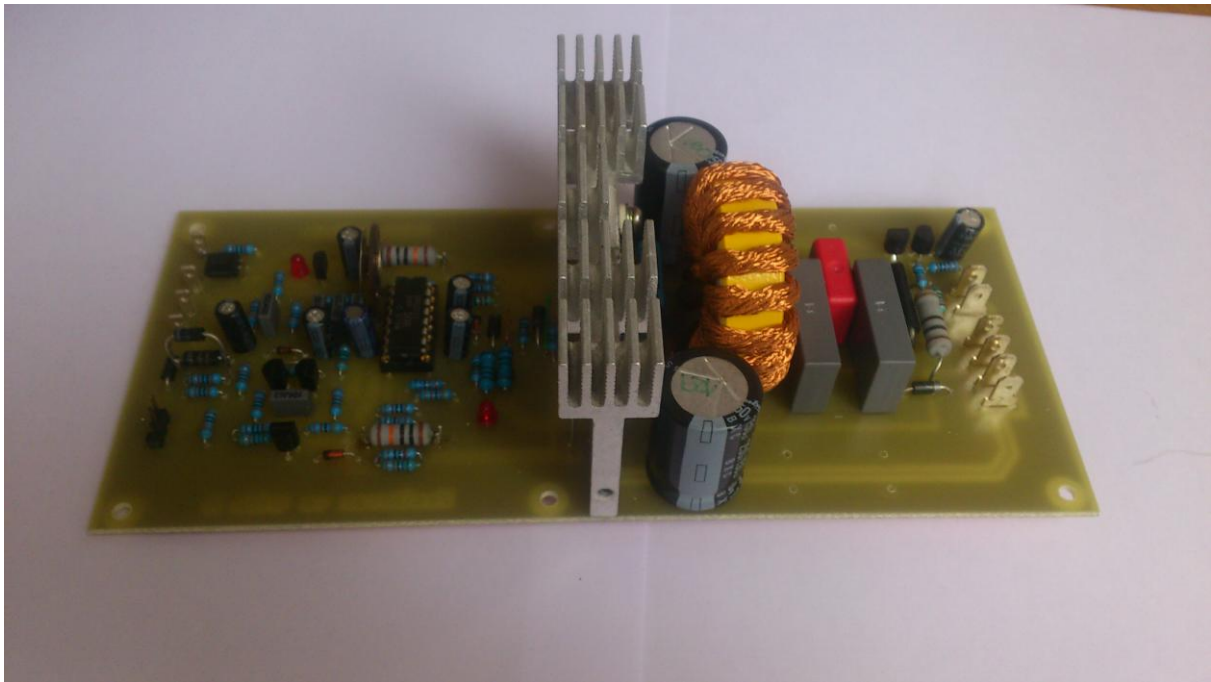
A.2 Deska plošných spojů



A.3 Osazovací plán

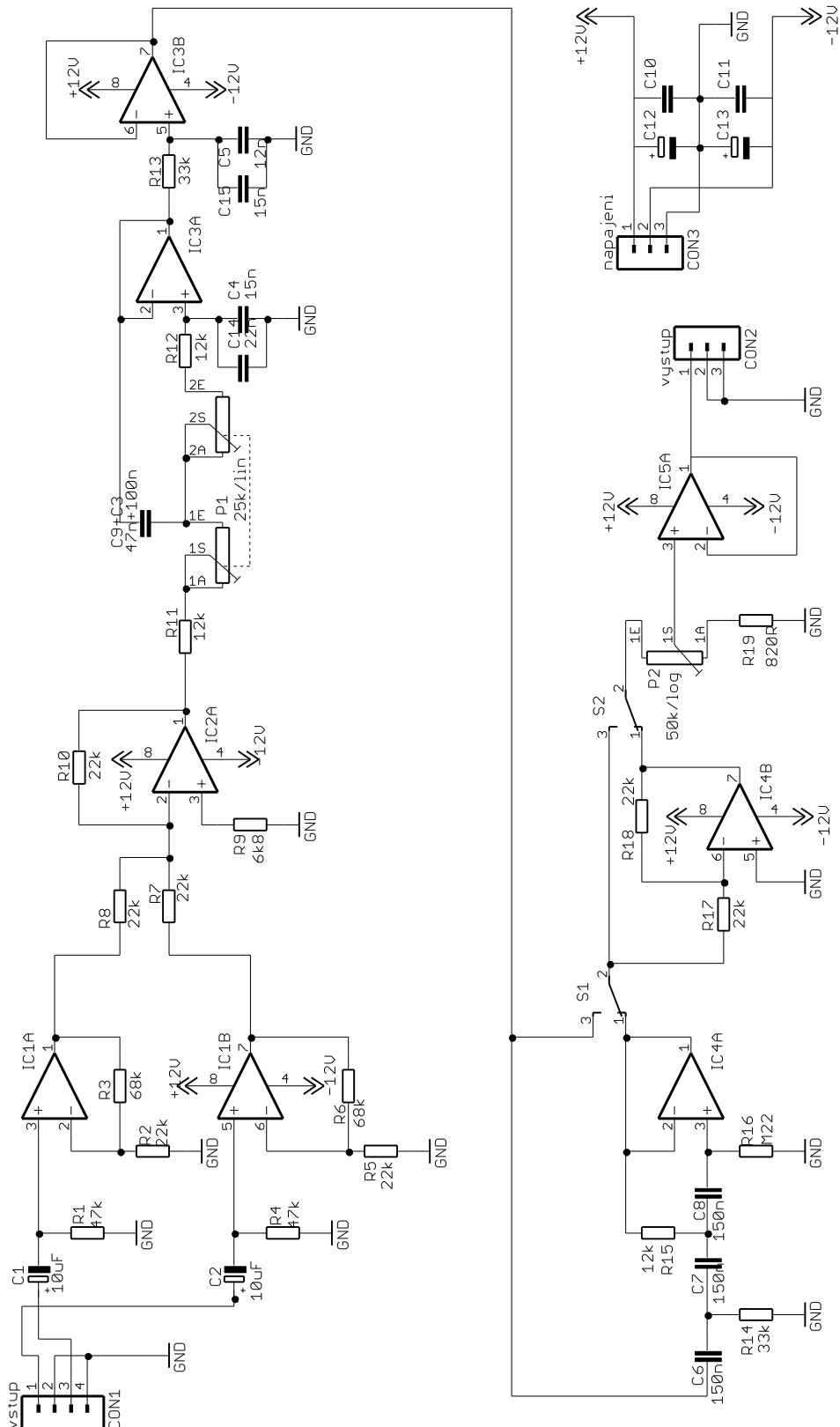


A.4 Fotografie hotového výrobku

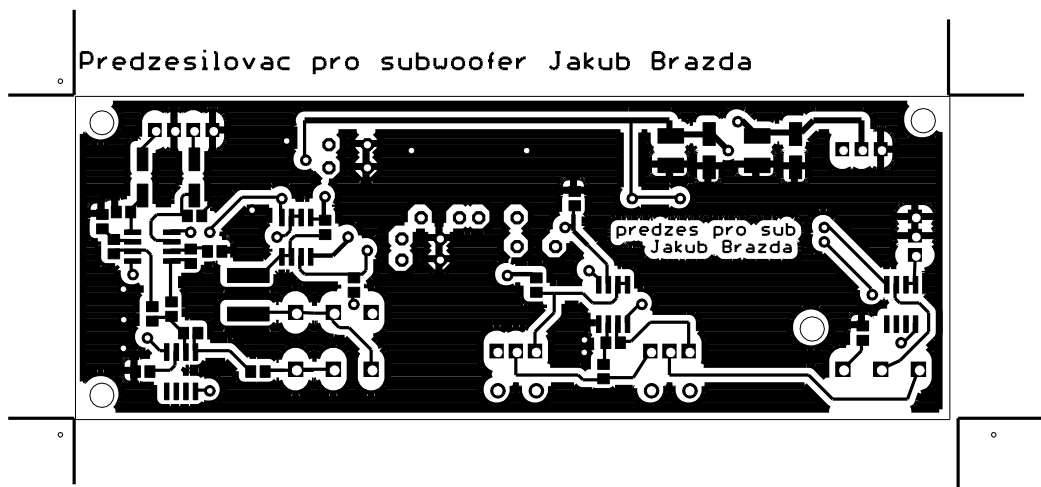


B NÁVRH PŘEDZESILOVAČE

B.1 Obvodové zapojení

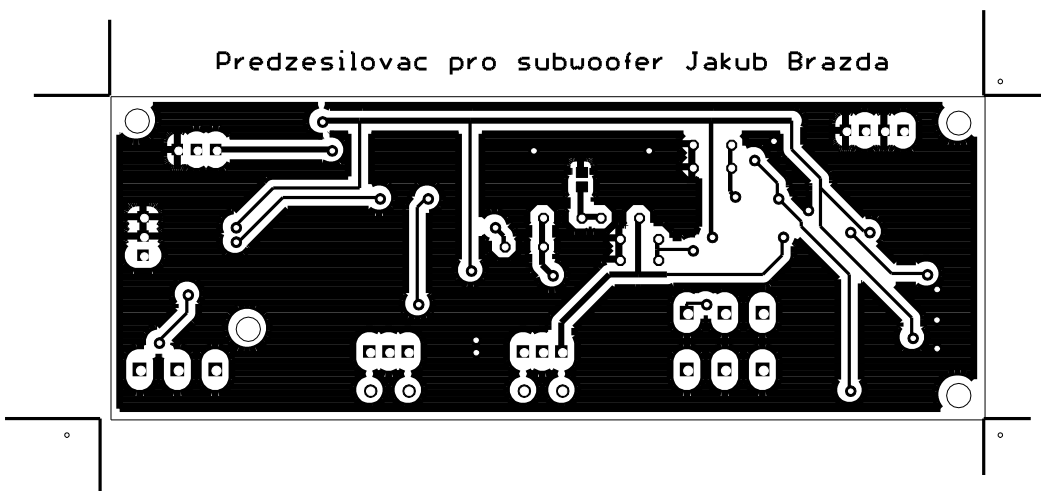


B.2 Deska plošných spojů – TOP



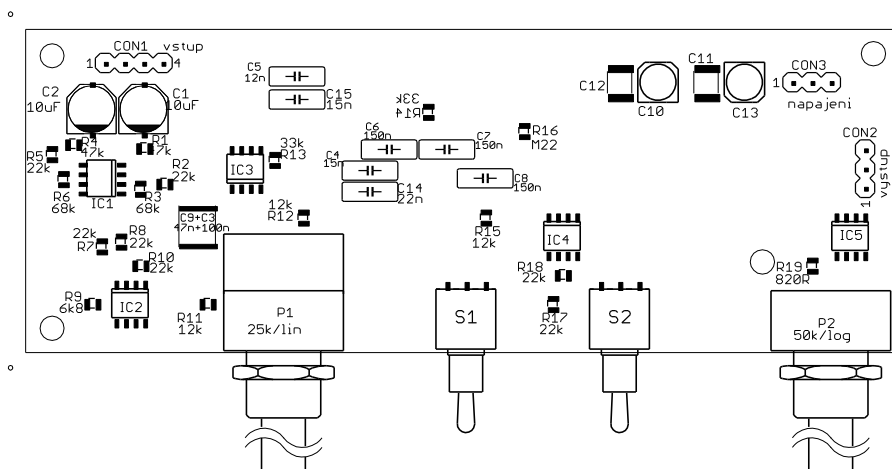
Rozměr desky 144 x 44 [mm], měřítko M1:1

B.3 Deska plošných spojů – BOTTOM

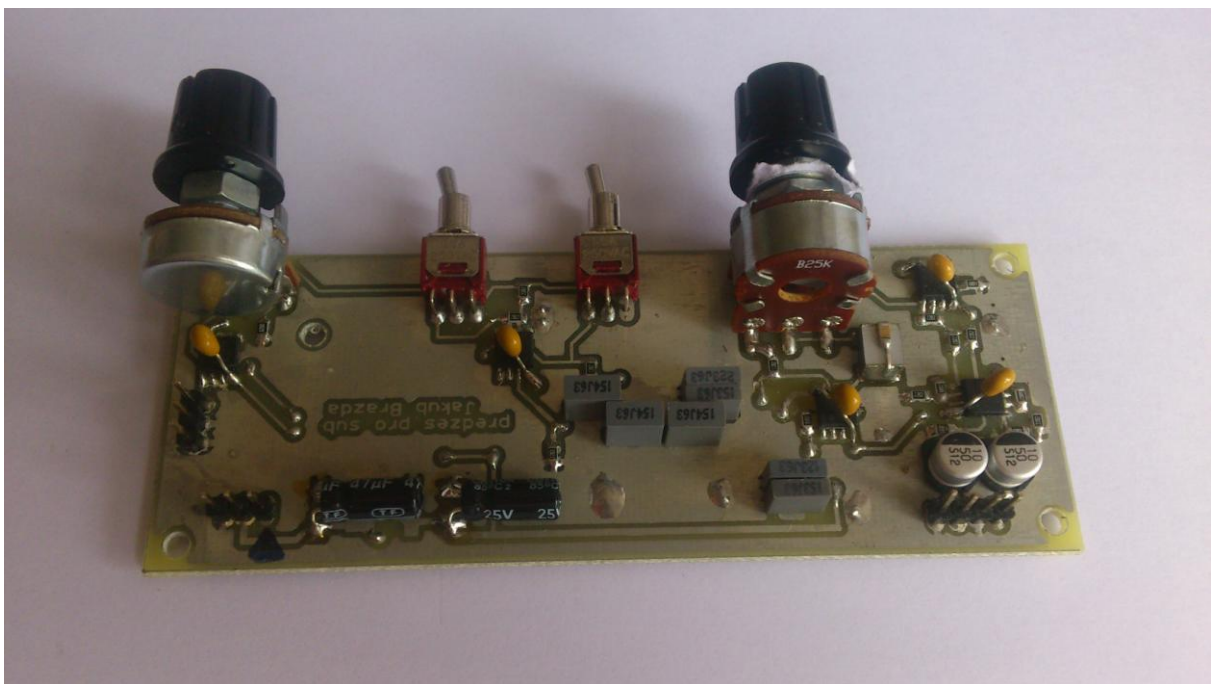


Rozměr desky 144 x 44 [mm], měřítko M1:1

B.4 Osazovací plán

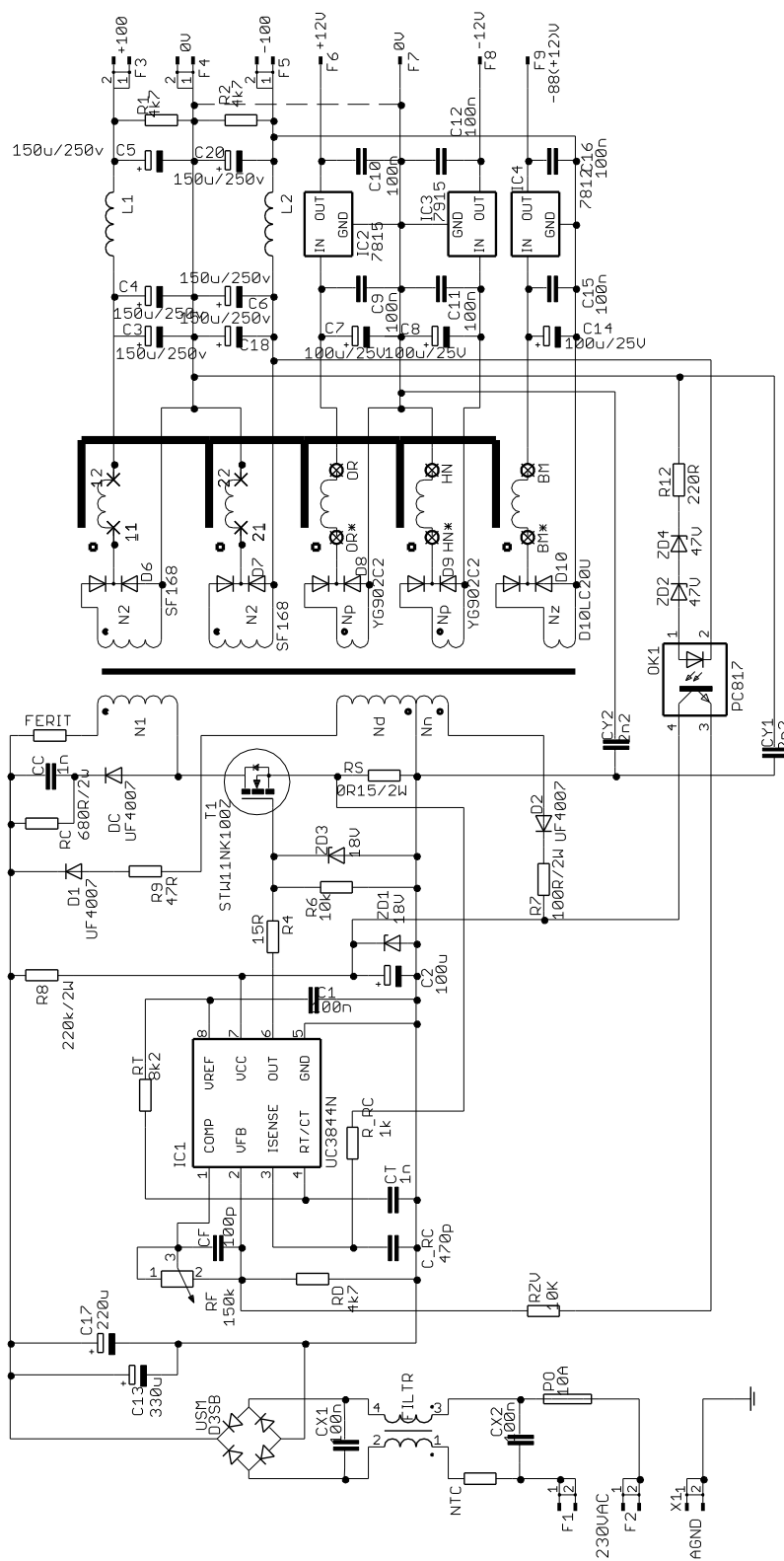


B.5 Fotografie hotového výrobku

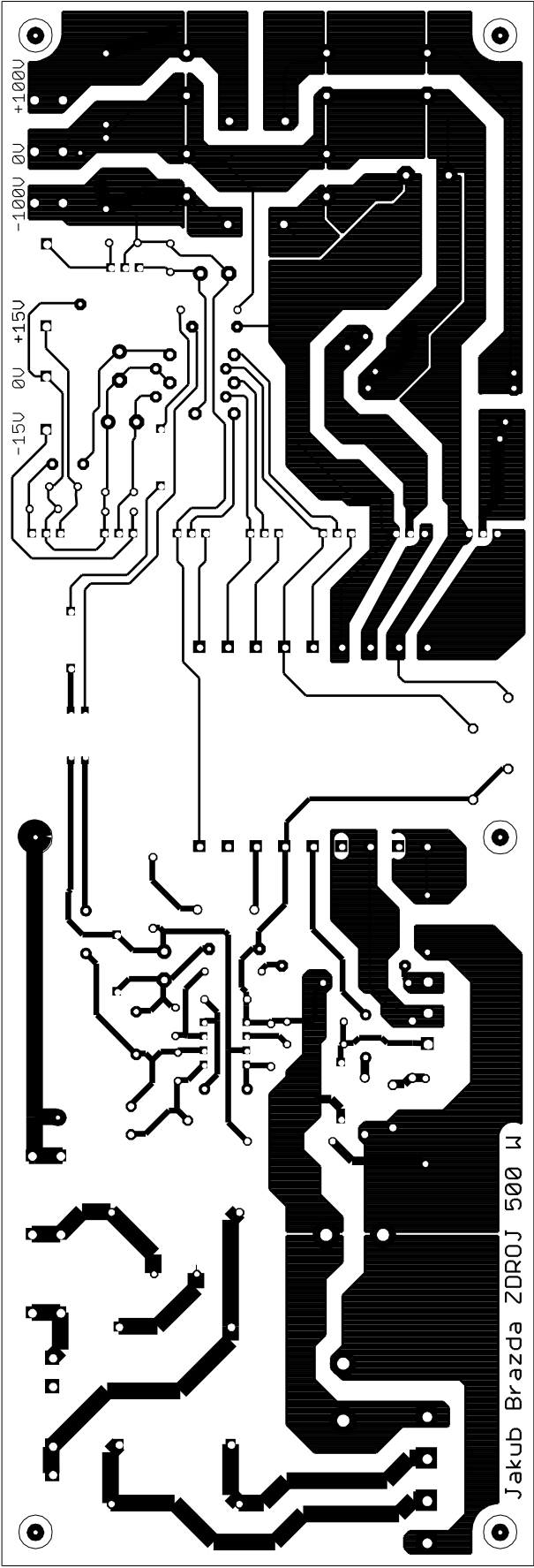


C NÁVRH NAPÁJECÍHO ZDROJE

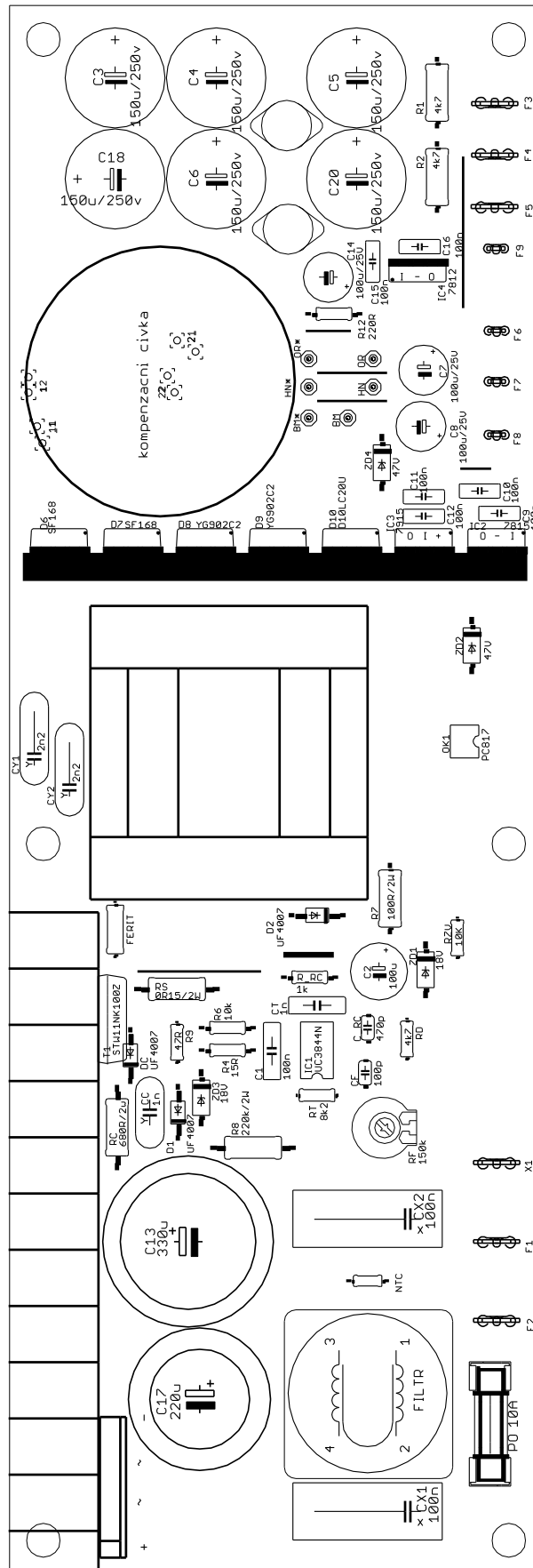
C.1 Obvodové zapojení



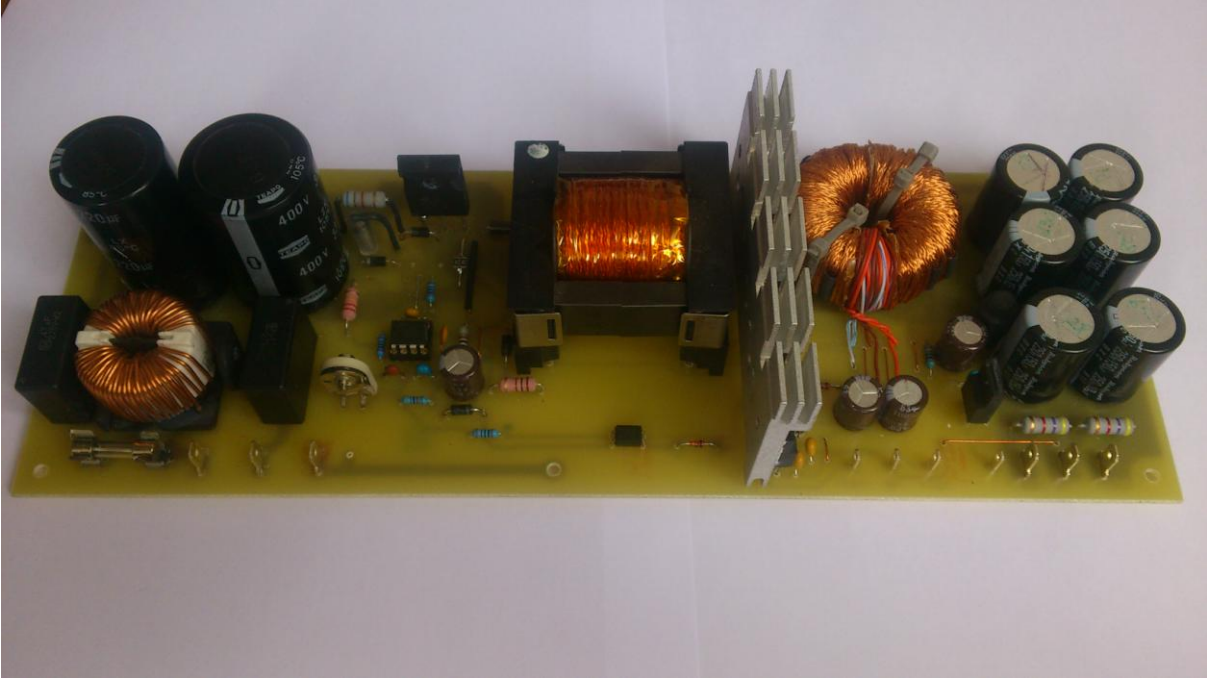
C.2 Deska plošných spojů



C.3 Osazovací plán



C.4 Fotografie hotového výrobku



D SEZNAM SOUČÁSTEK

D.1 Seznam součástek pro předzesilovač

označení	hodnota	pouzdro	popis
C1	10uF	PANASONIC_D	elektrolytický kondenzátor
C2	10uF	PANASONIC_D	elektrolytický kondenzátor
C3	100n	C2220K	fóliový kondenzátor
C4	15n	C050-025X075	keramický kondenzátor
C5	12n	C050-025X075	keramický kondenzátor
C6	150n	C050-025X075	fóliový kondenzátor
C7	150n	C050-025X075	keramický kondenzátor
C8	150n	C050-025X075	keramický kondenzátor
C9	47n	C2220K	fóliový kondenzátor
C10	10uF	C1812	keramický kondenzátor
C11	100n	C1812	keramický kondenzátor
C12	100n	153CLV-0505	elektrolytický kondenzátor
C13	10uF	153CLV-0505	elektrolytický kondenzátor
C14	22n	C050-025X075	fóliový kondenzátor
C15	15n	C050-025X075	fóliový kondenzátor
CON1	4xpin	MA04-1	konektor
CON2	3xpin	MA03-1	konektor
CON3	3xpin	MA03-1	konektor
IC1	NJM4580	SO08	operační zesilovač
IC2	NJM4580	SO08	operační zesilovač
IC3	NJM4580	SO08	operační zesilovač
IC4	NJM4580	SO08	operační zesilovač
IC5	NJM4580	SO08	operační zesilovač
P1	25k/lin	PC16D	potenciometr
P2	50k/log	PC16S	potenciometr
R1	47k	R0805	rezistor
R2	22k	R0805	rezistor
R3	68k	R0805	rezistor
R4	47k	R0805	rezistor
R5	22k	R0805	rezistor
R6	68k	R0805	rezistor
R7	22k	R0805	rezistor
R8	22k	R0805	rezistor
R9	6k8	R0805	rezistor
R10	22k	R0805	rezistor
R11	12k	R0805	rezistor

R12	12k	R0805	rezistor
R13	33k	R0805	rezistor
R14	33k	R0805	rezistor
R15	12k	R0805	rezistor
R16	M22	R0805	rezistor
R17	22k	R0805	rezistor
R18	22k	R0805	rezistor
R19	820R	R0805	rezistor
S1		TL3XWO	přepínač
S2		TL3XWO	přepínač

D.2 Seznam součástek pro zesilovač

označení	hodnota	pouzdro	popis
C2B	1n	C050-025X075	fóliový kondenzátor
C3	150uF/250V	E7,5-18	elektrolytický kondenzátor
C4A	2n2	C050-025X075	fóliový kondenzátor
C5	150uF/250V	E7,5-18	elektrolytický kondenzátor
C6	2n2	C050-025X075	fóliový kondenzátor
C7	1n	C050-025X075	fóliový kondenzátor
C8	150p/250V	C050-035X075	fóliový kondenzátor
C9	150p/250V	C050-035X075	fóliový kondenzátor
C100	100n	C050-030X075	fóliový kondenzátor
CF1	330nF	C102-043X133	fóliový kondenzátor
CF2	330nF	C102-043X133	fóliový kondenzátor
CF6	220n	C102-043X133	fóliový kondenzátor
CON	vstup	MA03-1	faston
CP1	22u	E2,5-5	elektrolytický kondenzátor
CP2	22u/10V	E2,5-5	elektrolytický kondenzátor
CP3	10u	E2,5-5	elektrolytický kondenzátor
CP4	22u/10V	E2,5-5	elektrolytický kondenzátor
CP5	22u/25V	E2,5-5	elektrolytický kondenzátor
CP6	22u/25v	E2,5-5	elektrolytický kondenzátor
CP100	10uF/63V	E5-5	elektrolytický kondenzátor
CX1	100nF/400V	XC15B5	fóliový kondenzátor
D1	1N4148	DO35-7	dioda
D4	UF4007	DO41-10	dioda
D6	1N4004	DO41-10	dioda
D7	1N4004	DO41-10	dioda
D33	UD4007	DO41-10	dioda
FET	BS250	SOT54E	tranzistor unipolární
FST	supply	SH5-4	faston
IC1	UC3844	SOCKET-16	Integrovaný obvod

L1	21uH	TJ7-U1	Cíka
LED	blue 3mm	LED3MM	LED dioda
NTCTH100	2K2	P642	termistor
OK2	PC817	DIL04	optočlen
PROT	red 3mm	LED3MM	LED dioda
Q100	2N3904	TO92	tranzistor bipolární
Q101	2N3906	TO92	tranzistor bipolární
Q102	2N3906	TO92	tranzistor bipolární
Q103	2N3906	TO92	tranzistor bipolární
Q104	2N3904	TO92	tranzistor bipolární
R1A	100k	0207/7	rezistor
R2A	330	0207/7	rezistor
R3A	100R	0207/7	rezistor
R6	100k/1W	0309/12	rezistor
R7	3k	0207/7	rezistor
R10	100k/1W	0309/12	rezistor
R11	150R	0207/7	rezistor
R12	7k5	0207/7	rezistor
R13	10k	0207/7	rezistor
R14A	4k7	0207/7	rezistor
R17A	47k	0207/7	rezistor
R18	9k1	0207/7	rezistor
R19	10k	0207/7	rezistor
R20	4R7	0207/7	rezistor
R21	10R	0207/7	rezistor
R22	10k	0207/7	rezistor
R23	10k	0207/7	rezistor
R23A	10k	0207/7	rezistor
R24	10R	0207/12	rezistor
R25A	10R	0207/7	rezistor
R26	5k6	0207/7	rezistor
R27	4k7	0207/7	rezistor
R28	10R	0207/7	rezistor
R29A	10R	0207/10	rezistor
R101	715R	0207/7	rezistor
R102	10k	0207/7	rezistor
R103	715R	0207/7	rezistor
R104	4K7	0207/7	rezistor
R105	10k	0207/7	rezistor
R106	10k	0207/7	rezistor
R107	10k	0207/7	rezistor
R108	10k	0207/12	rezistor
R110	10k	0207/7	rezistor
R111	10k	0207/7	rezistor
R112	10k	0207/7	rezistor

R113	10k	0207/7	rezistor
RF	10R/2W	0411/12	rezistor
RT3	2k2	0207/10	rezistor
ST1	faston	ST2,8	faston
ST2	faston	ST2,8	faston
STANDBY+	faston	ST2,8	faston
STANDBY-	faston	ST2,8	faston
T1	IRFB4332	TO262-V	MOSFET
T2	IRFB4332	TO262-V	MOSFET
Z1	15v/0,5W	DO34Z7	zenerova dioda
Z100	100V	DO34Z7	zenerova dioda
Z101	68V	DO34Z7	zenerova dioda
Z103	5,6V/0,5W	DO34Z7	zenerova dioda
Z104	5,6V/0,5W	DO34Z7	zenerova dioda

D.3 Seznam součástek pro napájecí zdroj

označení	hodnota	pouzdro	popis
C1	100n	C075-032X103	keramickýkondenzátor
C2	100u	E5-10,5	elektrolytický kondenzátor
C3	150u/250v	E7,5-18	elektrolytický kondenzátor
C4	150u/250v	E7,5-18	elektrolytický kondenzátor
C5	150u/250v	E7,5-18	elektrolytický kondenzátor
C6	150u/250v	E7,5-18	elektrolytický kondenzátor
C7	100u/25V	E5-8,5	elektrolytický kondenzátor
C8	100u/25V	E5-8,5	elektrolytický kondenzátor
C9	100n	C050-025X075	keramickýkondenzátor
C10	100n	C050-025X075	keramickýkondenzátor
C11	100n	C050-025X075	keramickýkondenzátor
C12	100n	C050-025X075	keramickýkondenzátor
C13	330u	EB30D	elektrolytický kondenzátor
C14	100u/25V	E5-8,5	elektrolytický kondenzátor
C15	100n	C050-025X075	keramickýkondenzátor
C16	100n	C050-025X075	keramickýkondenzátor
C17	220u	EB25D	elektrolytický kondenzátor
C18	150u/250v	E7,5-18	elektrolytický kondenzátor
C20	150u/250v	E7,5-18	elektrolytický kondenzátor
CC	1n	YC7B5	keramickýkondenzátor
CF	100p	C050-024X044	keramickýkondenzátor
CT	1n	C075-032X103	keramickýkondenzátor
CX1	100n	XC22B10	keramickýkondenzátor
CX2	100n	XC22B10	keramickýkondenzátor
CY1	2n2	YC12B5	keramickýkondenzátor

CY2	2n2	YC12B5	keramickýkondenzátor
C_RC	470p	C050-024X044	keramickýkondenzátor
D1	UF4007	DO41-10	dvojitá doda
D2	UF4007	DO41-10	dvojitá doda
D6	SF168	TO220ABS	dvojitá doda
D7	SF168	TO220ABS	dvojitá doda
D8	YG902C2	TO220ABS	dvojitá doda
D9	YG902C2	TO220ABS	dvojitá doda
D10	D10LC20U	TO220ABS	dvojitá doda
DC	UF4007	DO41-10	dioda
F1	faston	ST4,8	faston
F2	faston	ST4,8	faston
F3	faston	ST4,8	faston
F4	faston	ST4,8	faston
F5	faston	ST4,8	faston
F6	faston	ST2,8	faston
F7	faston	ST2,8	faston
F8	faston	ST2,8	faston
F9	faston	ST2,8	faston
FERIT		0309/10	feristor
IC1	UC3844N	DIL08	Integrovaný obvod
IC2	7815	78XXS	Lineární stabilizátor
IC3	7915	79XXS	Lineární stabilizátor
IC4	7812	78XXS	Lineární stabilizátor
L1		CIVKA	cívka na feritové tyčince 5z
L2		CIVKA	cívka na feritové tyčince 5z
NTC		0204/7	termistor
OK1	PC817	DIL04	optočlen
RC	680R/2w	0411/15	rezistor
PO	10A	SHK20L	rezistor
R1	4k7	0411/12	rezistor
R2	4k7	0411/12	rezistor
R4	15R	0207/10	rezistor
R6	10k	0207/10	rezistor
R7	100R/2W	0411/12	rezistor
R8	220k/2W	0411/15	rezistor
R9	47R	0207/7	rezistor
R12	220R	0207/10	rezistor
RD	4k7	0207/7	rezistor
RF	150k	PT-10	rezistor
RS	0R15/2W	0411/15	rezistor
RT	8k2	0207/7	rezistor
RZV	10K	0207/7	rezistor
R_RC	1k	0207/10	rezistor
T1	STW11NK100Z	TO247BV	MOSFET

UŠ1		ETD44	transformátor
USM	10A	3S	usměňovací můstek
ZD1	18V	F126Z10	zenerova dioda
ZD2	47V	F126Z10	zenerova dioda
ZD3	18V	F126Z10	zenerova dioda
ZD4	47V	F126Z10	zenerova dioda