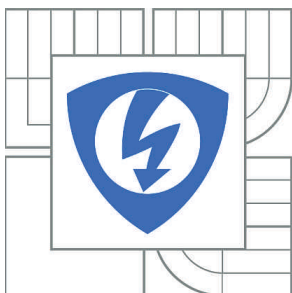


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

KONSTRUKCE AUDIO VÝKONOVÉHO ZESILOVAČE VE TŘÍDĚ D

DESIGN OF CLASS-D AUDIO POWER AMPLIFIER

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

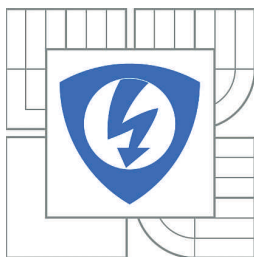
ROMAN FIALA

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: Roman Fiala

ID: 146817

Ročník: 3

Akademický rok: 2013/2014

NÁZEV TÉMATU:

Konstrukce audio výkonového zesilovače ve třídě D

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Navrhněte zapojení stereo audio výkonového zesilovače ve třídě D s výstupním výkonem cca 2 x 100 W. Koncový stupeň doplňte předzesilovačem s možností ovládní hlasitosti, balancí a korekcí kmitočtové charakteristiky. Vlastnosti zapojení oveřte simulacemi v programu PSpice, navrhněte desky plošných spojů v programu Eagle. Pro výkonový stupeň a předzesilovač navrhněte vhodnou napájecí jednotku, včetně výpočtu parametrů transformátoru.

Provedte fyzickou konstrukci navrženého zesilovače, zařízení oživte a proměřte jeho základní parametry. Výsledky měření srovnajte s parametry získanými pomocí počítačové simulace i teoreticky očekávanými.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

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

[2] DOUGLAS, D. Audio Power Amplifier Design Handbook. New York: Newnes - Elsevier, 2006.

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

Tento semestrální projekt se zabývá popisem výkonových nízkofrekvenčních zesilovačů ve třídě D a konkrétním návrhem zesilovače 2x100W ve třídě D. Navržený zesilovač obsahuje sigma-delta modulátor druhého řádu, u kterého je kvantizace řízena pouze zpožděním prvků modulátoru. Zapojení tedy neobsahuje zdroj hodinového signálu, který obvykle u sigma-delta modulátorů řídí kvantizaci. Součástí tohoto semestrálního projektu je také návrh spínaného zdroje, který slouží k napájení koncového stupně a předzesilovače. K návrhu a ověření některých částí zapojení byl využit program PSpice. Všechna navržená zapojení jsou zkonstruována a jsou změřeny jejich základní parametry.

KLÍČOVÁ SLOVA

Zesilovač, třída D, výkonový zesilovač, sigma-delta modulátor, předzesilovač, spínaný zdroj, simulace.

ABSTRACT

This semestral thesis describes class D low frequency power amplifiers and design of specific 2x100W class D power amplifier. The designed amplifier contains a second order sigma-delta modulator in which the quantization is controlled only by the delay of modulator components. This design does not include the clock generator which usually controls the quantization in sigma-delta modulators. This semestral thesis also includes design of a switched-mode power supply for the power amplifier and for the preamplifier. The PSpice program has been used for the design and verification of some sections of circuits. All designs have been built. Also basic parameters of completed circuits were measured.

KEYWORDS

Amplifier, class D, power amplifier, sigma-delta modulator, preamplifier, switching power supply, simulation.

FIALA, R. *Konstrukce audio výkonového zesilovače ve třídě D*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2014. 37 s., 21 s. příloh. Vedoucí bakalářské práce: prof. Ing. Lubomír Brančík, CSc.

PROHLÁŠENÍ

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

V Brně dne

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu bakalářské práce 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 popsany 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
Seznam tabulek	xi
Úvod	1
1 Zesilovače třídy D	2
1.1 Modulátory zesilovačů třídy D	2
1.1.1 Pulzně šířkové modulátory	2
1.1.2 Sigma-delta modulátory	2
1.2 Výkonové stupně zesilovače třídy D	4
1.2.1 Zapojení koncových tranzistorů do polovičního mostu	5
1.2.2 Zapojení koncových tranzistorů do plného mostu	5
1.3 Integrované obvody zesilovačů třídy D	6
2 Návrh koncového stupně	7
2.1 Modulátor	7
2.2 Výkonové tranzistory a budič výkonových tranzistorů	9
2.2.1 Výběr spínacích tranzistorů	9
2.2.2 Obvod budiče tranzistorů MOSFET	10
2.2.3 Výkonové ztráty v tranzistorech MOSFET	10
2.3 Výstupní LC filtr	11
2.4 Nadproudová ochrana	12
3 Návrh napájecího zdroje	13
3.1 Korektor účinníku	13
3.2 Poloviční most	15
3.2.1 Zapojení obvodu UC2525	15
3.2.2 Návrh výstupního filtru	16
3.2.3 Návrh chybového zesilovače	16
3.2.4 Návrh transformátoru	20
3.3 Lineární stabilizátory	21

4	Návrh korekčního předzesilovače	22
4.1	Korekce hloubek a výšek	23
4.2	Korekce balance	24
4.3	Fyziologické nastavení hlasitosti	24
5	Měření realizovaného zesilovače	26
5.1	Měření koncového zesilovače	26
5.2	Měření korekčního předzesilovače	28
5.3	Měření spínaného zdroje	31
6	Závěr	33
	Literatura	34
	Seznam symbolů, veličin a zkratk	36
	Seznam příloh	38

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1.1:	Zjednodušené principiální schéma zesilovače ve třídě D s PWM modulátorem.	2
Obr. 1.2:	Principelní zapojení sigma-delta modulátoru 2. řádu (převzato a upraveno z [1]).	3
Obr. 1.3:	Struktura sigma-delta modulátoru používaného ve výkonových zesilovačích pracujících ve třídě D (převzato a upraveno z [1]).	3
Obr. 1.4:	Část sigma-delta modulátoru se dvěma integrátory a odpovídající zapojení s operačním zesilovačem (převzato a upraveno z [1]).	4
Obr. 1.5:	Zapojení koncových tranzistorů do polovičního mostu (převzato a upraveno z [1]).	5
Obr. 1.6:	Zapojení koncových tranzistorů do plného mostu (převzato a upraveno z [1]).	5
Obr. 2.1:	Blokové schéma jednoho kanálu koncového zesilovače.	7
Obr. 2.2:	Schéma zjednodušeného zapojení koncového stupně v programu PSpice. ...	8
Obr. 2.3:	Průběhy napětí ze simulace zjednodušeného koncového stupně v programu PSpice.	9
Obr. 2.4:	Schéma výstupního LC filtru 2. řádu.	11
Obr. 3.1:	Blokové schéma spínaného napájecího zdroje.	13
Obr. 3.2:	Vnitřní zapojení integrovaného obvodu UC2525 (převzato z [14]).	15
Obr. 3.3:	Zpětnovazební zesilovač 3. typu.	17
Obr. 3.4:	Bodeho aproximace celkového přenosu otevřené smyčky zpětné vazby spínaného zdroje a jeho částí.	19
Obr. 3.5:	Zjednodušené zapojení smyčky zpětné vazby pro simulaci zesílení otevřené smyčky zpětné vazby.	19
Obr. 3.6:	Simulace frekvenční charakteristiky zjednodušené otevřené smyčky zpětné vazby.	20
Obr. 3.7:	Vinutí transformátoru pro měnič s polovičním mostem.	21
Obr. 4.1:	Zapojení jednoho kanálu korekčního předzesilovače v programu PSpice. .	22
Obr. 4.2:	Modulová frekvenční charakteristika přenosu předzesilovače bez korekcí a bez fyziologického nastavení hlasitosti.	23
Obr. 4.3:	Simulace přenosu předzesilovače pro různá nastavení hloubek a výšek.	23
Obr. 4.4:	Simulace přenosu předzesilovače v závislosti na poloze potenciometru (jeden kanál).	24

Obr. 4.5:	Zapojení fyziologického nastavení hlasitosti (převzato a upraveno z [17]).	24
Obr. 4.6:	Simulace fyziologického nastavení hlasitosti.	25
Obr. 5.1:	Modulová frekvenční charakteristika přenosu koncového zesilovače.	26
Obr. 5.2:	Zkreslení THD+N koncového zesilovače na kmitočtu 1 kHz v závislosti na výstupním výkonu.	27
Obr. 5.3:	Zkreslení THD+N koncového zesilovače v závislosti na kmitočtu ($P_{OUT} = 4,9 \text{ W}$).	27
Obr. 5.4	Účinnost koncového zesilovače v závislosti na výstupním výkonu.	28
Obr. 5.5:	Modulová frekvenční charakteristika předzesilovače s korekcemi frekvenční charakteristiky ve střední poloze.	29
Obr. 5.6:	Vliv korekcí kmitočtové charakteristiky (nastavení hloubek a výšek) na přenos předzesilovače.	29
Obr. 5.7:	Vliv nastavení fyziologické hlasitosti na přenos předzesilovače.	30
Obr. 5.8:	Zisk obou kanálů zesilovače v závislosti na poloze potenciometru nastavení balance.	30
Obr. 5.9:	Průběh napětí na hradle jednoho spínacího tranzistoru propustného měniče.	32

SEZNAM TABULEK

Tab. 5.1: Dynamický rozsah předzesilovače.....	31
Tab. 5.2: Přeslech mezi kanály předzesilovače.....	31

ÚVOD

Existují různé třídy, ve kterých mohou pracovat výkonové zesilovače. V minulosti se nejdříve ve výkonových audio zesilovačích používaly pouze třídy A a AB. Díky rozvoji elektrotechnického průmyslu a audiotechniky mohly být zkonstruovány i spínané zesilovače ve třídě D, které vyžadují rychlé spínací tranzistory a integrované obvody. Kromě uvedených tříd existují ještě například třídy G, H.

Výhodou zesilovačů třídy A je jejich velmi nízké zkreslení, protože koncový tranzistor vede proud po celou dobu své činnosti a pracovní bod takového tranzistoru se nachází v lineární části převodní charakteristiky zesilovače. Jejich velkou nevýhodou je nízká účinnost. Nejvyšší účinnost, které lze teoreticky s touto třídou dosáhnout, je 25 % pro kapacitní vazbu na výstupu a 50 % pro vazbu s výstupním transformátorem. Proto se tyto zesilovače používají v oblasti výkonových zesilovačů velmi málo. Pro zesilovače, u kterých je výstupní výkon velmi malý (např. předzesilovače), se však díky nízkému zkreslení a jednoduchosti hodí.

Zesilovače ve třídě AB jsou v audiotechnice velmi rozšířené, protože jejich účinnost může být teoreticky až 78,5 % a bez přivedeného vstupního signálu neodebírají velký výkon jako zesilovače ve třídě A kvůli poloze pracovního bodu výkonových tranzistorů.

Další třídy, u kterých koncové tranzistory pracují v lineárním režimu, jsou třídy G a H. Vysoké účinnosti těchto tříd je dosahováno použitím více napájecích zdrojů pro koncový stupeň.

Koncové tranzistory třídy D se ideálně nachází při činnosti pouze v sepnutém nebo rozepnutém stavu a jejich výstupní LC filtr je teoreticky bezztrátový, proto dosahují nejvyšší teoreticky dosažitelné účinnosti 100 %. Jejich prakticky dosažitelná účinnost převyšuje 90 % [1]. Z tohoto důvodu mohou být výkonové zesilovače malé a lehké, protože odpadá nutnost použití velkých chladičů v koncovém stupni. V dnešní době lze již při použití nejmodernějších součástek sestavit výkonový zesilovač v této třídě s velmi dobrými audio parametry. Integrované audio zesilovače ve třídě D se dnes používají v řadě komerčních aplikací. Velmi výhodné je jejich použití u bateriově napájených zařízení, protože zajistí větší výdrž akumulátorů nebo baterií.

Velmi často se u výkonových zesilovačů sleduje parametr zkreslení. Přesnou hodnotu zkreslení, kterou je člověk schopen rozeznat, není lehké určit. U signálu, ve kterém se vyskytují vyšší harmonické složky nižších řádů způsobené zkreslením, je člověk schopen rozpoznat zkreslení přibližně od hodnoty 1 %. U přechodového zkreslení je hodnota rozpoznatelného zkreslení asi 0,3 %, ale může být i nižší [2]. V dnešní době však není problém dosáhnout THD řádu setin nebo tisícín procenta.

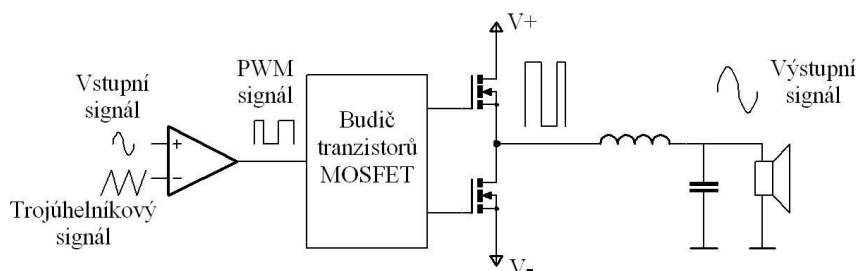
1 ZESILOVAČE TŘÍDY D

1.1 Modulátory zesilovačů třídy D

V této kapitole je popsána pouze PWM a sigma-delta modulace pro zesilovače pracující ve třídě D. Samozřejmě existují i jiné druhy modulací. Různé patentem chráněné modulační techniky používají světoví výrobci ve svých integrovaných obvodech zesilovačů třídy D.

1.1.1 Pulzně šířkové modulátory

Na obr. 1.1 je znázorněno zjednodušené zapojení zesilovače ve třídě D s pulzně šířkovým modulátorem [1]. Koncové tranzistory jsou zapojeny do polovičního mostu. Na neinvertující vstup komparátoru je přiveden vstupní signál, který je třeba zesílit. Na invertující vstup je přiveden trojúhelníkový nebo pilovitý signál o frekvenci minimálně dvakrát větší než je frekvence nejvyšší spektrální složky vstupního signálu.



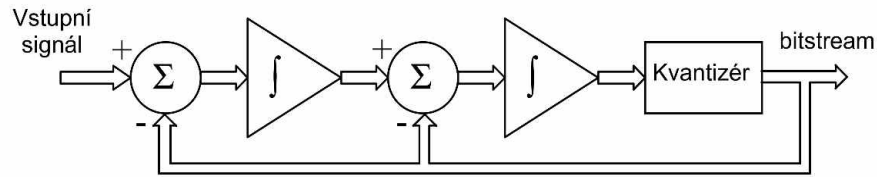
Obr. 1.1: Zjednodušené principiální schéma zesilovače ve třídě D s PWM modulátorem.

Na výstupu komparátoru je již pulzně šířkově modulovaný signál, který je přiveden na budič koncových tranzistorů MOSFET. Výstupní pulzně šířkově modulovaný signál z polovičního mostu tvořeného tranzistory MOSFET obsahuje ve spektru zesílený původní signál a další frekvenční složky na vyšších kmitočtech. Zejména kvůli elektromagnetické interferenci se za koncové tranzistory řadí LC filtr typu dolní propust [1].

Místo zapojení koncových tranzistorů do polovičního mostu lze samozřejmě použít i zapojení tranzistorů do plného mostu, což může mít výhody.

1.1.2 Sigma-delta modulátory

Ve výkonových stupních mohou být využity různé varianty sigma-delta modulátorů. Klasické principiální zapojení sigma-delta modulátoru druhého řádu je znázorněno na obr. 1.2.

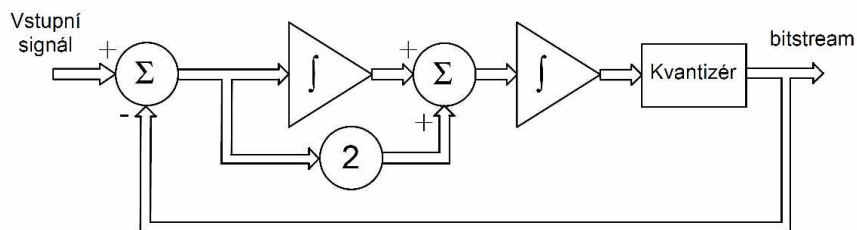


Obr. 1.2: Principelní zapojení sigma-delta modulátoru 2. řádu (převzato a upraveno z [1]).

Blok označený na obr. 1.2 jako kvantizér obsahuje komparátor s hysterezí, který výstup z integrátoru porovnává s nulovým napětím a převede ho tak na logický signál [1]. Na komparátor je dále připojen klopný obvod, pomocí kterého se zajišťuje, aby ke změně výstupní logické hodnoty došlo pouze v určitém čase daném vzorkovacím signálem.

Užitím Laplaceovy transformace a nahrazením modulátoru zjednodušeným lineárním modelem lze odvodit, že pro vstupní signál se jeví sigma-delta modulátor prvního řádu jako filtr typu dolní propust 1. řádu. Pro kvantizační šum se ve zjednodušeném lineárním modelu jeví jako filtr typu horní propust 1. řádu [1]. Obdobně lze postupovat i pro sigma-delta modulátor druhého řádu. Ten se pro vstupní signál jeví jako dolní propust 2. řádu a pro kvantizační šum jako horní propust 2. řádu. Pokud je hodnota vzorkovacího kmitočtu značně větší než kmitočty obsažené ve vstupním signálu, v audio pásmu nezůstane téměř žádný šum. S rostoucím řádem sigma-delta modulátoru roste potlačení šumu v audio pásmu.

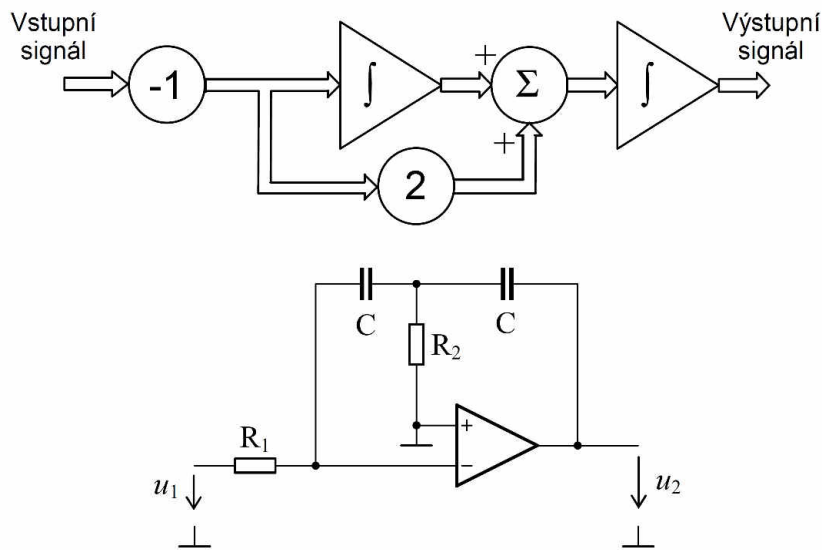
Klasické sigma-delta modulátory musí mít vysoký vzorkovací kmitočet (kvůli kvantizačnímu šumu v audio pásmu), což vyžaduje velmi rychlé spínací obvody. Jiné zapojení sigma-delta modulátoru 2. řádu, které se používá pro výkonové audio zesilovače třídy D, je znázorněno na obr. 1.3.



Obr. 1.3: Struktura sigma-delta modulátoru používaného ve výkonových zesilovačích pracujících ve třídě D (převzato a upraveno z [1]).

Kvantizace v takovém zesilovači není řízena hodinovým signálem, ale pouze zpožděním prvků modulátoru, budiče a koncových tranzistorů. Zpoždění obvodů a integrační konstanty integrátorů udávají spínací kmitočet. Ten se však mění se vstupním signálem a největší je v případě, kdy není na vstupu zesilovače žádný signál. Spínací kmitočet takového obvodu může zůstat relativně nízký při zachování velkého odstavu signálu od šumu v audio pásmu [1]. Znázorněný zpětnovazební signál se odebírá přímo z koncových tranzistorů.

Část modulátoru se dvěma integrátory lze prakticky sestavit z obvodu, který obsahuje pouze jeden operační zesilovač (viz obr. 1.4).



Obr. 1.4: Část sigma-delta modulátoru se dvěma integrátory a odpovídající zapojení s operačním zesilovačem (převzato a upraveno z [1]).

V knize [1] je odvozeno, že výstupní napětí obvodu na obr. 1.4 lze popsat vztahem

$$u_2(t) = -\frac{1}{R_1 \cdot C} \int_0^t \left[2u_1(\tau) + \frac{1}{R_2 \cdot C} \int_0^t u_1(\tau) d\tau \right] d\tau, \quad (1.1)$$

kde $u_1(t)$ je vstupní napětí, $u_2(t)$ je výstupní napětí.

Tento modulátor využívá např. firma International Rectifier ve svých referenčních návrzích spínaných zesilovačů pracujících ve třídě D. Některé návrhy zesilovačů uvedené firmy můžete nalézt v dokumentech [3], [4]. Spínací kmitočet koncových tranzistorů v návrzích [3] a [4] je při nulovém vstupním signálu přibližně 400 kHz. V katalogových listech použitých budičů MOSFETů se lze dočíst, že zpoždění budiče se může měnit ve velkých mezích. Proto je odpor v návrhu odpovídající odporu R_2 na obr. 1.4 nahrazen odporovým trimrem. Tímto trimrem lze měnit spínací kmitočet poměrně ve velkém rozsahu.

V návrzích [3] a [4] se lze dočíst, že s uvedeným zapojením lze dosáhnout velmi nízkého THD+N ve velkém rozsahu nižším než 0,01 %.

1.2 Výkonové stupně zesilovače třídy D

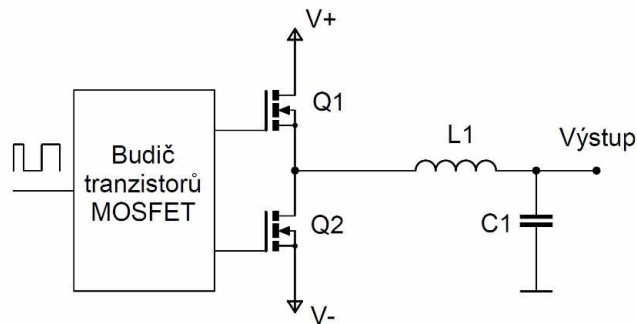
Základní zapojení koncových tranzistorů zesilovačů třídy D může být do polovičního mostu nebo do plného mostu. Obě zapojení mají své výhody a nevýhody.

Na zkreslení koncového stupně má velký vliv nastavení „deadtime“ při buzení koncových tranzistorů. Deadtime v řádu několika desítek nanosekund může snadno způsobit zkreslení výkonového stupně větší než 1 % [5]. Deadtime je však nezbytné použít, jinak by docházelo ke zkratu napájecí sběrnice skrze spínací tranzistory.

K řízení výkonových tranzistorů se většinou používají integrované budiče tranzistorů MOSFET.

1.2.1 Zapojení koncových tranzistorů do polovičního mostu

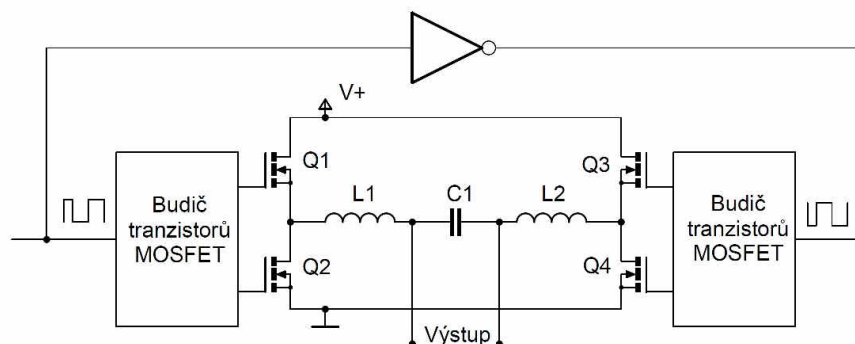
Na obr. 1.5 je znázorněno zapojení koncových tranzistorů do polovičního mostu. Výhodou tohoto zapojení je především jednoduchost. U tohoto zapojení však může nastat problém se stejnosměrnou složkou na výstupu, proto je nutné použít zpětnou vazbu z výstupu. Další nevýhodou je jev zvaný „bus pumping“, při kterém se kvůli výstupnímu filtru a induktivní zátěži dostává výkon z jedné napájecí větve do druhé. Tento jev se projevuje především při zpracování signálů o nízkých kmitočtech a je největší při střídě 25 % a 75 % modulovaného signálu [5]. U stereofonních zesilovačů lze tento jev výrazně potlačit otočením fáze v jednom kanálu o 180°, protože můžeme předpokládat, že signály v obou kanálech budou na nízkých kmitočtech podobné.



Obr. 1.5: Zapojení koncových tranzistorů do polovičního mostu (převzato a upraveno z [1]).

1.2.2 Zapojení koncových tranzistorů do plného mostu

Naznačené zapojení koncových tranzistorů do plného mostu je uvedeno na obr. 1.6. Oproti zapojení do polovičního mostu se u tohoto zapojení nevyskytuje „bus pumping“ efekt. Také použití zpětné vazby z výstupu není nutné. Další výhodou je možnost implementace vylepšené PWM modulace [1], [5]. Zapojení zesilovače s koncovými tranzistory do plného mostu je však složitější a pro zpětnou vazbu z výstupu se musí použít rozdílový zesilovač [1].



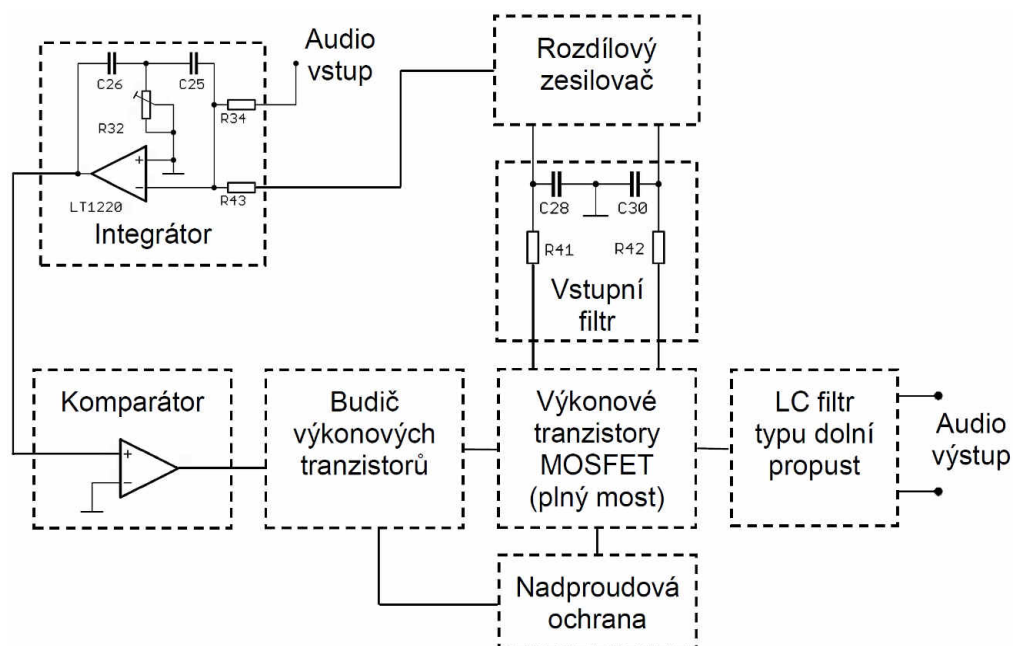
Obr. 1.6: Zapojení koncových tranzistorů do plného mostu (převzato a upraveno z [1]).

1.3 Integrované obvody zesilovačů třídy D

Na trhu se nachází nepřehledné množství integrovaných obvodů určených pro konstrukci výkonových zesilovačů třídy D. Tyto obvody mají v sobě často integrované i výkonové spínací tranzistory MOSFET. Existují obvody určené pro zpracování analogového i digitálního vstupního signálu. V komerční elektronice je použití těchto integrovaných obvodů velmi výhodné.

2 NÁVRH KONCOVÉHO STUPNĚ

V této kapitole je popsán návrh modulu dvoukanálového koncového stupně zesilovače pracujícího ve třídě D o výkonu $2 \times 100 \text{ W}$ do zátěže 8Ω . Pro jeho konstrukci jsou využity převážně SMD součástky, aby se parazitní vlastnosti vodivých spojů projevíly co nejméně. Koncové tranzistory v návrhu jsou zapojeny do plného mostu. Zapojení koncového stupně se nachází v příloze A.1, A.2 a A.3. Blokové schéma navrženého zesilovače je vyobrazeno na obr. 2.1.

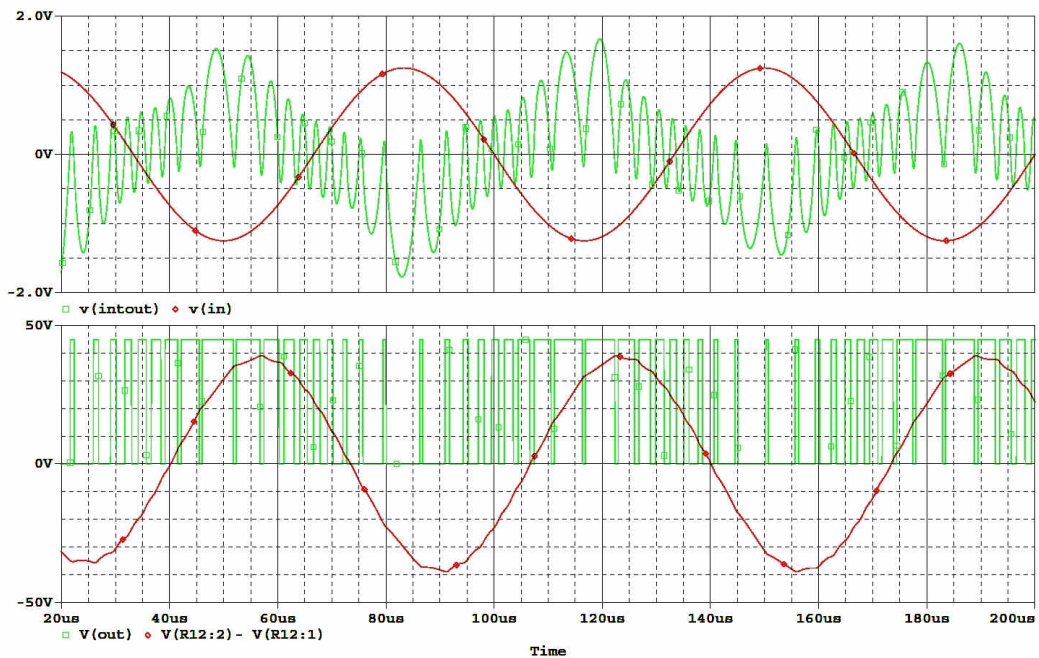


Obr. 2.1: Blokové schéma jednoho kanálu koncového zesilovače.

2.1 Modulátor

Modulátor použitý v návrhu je samokmitající sigma-delta modulátor 2. řádu, který je součástí např. zapojení v dokumentu [3] a [4] od International Rectifier. Stručný popis tohoto modulátoru lze nalézt v této práci v kapitole 1.1.2.

Hodnoty odporů a kondenzátorů v části zapojení obsahující dva integrátory (odpovídající schéma je na obr. 1.4) byly zvoleny podobné, jako se nachází např. v dokumentu [3]. Pomocí simulace v programu PSpice (obr 2.2) byla jejich hodnota mírně upravena tak, aby modulátor kmital na kmitočku přibližně 400 kHz . Zadaná hodnota zpoždění v simulaci byla určena přibližně na základě údajů v katalogových listech [6], [7], [8] a odhadu doby sepnutí tranzistorů MOSFET na hodnotu 90 ns . Reálná hodnota se však může lišit o několik desítek nanosekund, protože údaje v katalogových listech mají velké rozmezí. Nezanedbatelný vliv budou mít pravděpodobně i parazitní vlastnosti reálných vodivých spojů. Spínací frekvence (hodnota integrační konstanty integrátoru) se z těchto důvodů může ve výsledném



Obr. 2.3: Průběhy napětí ze simulace zjednodušeného koncového stupně v programu PSpice.

2.2 Výkonové tranzistory a budič výkonových tranzistorů

Výstupní výkon zesilovače má být přibližně 100 W z jednoho kanálu. Hodnota jmenovité impedance připojovaných reprobeden byla zvolena 8 Ω.

2.2.1 Výběr spínacích tranzistorů

Minimální průrazné napětí mezi elektrodami Drain a Source bylo určeno úpravou vztahů z materiálů [1] a [10]. Toto napětí lze vypočítat vztahem

$$U_{DS \min(\text{full-bridge})} = \frac{\sqrt{2 \cdot P_{out} \cdot R_Z}}{M} \cdot K = \frac{\sqrt{2 \cdot 100 \cdot 8}}{0,9} \cdot 1,2 = 53,3 \text{ V}, \quad (2.1)$$

kde P_{out} je výstupní výkon zesilovače, R_Z je čistě ohmická zátěž připojená k zesilovači, M je stupeň modulace (obvykle se pohybuje mezi 0,8 až 0,9) a K je koeficient z důvodu jisté rezervy (obvykle se volí mezi 1,1 až 1,5). Koeficient K byl zvolen relativně malý, protože v zapojení výstupních tranzistorů do plného mostu se nevyskytuje „bus pumping“ efekt a napájecí napětí zesilovače se nemůže zvýšit nad výstupní napětí zdroje.

Potřebné napájecí napětí koncového stupně pro 95 % modulaci bylo určeno vztahem

$$U_{napájecí} = \frac{\sqrt{2 \cdot P_{out} \cdot R_Z}}{M} = \frac{\sqrt{2 \cdot 100 \cdot 8}}{0,95} = 42,1 \text{ V}. \quad (2.2)$$

Maximální hodnota proudu tekoucího tranzistorem (pro $R_Z = 8 \Omega$) byla určena z Ohmova zákona jako

$$I_{D\max} = \frac{U_{\text{napájecí}}}{R_Z} = \frac{42}{8} = 5,25 \text{ A.} \quad (2.3)$$

Vypočtené požadavky splňují tranzistory IRFI4024H-117P [8] vyráběné firmou International Rectifier. Jejich průrazné napětí je 55 V, proto hodnotu vypočtenou vztahem 2.1 splňují. Tato součástka obsahuje ve svém pouzdře dva tranzistory MOSFET zapojené do polovičního mostu. Výhodou použití těchto tranzistorů je nižší indukčnost vodivých cest, než jakou by měly tranzistory ve dvou samostatných pouzdrech. V katalogovém listu se lze dočíst, že jsou tyto tranzistory navrženy speciálně pro zesilovače pracující ve třídě D. Tyto tranzistory jsou relativně rychlé. Jelikož je doba zotavení integrované diody srovnatelná s dobou zotavení rychlých křemíkových diod, nejsou v návrhu k popisovaným tranzistorům připojeny paralelně diody, které by odstraňovaly napěťové špičky vzniklé spínáním induktivní zátěže.

2.2.2 Obvod budiče tranzistorů MOSFET

Spínací tranzistory jsou v návrhu buzeny obvodem HIP4081A [7] od firmy Intersil. Tento obvod je určen k buzení tranzistorů MOSFET zapojených do plného mostu. Jeho maximální spínací kmitočet je 1 MHz. Modulátor zesilovače by nemusel začít fungovat, pokud by nebyly po připojení napájecího napětí nabitý „bootstrap“ kondenzátory. Obvod HIP4081A však při přechodu napětí na pinu DIS (slouží k deaktivaci obvodu) z logické úrovně 1 na 0 sepne na dobu asi 500 ns dolní tranzistory v plném mostu. Tím je zajištěno nabití „bootstrap“ kondenzátorů. U obvodu HIP4081A lze také měnit hodnotu deadtime připojenými odporovým trimrem.

2.2.3 Výkonové ztráty v tranzistorech MOSFET

Statické ztráty vedením jednoho tranzistoru byly určeny vztahem [1], [10]

$$P_{\text{vedením}} = I_{Def}^2 \cdot R_{DS(ON)} = \left(\sqrt{\frac{100}{8}} \right)^2 \cdot 0,096 = 1,2 \text{ W}, \quad (2.4)$$

kde I_{Def} je efektivní hodnota proudu tekoucího skrze elektrodu drain (vypočtená z výstupního výkonu a odporu zátěže), $R_{DS(ON)}$ značí hodnotu odporu tranzistoru v sepnutém stavu. Tato hodnota odporu byla uvažována dvojnásobná oproti hodnotě uvedené v katalogu při 25°C, protože parametr $R_{DS(ON)}$ se zvětšuje se zvyšující se teplotou.

Spínací ztráty lze odhadnout vztahem [1]

$$P_{sw} = \frac{5}{24} \cdot I_D \cdot U_{pwr} \cdot (t_r + t_f) \cdot f_{sw} + \frac{1}{2} \cdot C_{OSS} \cdot U_{pwr}^2 \cdot f_{sw} + \frac{1}{2} \cdot Q_{rr} \cdot U_{pwr} \cdot f_{sw}, \quad (2.5)$$

kde I_D je maximální hodnota proudu tekoucího elektrodou drain, U_{pwr} je napájecí napětí můstku, t_r a t_f značí doby náběhu a doběhu tranzistoru MOSFET, f_{sw} je spínací kmitočet, C_{OSS} značí výstupní kapacitu tranzistoru a Q_{rr} je komutační náboj diody v MOSFET tranzistoru.

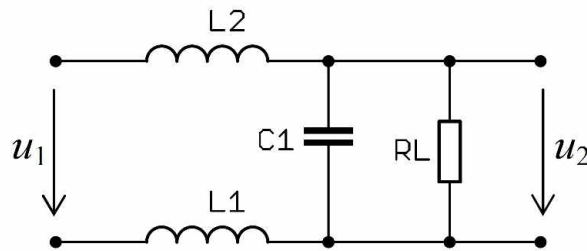
Spínací ztráty pro použitý modulátor je obtížné tímto vztahem vypočítat, protože se spínací kmitočet použitého modulátoru s rozkmitem výstupního napětí zmenšuje. Také doby t_r a t_f budou větší kvůli indukčnosti přívodních spojů a použití odporů mezi výstupem budiče a elektrodami gate. S pomocí vztahu 2.5, uvažováním $f_{sw} = 300$ kHz, hodnot z datasheetu a připočtením odhadnuté rezervy byly odhadnuté spínací ztráty určeny jako 0,70 W.

Odhad ztrát všech tranzistorů jednoho kanálu zesilovače je součet ztrát vedením a spínacích ztrát:

$$P_{celk} = 4 \cdot (P_{vedením} + P_{sw}) = 4 \cdot (1,2 + 0,7) = 7,6 \text{ W} . \quad (2.6)$$

2.3 Výstupní LC filtr

V koncovém stupni je použitý LC filtr typu dolní propust druhého řádu. Zapojení samotného filtru uvažovaného při výpočtech s připojenou čistě odporovou zátěží je vyobrazeno na obr. 2.4.



Obr. 2.4: Schéma výstupního LC filtru 2. řádu.

Přenosová funkce LC filtru na obr. 2.4 má tvar

$$K_U = \frac{1}{s^2 \cdot (L_1 + L_2) \cdot C_1 + \frac{s \cdot (L_1 + L_2)}{R_L} + 1} . \quad (2.7)$$

Aproximace výstupního filtru byla zvolena Butterworthova. Její výhodou je strmý přechod z propustného do nepropustného pásma. Přenosová funkce dolní propusti druhého řádu s Butterworthovou aproximací a mezním úhlovým kmitočtem ω_0 má přenosovou funkci

$$K_U = \frac{1}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{1,4142 \cdot s}{\omega_0} + 1} . \quad (2.8)$$

Mezní kmitočet filtru byl zvolen 35 kHz. Úpravami rovnic 2.7 a 2.8 lze získat vztah pro výpočet kondenzátoru C_1

$$C_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot 1,4142 \cdot R_L} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 35000 \cdot 1,4148 \cdot 8} = 401,7 \text{ nF} \quad (2.9)$$

a vztah pro výpočet součtu indukčností L_1 a L_2

$$(L_1 + L_2) = \frac{1,4142 \cdot R_L}{2 \cdot \pi \cdot f_0} = \frac{1,4142 \cdot 8}{2 \cdot \pi \cdot 35000} = 51,45 \text{ } \mu\text{H}, \quad (2.10)$$

kde f_0 je mezní kmitočet filtru a R_L je uvažovaná čistě odporová zátěž připojená k filtru. Indukčnosti L_1 a L_2 budou stejně velké, takže jejich výsledná velikost bude 25,73 μH .

Takto přesné kondenzátory a cívky samozřejmě sehnat nelze. V návrhu koncového stupně jsou použity na místě C_1 z obr. 2.4 dva paralelně spojené kondenzátory o kapacitě 330 nF a 22 nF. Dále jsou připojeny dva kondenzátory 100 nF z uzlů společných cívkám a kondenzátorům 330 nF a 22 nF na zem.

Za tímto filtrem je připojen z důvodu kompenzace impedance reproduktoru Zobelův filtr s odporem 10 Ω a kondenzátorem 150 nF.

2.4 Nadproudová ochrana

Nadproudová ochrana je zajištěna snímáním napětí na odporu 0,015 Ω (odpor R_5 v příloze A.1 a odpor R_{27} v příloze A.2). Tato ochrana zajišťuje ochranu koncového stupně pouze při zkratu mezi výstupními vodiči. Například při zkratu výstupního vodiče a země je tato ochrana neúčinná. Napětí z odporu je dále zpracováváno obvodem v příloze A.3. Úbytek napětí je veden skrze RC článek (kvůli potlačení napěťových zákmitů) a je zesílen pomocí operačního zesilovače OPA2180. Za operačním zesilovačem je zesílený signál porovnáván komparátorem LM339D s napětím z napěťového děliče tvořeného odporem a odporovým trimrem. Odporovým trimrem lze nastavit hodnotu proudu, při které zareaguje nadproudová ochrana. Výstup z komparátoru přepoklopí při nadproudu klopný obvod 74AC74D.

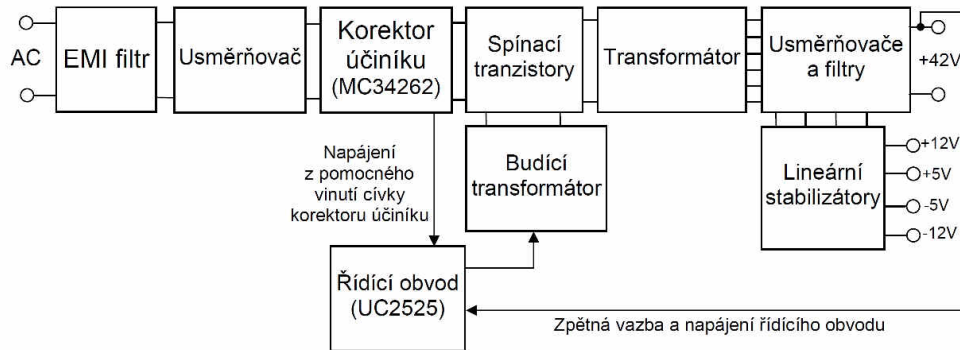
Komparátory LM339D mají výstup s otevřeným kolektorem. Toho lze využít k logickému součtu výstupů komparátorů. Klopný obvod typu D připojený za komparátory deaktivuje při zkratu oba kanály přivedením logické 1 na vstupy DIS obvodů HIP4081A.

Zkrat je signalizován rozsvícením LED. Po odstranění poruchy lze obvod znovu uvést do činnosti vypnutím a zapnutím napájecího napětí nebo stiskem tlačítka S_1 na schématu v příloze A.3. Tlačítko S_1 má sloužit především pro nastavení správné hodnoty proudového omezení, aby se nemusel neustále vypínat a zapínat zdroj.

Obvod nadproudové ochrany zároveň aktivuje zesilovač až přibližně 2 s po připojení napájení. Tím je zajištěno omezení slyšitelných přechodných jevů po zapnutí zesilovače a nabití „bootstrap“ kondenzátorů v budicím obvodu MOSFETů.

3 NÁVRH NAPÁJECÍHO ZDROJE

Navržený napájecí spínaný zdroj obsahuje korektor účinníku a spínaný dvojčinný měnič zapojený do polovičního mostu. Schéma navrženého zdroje se nachází v příloze B.1. Zjednodušené blokové schéma je vyobrazeno na obr. 3.1.



Obr. 3.1: Blokové schéma spínaného napájecího zdroje.

3.1 Korektor účinníku

Řídící obvod pro korektor účinníku byl vybrán MC34262 [11]. Zapojení tohoto obvodu v návrhu odpovídá zapojení uvedenému v katalogovém listu. Během provozu je řídicí obvod napájen pomocným vinutím cívky korektoru účinníku. Při výpočtech hodnot součástek byly využity vzorce uvedené v katalogovém listu [11]. Číslování součástek v následujících vzorcích odpovídá součástkám v návrhu v příloze B.1.

Maximální výstupní výkon korektoru účinníku ve výpočtech byl zvolen 300 W z důvodu jisté rezervy, především kvůli účinnosti následujícího měniče a koncového stupně. Výstupní napětí korektoru účinníku bylo zvoleno 360 V.

Maximální proud cívkou (ve schématu T_3) lze spočítat vztahem

$$I_{L(pk)} = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot P_{O(pfc)}}{\eta \cdot U_{AC(LL)}} = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot 300}{0,92 \cdot 190} = 4,85 \text{ A}, \quad (3.1)$$

kde $P_{O(pfc)}$ značí maximální výstupní výkon korektoru účinníku, η je předpokládaná účinnost, $U_{AC(LL)}$ je hodnota nejnižšího předpokládaného napětí v síti, při které by měl korektor účinníku pracovat správně.

Indukčnost vinutí cívky T_3 pro doporučenou hodnotu doby spínacího cyklu $t = 20 \mu\text{s}$ je

$$L_p = \frac{t \left(\frac{U_{O(pfc)}}{\sqrt{2}} - U_{AC(LL)} \right) \cdot \eta \cdot U_{AC(LL)}^2}{\sqrt{2} \cdot U_{O(pfc)} \cdot P_{O(pfc)}} =$$

$$= \frac{20 \cdot 10^{-6} \cdot \left(\frac{360}{\sqrt{2}} - 190 \right) \cdot 0,92 \cdot 190^2}{\sqrt{2} \cdot 360 \cdot 300} = 281 \mu\text{H}$$
(3.2)

kde U_O značí výstupní napětí korektoru účinníku a t je doba spínacího cyklu.

Cívka korektoru účinníku je navinuta na jádře ETD 29 se vzduchovou mezerou. Hlavní vinutí cívky má $N_p = 55$ závitů a je navinuto vysokofrekvenčním lankem. První pomocné vinutí (se čtyřmi závity) slouží k detekci nulového proudu hlavním vinutím cívky a k napájení obvodu MC34262. Druhé pomocné vinutí slouží k zajištění napájení řídicího obvodu UC2525 následujícího propustného měniče po zapnutí napájení. Tento obvod se totiž nachází na sekundární straně zdroje.

Sycení jádra cívky korektoru účinníku lze vypočítat vztahem [12]

$$B = \frac{I_{L(pk)} \cdot L_p}{A_e \cdot N_p} = \frac{4,85 \cdot 281 \cdot 10^{-6}}{0,76 \cdot 10^{-4} \cdot 55} = 0,326 \text{ T},$$
(3.3)

kde A_e je efektivní průřez jádra ETD 29. Vypočtená hodnota sycení jádra je vyšší, ale je ještě přijatelná.

Odpor R_4 sloužící ke snímání proudu se počítá vztahem

$$R_4 = \frac{U_{CS}}{I_{L(pk)}} = \frac{0,5}{4,85} = 0,1 \Omega,$$
(3.4)

kde U_{CS} je prahové napětí z katalogu.

Na základě vztahu

$$U_M = \frac{U_{AC} \cdot \sqrt{2}}{\left(\frac{R_6}{R_7} + 1 \right)},$$
(3.5)

kde U_{AC} je napájecí síťové napětí a U_M je napětí jdoucí do násobičky obvodu, byly určeny hodnoty odporů R_6 na hodnotu 1,3 M Ω a R_7 na 12 k Ω . U_M by nemělo překročit hodnotu 3 V.

Výstupní napětí korektoru účinníku $U_{O(pfc)}$ lze nastavit děličem napětí tvořeného odpory R_8 a R_9 . Pomocí vztahu

$$U_{O(pfc)} = U_{ref} \cdot \left(\frac{R_8}{R_9} + 1 \right), \quad (3.6)$$

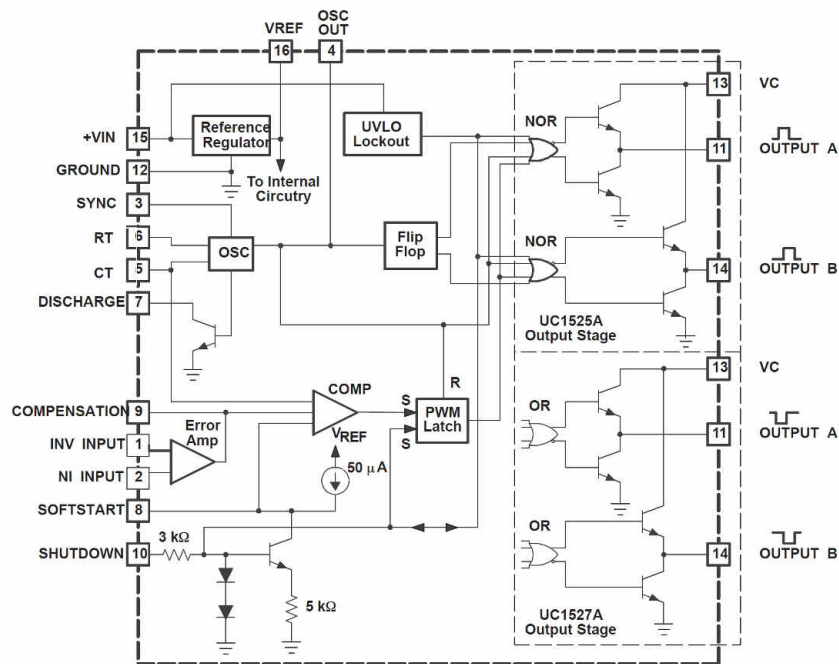
kde U_{ref} je referenční napětí o hodnotě 2,5 V, byly určeny hodnoty odporů R_8 jako 1,3 M Ω a R_9 jako 9,1 k Ω .

3.2 Poloviční most

Zapojení této části zdroje pracuje na stejném principu jako například většina spínaných zdrojů pro osobní počítače. Výstupní napětí pro napájení výkonové části koncového zesilovače by mělo být kolem 42 V. Při výpočtech byla uvažovaná střída 0,7.

3.2.1 Zapojení obvodu UC2525

Pro řízení měniče zapojeného do polovičního mostu je použitý integrovaný obvod UC2525 [13]. Vnitřní zapojení obvodu je na obr. 3.2. Jelikož se tento obvod nachází na sekundární straně zdroje, je jeho napájení po zapnutí zdroje zajištěno pomocným vinutím cívky korektoru účinníku T_3 .



Obr. 3.2: Vnitřní zapojení integrovaného obvodu UC2525 (převzato z [14]).

Spínací frekvence měniče v příloze B.1 je odporem R_{12} a kondenzátorem C_{14} nastavena přibližně na 60 kHz. Odpor R_{13} je zajištěný deadtime přibližně 1,4 μ s. Kondenzátorem C_{15} lze dosáhnout pomalého naběhnutí zdroje po zapnutí.

Spínací tranzistory Q_2 a Q_3 jsou tímto obvodem řízeny přes transformátor T_1 zapojený v obvodu dle doporučení katalogového listu [13]. Transformátor T_4 slouží

k detekci nadproudu tekoucím spínacími tranzistory. Tím je zajištěna ochrana zdroje při zkratu na výstupu. Část obvodu s tranzistorem Q_4 a odpory R_{21} , R_{22} a R_{23} slouží k vypnutí obvodu UC2525 v případě, že je jeho napájecí napětí příliš malé. Pokud by bylo napájecí napětí obvodu příliš nízké, spínací tranzistory by nebyly během spínání naplněny a docházelo by na nich k vysokým výkonovým ztrátám.

3.2.2 Návrh výstupního filtru

Aby správně fungovala regulace všech výstupních napětí navrhovaného měniče, nesmí se dostat výstupní tlumivka do módu nespojitého proudu. Pro minimální hodnotu indukčnosti výstupní tlumivky byl pro střihu 0,7 odvozen vztah [14]

$$L_0 = \frac{0,075 \cdot U_{out} \cdot T}{I_{DC(\min)}}, \quad (3.7)$$

kde U_{out} je požadované výstupní napětí měniče, T je perioda spínání měniče určená ze spínacího kmitočtu a $I_{DC(\min)}$ značí minimální proud odebíraný ze zdroje.

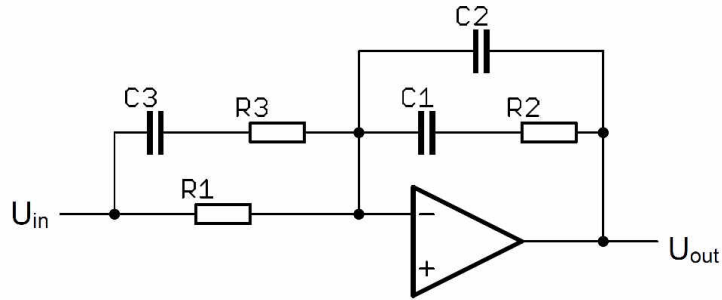
Minimální proud odebíraný ze zdroje z napájecí větve 42 V byl zvolen 200 mA, jinak by vycházela hodnota indukčnosti výstupního filtru příliš velká. Tato tlumivka musí také vydržet vysoký stejnosměrný proud. Z těchto důvodů by výstupní tlumivka musela mít pro menší $I_{DC(\min)}$ příliš velké rozměry. Pro zvolený proud 200 mA vychází hodnota indukčnosti L_2 ve schématu v příloze B.1 dle vzorce 3.7 262,5 μH . Část proudu z popisované větve je přivedena přes stabilizátor napětí na obvod UC2525, zbytek proudu je přiveden na výkonové odpory R_{34} , R_{35} a R_{36} . Podle klidového proudu odebíraného koncovým zesilovačem bude ve zkonstruovaném zdroji případně hodnota odporů R_{34} , R_{35} a R_{36} upravena tak, aby na nich vznikala pokud možno co nejmenší výkonová ztráta.

U tlumivek L_3 a L_4 mód nespojitého proudu příliš nevádí, protože jsou za nimi lineární stabilizátory a případně zvýšené výstupní napětí za tlumivkami bude menší než maximální napětí, které lineární stabilizátory snesou.

3.2.3 Návrh chybového zesilovače

Při návrhu zpětné vazby bylo postupováno dle publikace [14]. Pokud bude zisk otevřené smyčky zpětné vazby procházet jednotkovým ziskem se strmostí -20 dB na dekádu, měla by být zpětná vazba stabilní. Také fázová bezpečnost otevřené zpětnovazební smyčky by měla být alespoň 45°.

Zpětná vazba je zavedena z napájecí větve 42 V. Vzhledem k nízké mezní frekvenci výstupního LC filtru byl zvolen chybový zesilovač 3. typu [14]. Schéma zapojení takového zesilovače je na obr. 3.3. Tento zesilovač má pól v počátku, dále má dvě nuly a dva póly.



Obr. 3.3: Zpětnovazební zesilovač 3. typu.

Přenosová funkce zesilovače na obr. 3.3 má tvar

$$K_{U(EA)} = \frac{dU_{out}}{dU_{in}} = \frac{(1 + sR_2C_1) \cdot [1 + s(R_1 + R_3) \cdot C_3]}{sR_1(C_1 + C_2)(1 + sR_3C_3) \left(1 + sR_2 \frac{C_1C_2}{C_1 + C_2}\right)}. \quad (3.8)$$

Z této funkce můžeme vyjádřit frekvence pólů a nul

$$f_{z1} = \frac{1}{2\pi R_2 C_1}, \quad (3.9)$$

$$f_{z2} = \frac{1}{2\pi(R_1 + R_3)C_3} \approx \frac{1}{2\pi R_1 C_3}, \quad (3.10)$$

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi \frac{R_2 C_1 C_2}{C_1 + C_2}} \approx \frac{1}{2\pi R_2 C_2}, \quad (3.11)$$

$$f_{p2} = \frac{1}{2\pi R_3 C_3}, \quad (3.12)$$

kde f_{z1}, f_{z2} jsou frekvence nul a f_{p1}, f_{p2} jsou frekvence pólu přenosové funkce.

PWM modulovaný výstupní signál byl při uvažování zisku této části nahrazen napěťovým zdrojem, protože u dvojčinného měniče s polovičním mostem je výstupní napětí přímo úměrné střídě spínání. Bylo uvažováno, že pro střidu 0,7 je výstupní napětí měniče 42 V. Maximální napětí před LC filtrem při sepnutém tranzistoru na sekundární straně tedy bude 60 V. Z datasheetu obvodu UC2525 se lze dočíst, že minimální střída spínání bude při napětí chybového zesilovače 0,9 V, maximální střída bude při napětí 3,3 V. Z uvedených předpokladů a úbytku napětí na diodě přibližně 1 V lze pro zisk modulátoru napsat vztah

$$K_{U(\text{mod})} = \frac{60-1}{3,3-0,9} = 24,6 = 27,8 \text{ dB} . \quad (3.13)$$

Na vstup chybového zesilovače nelze přímo připojit výstupní napětí zdroje. Musí se použít odporový dělič. Hodnoty odporů odporového děliče (viz příloha B.1) jsou $R_{31} = 20 \text{ k}\Omega$ a $R_{15} = 1,3 \text{ k}\Omega$. Napěťový přenos tohoto děliče je

$$K_{U(RD)} = \frac{R_{15}}{R_{31} + R_{15}} = \frac{1300}{20000 + 1300} = 0,061 = -24,3 \text{ dB} . \quad (3.14)$$

Celkový přenos otevřené smyčky zpětné vazby (v decibelech) je součet napěťových přenosů modulátoru, LC filtru, odporového děliče a chybového zesilovače

$$K_{U(\text{celk})} = K_{U(\text{mod})} + K_{U(LC)} + K_{U(RD)} + K_{U(EA)} . \quad (3.15)$$

Mezní frekvenci LC filtru pro Bodeho aproximaci lze určit vztahem

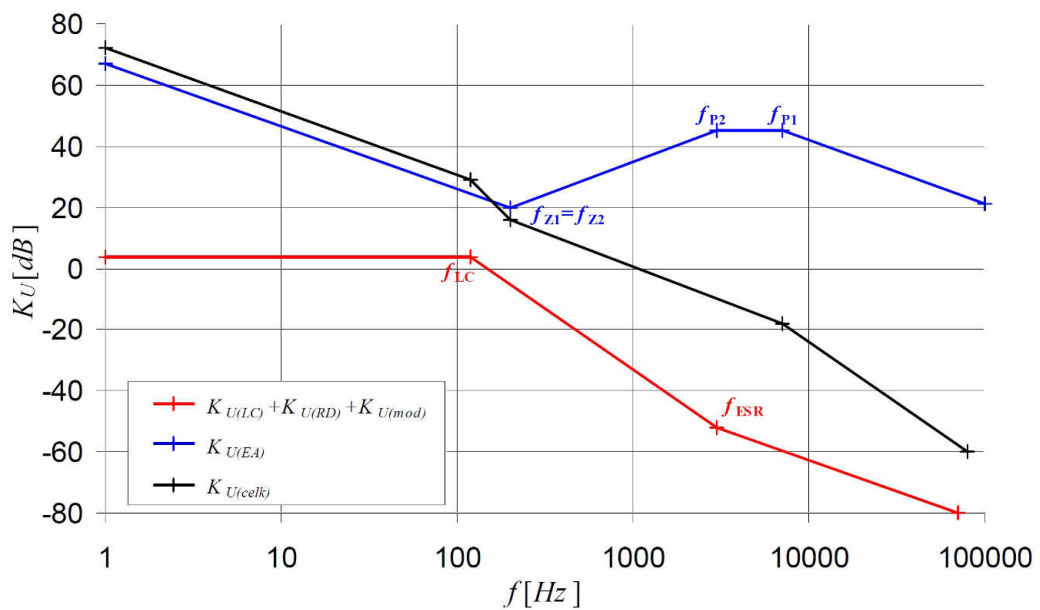
$$f_{LC} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_0}} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{270 \cdot 10^{-6} \cdot 6600 \cdot 10^{-6}}} = 119 \text{ Hz} , \quad (3.16)$$

kde L_2 je hodnota indukčnosti ve schématu v příloze B.1 a C_0 je součet kapacity C_{27} v příloze B.1 a blokovacích kondenzátorů v koncovém zesilovači v příloze A.1 a A.2. Strmost LC filtru se bude vlivem ESR elektrolytických kondenzátorů lámat ze strmosti -40 dB/dekáda na -20 dB/dekáda na kmitočtu

$$f_{ESR} = \frac{1}{2\pi R_{ESR} C_0} . \quad (3.17)$$

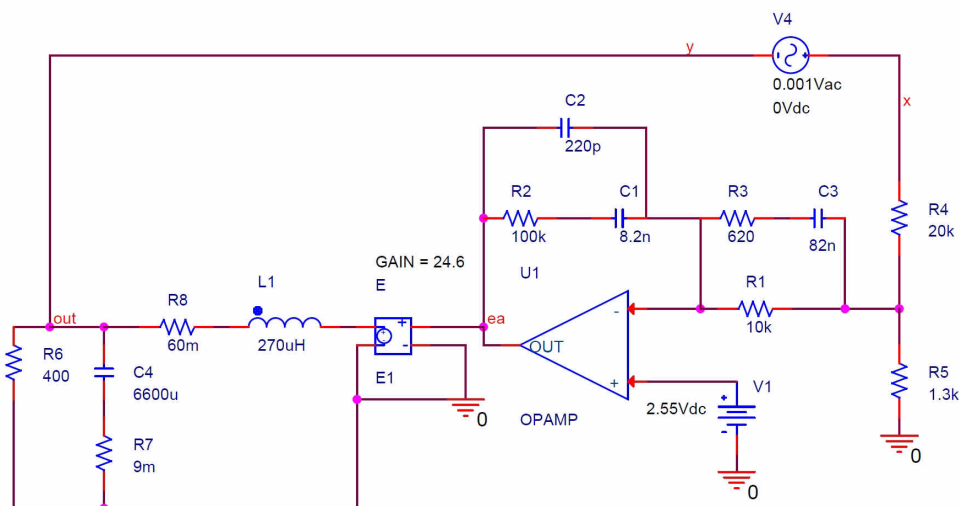
Tento kmitočet je obtížné přesně určit. S použitými kondenzátory bude uvažováno, že $f_{ESR} = 3 \text{ kHz}$.

Poloha pólů a nul chybového zesilovače byla určena graficky pomocí Bodeho aproximace tak, aby zisk otevřené smyčky zpětné vazby procházel 0 dB se strmostí -20 dB na dekádu. Bodeho aproximace součtu $K_{U(LC)} + K_{U(RD)} + K_{U(\text{mod})}$ (v dB), přenosu chybového zesilovače $K_{U(EA)}$ a celkový přenos otevřené smyčky $K_{U(\text{celk})}$ jsou znázorněny na obr. 3.4.

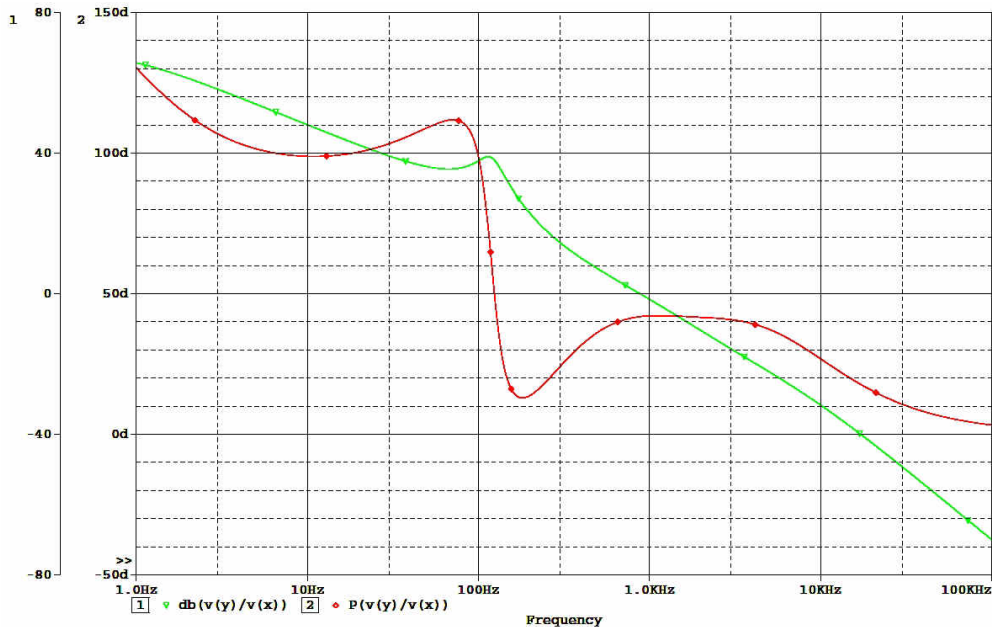


Obr. 3.4: Bodeho aproximace celkového přenosu otevřené smyčky zpětné vazby spínaného zdroje a jeho částí.

Zjednodušená smyčka zpětné vazby (obr. 3.5) s napětovým zdrojem na místě modulatoru byla nasimulována programem PSpice. Výsledná frekvenční charakteristika zisku zpětné vazby i s uvážením odporu cívky LC filtru je na obr. 3.6.



Obr. 3.5: Zjednodušené zapojení smyčky zpětné vazby pro simulaci zesílení otevřené smyčky zpětné vazby.



Obr. 3.6: Simulace frekvenční charakteristiky zjednodušené otevřené smyčky zpětné vazby.

Ze simulace můžeme vidět, že fázová bezpečnost navržené zpětné vazby je asi 42° .

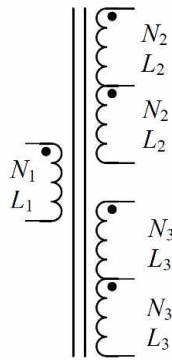
3.2.4 Návrh transformátoru

Potřebný převod transformátoru n i s uvažováním úbytků napětí na tranzistorech, diodách a tlumivce lze spočítat dle vzorce [15]

$$n = \frac{U_1 - U_Q}{U_0 + U_D + U_v + U_t} \cdot 2\delta = \frac{180 - 0,25}{42 + 0,75 + 0,33 + 0,1 \cdot 42} \cdot 0,7 = 2,661, \quad (3.18)$$

kde U_1 je střední hodnota vstupního napětí, U_Q je úbytek napětí na spínacích tranzistorech, U_0 je výstupní napětí zdroje, U_D značí úbytek napětí na diodě, U_v je napěťový úbytek na výstupní tlumivce, U_t postihuje nedokonalost obdélníkových impulzů (volí se $0,1 \cdot U_0$) a δ značí poměrnou šířku sepnutí jednoho ze spínacích tranzistoru.

Po několika iteracích bylo vybráno jádro ETD 39. Primární vinutí N_1 bude mít 38 závitů, sekundární vinutí (pro 42 V) N_2 14 závitů a druhé sekundární vinutí N_3 6 závitů. Pro tyto počty závitů vychází indukčnosti vinutí $L_1 = 3899 \mu\text{H}$, $L_2 = 529 \mu\text{H}$ a $L_3 = 97,2 \mu\text{H}$. Vinutí N_1 bude navinuto třemi vodiči o průměru 0,5 mm, N_2 čtyřmi vodiči o průměru 0,65 mm a vinutí N_3 jedním vodičem o průměru 0,5 mm. Pro tyto průměry vodičů by průměrná proudová hustota neměla překročit 3 A/mm^2 . Vinutí N_1 a N_2 jsou vinuty více vodiči o menším průměru, aby byl zmenšen vliv povrchových proudů. Vodiče by se i s izolační páskou měly vejít do okénka transformátoru. Znázorněné indukčnosti a počty závitů transformátoru jsou na obr. 3.7. Primární vinutí bude rozděleno do dvou a sekundární vinutí budou umístěna mezi rozdělené vinutí primární. Tím se dosáhne zvýšení vazby mezi primárním a sekundárním vinutím a také se sníží jev blízkosti.



Obr. 3.7: Vinutí transformátoru pro měnič s polovičním mostem.

Amplituda magnetovacího proudu tekoucího primárním vinutím navrženého transformátoru je [15]

$$I_{m1\max} = \frac{U_1 \cdot \delta \cdot T}{2 \cdot L_1} = \frac{180 \cdot 0,35}{2 \cdot 4,76 \cdot 10^{-3} \cdot 60000} = 0,135 \text{ A} . \quad (3.19)$$

Pro dostatečnou rezervu byla zvolena maximální hodnota magnetické indukce 0,2 T, což je běžná hodnota u spínaných zdrojů. Maximální magnetická indukce v jádře bude [15]

$$B_{\max} = \frac{\mu_0 \cdot \mu_p \cdot N_1 \cdot I_{m1\max}}{l_e} = \frac{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 1600 \cdot 38 \cdot 0,135}{0,0922} = 0,112 \text{ T} , \quad (3.20)$$

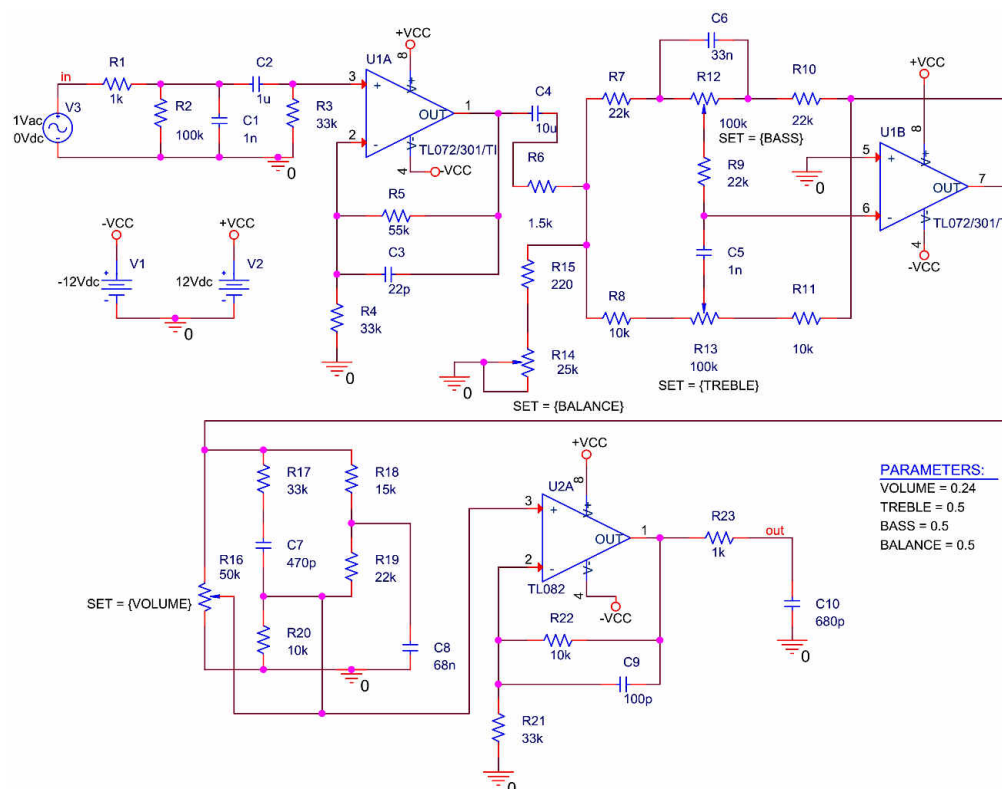
kde μ_p značí relativní permeabilitu materiálu feritového jádra a l_e je střední délka magnetické siločáry jádra určená z katalogu. Hodnota magnetické indukce 0,2 T tedy nebude překročena.

3.3 Lineární stabilizátory

Pro předzesilovač a některé obvody v koncovém stupni je zapotřebí několik nižších napětí ($\pm 12\text{V}$ a $\pm 5\text{V}$). Tyta napětí jsou získána z lineárních stabilizátorů napájených z druhého sekundárního vinutí transformátoru T_2 . Lineární stabilizátory použité v návrhu jsou často používané obvody L7805, L7812, L7905 a L7912. Použití těchto stabilizátorů by mělo zajistit nízké zvlnění výstupního napětí pro citlivější obvody.

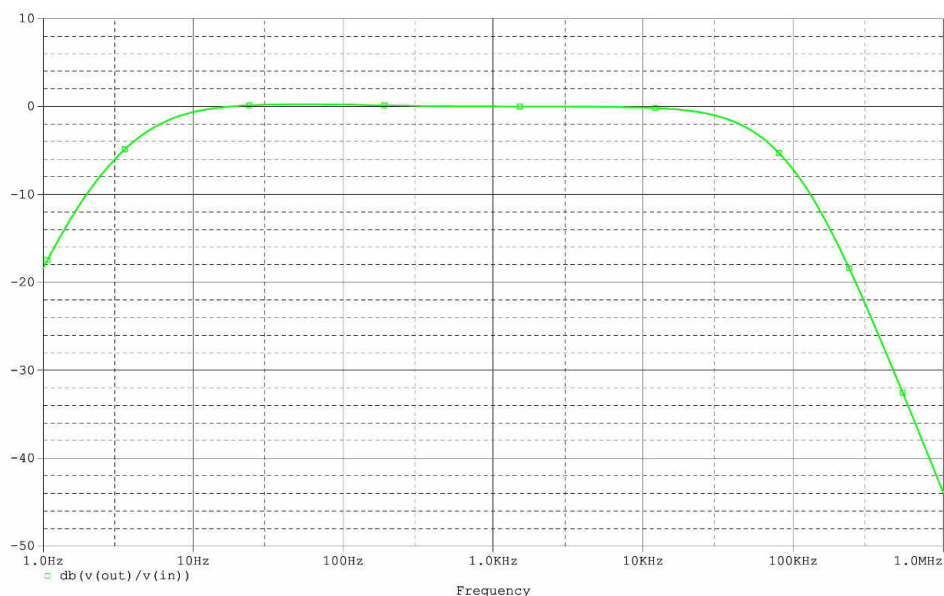
4 NÁVRH KOREKČNÍHO PŘEDZESILOVAČE

Schéma navrženého korekčního předzesilovače se nachází v příloze C.1. Tento korekční předzesilovač umožňuje nastavení hlasitosti, hloubek, výšek a balancí. Přepínačem lze vybrat, zda nastavení hlasitosti bude normální nebo fyziologické. Vstupní citlivost lze v případě potřeby měnit trimry R4 a R5 (příloha C.1). Výstupní impedance navrženého zapojení je 1 k Ω . Spolu s kondenzátorem 680 pF tvoří výstupní impedance předzesilovače záměrně dolní propust o vysokém mezním kmitočtu. Simulován byl pouze jeden kanál předzesilovače. Zapojení jednoho kanálu (s připojeným obvodem fyziologické regulace hlasitosti) v programu PSpice je na obr. 4.1.



Obr. 4.1: Zapojení jednoho kanálu korekčního předzesilovače v programu PSpice.

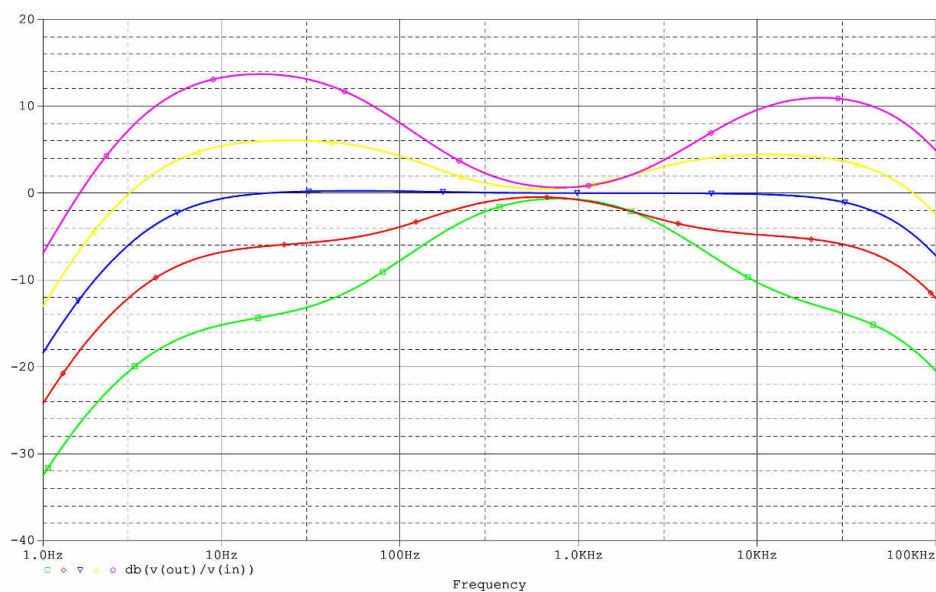
Zapojení je navrženo tak, aby začala frekvenční charakteristika klesat hned za akustickým pásmem. Je to z důvodu, aby předzesilovač zesiloval pokud možno co nejméně rušení zdroje a koncového zesilovače. Na obr. 4.2 se nachází simulovaná frekvenční charakteristika předzesilovače s hlasitostí nastavenou tak, aby měl předzesilovač v audio pásmu zisk 0 dB, a s odpojeným obvodem fyziologického nastavení hlasitosti.



Obr. 4.2: Modulová frekvenční charakteristika přenosu předzesilovače bez korekcí a bez fyziologického nastavení hlasitosti.

4.1 Korekce hloubek a výšek

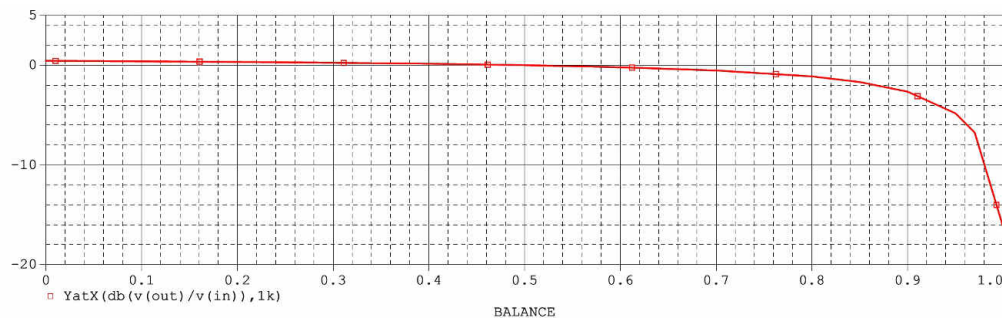
Zapojení korekcí hloubek a výšek je jednou z modifikací Baxandallova korektoru. Tato část předzesilovače je převzata a částečně modifikována ze zdroje [16]. Pásmo kmitočtů, která lze nastavovat, leží více na krajích akustického pásma, než je u podobných zapojení obvyklé. Simulace frekvenčních charakteristik pro různá nastavení hloubek a výšek jsou zobrazena na obr. 4.3. Hlasitost (bez fyziologické regulace) v simulaci byla nastavena tak, aby zisk bez korekcí byl 0 dB. Lze tak lépe pozorovat rozsah nastavení korekcí.



Obr. 4.3: Simulace přenosu předzesilovače pro různá nastavení hloubek a výšek.

4.2 Korekce balance

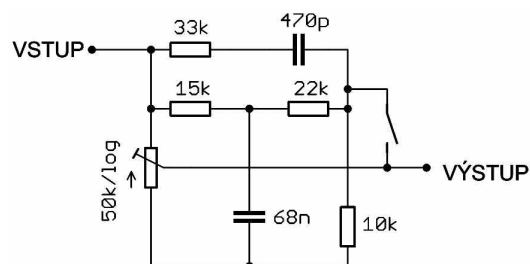
Obvod balance je ve schématu v příloze C.1 tvořen rezistory R_{17} , R_{18} , R_{19} , R_{20} a potenciometrem R_6 . Zapojení s těmito součástkami bylo vloženo před vstup Baxandallova korektoru kvůli tomu, že frekvenční charakteristika byla takto méně zvlněná, než kdyby se ten samý obvod připojil před obvod nastavení hlasitosti (frekvenční charakteristiku ovlivňoval obvod fyziologického nastavení hlasitosti). Tento problém by bylo možné řešit také například oddělením nastavení balancí pomocí dalšího operačního zesilovače. Simulovaný rozsah nastavení balance pro jeden kanál je zobrazen na obr. 4.4.



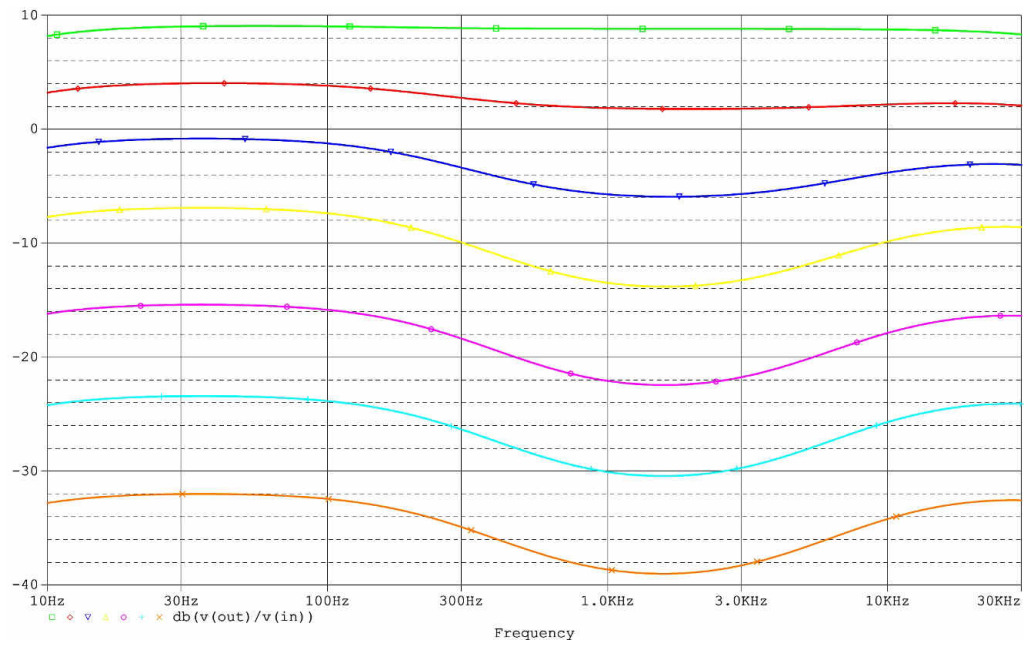
Obr. 4.4: Simulace přenosu předzesilovače v závislosti na poloze potenciometru (jeden kanál).

4.3 Fyziologické nastavení hlasitosti

Zapojení fyziologického nastavení hlasitosti na obr. 4.5 je převzato ze zdroje [17]. Zapojení tohoto obvodu bylo doplněno spínačem, aby ho bylo možné v případě potřeby vypnout. Také hodnoty některých součástek byly mírně změněny, aby bylo dosaženo plynulejší změny frekvenční charakteristiky. Zdůraznění hloubek a výšek tímto obvodem není tak výrazné, jak je tomu u jiných zapojení. Je to kvůli jednoduchosti popisovaného zapojení. Simulace frekvenční charakteristiky pro různá nastavení hlasitosti jsou na obr. 4.6.



Obr. 4.5: Zapojení fyziologického nastavení hlasitosti (převzato a upraveno z [17]).



Obr. 4.6: Simulace fyziologického nastavení hlasitosti.

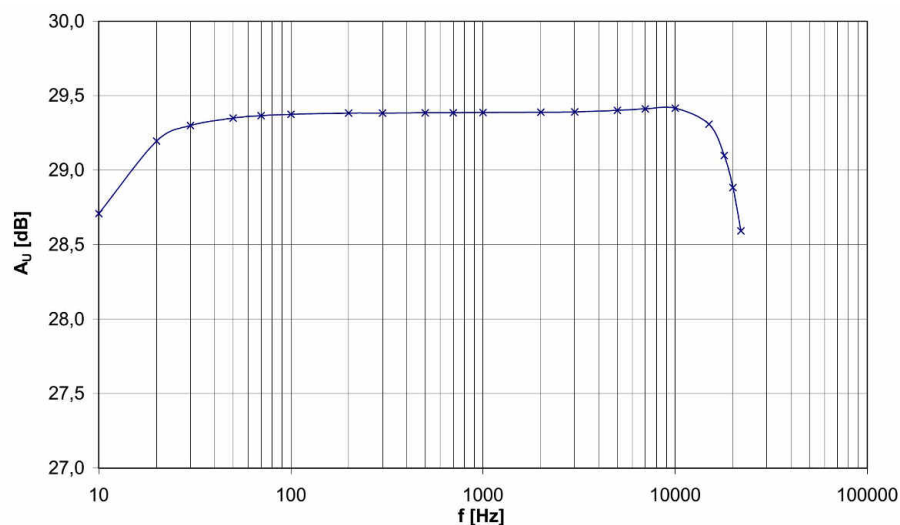
5 MĚŘENÍ REALIZOVANÉHO ZESILOVAČE

5.1 Měření koncového zesilovače

Spínací frekvence obou kanálů byly trimry R8 a R30 na schématu v příloze A1 a A2 nastaveny na kmitočty přibližně 395 kHz a 435 kHz. Tyto frekvence je vhodné nastavit tak, aby rozdíl spínacích kmitočtů neležel v audio pásmu. Spínací kmitočty by se mohly na nějaké nelinearitě zesilovače směřovat a způsobit rušení v akustickém pásmu. Pokusné nastavení spínacích kmitočtů blízko sebe však při poslechu šumu zesilovače z reproduktorů slyšitelné „pískání“ nezpůsobilo.

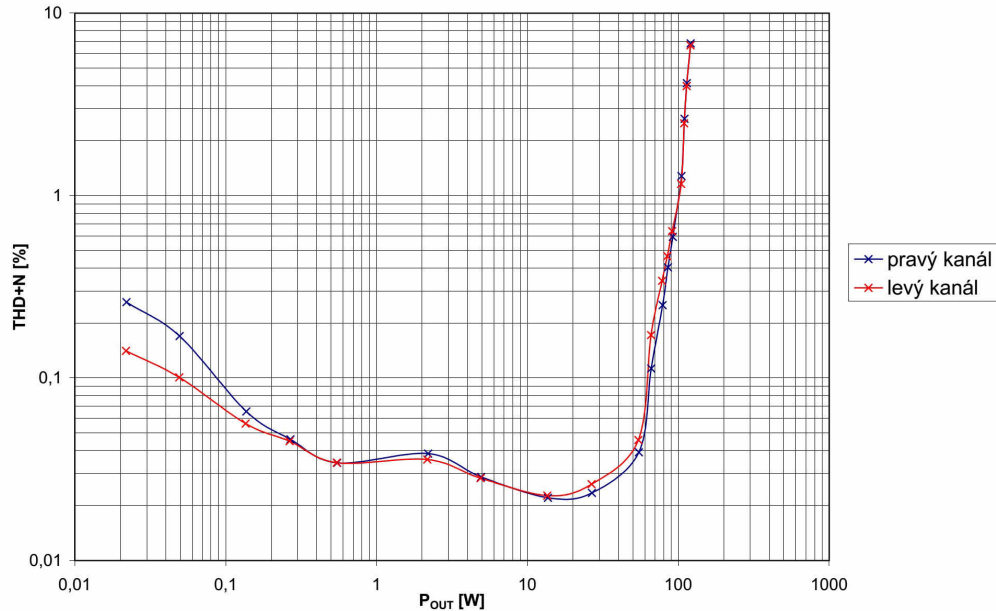
Frekvenční charakteristika a zkreslení koncového zesilovače byly změřeny pomocí přístroje Audio Precision Portable One. Tento přístroj umožňuje zvolit si interní filtr pro vstupní signál. Tato vlastnost je pro měření zesilovačů třídy D velmi výhodná. Tímto filtrem lze jednoduše odstranit vysokofrekvenční složky signálu na výstupu zesilovače a pronikání rušení zdroje na výstup. Pro jistotu byl před vstup popisovaného přístroje zařazen jednoduchý RC filtr o mezním kmitočtu 48,2 kHz. Jako zátěž byl použit výkonový rezistor o odporu $R_Z = 8 \Omega$.

Frekvenční charakteristika sestaveného koncového zesilovače (obr. 5.1) je průměr frekvenčních charakteristik obou kanálů. Při vynesení obou kanálů do jednoho grafu se totiž průběhy překrývaly a nebyly přehledné. Měření probíhalo při vstupním signálu o úrovni $U_{IN} = 300 \text{ mV}_{PP}$, čemuž odpovídá výstupní výkon zesilovače $P_{OUT} = 4,9 \text{ W}$. U tohoto měření se na vyšších kmitočtech již začal mírně projevovat útlum RC filtru použitého při měření, proto byla frekvenční charakteristika pomocí známého přenosu tohoto filtru korigována. Zesílení zesilovače v audio pásmu se pohybuje kolem hodnoty 29,4 dB.



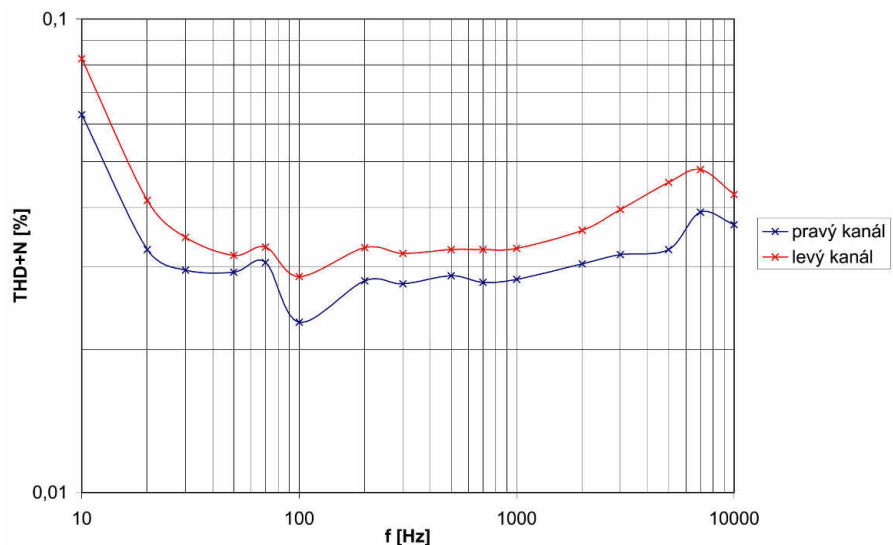
Obr. 5.1: Modulová frekvenční charakteristika přenosu koncového zesilovače.

Během měření zkreslení včetně šumu (THD+N) byl na přístroji Audio Precision nastaven filtr <10 Hz – 30 kHz. Zkreslení v závislosti na výstupním výkonu (obr. 5.2) bylo měřeno na kmitočtu 1 kHz.



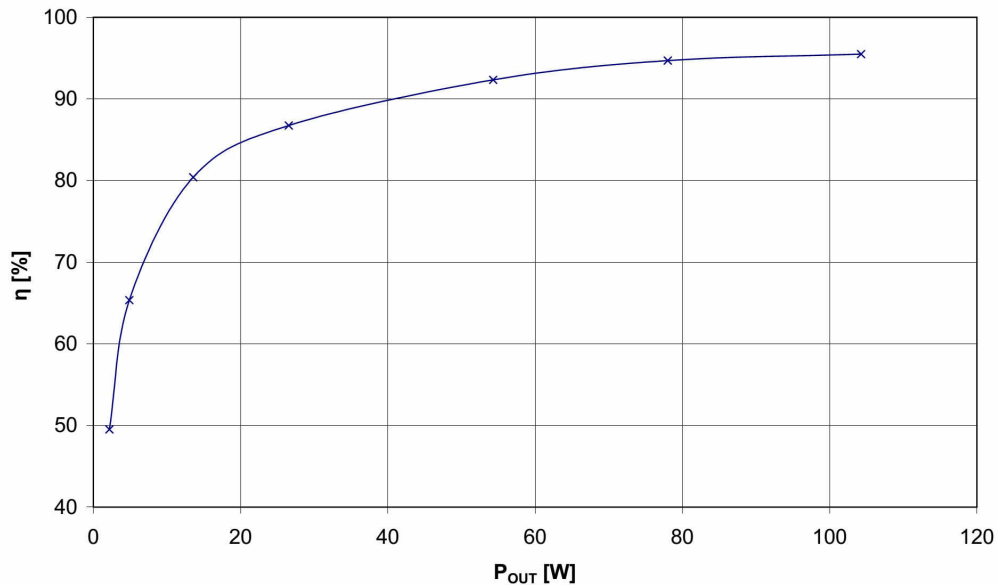
Obr. 5.2: Zkreslení THD+N koncového zesilovače na kmitočtu 1 kHz v závislosti na výstupním výkonu.

Zkreslení v závislosti na vstupním kmitočtu (obr. 5.3) bylo měřeno při vstupním signálu $U_{IN} = 300 \text{ mV}_{PP}$, čemuž odpovídá výstupní výkon zesilovače přibližně $P_{OUT} = 4,9 \text{ W}$. Měření bylo pouze do kmitočtu 10 kHz, protože měření na vyšších kmitočtech nemá vzhledem k použitému měřicímu filtru smysl. Při tomto měření vyšlo zkreslení na kmitočtu 100 Hz nejnižší. Je to zřejmě z důvodu, že součástí šumu zesilovače mohl být i dvojnásobek síťového kmitočtu o nízké úrovni.



Obr. 5.3: Zkreslení THD+N koncového zesilovače v závislosti na kmitočtu ($P_{OUT} = 4,9 \text{ W}$).

Účinnost koncového zesilovače (obr. 5.4) byla měřena při zatížení pouze jednoho kanálu. Druhý kanál byl nezatížen.



Obr. 5.4 Účinnost koncového zesilovače v závislosti na výstupním výkonu.

Účinnost byla počítána vztahem

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{\sum_{i=1}^k U_i \cdot I_i} \cdot 100 \% = \frac{U_{OUT}^2}{\sum_{i=1}^k U_i \cdot I_i} \cdot 100 \% , \quad (5.1)$$

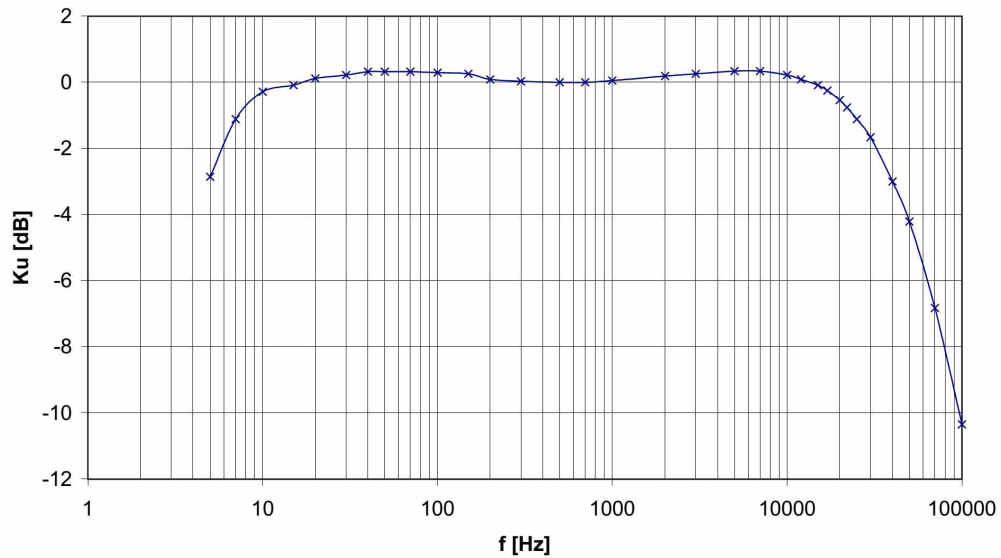
kde P_{OUT} je výstupní výkon zesilovače, U_{OUT} je výstupní napětí zesilovače, a $\sum_{i=1}^k U_i \cdot I_i$

je suma součinu všech napájecích napětí a proudů, což značí výkon dodávaný zdrojem do všech napájecích svorek zesilovače. Bez vstupního signálu koncový zesilovač odebírá výkon pouze 1,9 W. Dosažená účinnost je relativně vysoká. Důvodem je zřejmě použití především kvalitních tranzistorů s nízkým $R_{DS(ON)}$, s nízkou výstupní kapacitou C_{OSS} a s krátkou dobou náběhu a doběhu t_r a t_f . Také spínací kmitočet zesilovače se snižuje se zvyšujícím se rozkmitem výstupního napětí, což způsobuje nižší spínací ztráty.

5.2 Měření korekčního předzesilovače

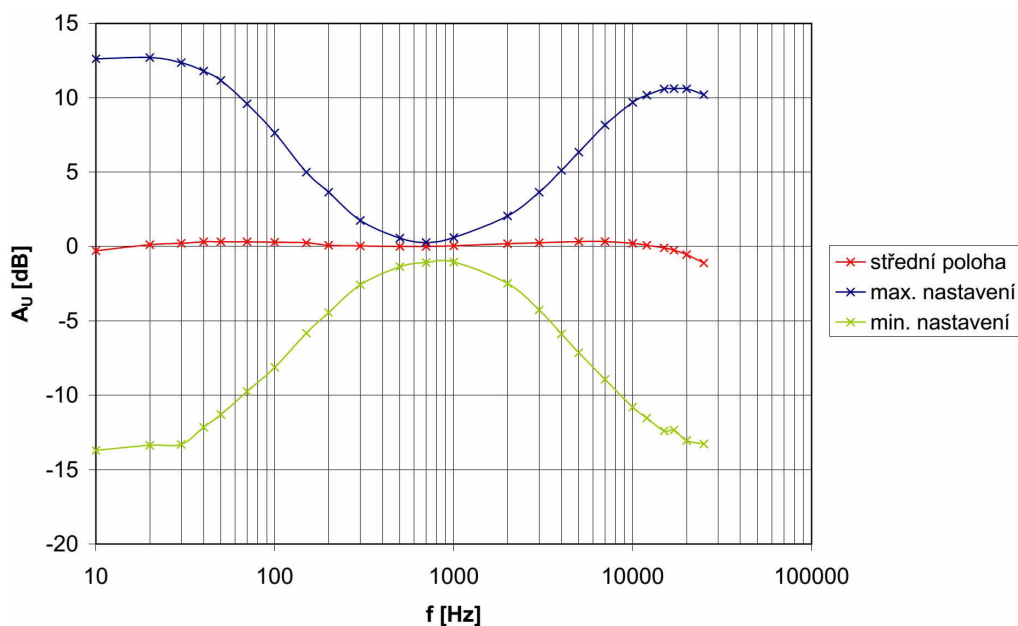
Měření frekvenčních charakteristik předzesilovače bylo důkladně provedeno pouze pro jeden kanál. Druhý kanál byl změřen pro kontrolu v menším počtu bodů. Získané hodnoty z obou kanálů se nelišily o více než přibližně 1 dB. Z tohoto důvodu jsou frekvenční charakteristiky uvedeny pouze pro levý kanál.

Během měření frekvenční charakteristiky bez korekcí (obr. 5.5) bylo vstupní napětí $U_{IN} = 500 \text{ mV}_{\text{RMS}}$ a hlasitost byla potenciometrem nastavena tak, aby v audio pásmu byl zisk předzesilovače přibližně 0 dB. Mírné zvlnění frekvenční charakteristiky je způsobené nepřesným nastavením korekcí frekvenční charakteristiky.



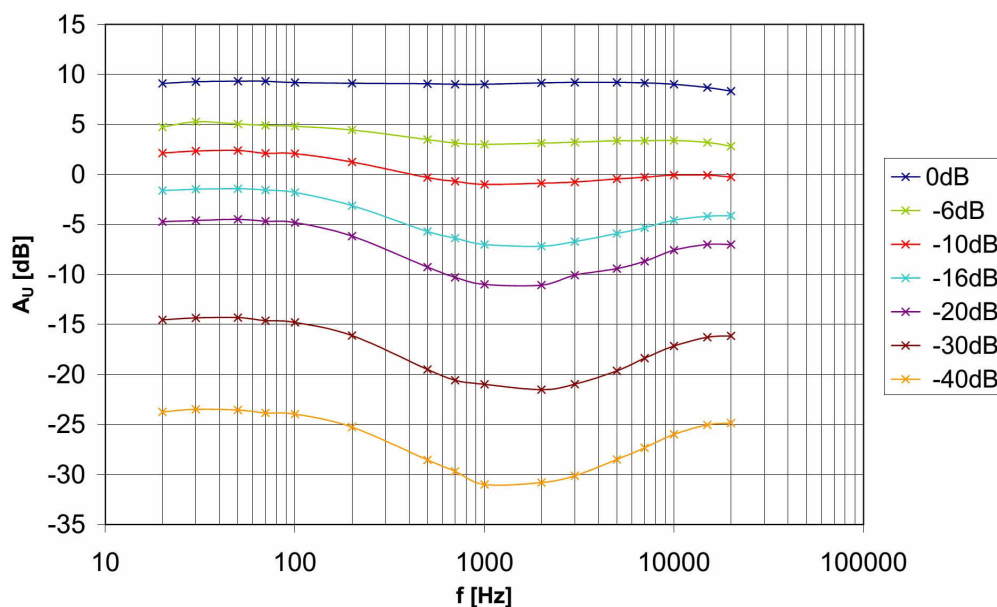
Obr. 5.5: Modulová frekvenční charakteristika předzesilovače s korekcemi frekvenční charakteristiky ve střední poloze.

Vliv korekcí frekvenční charakteristiky (obr. 5.6) byl měřen pro střední polohu potenciometrů, maximální vytočení korekcí doprava a maximální vytočení korekcí doleva.



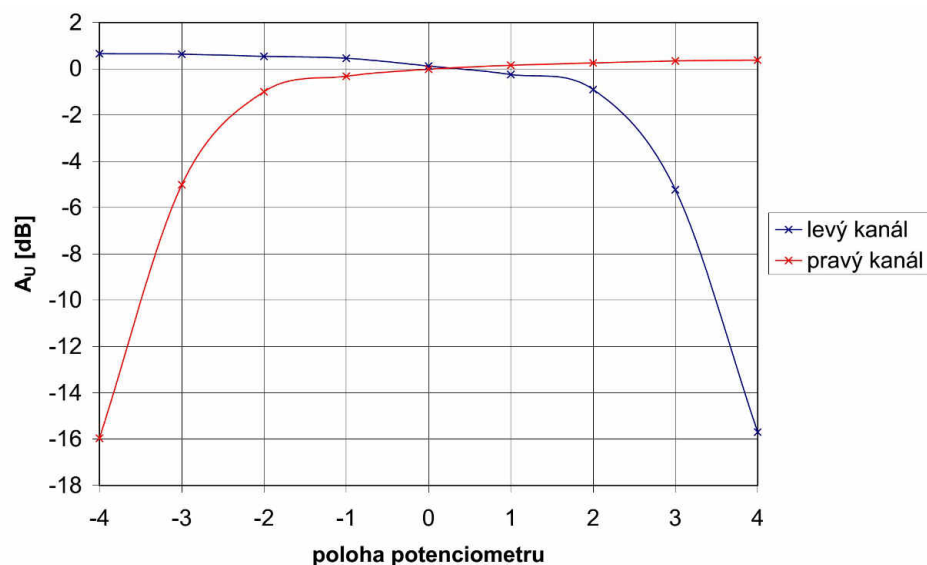
Obr. 5.6: Vliv korekcí kmitočtové charakteristiky (nastavení hloubek a výšek) na přenos předzesilovače.

Vliv fyziologického nastavení hlasitosti na frekvenční charakteristiku se nachází na obr. 5.7. Křivky jsou popsány ziskem předzesilovače na frekvenci 1 kHz vůči zisku, který má předzesilovač při maximálním nastavení hlasitosti na frekvenci 1 kHz.



Obr. 5.7: Vliv nastavení fyziologické hlasitosti na přenos předzesilovače.

Balance byly změřeny pro několik poloh nastavení příslušného potenciometru (obr. 5.8). Výraznějšího rozdílu hlasitosti mezi oběma kanály je dosaženo až při větším vytočení potenciometru ke kraji.



Obr. 5.8: Zisk obou kanálů zesilovače v závislosti na poloze potenciometru nastavení balance.

V tabulce 5.1 je uveden dynamický rozsah předzesilovače. Pro výpočet dynamického rozsahu (rovnice 5.2) byla jako spodní hranice vzata úroveň naměřeného

šumového napětí $U_{OUT(\text{šum})}$ na výstupu předzesilovače při maximálním nastavení hlasitosti. Protože pro vybuzení koncového zesilovače na 100 W výkonu v jednom kanálu je zapotřebí $U_{OUT(\text{max})}$ 0,955 V_{RMS}, jako horní hranice pro výpočet byla brána tato hodnota, i když výstupní signál předzesilovače začne být limitován při mnohem větším výstupním napětí, takže dynamický rozsah samotného předzesilovače je ve skutečnosti větší. Výstupní šumové napětí předzesilovače bylo měřeno milivoltmetrem Grundig MV100.

$$DR = 20 \cdot \log\left(\frac{U_{OUT(\text{max})}}{U_{OUT(\text{šum})}}\right), \quad (5.2)$$

DR značí dynamický rozsah.

Tab. 5.1: Dynamický rozsah předzesilovače

	$U_{OUT(\text{šum})}$	DR
Levý kanál	22,9 μV	92,4 dB
Pravý kanál	22,4 μV	92,6 dB

Přeslech předzesilovače v tabulce 5.2 byl měřen při nastavení maximální hlasitosti a výstupním napětí 500 mV. Přeslech z pravého do levého kanálu byl vypočítán pomocí vzorce

$$XT = 20 \cdot \log\left(\frac{U_{OUT,L}}{U_{OUT,R}}\right), \quad (5.3)$$

kde XT značí přeslech mezi kanály. Přeslech z levého do pravého kanálu byl počítán obdobným vzorcem.

Tab. 5.2: Přeslech mezi kanály předzesilovače

	$f = 1 \text{ kHz}$	$f = 10 \text{ kHz}$
L -> P	-57,5 dB	-55,3 dB
P -> L	-58,8 dB	-57,2 dB

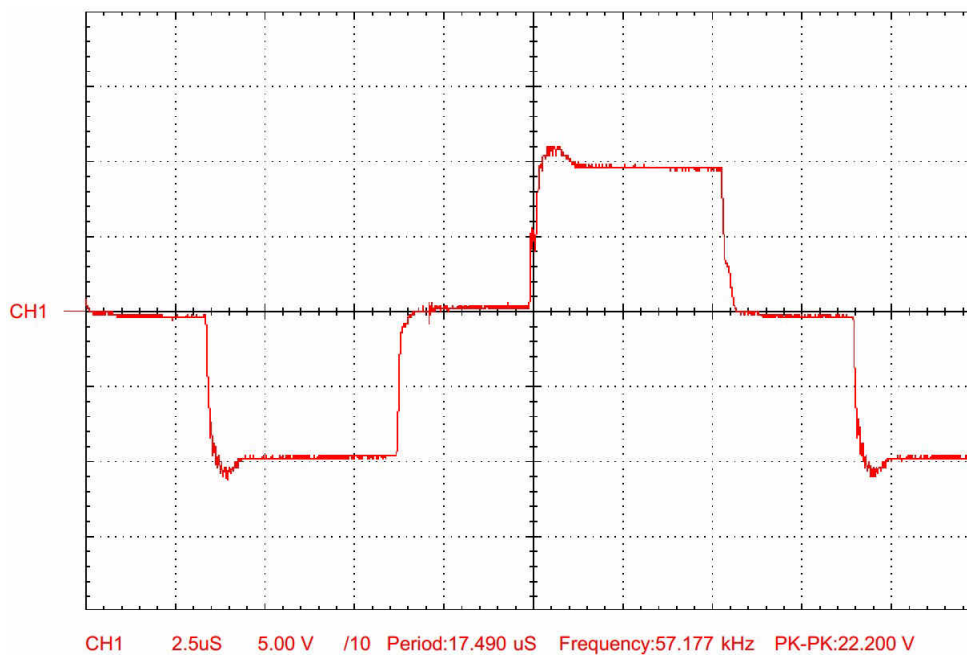
5.3 Měření spínaného zdroje

Výstupní napětí navrženého zdroje činí 41,7 V. Zdroj udržel požadované výstupní napětí i při krátkodobém zatížení zdroje odběrem proudu 10,4 A. Zdroj musí udržet správné napětí i při tomto proudu, protože koncový zesilovač může ve špičce odebrat takový proud. Zatížení tímto proudem po delší dobu by však zdroj nemusel vydržet, protože na tak velký trvalý proud nebyl navržen.

U oživeného spínaného zdroje musely být upraveny hodnoty některých součástek

v obvodu nadproudové ochrany, protože začala reagovat při menším proudu, než bylo teoreticky určeno. V obvodu nadproudové ochrany se indukovaly parazitní zákmity, které způsobily otevírání tranzistoru Q_6 na schématu v příloze B.1. Tyto rušivé zákmity se indukovaly v popisovaném obvodu zřejmě kvůli jeho blízkosti s usměřovačem výkonové napájecí větve zdroje 42 V nebo kvůli dlouhým plošným spojům k proudovému transformátoru T_4 . Problém byl odstraněn zmenšením citlivosti obvodu změnou hodnot rezistorů R_{27} , R_{42} a zvětšením kapacity filtračního kondenzátoru C_{20} . Na schématu v příloze B.1 jsou hodnoty součástek uvedeny po popisované úpravě.

Změřená spínací frekvence zdroje je 57,2 kHz. Na obr. 5.9 je zobrazen oscilogram průběhů napětí na hradle jednoho ze spínacích tranzistorů propustného měniče. Kontrola tohoto průběhu je vhodná, protože při buzení MOSFETů přes transformátor se mohou objevit na hradlech zákmity, které by zbytečně přivíraly či otevíraly tranzistory. Takový stav by mohl vést k přehřívání MOSFETů. Popisovaná situace nastává například v případě, že je rozptylová indukčnost budicího transformátoru příliš velká. Měření proběhlo se zdrojem připojeným do sítě přes oddělovací transformátor, aby bylo možné připojit ke zdroji sondu osciloskopu.



Obr. 5.9: Průběh napětí na hradle jednoho spínacího tranzistoru propustného měniče.

Z oscilogramu lze vidět, že zkoumaný průběh napětí na hradle je v pořádku.

6 ZÁVĚR

Cílem této práce bylo navrhnout a sestavit kompletní audio výkonový zesilovač ve třídě D včetně zdroje a předzesilovače, což se podařilo.

Koncový zesilovač pracující ve třídě D byl navržen v „neintegrované“ verzi v zapojení s jednotlivými operačními zesilovači, komparátorem a budičem MOSFETů. Jeho zapojení obsahuje samokmitající sigma-delta modulátor druhého řádu. Jeho výstupní výkon je 2×100 W do zátěže 8Ω při zkreslení 1 %. Naměřené THD+N se pohybuje okolo několika setin procenta ve velkém rozsahu výstupního výkonu, což je výborná hodnota. Takové zkreslení je rozhodně lidským uchem nepostřehnutelné. Některé zesilovače s modulátorem pracujícím na stejném principu, ale s MOSFETy zapojenými do polovičního mostu (např. v dokumentu [3] nebo [4]) dosahují zkreslení několik tisícín procenta. Zapojení zesilovače s použitým modulátorem může být vzhledem k počtu použitých součástek jednodušší než u klasického PWM modulátoru. Analýza či návrh konkrétního zapojení s použitým modulátorem pouze pomocí výpočtů je však složitější než u PWM modulátoru. Z tohoto důvodu byly využity například k nastavení vhodných integračních konstant integrátorů pouze simulace. I když byly simulace koncového stupně značně zjednodušené, svůj účel při návrhu splnily.

Navržený spínaný zdroj je spínaný dvojčinný propustný měnič s polovičním mostem. Před tímto měničem je zařazen aktivní korektor účinnosti. Zdroj udrží správné napětí i při maximálním odběru proudu, takže je schopen dodat koncovému zesilovači potřebný výkon. Pro napájení obvodů modulátoru koncového zesilovače a předzesilovače je použito napětí odebírané z lineárních stabilizátorů (napájených z druhého sekundárního vinutí měniče). Lineární stabilizátory byly použity z důvodu snížení napěťového zvlnění, které by mohlo vadit citlivějším obvodům.

Předzesilovač pracuje podle očekávání. Výsledky jeho simulací a naměřených hodnot se téměř neliší. Navržené zapojení předzesilovače s operačními zesilovači je relativně jednoduché.

Simulace koncového zesilovače a zdroje v programu PSpice byly zjednodušené, protože nebyly nalezeny potřebné součástky v knihovně programu. Tyto simulace sloužily především k usnadnění návrhu, ne k detailnímu ověření funkce celého zapojení. U předzesilovače byl simulován pouze jeden kanál, protože druhý by vyšel identicky. V knihovně se sice nenacházel použitý operační zesilovač, ale byl vybrán alespoň podobný, používaný v praxi pro podobné účely.

Cena navrženého zařízení je poměrně vysoká, protože především pro koncový stupeň byly vybrány kvalitnější a dražší součástky. Také zapojení koncového stupně do plného mostu zvyšuje složitost a tím i cenu obvodu. Plošný spoj pro koncový stupeň byl zadán do výroby firmě zabývající se výrobou plošných spojů, což částku také navýšilo. Celkové náklady za zhotovený zesilovač vyšly asi na 10 500 Kč. Stavba zesilovače s použitím kompletních integrovaných obvodů audio zesilovačů třídy D by vyšla podstatně levněji.

LITERATURA

- [1] ŠTÁL, Petr. *Výkonové audio zesilovače pracující ve třídě D: základní principy a konstrukce*. 1. vydání. Praha: BEN - technická literatura, 2008. ISBN 978-80-7300-230-5.
- [2] SELF, Douglas. *Audio power amplifier design handbook*. 5th ed. Oxford: Focal Press/Elsevier, 2009. ISBN 978-0-240-52162-6.
- [3] INTERNATIONAL RECTIFIER. *Reference Design: High Power Class D Audio Power Amplifier Using IR2011S* [online]. 2005 [cit. 2013-12-15]. Dostupné z: <http://www.irf.com/technical-info/refdesigns/iraudamp1.pdf>
- [4] HONDA, Jun, Manuel RODRÍGUEZ a Jorge CERREZO. INTERNATIONAL RECTIFIER. *IRAUDAMP5: 120W x 2 Channel Class D Audio Power Amplifier Using the IRS2092S and IRF6645* [online]. 2007 [cit. 2013-12-15]. Dostupné z: <http://www.irf.com/technical-info/refdesigns/iraudamp5.pdf>
- [5] HONDA, Jun a Jonathan ADAMS. INTERNATIONAL RECTIFIER. *Application Note AN-1071: Class D Audio Amplifier Basics* [online]. 2005 [cit. 2013-12-15]. Dostupné z: <http://www.irf.com/technical-info/appnotes/an-1071.pdf>
- [6] *Datasheet: MAX912/913 Single/Dual, Ultra Fast, Low-Power Precision TTL Comparators* [online]. Maxim, 2003 [cit. 2013-12-15]. Dostupné z: <http://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX912-MAX913.pdf>
- [7] *Datasheet: HIP4081A 80V/2.5A Peak, High Frequency Full Bridge FET Driver* [online]. Intersil, 2004 [cit. 2013-12-15]. Dostupné z: <https://www.intersil.com/content/dam/Intersil/documents/fn36/fn3659.pdf>
- [8] *Datasheet: IRFI4212H-117P Digital Audio Mosfet* [online]. International Rectifier, 2006 [cit. 2013-12-15]. Dostupné z: <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irfi4212h-117p.pdf>
- [9] *Datasheet: LT1220 45MHz, 250V/μs Operational Amplifier* [online]. Linear Technology, 1991 [cit. 2013-12-15]. Dostupné z: <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/1220fb.pdf>
- [10] CERREZO, Jorge. INTERNATIONAL RECTIFIER. *Application Note AN-1070: Class D Audio Amplifier Performance Relationship to MOSFET Parameters* [online]. 2008 [cit. 2013-12-15]. Dostupné z: <http://www.irf.com/technical-info/appnotes/an-1070.pdf>
- [11] *Datasheet: MC34262, MC33262 Power Factor Controllers* [online]. ON Semiconductor, 2013 [cit. 2013-12-15]. Dostupné z: http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/MC34262-D.PDF
- [12] JENCK, Laurent, Dhaval DALAL a Steve WEST. ON Semiconductor. *Power Factor Correction (PFC) Handbook: Choosing the Right Power Factor Controller Solution* [online]. 2001 [cit. 2014-05-24]. Dostupné z: <http://www.onsemi.com/pub/Collateral/HBD853-D.PDF>
- [13] *Datasheet: UC1525A, UC1527A, UC2525A, UC2527A, UC3525A, UC3527A Regulating Pulse Width Modulators* [online]. Texas Instruments, 2008 [cit. 2013-12-15]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/uc1525a.pdf>
- [14] PRESSMAN, Abraham I. *Switching power supply design*. 2nd ed. New York: McGraw-Hill, 1998, 682 s. ISBN 0-07-052236-7.

- [15] FAKTOR, Zdeněk. *Transformátory a tlumivky pro spínané napájecí zdroje*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2002, 243 s. ISBN 80-86056-91-0.
- [16] ELLIOTT, Rod. Audio Designs With Opamps - 2. *Elliott Sound Products - The Audio Pages* [online]. 2000 [cit. 2014-05-24]. Dostupné z: <http://sound.westhost.com/dwopa2.htm>
- [17] BELZA, Jaroslav. Loudness volume control. *Elektronika Jaroslav Belza* [online]. 2002 [cit. 2014-05-24]. Dostupné z: <http://www.belza.cz/audio/lpots.htm>

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

DR	Dynamický rozsah
ESR	Ekvivalentní sériový odpor
LED	Elektroluminiscenční dioda
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor (tranzistor řízený polem)
PWM	Pulzně šířková modulace
THD	Harmonické zkreslení
THD+N	Harmonické zkreslení se šumem
TTL	Tranzistorově tranzistorová logika
XT	Přeslech mezi kanály
A_e [m ²]	Efektivní průřez jádra cívky nebo transformátoru
A_U [dB]	Zisk obvodu
B [T]	Hodnota magnetické indukce
C_{OSS} [F]	Výstupní kapacita tranzistoru MOSFET
f_{sw} [Hz]	Spínací frekvence
I_D [A]	Proud tekoucí elektrodou drain tranzistoru MOSFET
K_U [-]	Přenosová funkce obvodu
l_e [m]	Střední délka magnetické siločáry jádra
M [-]	Stupeň modulace
μ_0 [Hm ⁻¹]	Permeabilita vakua ($4\pi \cdot 10^{-7}$)
μ_p [-]	Počáteční permeabilita
η [%]	Účinnost
P_{OUT} [W]	Výstupní výkon
P_{sw} [W]	Výkonové spínací ztráty tranzistoru
$P_{vedením}$ [W]	Výkonové ztráty tranzistoru vedením
$R_{DS(ON)}$ [Ω]	Odpor tranzistoru MOSFET v sepnutém stavu
R_Z [Ω]	Zatěžovací odpor
t_r [s]	Doba náběhu tranzistoru
t_f [s]	Doba doběhu tranzistoru

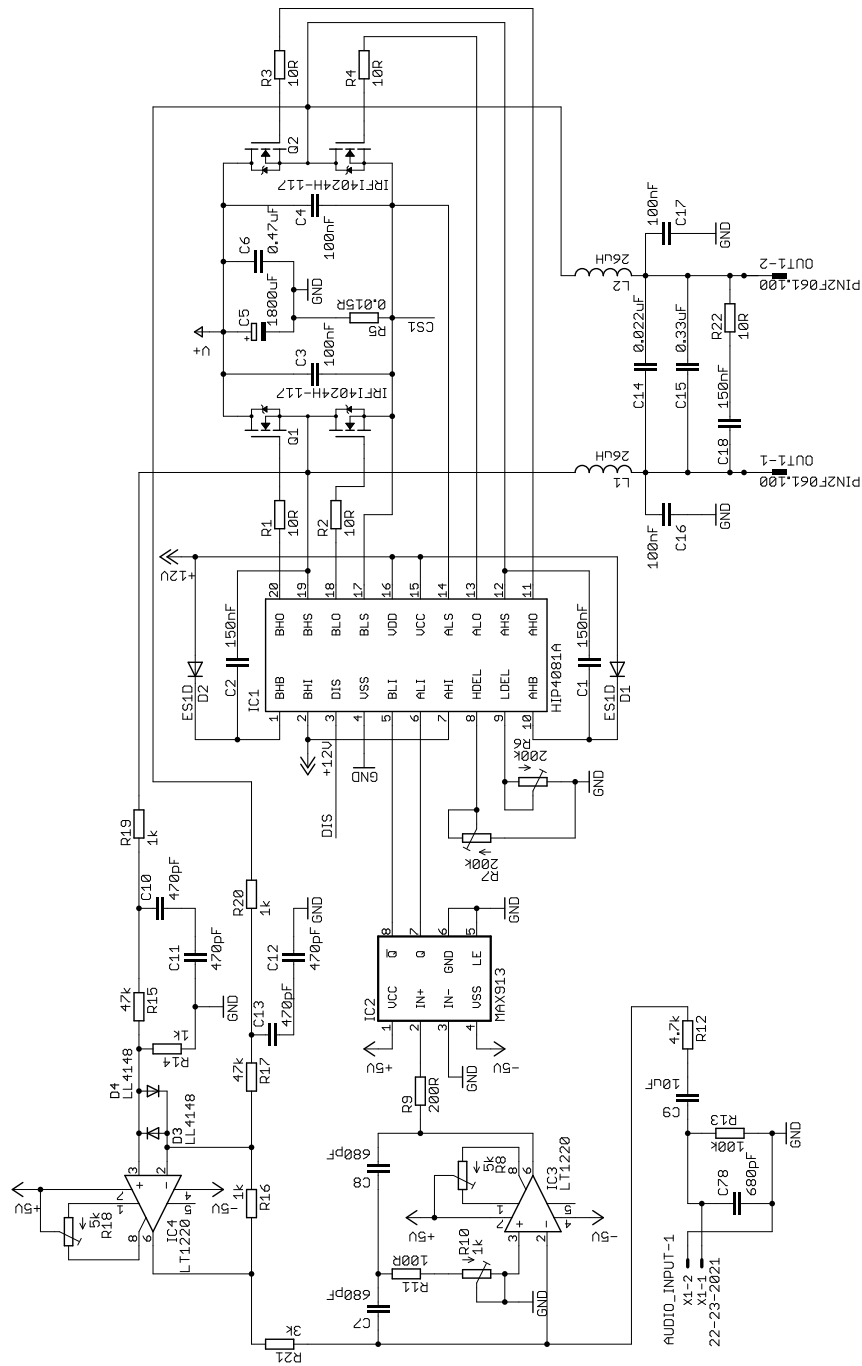
U_{IN} [V] Vstupní napětí obvodu
 U_{OUT} [V] Výstupní napětí obvodu

SEZNAM PŘÍLOH

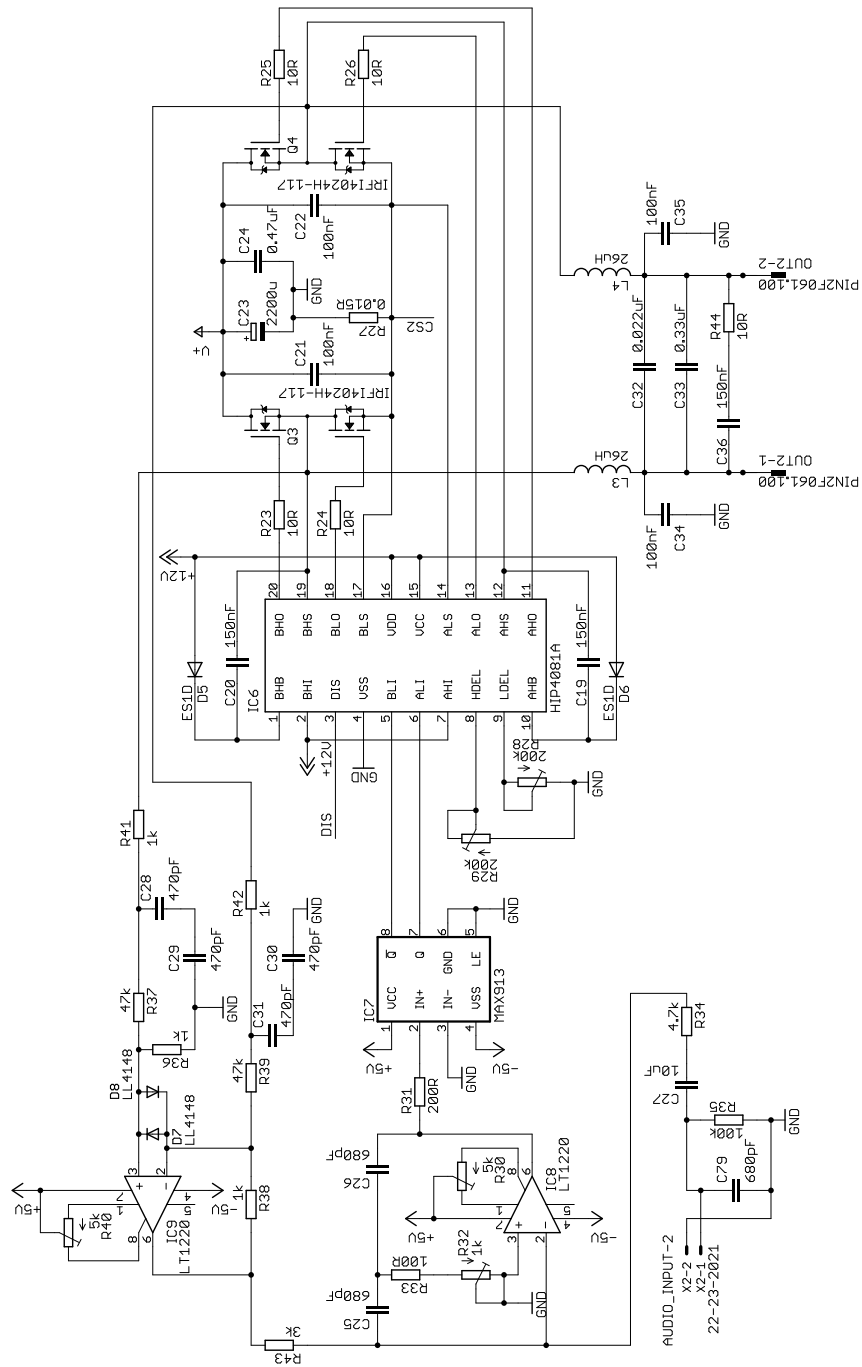
A	Návrh výkonového zesilovače	39
A.1	Schéma zapojení prvního kanálu	39
A.2	Schéma zapojení druhého kanálu	40
A.3	Schéma zapojení nadproudové ochrany a blokovacích kondenzátorů ...	41
A.4	Vrchní strana DPS	42
A.5	Spodní strana DPS	43
A.6	Osazovací výkres	44
A.7	Seznam součástek	45
B	Návrh spínaného zdroje	47
B.1	Schéma zapojení	47
B.2	Deska plošného spoje.....	48
B.3	Osazovací výkres	49
B.4	Seznam součástek	50
C	Návrh korekčního předzesilovače	53
C.1	Schéma zapojení	53
C.2	Deska plošného spoje.....	54
C.3	Osazovací výkres	54
C.4	Seznam součástek	55
D	Fotodokumentace	56
D.1	Výkonový zesilovač.....	56
D.2	Spínaný zdroj	56
D.3	Předzesilovač	57
D.4	Přední strana kompletního zesilovače.....	57
D.5	Zadní strana kompletního zesilovače.....	57
D.6	Vnitřní uspořádání zesilovače v krabici.....	58

A NÁVRH VÝKONOVÉHO ZESILOVAČE

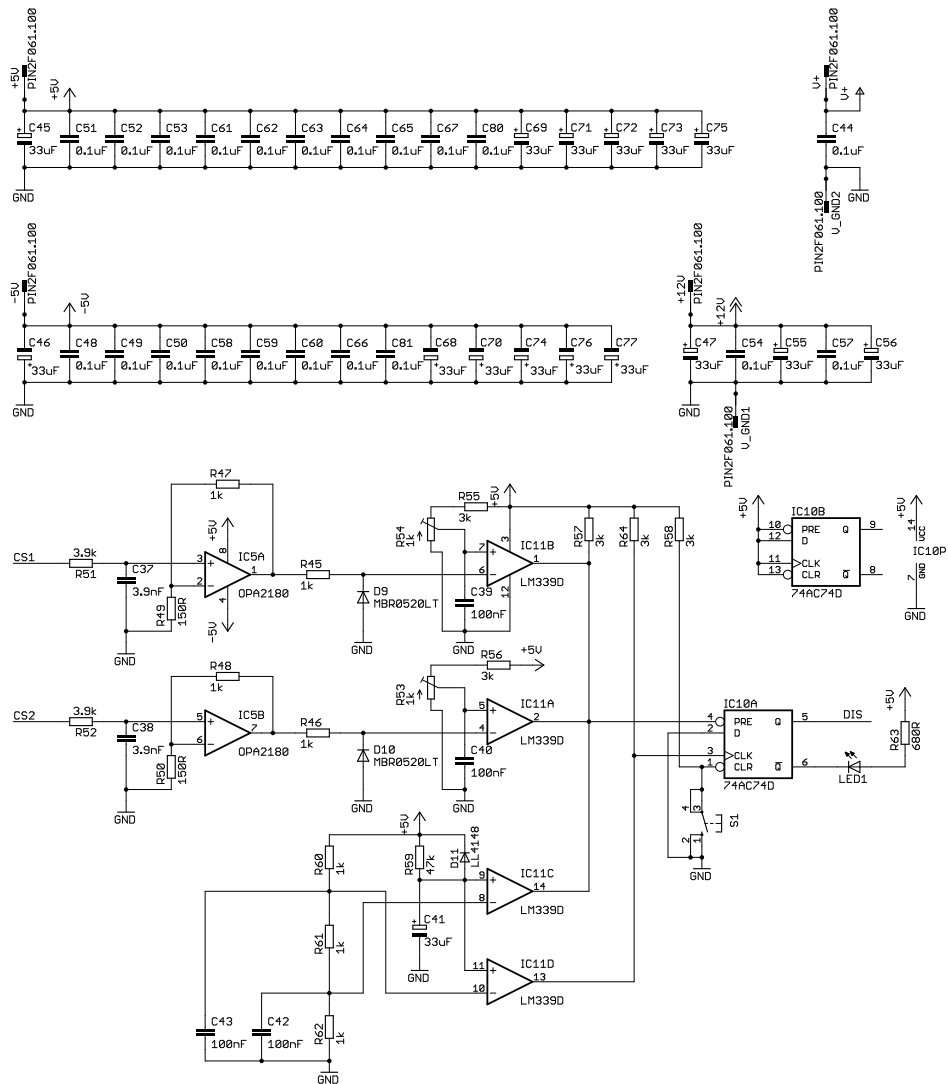
A.1 Schéma zapojení prvního kanálu



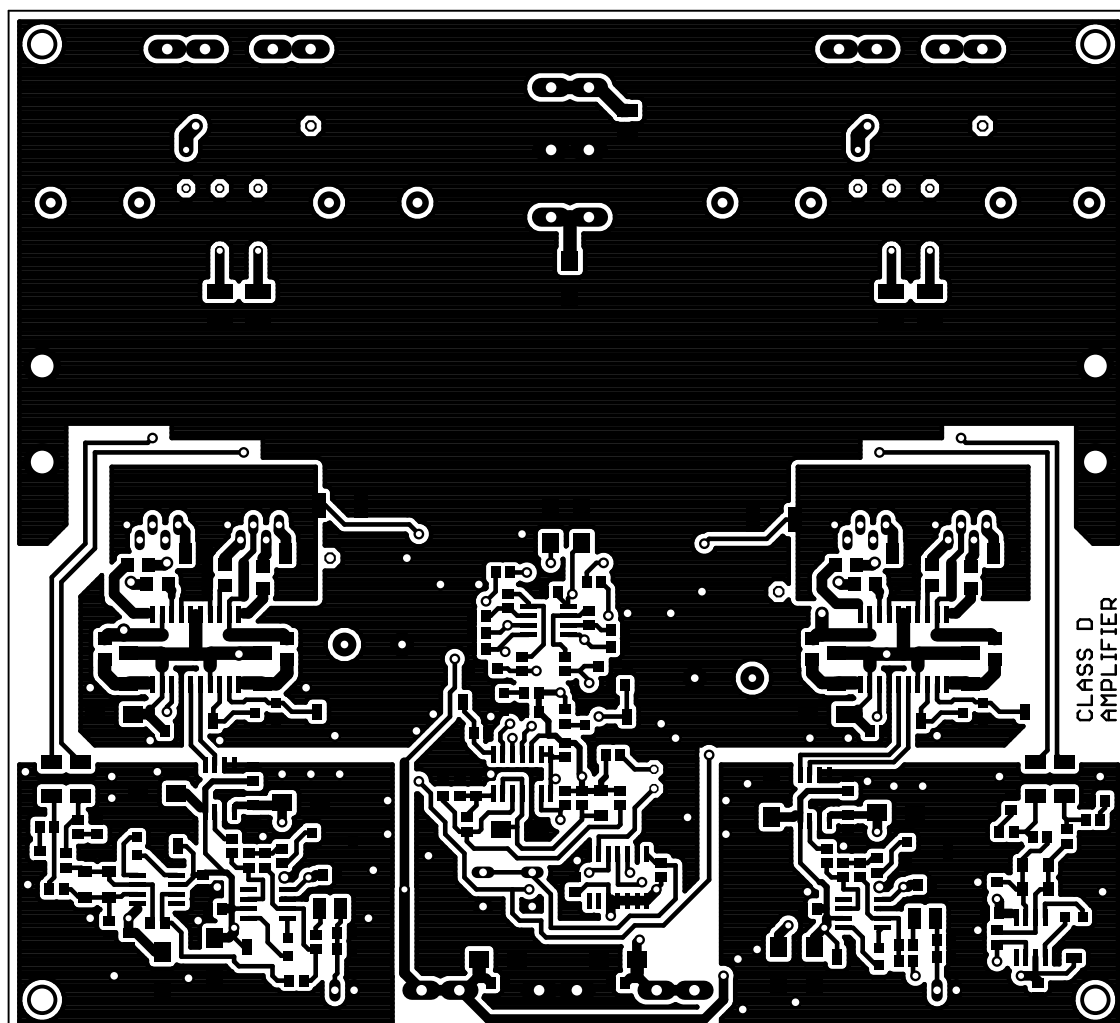
A.2 Schéma zapojení druhého kanálu



A.3 Schéma zapojení nadproudové ochrany a blokovacích kondenzátorů

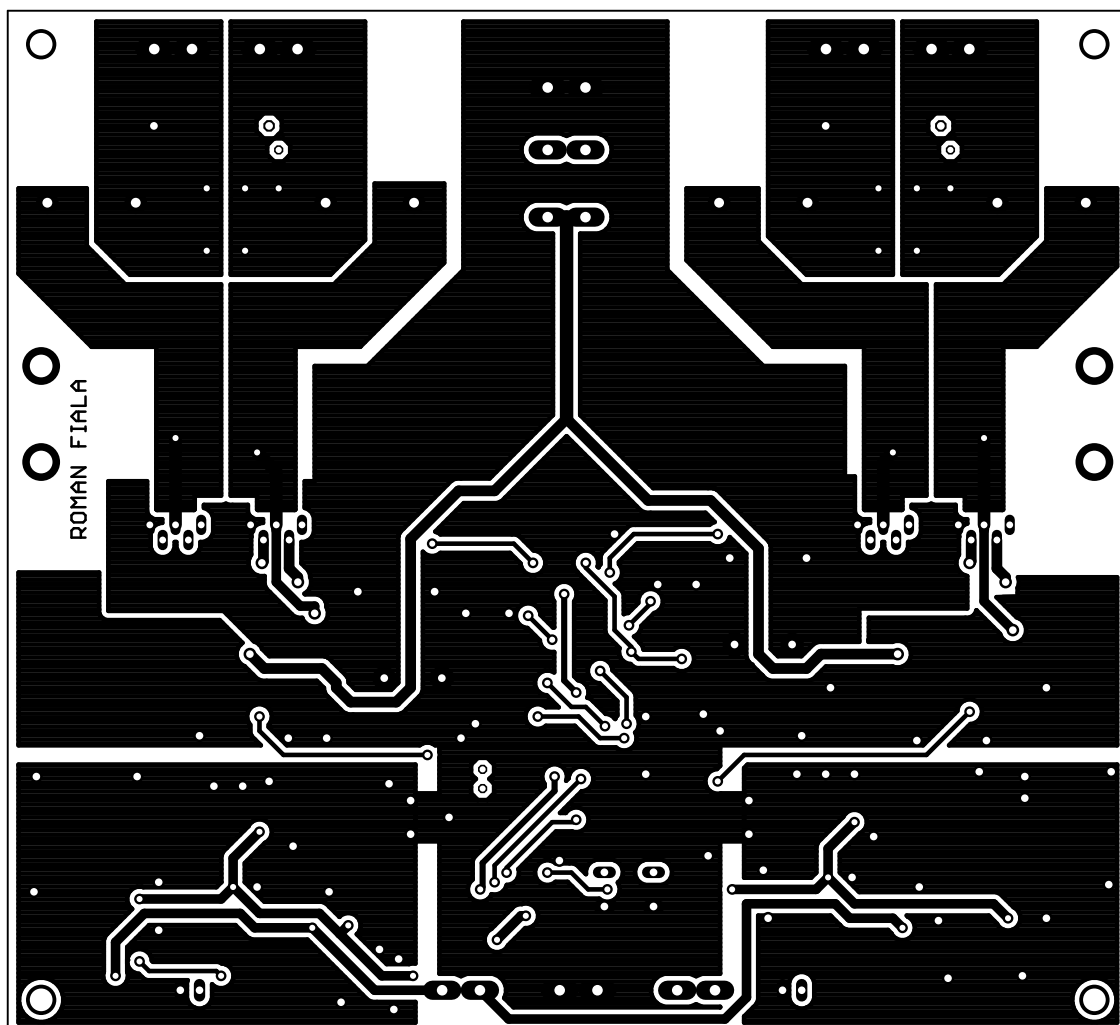


A.4 Vrchní strana DPS



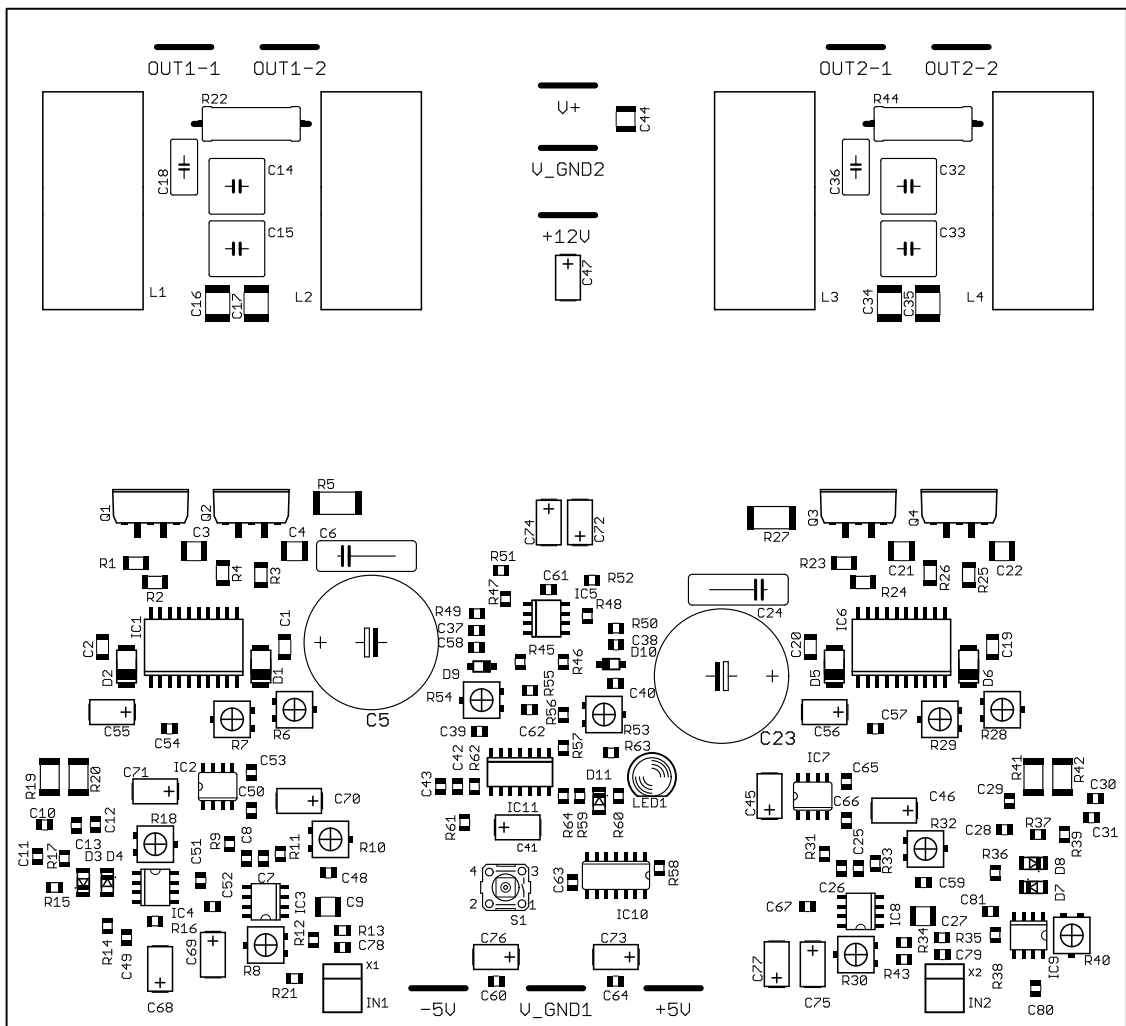
Měřítko 1:1, rozměr desky: 148,3x135,3 mm.

A.5 Spodní strana DPS



Měřítko 1:1, rozměr desky: 148,3x135,3 mm.

A.6 Osazovací výkres



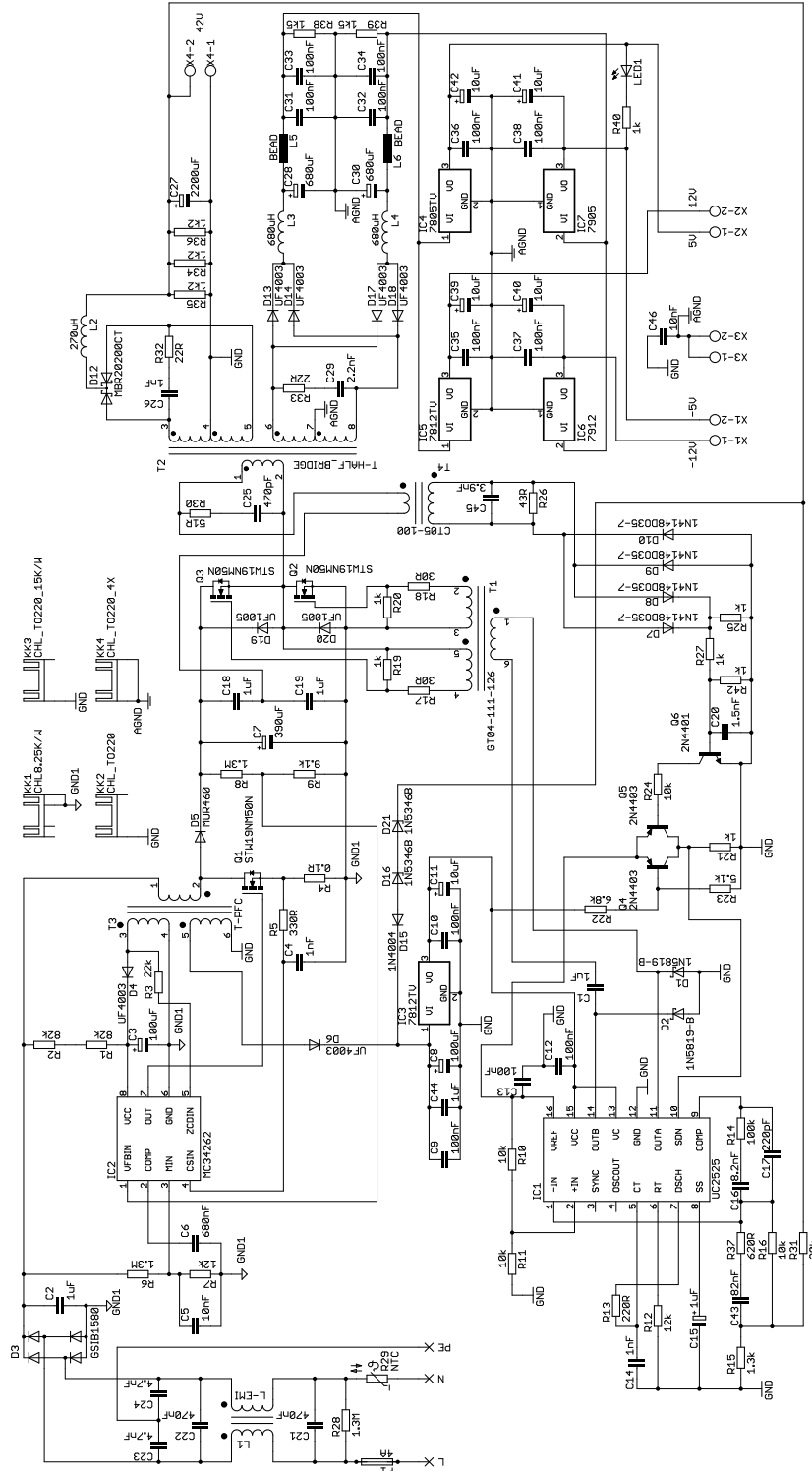
A.7 Seznam součástek

Součástka	Hodnota	Pouzdro	Popis
IC10	74AC74D	SOIC14	klopný obvod
IC1, IC6	HIP4081A	SOIC20	budič MOSFET
IC11	LM339D	SOIC14	komparátor
IC3, IC4, IC8, IC9	LT1220	SOIC8	operační zesilovač
IC2, IC7	MAX913	SOIC8	komparátor
IC5	OPA2180	SOIC8	operační zesilovač
Q1, Q2, Q3, Q4	IRFI4024H-117	TO220 5pin	dvojice MOSFET
D1, D2, D5, D6	ES1D	DO-214AC	dioda
D3, D4, D7, D8, D11	LL4148	SOD-80	dioda
D9, D10	MBR0520LT	SOD-123	Schottkyho dioda
LED1		LED5MM	LED
R5, R27	0.015R	R2512	rezistor
R14, R16, R36, R38, R45, R46, R47, R48, R60, R61, R62	1k	R0805	rezistor
R19, R20, R41, R42	1k	R2010	rezistor
R51, R52	3.9k	R0805	rezistor
R21, R43, R55, R56, R57, R58, R64	3k	R0805	rezistor
R12, R34	4.7k	R0805	rezistor
R22, R44	10R	R 0613/15	3W rezistor
R1, R2, R3, R4, R23, R24, R25, R26	10R	R1206	rezistor
R15, R17, R37, R39, R59	47k	R0805	rezistor
R11, R33	100R	R0805	rezistor
R13, R35	100k	R0805	rezistor
R49, R50	150R	R0805	rezistor
R9, R31	200R	R0805	rezistor
R63	680R	R0805	rezistor
R10, R32, R53, R54	1k	TS53YL	odporový trimr
R8, R18, R30, R40	5k	TS53YL	odporový trimr
R6, R7, R28, R29	200k	TS53YL	odporový trimr
C14, C32	22nF	C 050-075X075	fóliový kondenzátor
C15, C33	0.33uF	C 050-075X075	fóliový kondenzátor
C6, C24	0.47uF	C 102-043X133	fóliový kondenzátor

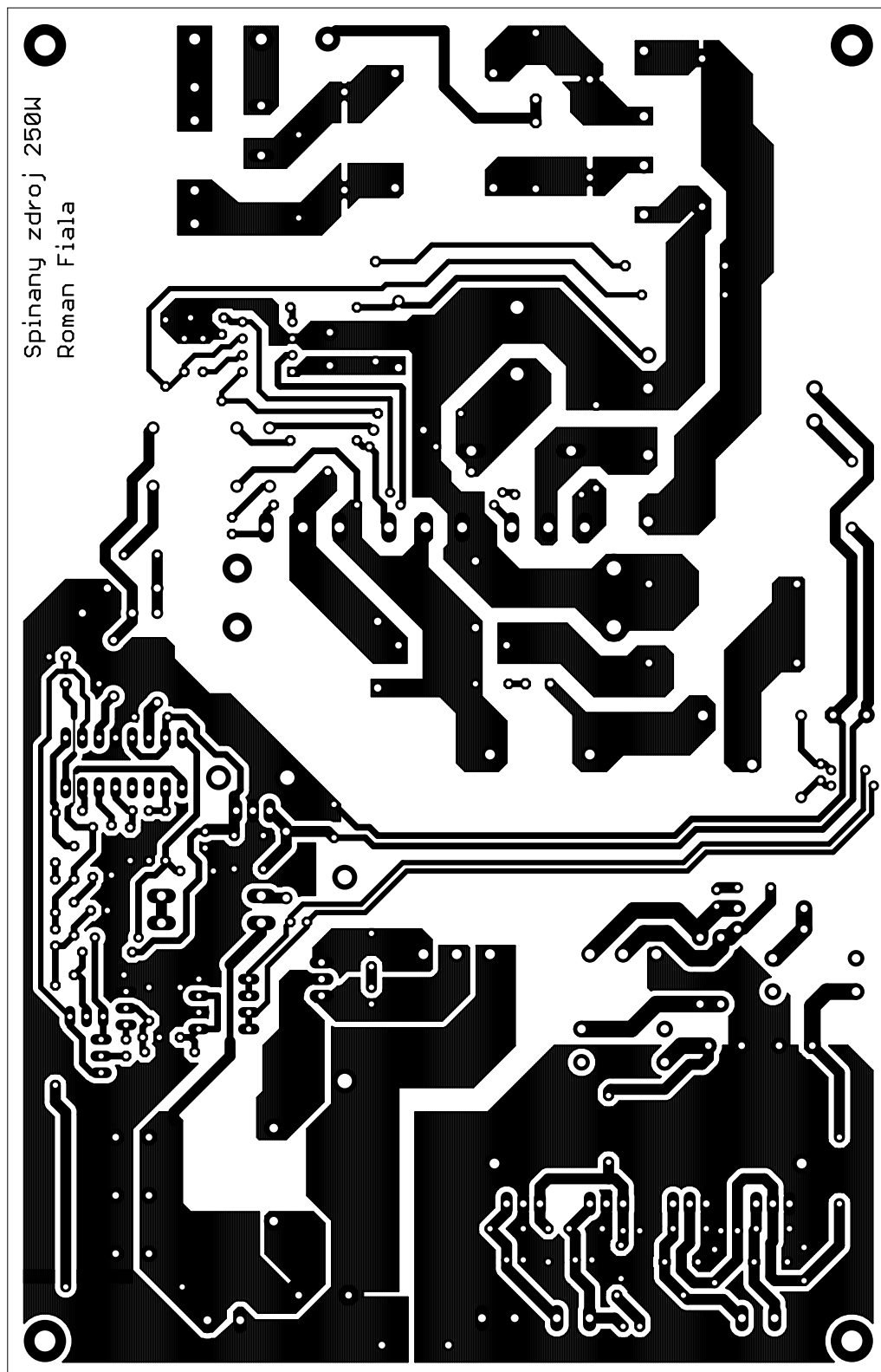
C37, C38	3.9nF	C0805	keramický kondenzátor
C9, C27	10uF	C1210	keramický kondenzátor
C41, C45, C46, C47, C55, C56, C68, C69, C70, C71, C72, C73, C74, C75, C76, C77	33uF	CPOL C6032	tantalový kondenzátor
C39, C40, C42, C43, C48, C49, C50, C51, C52, C53, C54, C57, C58, C59, C60, C61, C62, C63, C64, C65, C66, C67, C80, C81	100nF	C0805	keramický kondenzátor
C3, C4, C21, C22, C44	100nF	C1210	keramický kondenzátor
C16, C17, C34, C35	100nF	C1812	fóliový kondenzátor
C18, C36	150nF	C 050-035X075	fóliový kondenzátor
C1, C2, C19, C20	150nF	C1206	keramický kondenzátor
C10, C11, C12, C13, C28, C29, C30, C31	470pF	C0805	keramický kondenzátor
C7, C8, C25, C26, C78, C79	680pF	C0805	keramický kondenzátor
C5, C23	1800uF	CPOL 7.5-18	elektrolyt. kondenzátor
L1, L2, L3, L4	26uH	14X29MM toroid	toroidní tlumivka
S1		10-XX	mikrospínač
X1, X2	22-23-2021	22-23-2021	konektor se zámkem
+5V, +12V, -5V, OUT1-1, OUT1-2, OUT2-1, OUT2-2, V+, V_GND1, V_GND2	PIN2F061.100	6,3x0,8mm	konektor faston

B NÁVRH SPÍNANÉHO ZDROJE

B.1 Schéma zapojení

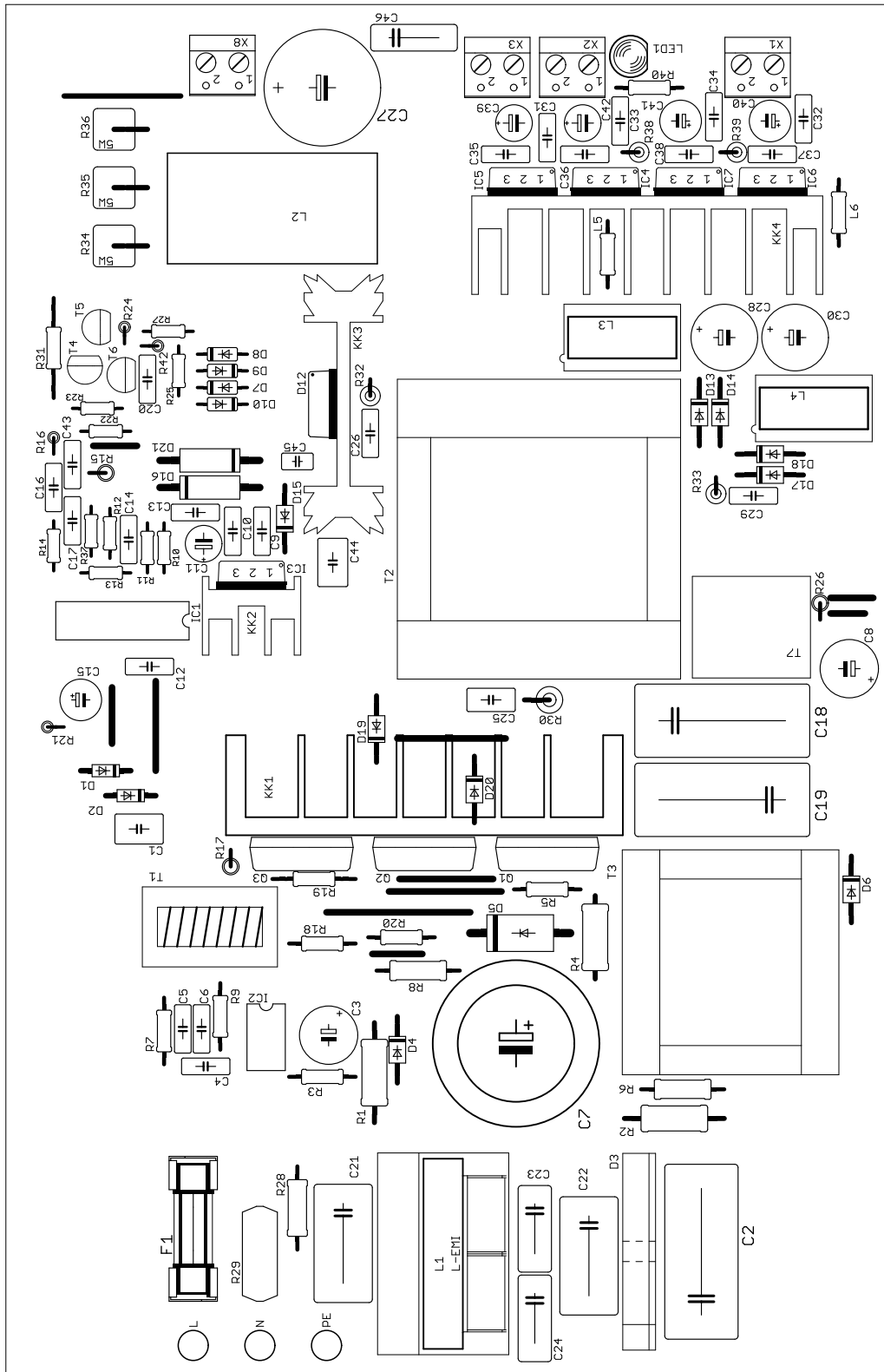


B.2 Deska plošného spoje



Měřítko 1:1, rozměr desky: 209,2x134,6 mm.

B.3 Osazovací výkres



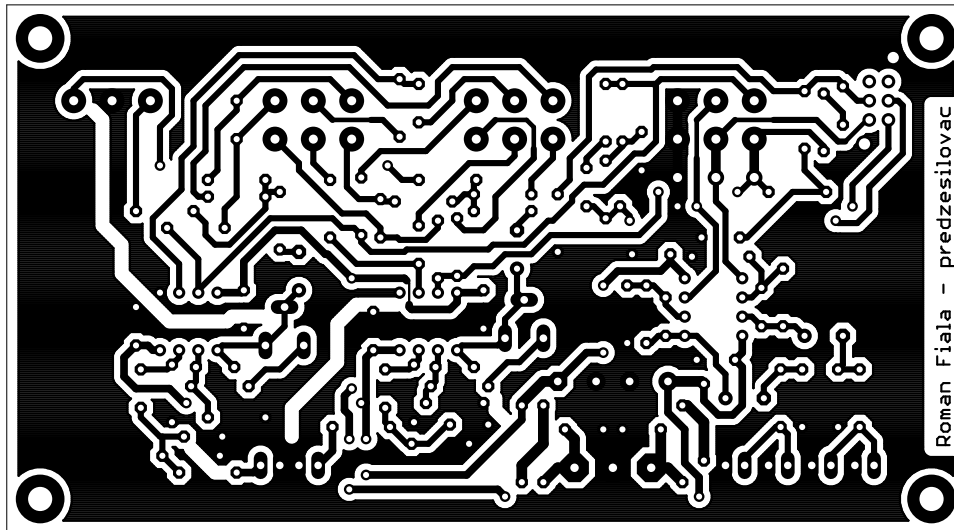
B.4 Seznam součástek

Součástka	Hodnota	Pouzdro	Popis
IC1	UC2525	DIP16	PWM kontrolér
IC2	MC34262	DIP8	PFC kontrolér
IC4	7805TV	TO-220	lineární stabilizátor napětí
IC3, IC5	7812TV	TO-220	lineární stabilizátor napětí
IC7	7905CP	TO-220FP	lineární stabilizátor napětí
IC6	7912CP	TO-220FP	lineární stabilizátor napětí
Q1, Q2, Q3	STW19NM50N	TO-247	MOSFET
Q6	2N4401	TO-92	BJT
Q4, Q5	2N4403	TO-92	BJT
LED1		LED5MM	LED
D15	1N4004	DO-41	dioda
D7, D8, D9, D10	1N4148	DO-35	dioda
D16, D21	1N5346B	017AA	Zenerova dioda
D1, D2	1N5819-B	DO-41	Schottkyho dioda
D12	MBR20200CT	TO-220	2x Schottkyho dioda
D5	MUR460	DO-201	dioda
D3	GSIB1580	GSIB-5S	Graetzův můstek
D19, D20	UF1005	DO-41	dioda
D4, D6, D13, D14, D17, D18	UF4003	DO-41	dioda
R4	0.1R	R 0411	2W rezistor
R6, R8, R28	1.3M	R 0309	1W rezistor
R15	1.3k	R 0207	rezistor
R21, R25, R27, R42	1k	R 0204	rezistor
R19, R20, R40	1k	R 0207	rezistor
R34, R35, R36	1k2	RKH208-8R	5W rezistor
R38, R39	1k5	R 0309	1W rezistor
R12	12k	R 0204	rezistor
R7	12k	R 0207	rezistor
R31	20k	R 0207	rezistor
R32, R33	22R	R 0411	2W rezistor
R3	22k	R 0207	rezistor
R17, R18	30R	R 0207	rezistor
R26	43R	R 0207	rezistor
R30	51R	R 0411	2W rezistor
R1, R2	82k	R 0411	2W rezistor
R23	5.1k	R 0204	rezistor

R22	6.8k	R 0204	rezistor
R9	9.1k	R 0207	rezistor
R10, R11, R16, R24	10k	R 0204	rezistor
R13	220R	R 0204	rezistor
R5	330R	R 0207	rezistor
R14	100k	R 0204	rezistor
R37	620R	R 0204	rezistor
R29	NTC		termistor
C20	1.5nF	C 050-025X075	kondenzátor
C4, C14, C26	1nF	C 050-025X075	kondenzátor
C1, C44	1uF	C 050-045X075	kondenzátor
C2, C18, C19	1uF	C 225-113X268	MKP kondenzátor
C29	2.2nF	C 050-025X075	kondenzátor
C45	3.9nF	C 025-025X050	kondenzátor
C23, C24	4.7nF	C 102-054X133	Y2 kondenzátor
C16	8.2nF	C 050-025X075	kondenzátor
C5	10nF	C 050-025X075	kondenzátor
C46	10nF	C 102-043X133	kondenzátor
C15	1uF	CPOL průměr 6mm	elektrolyt. kondenzátor
C11, C39, C40, C41, C42	10uF	CPOL průměr 6mm	elektrolyt. kondenzátor
C43	82nF	C 050-025X075	kondenzátor
C9, C10, C12, C13, C31, C32, C33, C34, C35, C36, C37, C38	100nF	C 050-025X075	kondenzátor
C3, C8	100uF	CPOL průměr 8,5mm	elektrolyt. kondenzátor
C17	220pF	C 050-025X075	kondenzátor
C7	390uF	CPOL E12.5-25	elektrolyt. kondenzátor
C21, C22	470nF	C 150-091X182	MKP kondenzátor
C25	470pF	C 050-035X075	kondenzátor
C6	680nF	C 050-025X075	kondenzátor
C28, C30	680uF	CPOL E5-10.5	elektrolyt. kondenzátor
C27	2200uF	CPOL E7.5-18	elektrolyt. kondenzátor
L1	L-EMI		odrušovací tlumivka
L2	270uH	14.2x32.5mm INDUCTOR	tlumivka
L3, L4	680uH	MURATA 3200- SERIES	tlumivka
L5, L6	BEAD	L 0207	feritová perla

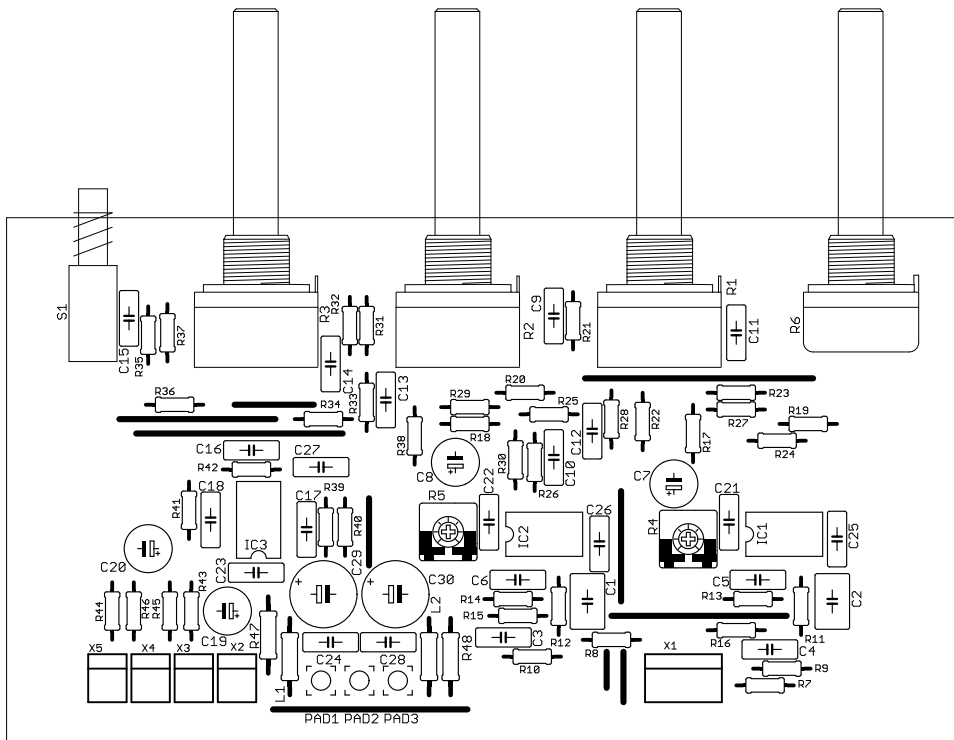
T1	GT04-111-126		transformátor k buzení MOSFET
T2	T-HALF BRIDGE		transformátor ETD39
T3	T-PFC		cívka ETD29
T4	CT05-100		proudový měřicí transformátor
KK1	CHL8.25K/W		chladič do DPS
KK2	CHL_TO220		chladič do DPS
KK4	CHL_TO220_4X		chladič do DPS
KK3	CHL_TO220_15K /W		chladič do DPS
F1	4A	SHK20L	pojistka
X1, X2, X3, X4		W237-102	svorkovnice
L, N, PE	PAD-0660		pájecí ploška

C.2 Deska plošného spoje



Měřítko 1:1, rozměr desky: 127,0x69,9 mm.

C.3 Osazovací výkres

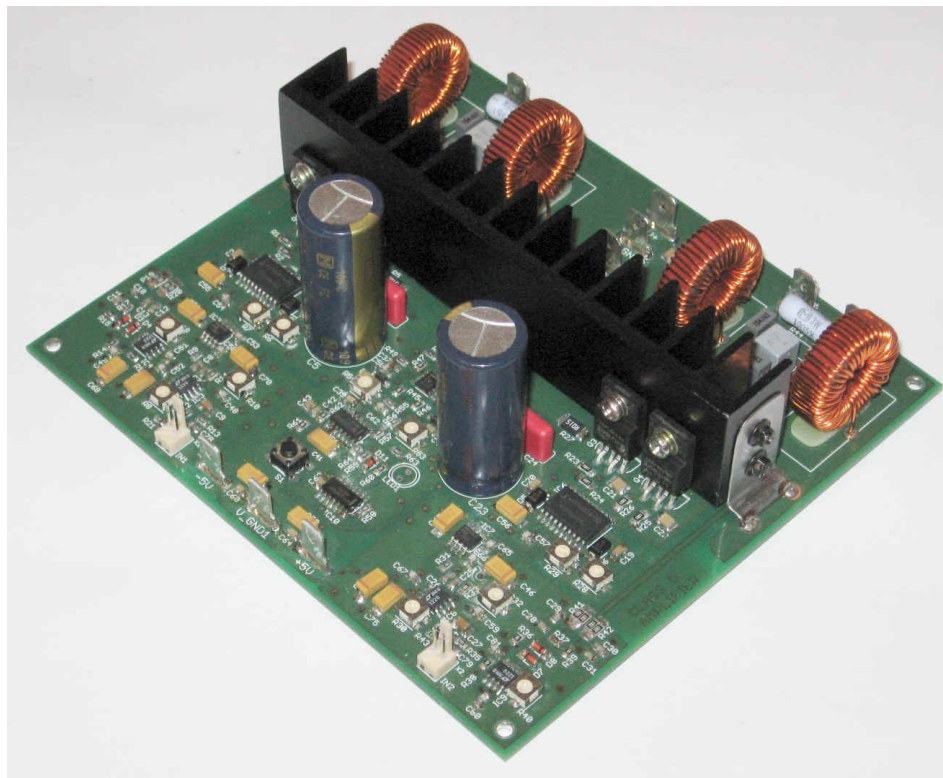


C.4 Seznam součástek

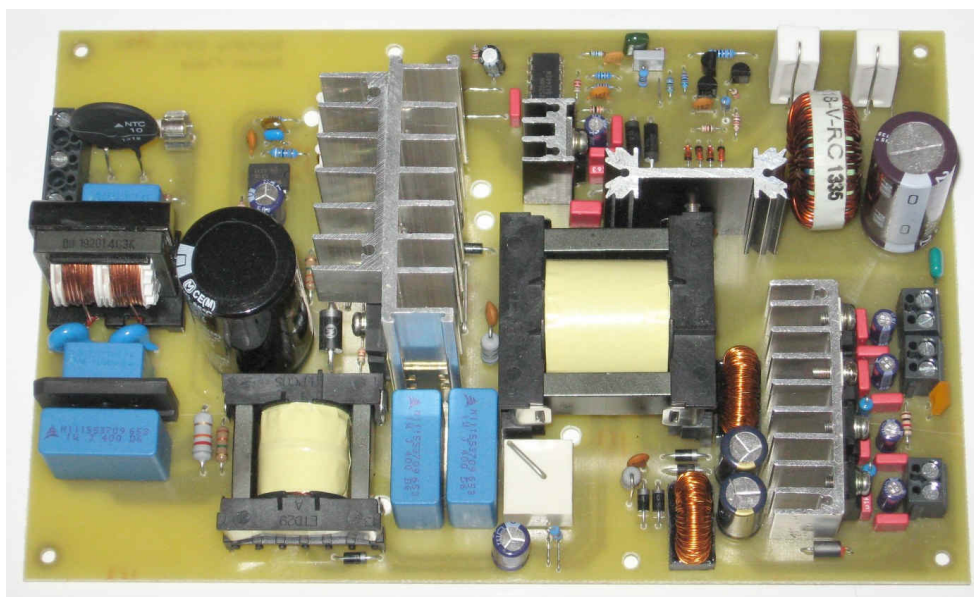
Součástka	Hodnota	Pouzdro	Popis
IC1, IC2, IC3	NE5532N	DIP8	operační zesilovač
R47, R48	1R	R 0207	rezistor
R19, R20	220R	R 0204	rezistor
R7, R8, R43, R44	1k	R 0204	rezistor
R17, R18	1k5	R 0204	rezistor
R13, R14	4k7	R 0204	rezistor
R27, R28, R29, R30, R34, R38, R39, R41	10k	R 0204	rezistor
R32, R36	15k	R 0204	rezistor
R21, R22, R23, R24, R25, R26, R33, R37	22k	R 0204	rezistor
R11, R12, R15, R16, R31, R35, R40, R42	33k	R 0204	rezistor
R9, R10, R45, R46	100k	R 0204	rezistor
R4, R5	100k	RTRIM CA6V	odporový trimr
R6	25k	POT-1-16MM	potenciometr
R3	50k/log	POT-2-16MM	dvojitý potenciometr
R1, R2	100k	POT-2-16MM	dvojitý potenciometr
C1, C2	1uF	C 050-045X075	fóliový kondenzátor
C3, C4, C9, C10	1nF	C 050-025X075	fóliový kondenzátor
C5, C6	22pF	C 050-025X075	keramický kondenzátor
C11, C12	33nF	C 050-025X075	fóliový kondenzátor
C13, C15	470pF	C 050-025X075	keramický kondenzátor
C14, C16, C21, C22, C23, C24, C25, C26, C27, C28	68nF	C 050-025X075	fóliový kondenzátor
C17, C18	100pF	C 050-025X075	keramický kondenzátor
C7, C8, C19, C20	10uF	CPOL E5-6	elektrolyt. kondenzátor
C29, C30	100uF	CPOL E5-8.5	elektrolyt. kondenzátor
L1, L2	BEAD	L 0207	feritová perla
X2, X3, X4, X5	22-23-2021	22-23-2021	konektor se zámkem
X1	22-23-2041	22-23-2041	konektor se zámkem
PAD1	+12V		pájecí ploška
PAD2	GND		pájecí ploška
PAD3	-12V		pájecí ploška
S1			spínač

D FOTODOKUMENTACE

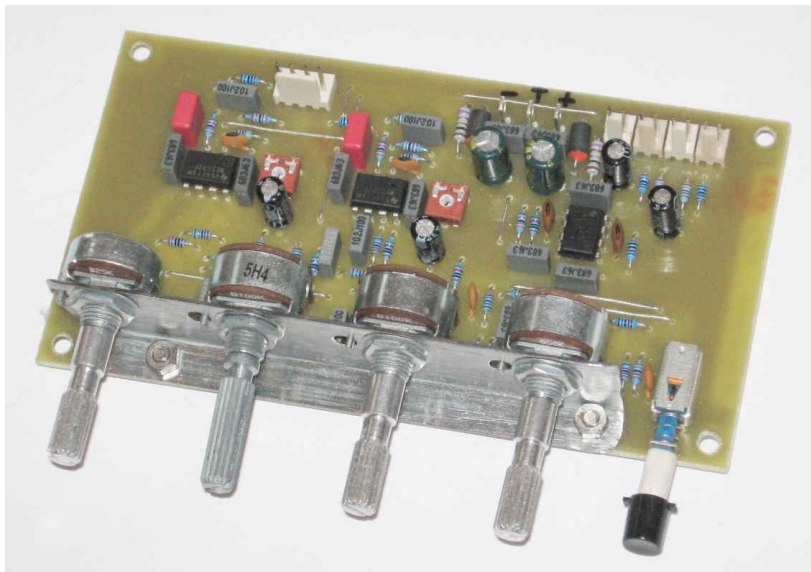
D.1 Výkonový zesilovač



D.2 Spínaný zdroj



D.3 Předzesilovač



D.4 Přední strana kompletního zesilovače



D.5 Zadní strana kompletního zesilovače



D.6 Vnitřní uspořádání zesilovače v krabici

