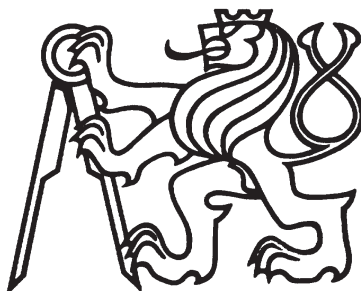


ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE

FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ

KATEDRA MĚŘENÍ

STUDIJNÍ PROGRAM: INTELIGENTNÍ BUDOVY



**ZESILOVAČ PRO PLOŠNÉ OZVUČENÍ
BUDOVY**

**DISTRIBUTION POWER AMPLIFIER
FOR INSTALLED SYSTEM**

DIPLOMOVÁ PRÁCE

DIPLOMA THESIS

VYPRACOVAL: BC. FRANTIŠEK BLAŽEK

VEDOUCÍ PRÁCE: DOC. ING. VÁCLAV PAPEŽ, CSC.

ROK: 2016



ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

Student: **Bc. František Blažek**

Studijní program: **Inteligentní budovy**

Název tématu česky: **Zesilovač pro plošné ozvučení budovy**

Název tématu anglicky: **Distribution Power Amplifier for Installed System**

Pokyny pro vypracování:

1. Navrhněte a realizujte zesilovač s výkonem 100 W pro plošné ozvučení budovy prostřednictvím vysokoimpedanční soustavy 100 V.
2. Prostudujte vliv komplexní impedance rozvodné soustavy a reproduktorů s přízpůsobovacími transformátory na výstupní obvod zesilovače.
3. Zesilovač navrhněte tak, aby vykazoval maximální účinnost a pro jmenovité výstupní napětí nebyl použit výstupní transformátor, a zdůvodněte výhody takového zapojení. Zesilovač musí splňovat parametry: jmenovitý výkon 100W/100V, frekvenční rozsah 20 Hz - 16 kHz (-3dB), harmonické zkreslení menší než 1 %, útlum modulační frekvence -60dB.
4. Proveďte měření zesilovače, Měřením ověřte minimálně splnění požadavků zadání.

Seznam odborné literatury:

- [1] Self, D.: Audio Power Amplifier Design Handbook, Newnes, 2002
- [2] Hájek, K., Sedláček, J.: Kmitočtové filtry, BEN technická literatura, Praha 2002
- [3] Faktor, Z.: Transformátory, cívky a tlumivky, BEN technická literatura, Praha 2002

Vedoucí diplomové práce: doc. Ing. Václav Papež, CSc. (K13113)

Datum zadání diplomové práce: 19. ledna 2016

Platnost zadání do¹: 30. září 2017



Doc. Ing. Jan Holub, Ph.D.
vedoucí katedry





Prof. Ing. Pavel Ripka, CSc.
děkan

V Praze dne 15. 1. 2016

¹ Platnost zadání je omezena na dobu tří následujících semestrů.

Prohlašuji, že jsem předloženou práci vypracoval samostatně a že jsem uvedl veškeré použité informační zdroje v souladu s Metodickým pokynem o dodržování etických principů při přípravě vysokoškolských závěrečných prací. Nemám závažný důvod proti užití tohoto školního díla ve smyslu §60 Zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon).

V Praze dne 22. 5. 2016

František Blažek

Děkuji doc. Ing. Václavu Papežovi, CSc. za odborné vedení mé diplomové práce i předcházejících projektů. Děkuji RNDr. Bohumilu Sýkorovi, Junu Hondovi a Ing. Tomáši Bourkovi za cenné rady při praktickém návrhu. Dále děkuji rodině za podporu při studiu a ctěnému otci za kontrolu pravopisu!

František Blažek

Anotace

Tato diplomová práce se zabývá návrhem zesilovače třídy D pro ozvučení budov a veřejných prostor. Teoretická část popisuje základní bloky zesilovačů třídy D, různé druhy modulačních technik a výstupní filtry. V další teoretické části práce je popsán vliv komplexní impedance rozvodné soustavy na výstupní obvod zesilovače. V praktické části je popsán konkrétní návrh zesilovače třídy D s Delta modulací a jeho měření.

Klíčová slova

Audio zesilovač, třída D, pulzně-šířková modulace, PWM, samooscilující, Delta-modulace

Abstract

This diploma thesis deals with the D-class amplifier issues, especially for the ones intended to use in installed systems and Public Address. Basic principles, modulation techniques and output filters of D-class amplifiers are described. The audio distribution network's complex impedance and its effect on D-class amplifier's output circuitry is described. Further part of the thesis contains the particular realisation of a D-class amplifier and its measurements.

Keywords

Audio amplifier, Class D, Pulse-Width Modulation, PWM, Self-Oscillating, Delta-modulation

Obsah

Obsah	8
Úvod	11
1 Zesilovače Třídy D	12
1.1 Vlastnosti zesilovačů třídy D	13
1.2 Vstupní části a modulátor	13
1.2.1 Pulzně-šířkové modulátory AD modulace	14
1.2.2 Pulzně-šířkové modulátory BD Modulace	15
1.2.3 Delta Modulátory	16
1.2.4 Sigma-Delta Modulátory	16
1.3 Koncový stupeň	18
1.3.1 Konfigurace koncového stupně	18
1.3.2 Koncové tranzistory	19
1.3.3 Buzení koncových tranzistorů	20
1.4 Výstupní transformátor	20
1.4.1 Výpočet ztrát koncového stupně bez výstupního transformátoru	21
1.4.2 Výpočet ztrát koncového stupně s výstupním transformátorem	22
1.5 Výstupní filtr	22
1.5.1 Rušivá napětí na výstupu zesilovače třídy D	22
1.5.2 Druhy výstupních filtrů 2. řádu	22
1.5.3 Výstupní LC filtr 4. řádu	23
1.6 Pomocné a ochranné obvody	23
2 Návrh zesilovače třídy D	24
2.1 Požadované parametry	25
2.2 Topologie zesilovače	25
2.2.1 Delta modulace	25
2.2.2 Symetrické zapojení zesilovače s delta modulací	26
2.3 Určení napájecího napětí	26
2.4 Koncový stupeň	26
2.4.1 Výkonové tranzistory	27
2.4.2 Budič výkonových tranzistorů	28
2.4.3 Nadproudová ochrana	29
2.4.4 Blokování sepnutí	30
2.4.5 Zapínací sekvence koncového stupně	31
2.4.6 Potlačení vlivu indukčnosti přívodů	31
2.4.7 Komutační diody	33
2.5 Pomocné a ochranné obvody	33
2.5.1 Detekce napájecího napětí	34
2.5.2 Dobíjení kondenzátoru zdrojem proudu	34
2.5.3 Zpožděné připnutí vstupu	35
2.5.4 Blokování výstupu	35
2.5.5 Detekce stejnosměrné složky	38
2.5.6 Odpojení napájecího zdroje	39

2.5.7	Tepelná ochrana	39
2.5.8	Sekvence spínání obvodů zesilovače	40
2.6	Výstupní filtr	41
2.6.1	Návrh výstupního LC filtru 2. řádu	41
2.6.2	Návrh výstupního LC filtru 4. řádu	43
2.7	Návrh prototypu.....	45
2.7.1	Prototyp koncového stupně	45
2.7.2	Prototyp pomocných a ochranných obvodů	45
2.8	Návrh desky plošných spojů.....	46
2.8.1	Určení počtu vrstev	46
2.8.2	Definice vrstev u čtyřvrstevných desek	46
2.8.3	Třídy přesnosti	47
2.8.4	Volba konektorů.....	47
2.8.5	Rozmístění součástek	47
2.8.6	Vedení kritických spojů	48
2.9	Návrh napájecího zdroje.....	51
2.9.1	Lineární zdroj	51
2.9.2	Lineární stabilizovaný zdroj.....	51
2.9.3	Spínaný zdroj	52
3	Vliv komplexní impedance zátěže na výstupní obvody zesilovače.....	53
3.1	Výstupní obvody zesilovače	54
3.2	Parametry vedení	54
3.2.1	Ztráty na vedení.....	54
3.3	Převodní transformátory	55
3.4	Simulace vlivu komplexní impedance zátěže na LC filtr.....	55
3.4.1	Simulace vlivu reproduktoru na průběh výstupního napětí.....	55
4	Měření zesilovače	58
4.1	Měřicí technika.....	59
4.1.1	Osciloskopická měření	59
4.1.2	Audio analyzátoři	59
4.1.3	Měření s pomocí PC.....	59
4.1.4	Vybavení pro PC měření	60
4.1.5	Zvukové karty pro PC měření	60
4.1.6	Dodatečný filtr pro měření zesilovačů třídy D.....	62
4.2	Amplitudová frekvenční charakteristika	62
4.3	Celkové harmonické zkreslení.....	63
4.4	Výstupní napětí zesilovače	65
4.5	Účinnost zesilovače	66
4.6	Útlum modulační frekvence	67
Závěr	68
Seznam použitých zdrojů	70
Seznam použitých symbolů a zkratk	74
Seznam obrázků	75
Seznam tabulek	77

Seznam Příloh	78
Přílohy	79
A Schémata	80
B Desky plošných spojů	88
C Měření	103
D Fotodokumentace	104

Úvod

S rostoucí potřebou a snahou integrace řídicích i multimediálních systémů do komplexu technického zázemí budov obytných i veřejných roste i potřeba optimalizovat jednotlivé celky z hlediska energetické účinnosti, elektromagnetické kompatibility a schopnosti komunikace mezi sebou. Vývoj v oblasti inteligentních systémů budov zažívá v posledních letech velký rozmach ve světě i u nás, v České republice.

Pod pojmem inteligentní budovy se skrývá několik významů. Může se jednat o inteligentní řešení z hlediska environmentálního přístupu, použití přírodních materiálů, tvarů a šetrné nakládání s přírodními zdroji, či využívání obnovitelných zdrojů energie, nebo pokrokové řešení kořenového systému umělé inteligence, který ovládá jednotlivé prvky domácnosti, analyzuje stavy přítomných osob a subsystémů a je schopen svůj program upravovat na základě predikce chování obyvatel i okolních podmínek, jako je například počasí.

Systémy mohou s uživatelem komunikovat zatím pouze na audiovizuálním principu, neboť možnosti přímého napojení lidského vědomí na řídicí počítač nejsou zatím příliš prozkoumané. Dříve se akustické signály využívaly spíše k výstražným účelům, dnes se ale čím dál více využívá hudba ke zpříjemnění prostředí v restauracích, obchodech, čekárnách a zejména v domácnostech.

Tato práce se bude zabývat konstrukcí zesilovače ve třídě D, která má největší energetickou účinnost ze zatím známých zapojení zesilovačů. V první kapitole budou popsány základní principy zesilovačů třídy D, dva typy modulátorů pulzně-šířkové modulace, modulátory Delta a Sigma-Delta modulace. Ve druhé kapitole bude podrobně popsán návrh konkrétního zapojení zesilovače třídy D a návrh desky plošných spojů. Třetí kapitola se bude věnovat interakci mezi výstupními obvody zesilovače a připojeným systémem reproduktorů. Měření parametrů bude uvedeno v poslední, čtvrté kapitole.

1 Zesilovače Třídy D

Principy zesilovačů pro audio i jiné aplikace jsou popsány třídami, které jsou značeny písmeny abecedy. Třídy lineárních zesilovačů A, AB, B se liší umístěním pracovního bodu tranzistoru, třídy G a H označují principy modulace napájecího napětí za účelem zvýšení účinnosti koncového stupně, třídy zesilovačů C, E, F a G se pro audio aplikace nepoužívají.

Zesilovače třídy D se vyznačují tím, že jejich koncové tranzistory pracují ve spínacím režimu, který se vyznačuje teoretickou maximální účinností 100 %. Zesilovač třídy D se typicky skládá ze vstupních analogových obvodů, modulátoru a koncového stupně. Modulátor může ke generování požadovaného pulzně-šířkového výstupního signálu využívat pilového signálu, vůči kterému se komparátorem porovnává vstupní analogový signál, či samooscilačních technik Delta, či Sigma-Delta modulace. Koncový stupeň, který obsahuje zejména výkonové MOSFET tranzistory a jejich budiče, může u samooscilačních technik sloužit i jako blok kvantizéru s nenulovým časovým zpožděním.

1.1 Vlastnosti zesilovačů třídy D

Zesilovače třídy D se vyznačují zejména velmi vysokou účinností, teoreticky až 100 %, které dosahují díky provozování výkonových součástek ve spínacím režimu. V praxi je účinnost nižší zejména o spínací ztráty, které jsou přímo úměrné spínací frekvenci a napájecímu napětí a ztráty na odporu kanálu unipolárního tranzistoru v sepnutém stavu. Výsledná účinnost takového zesilovače se pohybuje okolo 85 - 95 %. S vysokou účinností souvisejí menší požadavky na dimenzování napájecího zdroje a chladiče. Celkové rozměry a hmotnost takového zesilovače jsou nižší [1].

Vzhledem k odlišnému principu funkce zesilovačů třídy D od běžných lineárních zesilovačů tříd AB a B jsou odlišné i principy vzniku zkreslení. V bloku modulátoru vzniká kvantizační chyba, která generuje kvantizační šum. Povaha šumu závisí na typu modulátoru. Přechodové zkreslení zesilovače je závislé zejména na nastavení správného času blokování sepnutí koncových tranzistorů [2].

Nevýhodou zesilovačů třídy D je zejména to, že samy generují rušení, kterým mohou rušit svůj vlastní užitečný signál, případně okolní zařízení. Při návrhu spínaných zařízení, jako jsou právě zesilovače třídy D, či spínané napájecí zdroje, se musí klást velký důraz na dodržení správných postupů návrhu zařízení s ohledem na elektromagnetickou kompatibilitu.

Další nevýhodou zesilovačů třídy D je i subjektivně negativně vnímaná povaha zkreslení zkušenými posluchači. Nicméně, vzhledem k masivnímu rozšíření i pro aplikace ozvučení velkých koncertů nebude tento problém signifikantní.

1.2 Vstupní části a modulátor

Zesilovače třídy D je možné navrhovat jako „zcela digitální“, které disponují vstupem pro pulzně kódově modulovaný PCM audio signál. Převodníky PCM na pulsní šířkovou modulaci PWM, nebo přímo integrované zesilovače třídy D s PCM vstupem se dají zakoupit od velkých výrobců polovodičových součástek, jako Texas Instruments [3], či Maxim Integrated [4].

V této práci se zaměříme na zesilovače třídy D s analogovým vstupem a tradičními způsoby modulace, neboť zatím většina zdrojů audio signálu disponuje stále analogovým výstupem.

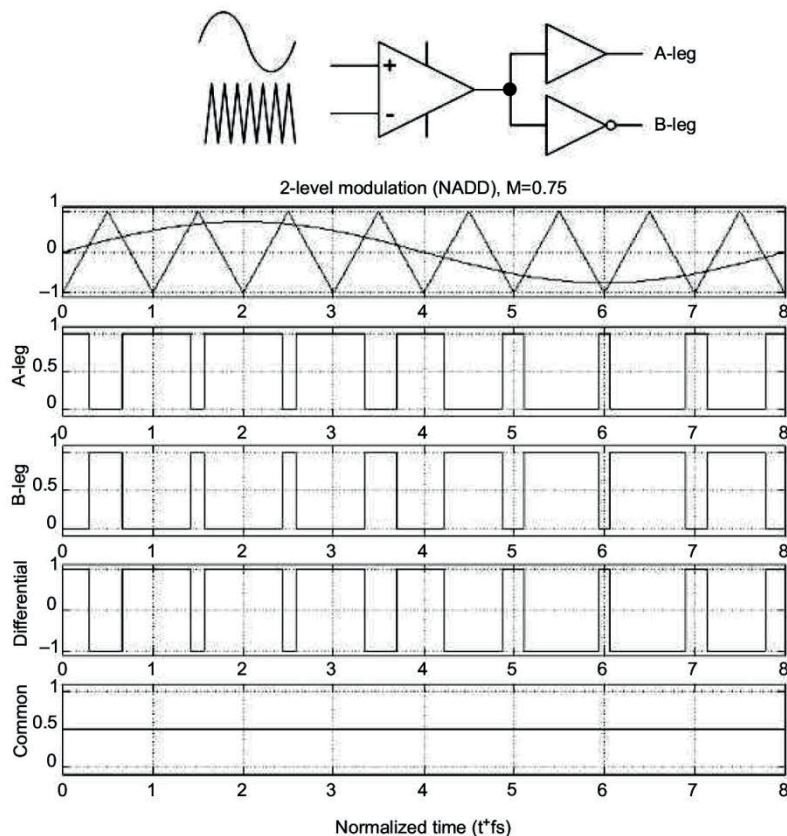
Modulátor převádí vstupní analogový signál na dvou až třístavovou posloupnost hodnot, která je následně koncovým stupněm zesílena na požadovanou amplitudu a výstupním filtrem

rekonstruována zpět do analogové domény. Rekonstruovaný výkonový audio signál je pak přiveden do reproduktoru [2].

Pulzně-šířkové modulátory vytvářejí PWM signál na základě porovnávání vstupního audiosignálu s vysokofrekvenčním pilovým signálem.

1.2.1 Pulzně-šířkové modulátory AD modulace

Typický PWM modulátor využívá jednoho komparátoru k porovnávání pilovitého modulačního signálu se vstupním signálem. Tento signál je přiveden do koncového stupně v konfiguraci polovičního mostu. V případě konfigurace koncového stupně do plného mostu je tento PWM signál invertován. Mezi jednotlivými výstupy z plného mostu pozorujeme silný rozdílový (diferenciální) signál, který odpovídá vstupnímu PWM. Souhlasná složka je nulová.

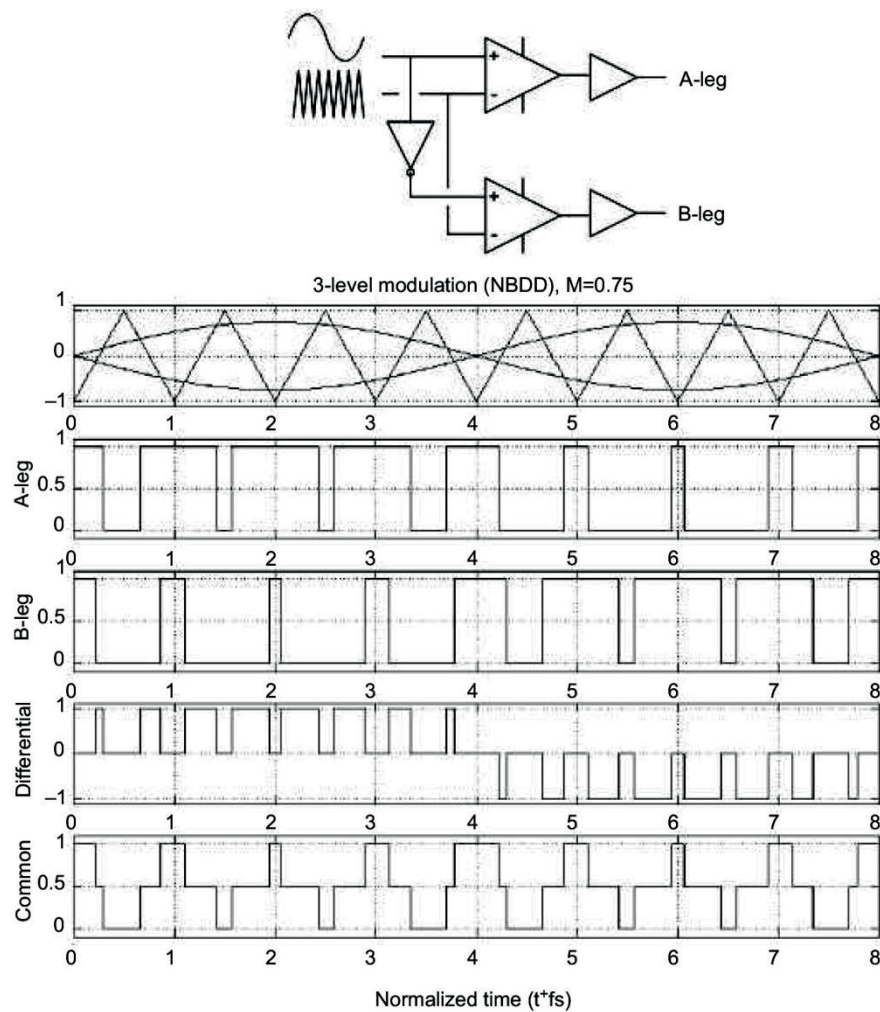


Obr. 1: PWM modulace typu AD (převzato z [5])

Výstupní filtr se pro symetrické zapojení navrhuje pouze s ohledem na rozdílovou složku signálu, dá se tedy využít ekvivalentního nesymetrického zapojení [5].

1.2.2 Pulzně-šířkové modulátory BD Modulace

Při konfiguraci koncového stupně do plného mostu lze využít alternativních modulačních technik za účelem minimalizace výstupního filtru. Jednou ze základních modulací je BD modulace, která generuje odlišné PWM signály pro jednotlivé poloviny výstupního mostu. Výstupní signál BD modulace má značnou souhlasnou složku.



Obr. 2: PWM modulace typu BD (převzato z [5])

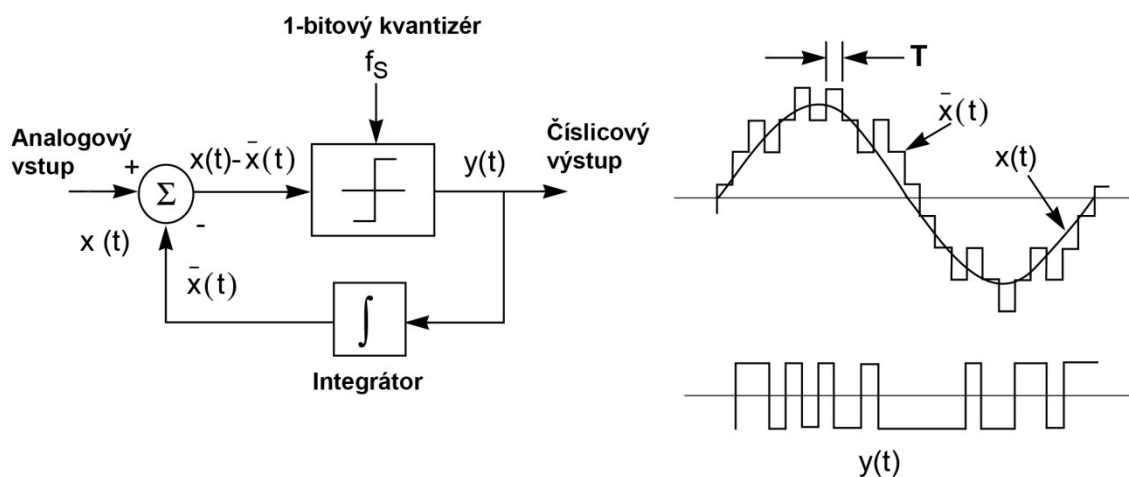
Vzhledem k obsahu souhlasné i rozdílové složky je třeba výstupní filtr pro BD modulaci navrhovat ve dvou oddělených fázích [5].

1.2.3 Delta Modulátory

Společnou vlastností Delta a Sigma-Delta modulátorů je jejich schopnost vlastního kmitání, není tedy nutně potřeba přidávat generátor vysokofrekvenčních kmitů, jako u PWM modulace. Jejich výstupem je posloupnost dvoustavových hodnot.

Delta modulátor pracuje na principu kvantování relativního rozdílu hodnot po sobě následujících vzorků vstupního signálu. Rozdíl vstupního signálu a integrovaného zpětnovazebního signálu je porovnáván proti referenční hodnotě v komparátoru, který zároveň slouží jako jednobitový kvantizér. [6] [7].

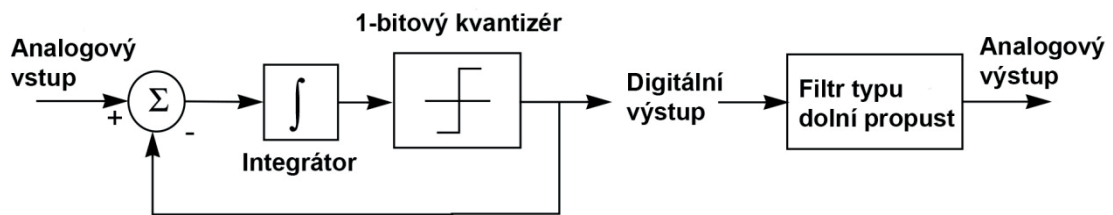
Kvantizér je zdrojem šumu, který má povahu bílého šumu. Tento šum není u Delta modulace nijak tvarován a je přenesen na výstup, kde je v případě zesilovače třídy D od mezní frekvence výstupního LC filtru potlačen se strmostí typicky 12 dB/okt [8].



Obr. 3: Princip Delta modulace (Převzato a upraveno z [8])

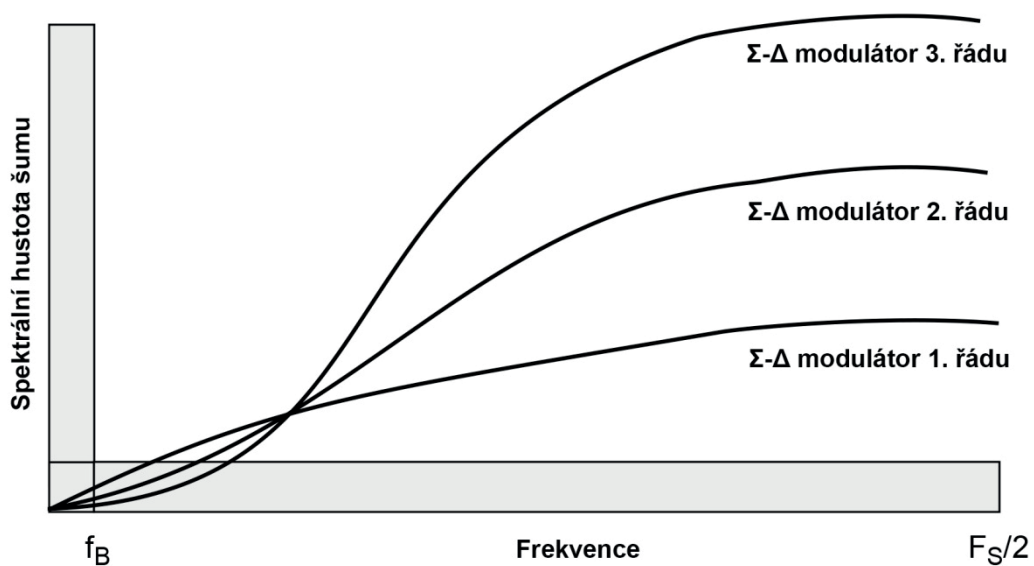
1.2.4 Sigma-Delta Modulátory

Sigma-Delta modulátor vznikl úpravou Delta modulátoru převedením integračního členu ze zpětné vazby před kvantizér [8]. Sigma-Delta modulátor kvantuje integrovaný rozdílový signál vstupu a zpětnovazebního signálu.



Obr. 4: Princip Sigma-Delta modulace (Převzato a upraveno z [8])

Díky integrátoru Sigma-Delta modulátoru N-tého řádu je šum na výstupu tvarován hornopropustným filtrem N-tého řádu. Velká část energie šumu se tedy přesouvá do vyššího frekvenčního pásma, kde je následně potlačena výstupním LC filtrem typu dolní propust se strmostí typicky 12 dB/okt. Řád Sigma-Delta modulátoru je určen řádem použitého integrátoru a ovlivňuje zejména frekvenční průběh kvantizačního šumu.



Obr. 5: Tvarování šumu modulátorů Sigma-Delta různých řádů (Převzato a upraveno z [8])

V porovnání s PWM a Delta modulátory se Sigma-Delta modulátory díky tvarování šumu vyznačují nejlepším odstupem signálu od šumu SNR v užitečném pásmu [9].

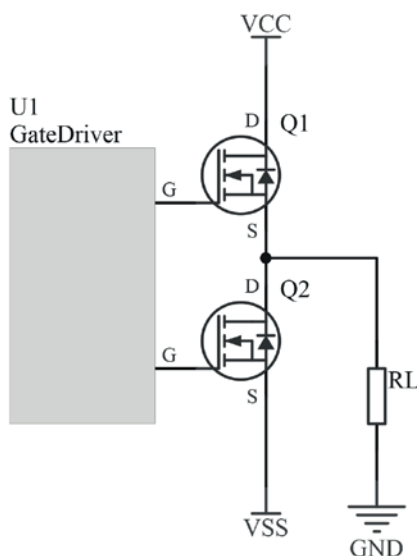
1.3 Koncový stupeň

Koncový stupeň zajišťuje dostatečné napěťové i proudové zesílení signálu z bloku modulátoru. Typicky se skládá z výkonových tranzistorů a obvodů jejich buzení. Typickými konfiguracemi jsou plný, či poloviční most.

1.3.1 Konfigurace koncového stupně

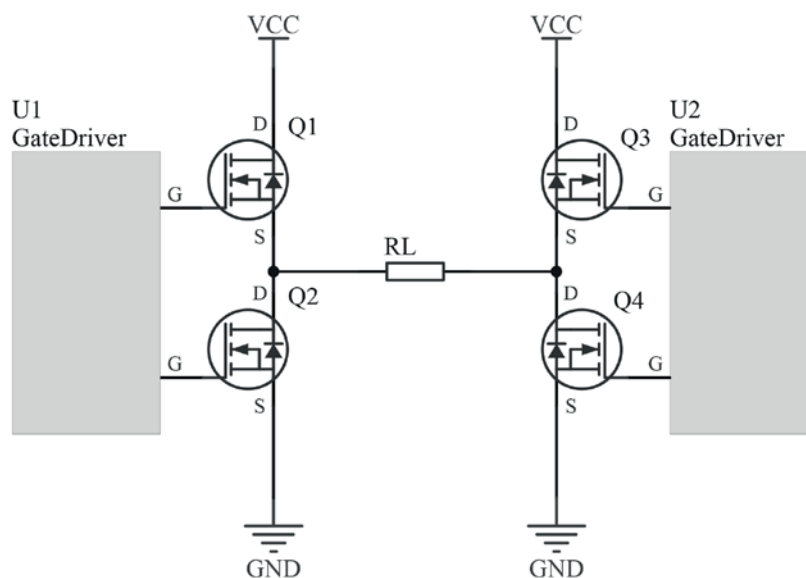
Koncový stupeň může být konfigurován buď jako poloviční most se dvěma spínacími výkonovými prvky, či plný most, kde jsou potřeba čtyři spínače, typicky tranzistory MOSFET.

Výhody polovičního mostu jsou menší náklady díky polovičnímu počtu komponent koncového stupně i výstupního filtru. Nevýhodou je potřeba symetrického napájecího zdroje, nenulová stejnosměrná složka na výstupu a tzv. jev „bus pumping,“ který vzniká díky rekuperačnímu proudu při rozpínání zátěže indukčního charakteru. Proud, tekoucí indukční zátěží, při přepnutí koncového tranzistoru rekuperuje do zdroje za současného vytvoření přepětí.



Obr. 6: Konfigurace koncového stupně do polovičního mostu

Výhodou plného mostu je jednoduché napájení, díky tomu stačí jednoduchý zdroj, lépe vychází návrh DPS, teoreticky se anulují sudé vyšší harmonické kmitočty a je možné použít pokročilejší PWM modulační techniky. Nevýhodou je vyšší cena kvůli vyššímu počtu komponent koncového stupně i výstupního filtru a rozměrnější DPS.



Obr. 7: Konfigurace koncového stupně do plného mostu

1.3.2 Koncové tranzistory

V zesilovačích třídy D se typicky používají tranzistory MOSFET, pro minimalizaci výkonových ztrát se vybírají na co nejmenší odpor v sepnutém stavu, nejmenší náboj pro sepnutí hradla Gate a nejmenší kapacity při zároveň dostatečném závěrném průrazném napětí s ohledem na napájecí napětí zesilovače.

Celkové ztráty jsou dané kombinací statických ztrát na odporu kanálu v sepnutém stavu $R_{DS(ON)}$ a spínacích ztrátách, které zjednodušeně závisejí na napájecím napětí, rychlosti spínacích hran a frekvenci spínání.

Vzhledem k použití tranzistorů ve spínacím režimu se nepoužívají bipolární tranzistory. Tranzistory typu IGBT se nepoužívají z důvodu velkých spínacích ztrát – mají delší spínací časy než tranzistory MOSFET, a také z důvodu vysokého saturačního napětí mezi kolektorem a emitorem $U_{CE(sat)}$.

Zajímavou možností představuje nová generace polem řízených tranzistorů a integrovaných modulů s budiči z nitridu galia, které se vyznačují menším nábojem Gate, výrazně nižším nábojem závěrného zotavení a současně i nižším odporem kanálu v sepnutém stavu. Díky tomu je možné několikanásobně zvýšit spínací frekvenci. I při zvýšené frekvenci má zesilovač třídy D s použitím GaN tranzistorů vyšší účinnost. Zkreslení zesilovače s použitím GaN tranzistorů je menší [10]. Jedním z prvních integrovaných polovičních mostů technologie GaN v jednom pouzdře je například Texas Instruments LMG5200 [11].

1.3.3 Buzení koncových tranzistorů

Úkolem budiče MOSFET tranzistoru je v co nejmenším čase dodat do Gate elektrody dostatečný náboj pro sepnutí a odvést ho pro vypnutí tranzistoru. Pro spínání tranzistoru spodní poloviny mostu stačí jen dodat dostatečný náboj, u spínání horní poloviny mostu je problémem časově nestálý napěťový rozdíl mezi potenciálem obvodu buzení hradla Gate proti zemi. Ke spínání tranzistorů zejména horní poloviny můstku se dá použít několik technik.

Opticky izolovaný budič splňuje podmínku izolace od spodní části, problémem je však samotný optočlen, který má dlouhé dopravní zpoždění signálu, další nevýhodou může být vyšší cena. Pro dodržení stejného zpoždění spodní i horní strany je potřeba použít stejnou techniku i pro spínání spodní strany.

Buzení hradel impulzními transformátory dovoluje velké rozdíly napětí, je dostatečně rychlé, ale nedovoluje přenést stejnosměrná napětí. Výhodou je možnost použití výkonných budičů určených pouze pro spodní stranu [12].

Prakticky nejjednodušším řešením je použití integrovaného budiče polovičního mostu, který je k tomuto speciálně navržen. Může disponovat nastavením času blokování sepnutí, nadproudovou ochranou, či jinými pomocnými obvody. V obvodu je integrován i posun úrovně. Pro napájení horní strany se obvykle používá zdroj napětí v zapojení bootstrap.

1.4 Výstupní transformátor

Zesilovače třídy D určené pro ozvučení budov linkou s nominálním napětím 70 V nebo 100 V mohou disponovat výstupním transformátorem. Jsou dvě hlavní možnosti, jak transformátor zapojit do obvodu, a to buď před, nebo za výstupním filtrem. Obě varianty mají své výhody a nevýhody, nabízí se i řešení výstupní transformátor nepoužít, pokud zesilovač dokáže dodat dostatečné výstupní napětí.

Výstupní transformátor zapojený za výstupním filtrem zesilovače může být připojen prakticky k libovolnému zesilovači, ať už lineárnímu, či spínanému. Musí se dodržet podmínky dané jeho specifikacemi, jako je typicky maximální přenášený výkon a impedanční převod. Transformátory vykazují růst THD směrem k nižším frekvencím v řádu desítek hertzů.

Výstupní transformátor zapojený před výstupní filtr je neoddělitelnou součástí takového zesilovače a musí být vhodně dimenzován s ohledem na přenášený výkon, vstupní a výstupní napětí a spínací frekvenci. Nevýhodou obou variant použití transformátoru je snížení účinnosti systému o účinnost transformátoru samotného, která se může pohybovat okolo 90 %.

Výhodou použití transformátoru pro vysokonapěťový výstup zesilovače je zejména to, že zesilovač samotný může být dimenzovaný do nízké zátěže typicky 4Ω s odpovídajícím výstupním napětím zesilovače v řádu desítek voltů, naopak zesilovač pro 100V rozvod bez výstupního transformátoru musí být napájen dostatečně vysokým napětím, aby požadovaného napětí na výstupu dosáhl. Další výhodou použití transformátoru je fakt, že izolační vzdálenosti na DPS celého zesilovače mohou být velmi malé a velké izolační vzdálenosti na výstupní napětí mohou být pouze v sekundární části výstupního transformátoru.

Nevýhody použití transformátoru jsou například cena samotného transformátoru, nutnost jeho návrhu a vyrobitelnost. Při použití výstupního transformátoru v audio zesilovači musí být dimenzován na spínací frekvenci typicky 400 kHz, která u samooscilačních technik není stabilní. Použití transformátoru může zkomplikovat návrh DPS a zvětšit proudovou smyčku mezi výstupními transformátory a výstupním filtrem, což může zhoršit vyzařování elektromagnetického rušení.

1.4.1 Výpočet ztrát koncového stupně bez výstupního transformátoru

Spínací ztráty na koncových tranzistorech budou v závislosti na použití, či nepoužití výstupního transformátoru odlišné vzhledem k odlišným napájecím napětím a proudům. Provedeme proto porovnávací výpočet. Jako první příklad bude sloužit zesilovač o výstupním výkonu 100 W a výstupním efektivním napětím 100 V a napájecím napětím 160 V.

Statické ztráty vedením na všech čtyřech tranzistorech výstupního mostu budou při proudu 1 A a odporu kanálu tranzistoru v sepnutém stavu $85 \text{ m}\Omega$ odpovídat

$$P_C = 4 \cdot R_{DS(ON)} \cdot I_{D(RMS)}^2, \quad (1.1)$$

tedy 0,34 W.

Spínací ztráty odpovídají

$$P_{SW} = 2 (I_{D(RMS)} \cdot U_{DD} \cdot (t_r + t_f) \cdot f_{SW}) + 2 (C_{OSS} \cdot U_{DD}^2 \cdot f_{SW}) + 2(k \cdot Q_{rr} \cdot U_{DD} \cdot f_{SW}) \quad (1.2)$$

kde $I_{D(RMS)}$ je efektivní proud zátěží, U_{DD} je napájecí napětí zesilovače, t_r je doba trvání náběžné hrany, t_f je doba trvání sestupné hrany, f_{SW} je spínací frekvence 400 kHz, C_{OSS} je výstupní kapacita tranzistoru 160 pF, Q_{rr} je náboj závěrného zotavení integrované diody 190 nC a $k = 1$ je konstanta zohledňující teplotu čipu, proud Drainem a jeho derivaci podle času [13]. Výsledné spínací ztráty vycházejí 6,2 W a celkové ztráty koncového stupně jsou tedy 6,64 W, což při výstupním výkonu 100 W odpovídá účinnosti 93,7 %.

1.4.2 Výpočet ztrát koncového stupně s výstupním transformátorem

Výpočet ztrát provedeme analogicky s postupem uvedeným výše, avšak parametry zesilovače upravíme tak, aby odpovídaly zesilovači o výkonu 100 W do zátěže 4 Ω . Napájecí napětí bude 35 V a proud 5 A. Výstupní napětí zesilovače přibližně 20 V_{ef} bude transformováno na 100 V hladinu výstupním transformátorem.

Statické ztráty vycházejí 1,7 W. Spínací ztráty 3,33 W, celkově tedy 5,03 W. Tomu odpovídá účinnost 95,2 %, což je lepší výsledek, než u zesilovače stejných parametrů bez výstupního transformátoru. Reálný transformátor ale nemá stoprocentní účinnost a již při účinnosti transformátoru 98,4 %, se v případě tohoto modelového zesilovače ztráty vyrovnají a použití transformátoru je z hlediska účinnosti nevýhodné.

1.5 Výstupní filtr

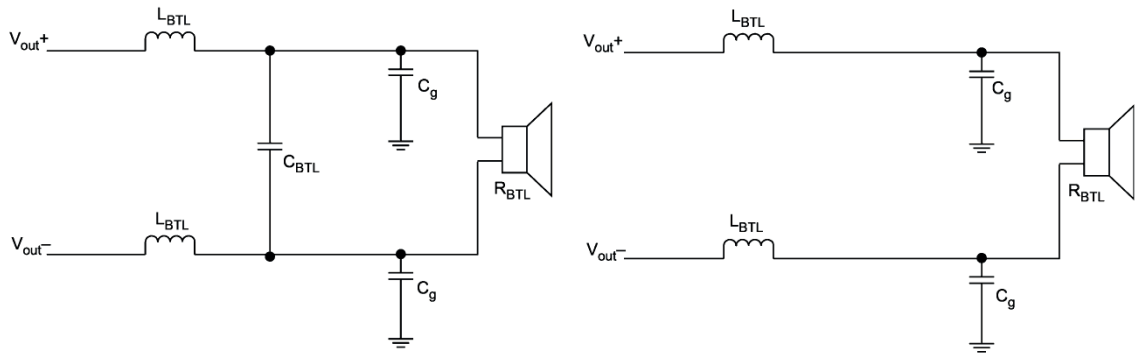
Výstupní filtr má za úkol co nejvíce potlačit nadakustická rušivá napětí na výstupu zesilovače s co nejmenším ovlivněním přenosu v akustickém pásmu. Je nežádoucí, aby výstupní filtr přidával do signálu lineární a zejména nelineární zkreslení.

1.5.1 Rušivá napětí na výstupu zesilovače třídy D

Rušivá vysokofrekvenční napětí vznikají převážně v koncovém stupni zesilovače třídy D, neboť se zde spínají největší proudy. Spektrum rušení se liší i podle druhů modulace zesilovače. Zesilovače s pevnou modulační frekvencí budou mít tuto frekvenci ve spektru dominantní, naopak zesilovače s rozmítanou modulační frekvencí, či samooscilační zesilovače budou mít tuto energii rozprostřenou v širším rozmezí frekvencí, díky čemuž při EMC měření vyjde nižší v amplitudě.

1.5.2 Druhy výstupních filtrů 2. řádu

Výsledná podoba filtru se liší v závislosti na druhu použité modulace. V případě klasické AD modulace, či samooscilujících technik bude dominovat rozdílová složka rušení, proto se bude jednat o klasický LC filtr 2. řádu. V případě celosymetrického zapojení se používají dodatečné kapacity k zemi pro potlačení malého souhlasného rušení. Typickou aproximací filtru pro výstup zesilovače třídy D je aproximace Butterworthova vzhledem k jejímu vhodnému činiteli jakosti a malému skupinovému zpoždění [5]. V případě BD modulace se filtr dimenzuje odděleně pro souhlasné a rozdílové rušení.



Obr. 8: Výstupní LC filtr pro AD a BD modulaci (převzato z [5])

1.5.3 Výstupní LC filtr 4. řádu

Výstupní filtr 4. řádu se typicky nepoužívá. Pokud je v zadání projektu definován takový útlum modulační frekvence, který by šel s filtrem 2. řádu obtížně dosáhnout, nezbývá, než přikročit k návrhu filtru čtvrtého řádu. Stejně jako u filtru druhého řádu budeme preferovat Butterworthovu aproximaci.

1.6 Pomocné a ochranné obvody

Základními pomocnými obvody jsou pomocné zdroje, například bootstrap zdroj pro napájení řídicích obvodů horní strany koncového mostu. Pomocné obvody mají za úkol zejména správnou posloupnost spínání a vypínání zesilovače, aby nedocházelo ke generaci rušivých přechodných napětí na výstupu. Zesilovač může obsahovat i signalizaci provozního stavu.

Ochranné obvody zajišťují bezpečný průběh zejména chybových stavů zesilovače. Konstrukce zesilovačů třídy D mohou disponovat ochranami proti přehřátí, nadproudu koncovým stupněm, podpětí napájení budičů koncových tranzistorů i celého zesilovače, přepětí napájecího napětí, či stejnosměrné složce na výstupu.

2 Návrh zesilovače třídy D

Při návrhu zesilovače třídy D se rozhoduje, zda použít jedno z mnoha možných zapojení s pulzně šířkovou modulací generátorem trojúhelníkového signálu a komparátoru, či samooscilující zapojení s Delta, či Sigma-Delta modulací. Dalším bodem rozhodování je, jaké použít koncové spínací prvky a jaké použít budiče, či zda nepoužít celé řešení integrované na jednom čipu. Samostatnými kapitolami jsou návrh analogových vstupních obvodů a výstupního filtru, návrh desek plošných spojů a integrace systému do vhodné skříně s příslušným chlazením, to vše s ohledem na dodržení platných technických norem, zejména v oblasti bezpečnosti a elektromagnetické kompatibility.

Zesilovač popsaný v této práci nebylo možné vzhledem k požadavku na vysoké výstupní napětí zhotovit pouze užitím doporučeného zapojení integrovaného obvodu. Takové řešení by bylo nejjednodušší a nejlevnější, pokud by se stavěl zesilovač s menším výstupním napětím a výstupním výkonem do asi 150 W. Výběr koncových tranzistorů a jejich budičů byl jedním z nejdůležitějších bodů při rozhodování, s jakými komponenty tento zesilovač navrhnout.

2.1 Požadované parametry

Zadání diplomové práce definuje parametry, které má zesilovač splňovat. Jsou jimi výstupní napětí 100 V_{ef}, výstupní výkon 100 W, frekvenční rozsah 20 Hz – 16 kHz v toleranci - 3 dB, celkové harmonické zkreslení THD menší než 1% a útlum modulační frekvence -60 dB.

Návrh zesilovače musí být proveden s ohledem na tyto parametry. Splnění požadavku na výstupní napětí se dosáhne dimenzováním zesilovače na vhodné napětí, s čímž souvisí dovolené maximální napětí použitých součástek v koncovém stupni a dostatečných mezer na DPS, výstupního výkonu vhodným proudovým dimenzováním koncového stupně. Předpokladem k dodržení zadání v ohledu frekvenčního rozsahu a THD je dostatečně vysoká modulační frekvence a její útlum závisí na návrhu výstupního filtru.

2.2 Topologie zesilovače

Prvním bodem rozhodování bylo definovat, zda se použije zapojení polovičního, či plného mostu. Vzhledem k možnosti použití pouze jednoho výkonového zdroje pro napájení koncového stupně a díky tomu i jednoduššímu vedení spojů na DPS, bylo vybráno zapojení plného mostu.

Buzení koncových tranzistorů zajistí integrovaný budič, který zajistí funkce posunu úrovně, generace zpoždění spínání tranzistorů, dodá dostatečný proud do hradel Gate a zajistí potřebné ochrany.

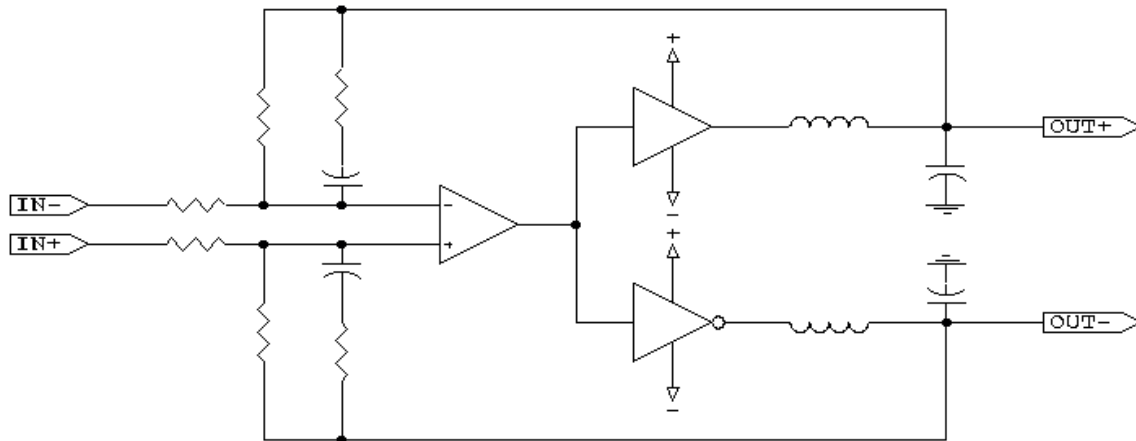
Převod vstupního analogového signálu na dvoustavový „digitální“ signál provede Delta modulátor. Modulátor bude konstruován na samostatné DPS, aby mohl být při případném dalším vývoji zesilovače nahrazen jiným typem modulátoru, například Sigma-Delta modulátorem druhého řádu.

2.2.1 Delta modulace

Praktická implementace delta modulace spočívá v zapojení zpětné vazby za výstupním LC filtrem druhého řádu. To společně s propagačním zpožděním koncového stupně vytvoří fázový posuv 180° na frekvenci v řádu stovek kilohertzů. Na této frekvenci systém kmitá a je definována jako modulační frekvence [14]. Modulační frekvence není stabilní, ale mění se s ohledem na vybuzení zesilovače. Tento fakt může mít kladný vliv na výsledky měření elektromagnetické kompatibility, neboť spektrum modulační frekvence bude rozprostřené a díky tomu nižší v amplitudě.

2.2.2 Symetrické zapojení zesilovače s delta modulací

Při zapojení koncového stupně do plného mostu je nutné rozhodnout, jak zapojit zpětnou vazbu. Jednou možností je uzavřít do zpětné vazby pouze jeden výstup a druhý výstup nechat bez zpětné vazby, což není řešení ideální. Druhou možností je zavést globální negativní zpětnou vazbu z obou výstupů do příslušných vstupů. Vstupní signál musí být pro buzení jedné z polovin mostu invertován. Z toho důvodu je použit precizní komparátor s jedním neinvertujícím a jedním invertujícím výstupem TL3016 [15].



Obr. 9: Celosymetrické zapojení zesilovače s delta modulací (převzato z [16])

Schéma koncového stupně je uvedeno v příloze A.6. Modulátor je připojen přes konektor a jeho schéma je uvedeno v příloze A.5. Propojení jednotlivých bloků je uvedeno v příloze A.8.

2.3 Určení napájecího napětí

Volba napájecího napětí vychází ze znalosti požadované amplitudy na výstupu a indexu modulace. Pokud se jedná o zapojení poloviční most, budou potřeba tato napětí dvě, v případě plného mostu stačí jedno hlavní napájecí napětí.

Pro zesilovač s napětím $100 V_{ef}$ na výstupu a index modulace 0,9 vychází napájecí napětí 156,7 V.

2.4 Koncový stupeň

Koncovým stupněm se obecně rozumí komplex výkonových tranzistorů, jejich budičů a okolních součástek nutných k jejich správné funkci. Jedná se zejména o blokovací kondenzátory a RC články tlumící spínací rezonance.

2.4.1 Výkonové tranzistory

Základní parametry, které definují MOSFET tranzistory, jsou závěrné průrazné napětí U_{DSmax} , odpor kanálu v sepnutém stavu $R_{DS(ON)}$, dovolený proud elektrodou Drain I_{Dmax} , náboj vstupního hradla Gate Q_G , vstupní kapacita C_{iss} a indukčnosti přívodů. Pokusíme se zde porovnat dva konkrétní tranzistory v rozdílných pouzdrech, IRFS4127 a IRF6785.

Průrazné napětí tranzistoru U_{DSmax} volíme s ohledem na napájecí napětí zesilovače. V případě zesilovače s topologií plného mostu by mělo být průrazné napětí tranzistorů o 10 až 40 % vyšší, než napájecí napětí. Při spínání se uplatňuje vliv parazitní indukčnosti přívodů v silovém obvodu, na kterých díky velké záporné derivaci proudu při rozpínání vzniká úbytek napětí, který je nutno přičíst k napájecímu napětí, a tento součet nesmí být vyšší, než je průrazné napětí tranzistoru. U obou tranzistorů byla vzhledem k napájecímu napětí zesilovače zvolena hodnota $U_{DSmax} = 200V$.

Odpor kanálu v sepnutém stavu je statickým parametrem, který je typicky definovaný pro teplotu 25 °C a v katalogových listech bývá uvedena jeho závislost na proudu Drainem a teplotě čipu. Tento parametr vychází lépe u tranzistoru IRFS4127 v pouzdru D²PAK, který má při teplotě 25 °C odpor kanálu typicky 18,6 mΩ [17] a při teplotě 70 °C se zvýší 1,5 násobně. Pro tranzistor IRF6785 v pouzdru Directfet MZ je typická hodnota $R_{DS(ON)}$ při 25 °C udána 85 mΩ a na 1,5 násobek se zvýší při teplotě 85 °C.

Dovolený proud elektrodou Drain v praxi omezuje maximální proud do zátěže, tento parametr je závislý i na teplotě čipu. Pro signál 100 V_{ef} do zátěže 8 Ω vychází efektivní proud 12,5 A, což odpovídá špičkovému proudu 17,7 A. IRFS4127 má $I_{Dmax} = 72$ A při teplotě pouzdra 25 °C. IRF6785 má při teplotě pouzdra 25 °C dovolený proud $I_{Dmax} = 19$ A. Vzhledem k tomu, že se při očekávaném výkonovém zatížení teploty pouzdra 25 °C zcela jistě nedosáhne, bude při použití těchto tranzistorů do nízké zátěže nutné použít dva páry spojené paralelně.

Náboj vstupního hradla Gate Q_G určuje spolu s velikostí vstupní kapacity C_{iss} rychlost sepnutí, a tím i velikost spínacích ztrát. Tranzistor IRFS4127 má náboj hradla typicky 100 nC a vstupní kapacitu 5380 pF. Tranzistor IRF6785 má náboj hradla typicky 26 nC a vstupní kapacitu 1500 pF. Z dat v datasheetu prvního tranzistoru vyplývá, že doba trvání náběžné hrany při buzení Gate proudem 2 A je 18 ns, naproti tomu u druhého tranzistoru vychází při proudu 1,1 A doba trvání náběžné hrany 8,6 ns.

Indukčnosti přívodů je vhodné minimalizovat za účelem snížení napěťových špiček, které jsou na velikosti indukčnosti přímo závislé.

$$U_L = L \cdot \frac{di}{dt} \quad (2.1)$$

Napěťový úbytek na indukčnostech přívodů je tedy přímo úměrný indukčnosti přívodů.

Při rozepnutí horního tranzistoru v můstku přebírá proud do induktivní zátěže integrovaná dioda spodního tranzistoru a derivace proudu na indukčnostech přívodů do elektrod Drain a Source vytvoří úbytek napětí, který způsobí, že se elektroda Source horního tranzistoru dostane pod zemní potenciál [18].

Pouzdro Directfet má indukčnosti přívodů 10 x menší, než pouzdro D²PAK [19]. Dalším důvodem pro volbu pouzdra Directfet je malá vlastní indukčnost přívodu k elektrodě Gate, která zpomaluje spínací proces, neboť zpomaluje rychlost nárůstu proudu z budiče do Gate koncového tranzistoru.

2.4.2 Budič výkonových tranzistorů

Integrovaný budič výkonových tranzistorů plní více funkcí. Primární funkcí je dodat v rozumné rychlosti do Gate elektrod výkonových tranzistorů náboj dostatečně velký pro jejich plné otevření. Při napájecím napětí, které bývá typicky omezeno na 10 až 15 V, je hlavním výkonovým parametrem výstupní proud budiče, který bývá v řádu jednotek Ampérů.

Při návrhu zesilovače je dále potřeba zvolit budič s dostatečným povoleným napájecím napětím, které je v aplikaci této diplomové práce 200 V.

Integrovanou součástí budiče je i posun úrovně, nutný pro spínání horního MOSFET tranzistoru. Posun úrovně je realizován typicky nábojovou pumpou, která má malou spotřebu proudu v době, kdy se změna úrovně neprovádí. V závislosti na topologii zesilovače – pokud se jedná o poloviční, či plný most – se u budičů vyžadují až dva posuny úrovně – jeden od spínače spodního tranzistoru ke spínači druhého tranzistoru, případně je součástí budiče i posun úrovně od spodního budiče ke vstupním obvodům, aby bylo možné budič provozovat v zesilovači s polovičním mostem a napájecím napětím symetrickým okolo nuly.

Horní strana budiče se typicky napájí pomocí bootstrap obvodu, který je tvořen diodou a kondenzátorem. Dioda nabíjí kondenzátor ze zdroje s malým napětím oproti zemi v době, kdy je spodní tranzistor sepnutý. Při rozepnutí spodního tranzistoru má díky tomuto pomocnému zdroji horní tranzistor na elektrodě Gate přivedeno napětí, které je o 10 - 15 voltů vyšší, než jeho Source, a tím dostatečné pro jeho sepnutí.

Jako budiče byly zvoleny obvody IRS20957S od firmy International Rectifier [20], které mají dva posuny úrovně, dovolené napájecí napětí 200 V a výstupní proud 1,2 A.

2.4.3 Nadproudová ochrana

Integrované budiče IRS20957S mají ve specifikacích [21] popsanou funkci nadproudové ochrany, která je založena na měření úbytku napětí na koncových tranzistorech, a to zvláště pro horní i dolní stranu. Pomocí externích rezistorů OCH1 a OCH2 se volí limit nadproudové ochrany horního spínače a pomocí OC1 a OC2 se volí limit nadproudové ochrany spínače spodního.

Pro ochranu při nadproudu 25 A, jehož hodnota byla zvolena tak, aby se nadproudová ochrana neaktivovala při běžném provozu zesilovače do zátěže 8 Ω a aby zároveň ochránila dva páry tranzistorů IRF6785 s maximálním povoleným proudem 19 A při 25 C, platí hodnoty rezistorů

$$R21 + R20 = 10 \text{ k}\Omega \quad (2.2)$$

$$R20 = 10 \text{ k}\Omega \frac{U_{\text{th(och)}}}{U_{\text{DS}} + U_{\text{F}}}, \quad (2.3)$$

kde $U_{\text{th(och)}}$ je udáno výrobcem 1,2 V, V_{F} je úbytek napětí na diodě D6 v propustném směru a U_{DS} je úbytek napětí na kanálu příslušného výkonového tranzistoru. Vzhledem k použití dvou tranzistorů paralelně je nutné počítat s paralelní kombinací jejich rezistorů. Odpor kanálu v sepnutém stavu při teplotě pouzdra 25 C je 85 m Ω , při teplotě čipu 100 °C je 1,6 x vyšší, tedy 136 m Ω . Paralelní kombinace dvou tranzistorů bude mít tedy maximálně 68 m Ω a úbytek napětí na jejich paralelní kombinaci při proudu 25 A bude $U_{\text{DS}} = 1,7 \text{ V}$.

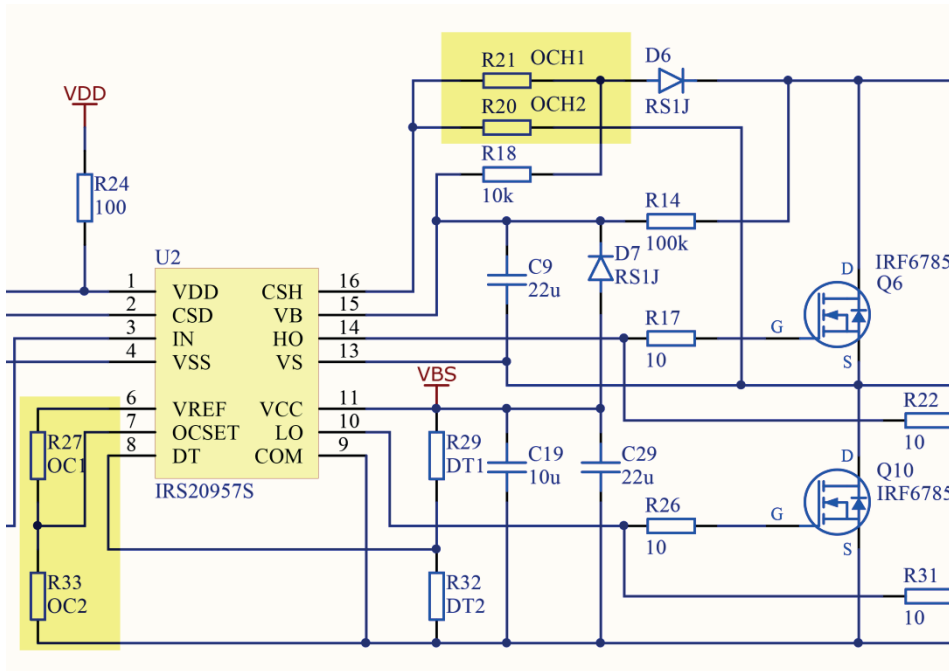
Z výše uvedených hodnot vychází hodnota $R20 = 5217 \Omega$, nejbližší tomu je v řadě E24 hodnota 5k1. $R21$ pak vychází přibližně 4k7.

Nadproudová ochrana spodní větve je definována rezistory $R27$ a $R33$ a platí:

$$R27 + R33 = 10 \text{ k}\Omega \quad (2.4)$$

$$R33 = 10 \text{ k}\Omega \frac{U_{\text{DS}}}{U_{\text{REF}}}, \quad (2.5)$$

kde $U_{\text{REF}} = 5,1 \text{ V}$. Hodnota $R33$ vychází 3333 Ω , zaokrouhlo na E24 je to 3k3. $R27$ se určí jako $10 \text{ k}\Omega - 3,3 \text{ k}\Omega = 6,7 \text{ k}\Omega$ a zaokrouhlo na E24 vychází hodnota 6k8.

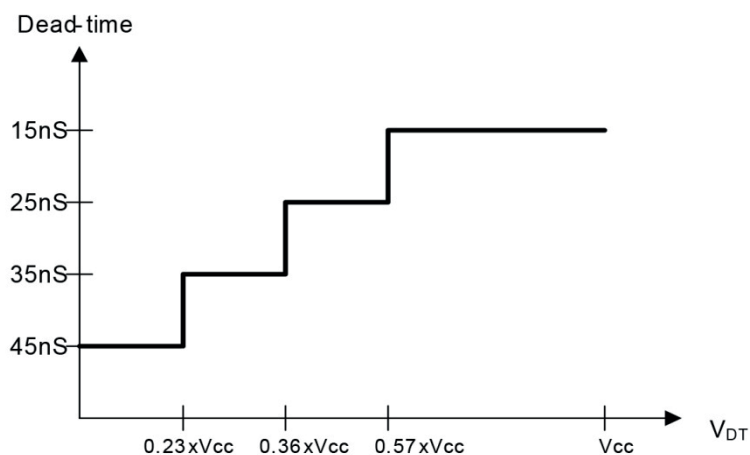


Obr. 10: Schéma nadproudové ochrany

2.4.4 Blokování sepnutí

Doba blokování sepnutí, neboli „Dead-time“ se u budiče IRS20957S určí externím odporovým děličem, napájeným z referenčního napětí a vyhodnocovaným interním komparátorem. Budič umožňuje výběr mezi hodnotami blokování sepnutí 15, 25, 35 a 45 ns.

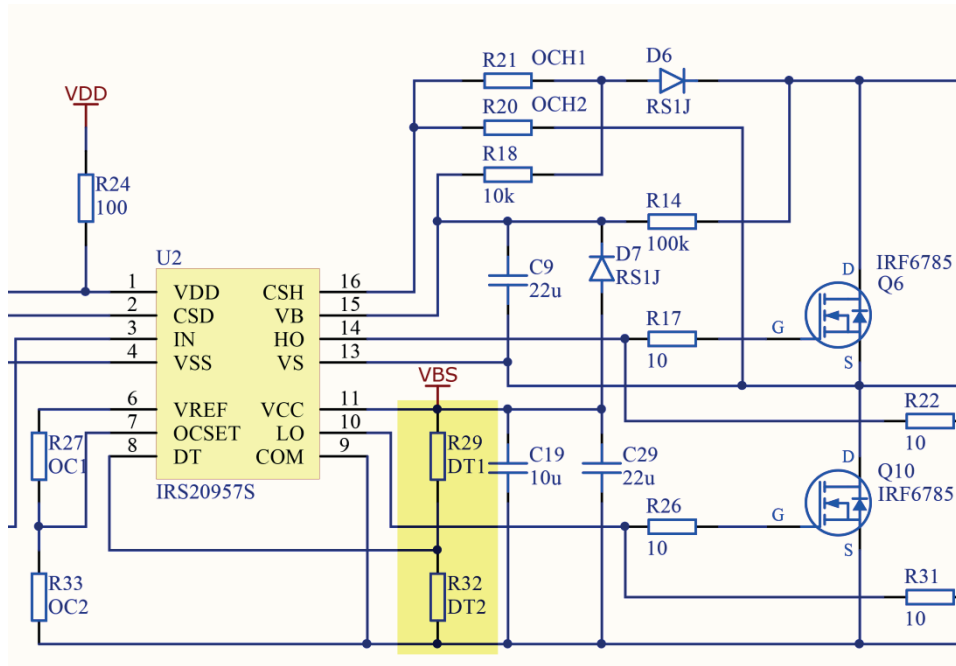
Budič nastavuje pevnou dobu blokování sepnutí, která se měří od začátku vypínání jednoho tranzistoru do začátku spínání druhého tranzistoru. Efektivní doba blokování sepnutí je pak zkrácena o dobu sestupné hrany vypínaného tranzistoru.



Obr. 11: Graf závislosti času blokování sepnutí na vstupním napětí komparátoru budiče IRS20957S (Převzato z [21])

Čas blokování sepnutí je vhodné nastavit tak, aby byla efektivní doba blokování sepnutí co nejkratší, ale zároveň natolik vysoká, aby zabránila vedení proudu přes oba tranzistory najednou, což by vedlo ke zvýšení ztrát a tím i ke snížení účinnosti zesilovače [21].

Při ladění prototypu zesilovače jsme jako první zvolili nejdelší dobu blokování sepnutí 45 ns, která je určena neosazením rezistoru R29 a hodnotou rezistoru R32 menší, než 10 kΩ.



Obr. 12: Schéma obvodu, určujícího dobu blokování sepnutí budiče IRS20957S

2.4.5 Zapínací sekvence koncového stupně

Zesilovače s bootstrapovým napájením horní poloviny mostu a se samooscilujícím zapojením potřebují k úspěšnému startu nabít bootstrapový kondenzátor před započítáním spínací sekvence. Toho se docílí použitím rezistoru R14. Jeho hodnota musí být dostatečně vysoká, aby se dosáhlo nižší výkonové ztráty při běhu zesilovače, a zároveň nízká, aby se bootstrapový kondenzátor dobil dostatečně rychle. Vzhledem k napájecímu napětí zesilovače 160 V byla určena hodnota rezistoru 100 kΩ, jehož maximální ztrátový výkon bude 0,26 W a efektivní ztrátový výkon přibližně poloviční. Budič je vybaven integrovanou Zenerovou diodou, která nedovolí nabití bootstrapového kondenzátoru na napětí vyšší než 15,6 V.

2.4.6 Potlačení vlivu indukčnosti přívodů

Výkonové přívody ke koncovým tranzistorům mají parazitní indukčnosti, na kterých při rychlé změně proudu vznikají napětí, které mohou spolu s kapacitami obvodu rezonovat na vysoké frekvenci. Amplituda napětí těchto rezonancí může způsobit zvýšené EMC rušení, případně vede až k překročení dovoleného závěrného napětí MOSFET tranzistoru a tím i jeho

zničení. Proto se co nejlíže ke svorkám Drain a Source připojuje sériový RC článek, který má za úkol tyto rezonance potlačit [22].

Návrh hodnot tlumicího RC článku vychází ze znalosti parazitní indukčnosti v obvodu, kterou je možné buď změřit, nebo určit nepřímou metodou měřením změny rezonanční frekvence v závislosti na použité kapacitě v obvodu. Do obvodu se nejdříve zapojí RC článek hodnot přibližně $10 \Omega + 470 \text{ pF}$ a měří se frekvence zákmitů, která je typicky v řádu megahertzů. Dále se hodnota kondenzátoru nahradí 1,5 až dvakrát vyšší a měření frekvence zákmitů se opakuje. Ze změřených hodnot se parazitní indukčnost vypočítá podle vzorce

$$L = \left[\frac{1}{(c_{(2)} - c_{(1)}) \cdot 4 \pi^2} \right] \left[\frac{1}{f_{(2)}^2} - \frac{1}{f_{(1)}^2} \right] \quad (2.6)$$

kde L je hodnota indukčnosti obvodu.

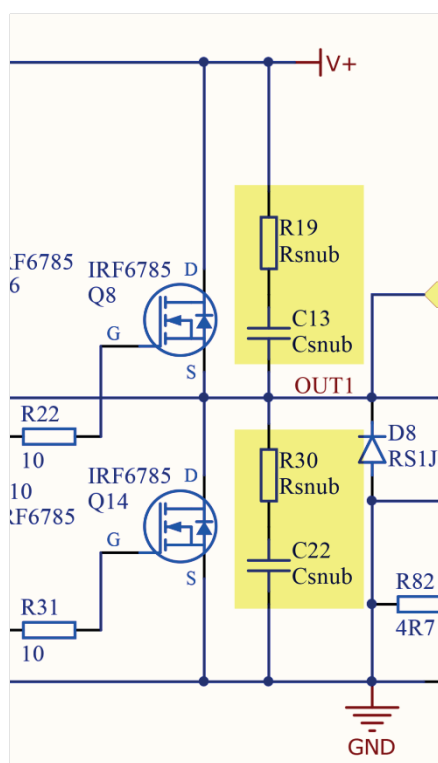
Dalším krokem je najít vhodné hodnoty R a C . Hodnota rezistoru se určí ze vztahu

$$R_{(x)} = 2 \pi f_{(x)} L, \quad (2.7)$$

kde $f(x)$ je frekvence oscilací, které byly naměřeny při hodnotě kondenzátoru $C(x)$. Podle [23] se doporučuje výslednou hodnotu rezistoru použít přibližně 0,7 až 0,8 násobek vypočítané hodnoty. Dále je vhodné vypočítat ztráty na rezistoru podle

$$P = C_{(x)} U^2 f_{(sw)}, \quad (2.8)$$

kde $f_{(sw)}$ je spínací frekvence a U je napájecí napětí koncového stupně [23][24].



Obr. 13: RC tlumicí člen u koncového MOSFET tranzistoru

2.4.7 Komutační diody

Za předpokladu indukční povahy zátěže při vypínání horního tranzistoru koncového stupně přebírá vedení proudu parazitní komutační dioda spodního tranzistoru. Vzhledem k nenulovému času otevření parazitních diod vzniká na parazitních indukčnostech přívodů úbytek napětí, který může výstupní pin posunout pod zemní potenciál, což může způsobit zničení budiče. Proto byly paralelně k elektrodám Drain a Source spodních tranzistorů přidány komutační diody D8 a D12 typu MURS120.

2.5 Pomocné a ochranné obvody

Zesilovač je vybaven základními pomocnými obvody, které zajišťují správnou sekvenci dějů při zapínání a vypínání zesilovače, a ochrannými obvody, které chrání zesilovač i připojené reproduktorové soustavy před nežádoucími následky různých poruchových stavů, jako jsou přepětí a podpětí napájecího zdroje, stejnosměrné napětí na výstupu a přehřátí zesilovače. Pomocné obvody jsou zdroj proudu pro časování startovací sekvence a obvod blokování výstupu. Celkové schéma pomocných a ochranných obvodů je uvedeno v příloze A.8.

2.5.1 Detekce napájecího napětí

Pomocí obvodu se Zenerovou diodou D1 je detekováno podpětí hlavního napájecího zdroje. Tranzistor Q2 je při podpětí rozepnutý, tranzistor Q1 je sepnutý. V momentě, kdy napájecí napětí hlavního zdroje překročí Zenerovo napětí $U_{ZD1} = 18 \text{ V}$, tranzistor Q2 sepne a Q1 rozepne. Rozepnutím Q1 se začnou dobíjet kondenzátory C15 a C36 z interního zdroje proudu budičů U2 a U4.

Ekvivalentní obvod je použit pro detekci přepětí. Pokud napětí zdroje přesáhne Zenerovo napětí diody D2, tranzistor Q3 sepne. Tím vybije kondenzátory C15 a C36 a sepne optočlen U1, který vyše vypínací signál hlavnímu napájecímu zdroji.

2.5.2 Dobíjení kondenzátoru zdrojem proudu

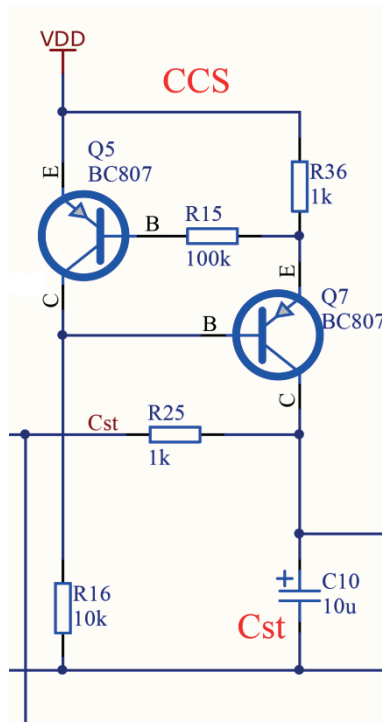
Kondenzátor C10 je dobíjen zdrojem proudu tvořeným Q5 a Q7. Tím je zajištěno, že napětí na kondenzátoru stoupá při nabíjení lineárně. Hodnota proudu se volí rezistorem R36 a platí

$$I_{C10} = \frac{U_{BE(Q5)}}{R36} \quad (2.9)$$

V případě zvolené hodnoty $R36 = 10 \text{ k}\Omega$ vychází hodnota proudu přibližně $71 \text{ }\mu\text{A}$. Kondenzátor o hodnotě $10 \text{ }\mu\text{F}$ se bude nabíjet podle vzorce

$$t = C \frac{U}{I} \quad (2.10)$$

tedy přibližně 1,4 sekundy.



Obr. 14: Schéma zdroje proudu

2.5.3 Zpožděné připnutí vstupu

Čas sepnutí vstupu je dán napětím na startovacím kondenzátoru C10, který je nabíjen ze zdroje proudu. Rezistory R47 až R49 slouží jako napěťový dělič, který tvoří dvě referenční napětí v obou třetinách mezi VSS a VDD. S těmito dvěma napětími se porovnává napětí na C10. Při dosažení dvou třetin napájecího napětí na C10 komparátor U3D sepne, a tím se sepne i Q21 a relé K1 připne audio vstup.

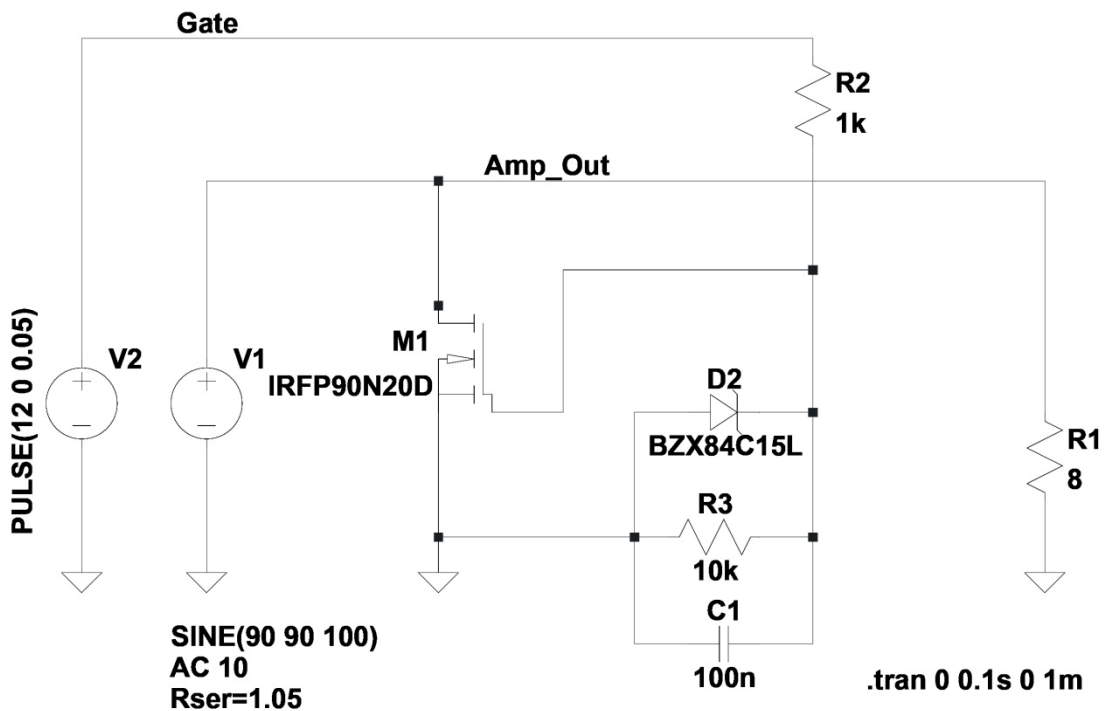
2.5.4 Blokování výstupu

Pro omezení přechodových napětí, která vznikají při spouštění, na výstupu zesilovače jsou oba výstupy OUT+ i OUT- po krátkou dobu zkratovány na zem pomocí MOSFET tranzistorů Q24 a Q26. Tyto tranzistory jsou zapojeny až za výstupními tlumivkami, aby nepředstavovaly přímý zkrat pro výstupní tranzistory.

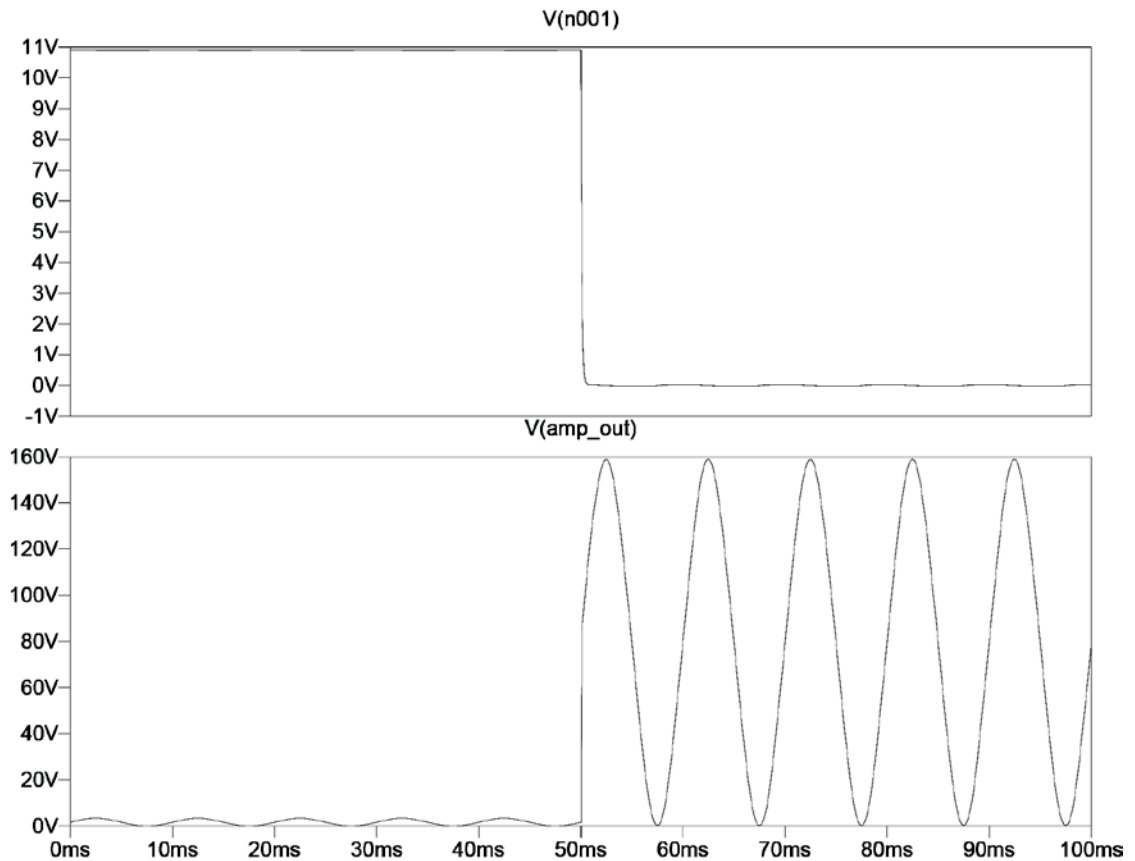
Vzhledem k nenulovému odporu kanálu tranzistorů MOSFET v sepnutém stavu funguje tento zkratovací obvod jako dělič, který můžeme vypočítat i simulovat pomocí některých impedancí ve výstupním obvodu zesilovače a připojeného reproduktoru.

Výstupní odpor koncového stupně bude odpovídat paralelní kombinaci $R_{DS(ON)}$ dvou koncových tranzistorů IRF6785, což odpovídá přibližně 50 m Ω , stejnosměrnému odporu výstupní tlumivky, který byl naměřen 30 m Ω , odporu kanálu ochranného tranzistoru IRFS4127 a nominální impedanci reproduktoru 8 Ω .

Situaci si můžeme představit jako zatížený dělič, kde napětí na reproduktoru je při sepnutém blokovacím tranzistoru asi 5x menší, než bez zkratovaného výstupu. To je zjednodušená situace, která nepočítá s výstupním odporem a proudovou limitací napájecího zdroje. Velmi malý odpor sepnutého tranzistoru, který odpovídá $18,6 \text{ m}\Omega$, způsobí proudovou limitaci a omezení výstupního napětí zdroje. Proud do odporu $18,6 \text{ m}\Omega$ při napětí zdroje 160V by odpovídal $8,6 \text{ kA}$. Při uvažování výstupního odporu napájecího zdroje $1 \text{ }\Omega$ vychází blokováno výstupní napětí $56,8$ krát menší, než bez blokování, což odpovídá napěťovému útlumu 35 dB . Rozepnutí spínače je názorně vidět ze simulace.



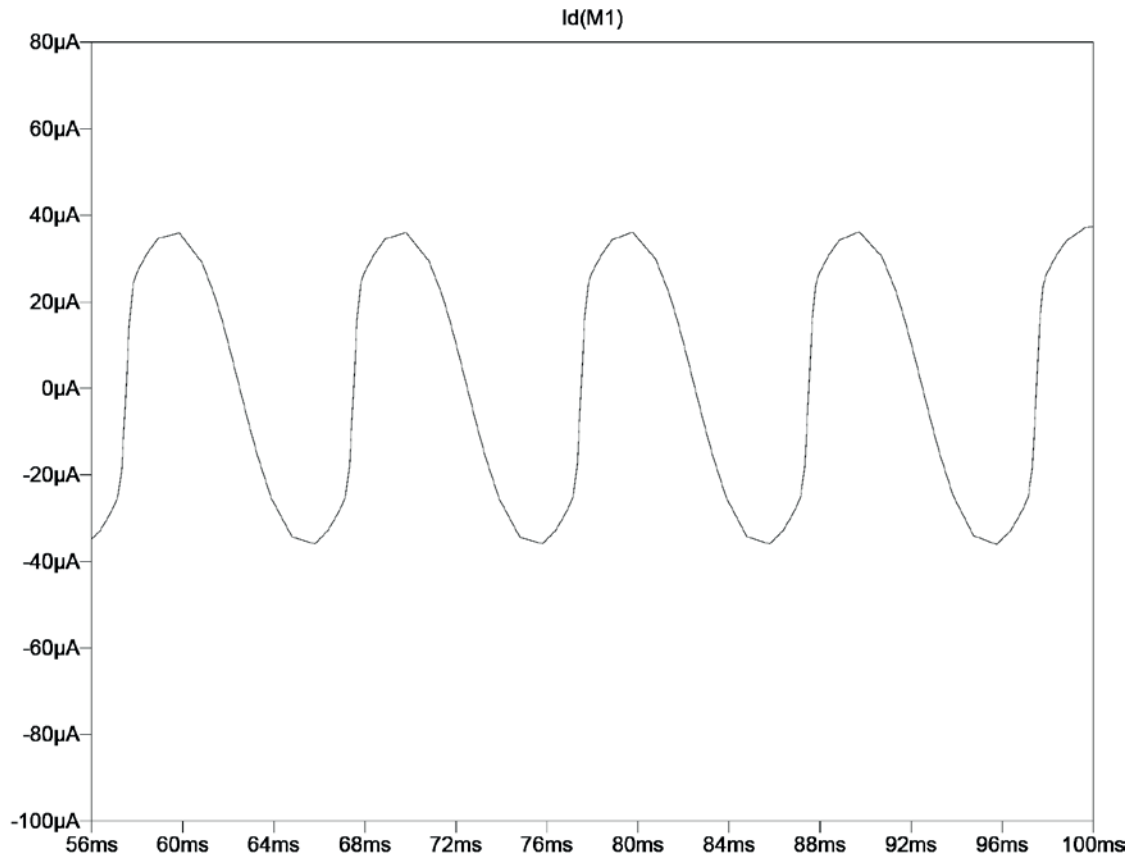
Obr. 15: Schéma simulace obvodu blokování výstupu



Obr. 16: Výsledek simulace obvodu blokování výstupu

Vzhledem k tomu, že jsou blokovací tranzistory zapojené přímo na výstup, musíme zjistit, zda nezpůsobí zkreslení signálu. Z toho důvodu byla provedena simulace, která zkoumá úroveň proudů, tekoucích těmito pomocnými spínači Q24 a Q26. Vrcholová hodnota proudu při napětí na výstupu $144 V_{pk}$ je $70 \mu A$. Špičkový proud do 8Ω zátěže a napětí $144 V_{pk}$ je 18 A. Rušivý proud je tedy 108 dB pod úrovní maximálního pracovního proudu zesilovače.

Blokovací tranzistory jsou navíc zapojeny v bodě, ze kterého je vedena zpětná vazba, zkreslení způsobené těmito spínači bude tedy dostatečně minimalizováno.



Obr. 17: Výsledek simulace proudu rozeplým kanálem MOSFET tranzistoru blokování výstupu

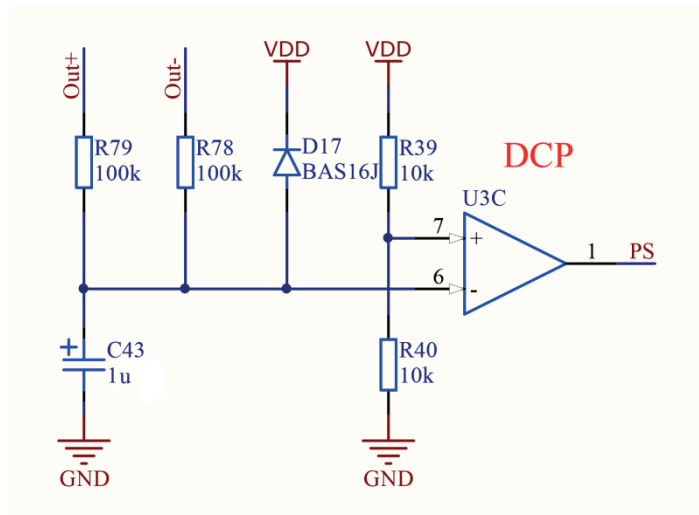
2.5.5 Detekce stejnosměrné složky

Jako detekce stejnosměrného napětí na výstupu zesilovače slouží kondenzátor C43, který je dobíjen z obou výstupů přes rezistory R78 a R79. Časová konstanta

$$\tau = \frac{1}{2\pi R C} \quad (2.11)$$

je zvolena dostatečně dlouhá, aby DC ochranu neovlivňovaly nízké kmitočty užitečného signálu. V tomto případě se jedná o časovou konstantu 0,6 s, což odpovídá frekvenci přibližně 0,26 Hz.

Pokud se kondenzátor vlivem stejnosměrné složky na libovolném z výstupů nabije na polovinu napětí VDD, komparátor sepne, to způsobí zkratování kondenzátorů C15 a C36, budič přizemní Gate elektrody výstupních tranzistorů a zároveň se sepne optočlen U1, který vyšle signál zdroji, který se následně deaktivuje.



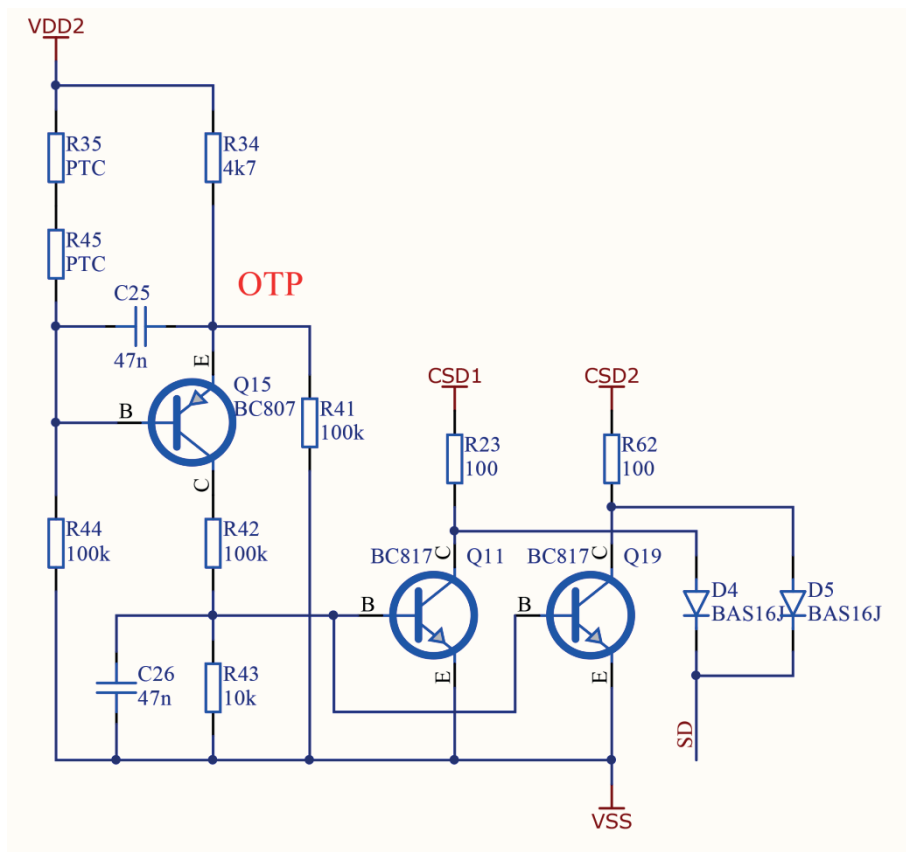
Obr. 18: Schéma detekce stejnosměrné složky na výstupu

2.5.6 Odpojení napájecího zdroje

Odpojení napájecího zdroje zajišťuje optočlen, případně optotriak U1. Signál k vypnutí hlavního napájecího zdroje může vyslat buď detekce přepětí, nebo detekce stejnosměrného napětí na výstupu.

2.5.7 Tepelná ochrana

Jako tepelná ochrana slouží PTC termistory R35 a R45. Byl vybrán typ EPCOS B59721A0090A062, který má při běžné provozní teplotě odpor 470Ω , ovšem při nárůstu teploty na $90 \text{ }^\circ\text{C}$ svůj odpor zvětší přibližně dvacetinásobně [25]. To způsobí sepnutí tranzistoru Q15 a následné sepnutí tranzistorů Q11 a Q19, které zkratují kondenzátory C15 a C36, což způsobí vypnutí koncových tranzistorů a ukončení kmitání zesilovače. Vzhledem k tomu, že tepelný obvod mezi koncovými tranzistory jako zdroji tepla a snímacími termistory vykazuje jistou tepelnou časovou konstantu, funkce koncového stupně se obnoví až po chvíli chladnutí.



Obr. 19: Schéma tepelné ochrany zesilovače

2.5.8 Sekvence spínání obvodů zesilovače

Pro správné zapnutí i vypnutí zesilovače s ohledem na rušivá napětí na výstupu a nevyžádané přechodové jevy je nutné dodržet vhodnou spínací sekvenci.

Při zapnutí zesilovače se nejdříve ustálí napětí na pomocném zdroji ± 5 V, označení svorek VDD a VSS. Stejně rychle je přítomné i 12V bootstrap napětí, které přes Q22 nabije Gate elektrody blokovacích tranzistorů Q24 a Q26, které zkratují výstupy k zemi.

Během toho postupně nabíhá hlavní napájecí zdroj 160 V. Po překročení hodnoty podpěťové ochrany přibližně 18 V se začnou nabíjet kondenzátory C15 a C36 ze zdrojů proudu uvnitř budičů U2 a U4, po dosažení dvou třetin napájecího napětí budiče se koncový stupeň odblokuje a začne kmitat. Ve stejném okamžiku se ze zdroje proudu, tvořeným Q5 a Q7, začne nabíjet i kondenzátor C10.

Když napětí na kondenzátoru C10 dosáhne jedné třetiny mezi napájecími napětími, komparátor U3E přepne a MOSFET tranzistory zkratující výstup se uzavrou.

Po dosažení dvou třetin napájecího napětí na kondenzátoru C10 se připne i vstupní relé a do zesilovače přichází audiosignál. LED indikace přepne z červené na zelenou a je indikován bezporuchový stav.

Při vypínání nejdříve U3B detekuje vybití kondenzátoru C27, který má velmi krátkou časovou konstantu kvůli detekci přítomnosti střídavého napětí. Kolektor komparátoru zkratuje startovací kondenzátor C10, čímž způsobí postupné odpojení vstupu a zkratování výstupu a zesilovač se vypne bez výrazných přechodových rušivých napětí na výstupu.

2.6 Výstupní filtr

Zesilovače třídy D vyšších výkonů jsou nutně vybaveny výstupní dolní propustí, která potlačuje zejména diferenciální složku rušení, které ze svého principu generuje koncový stupeň takového zesilovače.

V praxi se nejčastěji používají LC filtry druhého řádu s Butterworthovou aproximací, které jsou dále upraveny podle způsobu modulace zesilovače, tedy posloupnosti spínání koncových tranzistorů, která ovlivňuje poměr souhlasné a diferenciální složky rušení [5].

Splnění požadavku na vyšší útlum modulační frekvence se dá dosáhnout buď zvýšením modulační frekvence, či naopak snížením šířky přenášeného pásma. Někdy je nutné přistoupit k použití LC filtru 4. řádu, jako například v této diplomové práci. Návrhu výstupního filtru se podrobněji věnuje Projekt 1 [26]. Hodnoty filtru záleží i na hodnotě zatěžovací impedance, proto bude filtr 2. řádu navržen pro zatěžovací impedanci 8Ω a filtr 4. řádu bude navržen s ohledem na požadavky zadání diplomové práce, které stanovují efektivní napětí výstupního signálu 100 V a jmenovitý výkon 100 W, čemuž odpovídá zatěžovací impedance 100Ω .

2.6.1 Návrh výstupního LC filtru 2. řádu

Vzhledem k tomu, že ve většině aplikací vyhoví filtr 2. řádu, bude navržen i tento. Při požadavku na přenesení celého akustického pásma s minimálním lineárním zkreslením zvolíme mezní frekvenci filtru 28 kHz. Filtr musí být symetrický, proto se při jeho návrhu vyjde z ekvivalentního obvodu pro polovinu filtru. Hodnoty L a C se určí pomocí vzorce pro Butterworthovu aproximaci [5]

$$L = \frac{\sqrt{2} \cdot R_L^2}{\omega_0} \quad (2.12)$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega_0 R_L^2 \cdot \sqrt{2}} \quad (2.13)$$

kde $R_{L2} = R_L / 2 = 4 \Omega$, ω_0 je 175840 rad/s a $C = C_2 / 2$

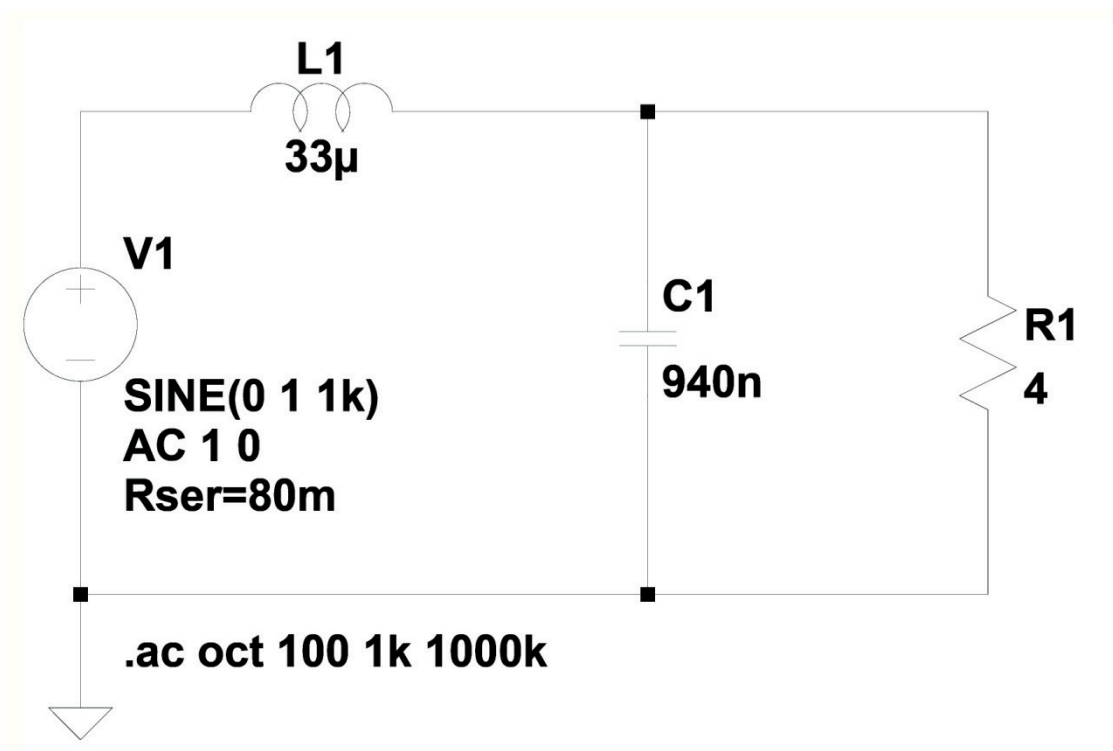
Výsledné hodnoty součástek pro symetrický LC filtr 2. řádu jsou $L = 33 \mu\text{H}$ a $C = 470 \text{ nF}$. Pro potlačení souhlasného rušení se doporučuje jednotlivé výstupy za tlumivkami připojit do země kondenzátory s přibližně 5 -10 x menší kapacitou, v tomto případě 100 nF.

V Projektu 1 [26] bylo vybráno jádro indukčnosti z materiálu 26, který má relativní permeabilitu 75. Pro účely diplomové práce bylo vybráno jádro T200-2 z materiálu 2, který má oproti materiálu 26 čtyřikrát menší ztráty při frekvenci 500 kHz a lineárnější hysterezní křivku [27]. Jádro T200-2 z materiálu 2 má relativní permeabilitu 10 a A_L konstantu rovnou $12 \text{ nH} / \text{N}^2$. Podle vzorce

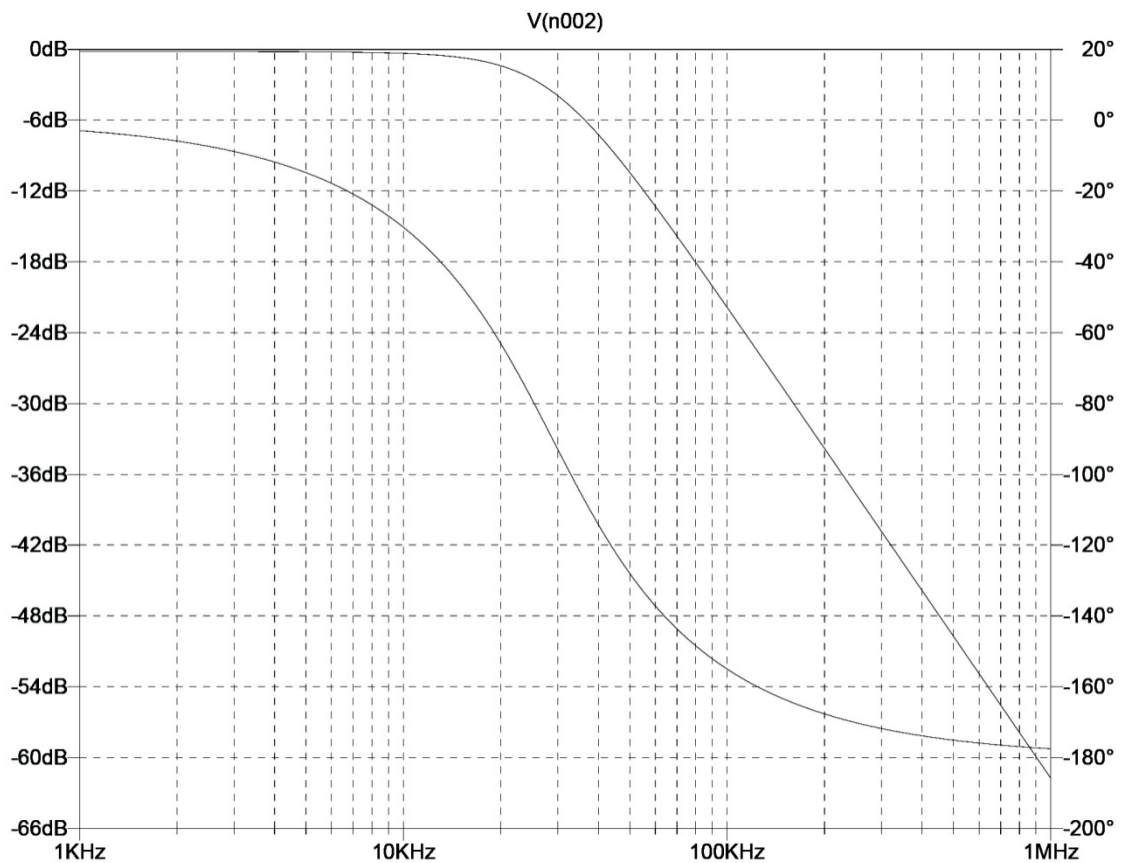
$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} \quad (2.14)$$

se určí počet závitů, který vychází v tomto případě 52.

Při efektivním proudu 16 A bude v jádru magnetická indukce 806 Gauss, což je přibližně poloviční hodnota, než u jádra T184-26 použitého v Projektu 1.



Obr. 20: Schéma simulace výstupního filtru 2. řádu



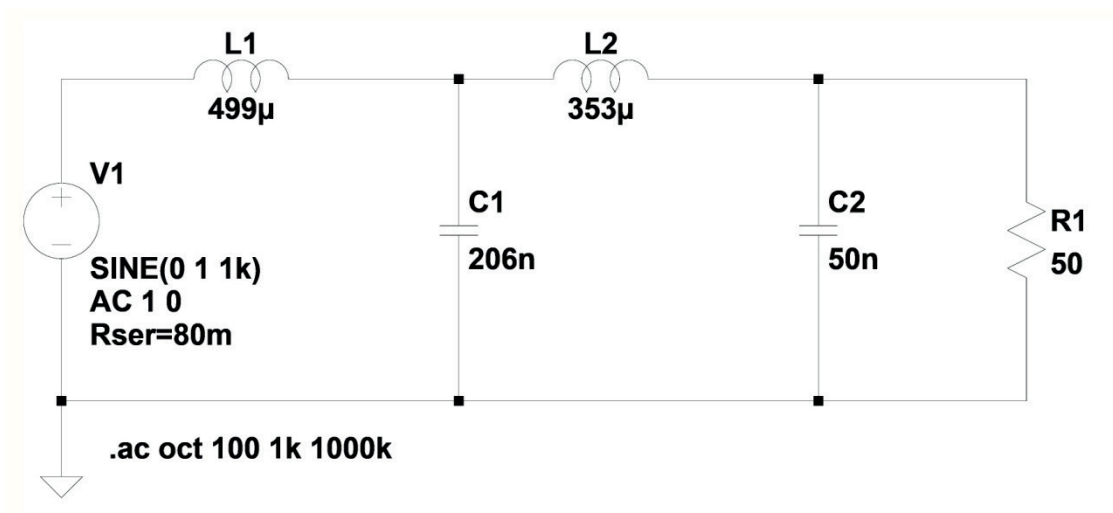
Obr. 21: Přenosová amplitudová a fázová charakteristika výstupního LC filtru 2. řádu

2.6.2 Návrh výstupního LC filtru 4. řádu

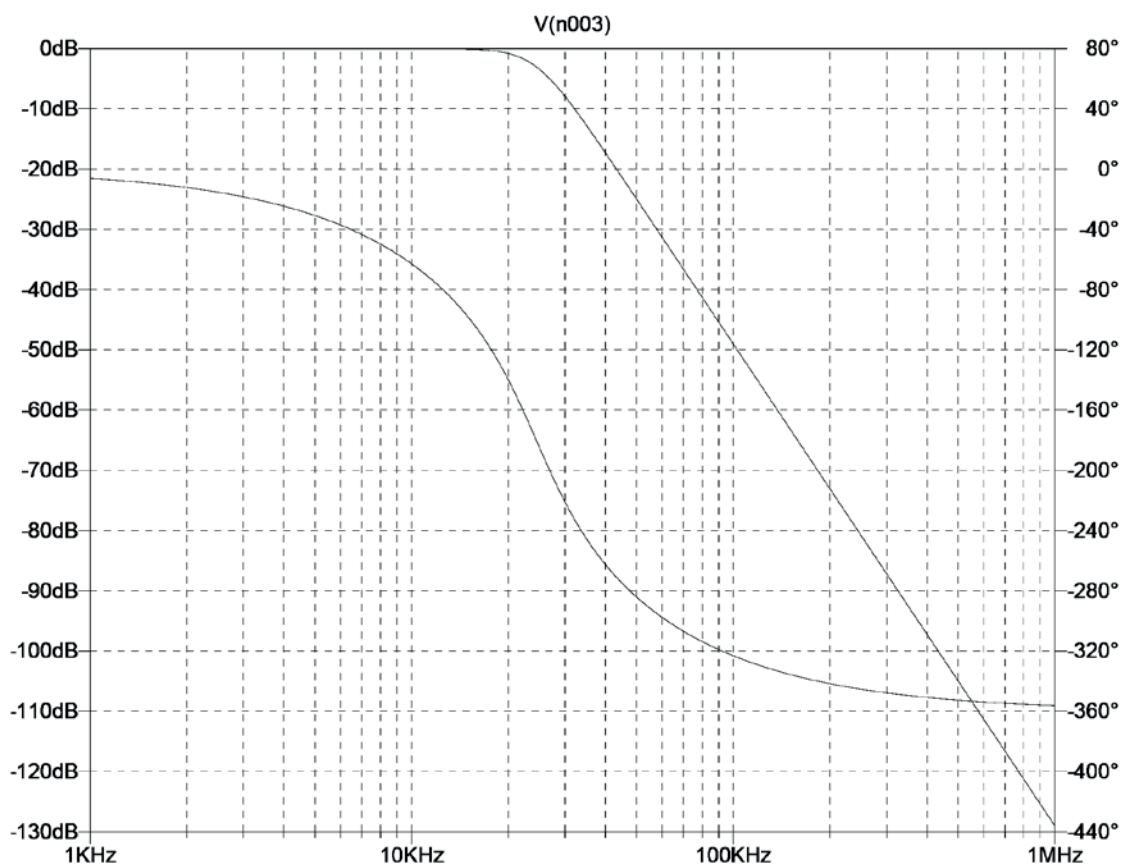
Pro výpočet LC filtru 4. řádu byla použita webová aplikace syntézy filtrů katedry teorie obvodů FEL ČVUT [28].

Podobně jako při návrhu filtru 2. řádu vycházíme z analogického zapojení poloviny symetrického filtru. Zadání diplomové práce vyžaduje útlum filtru -3 dB na frekvenci 16 kHz a útlum na spínací frekvenci -60 dB. Zadáme do aplikace hodnoty, které toto splňují, a to útlum -6dB na frekvenci 28 kHz a útlum -60 dB na frekvenci 220 kHz. Zatěžovací impedance vychází z požadavku výstupního napětí 100 V a výkonu 100 W jako 100 Ω , v ekvivalentním zapojení poloviny filtru tedy 50 Ω .

Hodnoty ekvivalentního zapojení vycházejí $L_{12} = 499 \mu\text{H}$, $C_{12} = 206 \text{ nF}$, $L_{22} = 353 \mu\text{H}$, $C_{22} = 50 \text{ nF}$. Při převedení na symetrické zatížení impedancí 100 Ω vycházejí hodnoty zaokrouhleně $L_1 = 500 \mu\text{H}$, $C_1 = 100 \text{ nF}$, $L_2 = 350 \mu\text{H}$, $C_2 = 24,7 \text{ nF}$ (22 nF a 4,7 nF paralelně). Při použití jader T200-2 vycházejí počty závitů pro cívky 204 a 171.



Obr. 22: Schéma simulace výstupního filtru 4. řádu



Obr. 23: Přenosová amplitudová a fázová charakteristika výstupního LC filtru 4. řádu

Ze simulace je patrné, že útlum modulační frekvence 220 kHz bude téměř 80 dB.

2.7 Návrh prototypu

Návrhu prototypu byl proveden podle obvyklého postupu, který lze shrnout do následujících bodů [29]:

- Stanovení zadání

Zadání často stanovuje jiný subjekt, než vývoj, například obchodní oddělení dané firmy. Někdy na zadání projektu spolupracuje i vývoj.

- Výzkumná etapa

Na začátku vývoje se shromažďují podklady, patenty, normy a zjišťuje se současný stav vývoje v daném odvětví.

- Vývojová etapa

Ve vývojové etapě se vyberou vhodné topologie, které se ověřují výpočty, simulacemi a funkčními prototypy. Po ověření funkčnosti se přistoupí k návrhu DPS.

- Technologická příprava výroby

Již při vývojové etapě musí návrhář přemýšlet o jeho vyrobitelnosti, některé požadavky jsou obecné, existuje však množství požadavků, které se musí upravit podle konkrétní výroby.

- Náběh sériové výroby

Do sériové výroby přechází již ověřený a příslušně certifikovaný přístroj.

2.7.1 Prototyp koncového stupně

V rámci této diplomové práce byl postup návrhu obdobný. Zadání definovala katedra ve spolupráci s vedoucím práce. V rámci výzkumné etapy bylo stanoveno, že se musí jednat o zesilovač třídy D [30], byly shromážděny podklady, ze kterých vyšlo základní schéma obvodu. Následovala vývojová etapa, jejíž první část spočívala v ověření funkčnosti a v úpravách zapojení koncového stupně zesilovače třídy D s delta modulací. Návrh DPS byl proveden v programu Eagle [31], než jsem po zjištění některých nedostatků programu přešel na pokročilejší vývojové prostředí Altium Designer [32], ve kterém jsem navrhl druhý funkční vzorek i finální návrh zesilovače.

2.7.2 Prototyp pomocných a ochranných obvodů

Návrh pomocných a ochranných obvodů vychází z požadované spínací sekvence a možných poruchových stavů zesilovače a je popsán v kapitole 2.5.

2.8 Návrh desky plošných spojů

Většina konstrukcí spotřební elektroniky využívá k vedení cest desky plošných spojů, s počtem vrstev odpovídajícím náročnosti aplikace.

2.8.1 Určení počtu vrstev

Počet vrstev se určuje podle potřeby hustoty montáže, nároků na stínění, případně vedení impedančně přizpůsobených spojů.

Pro zesilovač ve třídě D je minimální vhodný počet vrstev 2, kde se jedna vrstva typicky maximálně využívá jako zemní a jedna signálová. Výroba třívrstvé desky nemá praktický smysl, proto se dále používají čtyřvrstvé desky. Čtyřvrstvá deska byla zvolena i pro tento zesilovač, neboť při konkrétním rozmístění součástek a požadavcích na síly spojů a spojitost zemní vrstvy kvůli potlačení vyzařování by dvouvrstvá deska nevystačila.

2.8.2 Definice vrstev u čtyřvrstvých desek

Jednotlivým vrstvám se u čtyřvrstvých desek přiřazují funkce vrstev napájecích a signálových. Napájecí vrstvy je výhodné mít souvislé z důvodu minimalizace proudových smyček.

U čtyřvrstvých desek existují prakticky tři možnosti definice vrstev

- S1 – GND - - - - VCC – S2
- S1 – GND - - - - S2 – VCC
- GND – S1 - - - - S2 – VCC

kde S1 a S2 jsou signálové vrstvy, GND je zemní vrstva a VCC je napájecí vrstva. Při konstrukci zařízení, jako je zesilovač třídy D, kde se nevedou vysokorychlostní a impedančně řízené spoje, vyhoví první řazení vrstev, kde je výhodou, že je většina signálových spojů dostupná z vnějších vrstev. V případě použití třetí z výše uvedených variant definice vrstev je prakticky nemožné dodatečně upravovat spoje.

2.8.3 Třídy přesnosti

Třídy přesnosti definují povolené minimální rozměry spojů, mezer, průměrů vrtáků a mezikruží. Standardně se dnes u běžných profesionálních výrobců využívá třídy 5, za vyšší třídy přesnosti bývají příplatky v řádu desítek procent.

Konstrukční třída	III.	IV.	V.	VI.	VII.	VIII.
Min. šířka vodičů [μm]	400	300	200	150	125	100
Min. šířka izolačních mezer [μm]	400	300	200	150	125	100
Min. přesah plošky na poloměr [μm]	200	180	150	125	100	100
Nejmenší průměr vrtáku [μm]	400	400	300	250	200	200

Tab. 1: Třídy přesnosti DPS (převzato a upraveno z [33])

2.8.4 Volba konektorů

Konektory se volí s ohledem na jejich funkci, povolený proud a mechanické provedení. V projektu zesilovače třídy D byly na silové spoje vybrány pružné svorky WAGO 255 [34] s barevným rozlišením. Každý spoj je vyveden na čtyři paralelní svorky kvůli snížení proudové hustoty jednotlivými konektory. Pro pomocné a napájecí spoje byly vybrány konektory typu PSH-04 [35], které jsou mechanicky odolné a mají dovolený dostatečně velký proud pro použití na pomocná napájecí napětí. Vstupní signály jsou vyvedeny na dvouřadý konektor MLW26, na který je přivedeno i pomocné napájecí napětí pro jednoduché připojení desky přídatných analogových obvodů.

2.8.5 Rozmístění součástek

Postup při rozmisťování součástek vychází ze schématu a znalosti počtu vrstev desky. V tomto diplomovém projektu byly vybrány 4 vrstvy DPS, kde dvě z vrstev budou sloužit jako napájecí rozlité plochy a dvě jako signálové vrstvy.

Zdroj, tedy konektory související s hlavním napájecím zdrojem, jsou umístěny vlevo, koncové tranzistory jsou z důvodu možnosti montáže přes chladicí hranol umístěny u horního okraje desky, výstupní filtr s výstupními konektory je umístěn vpravo. Uprostřed pod koncovými tranzistory jsou umístěny budiče, modulátor a pomocné a ochranné obvody.

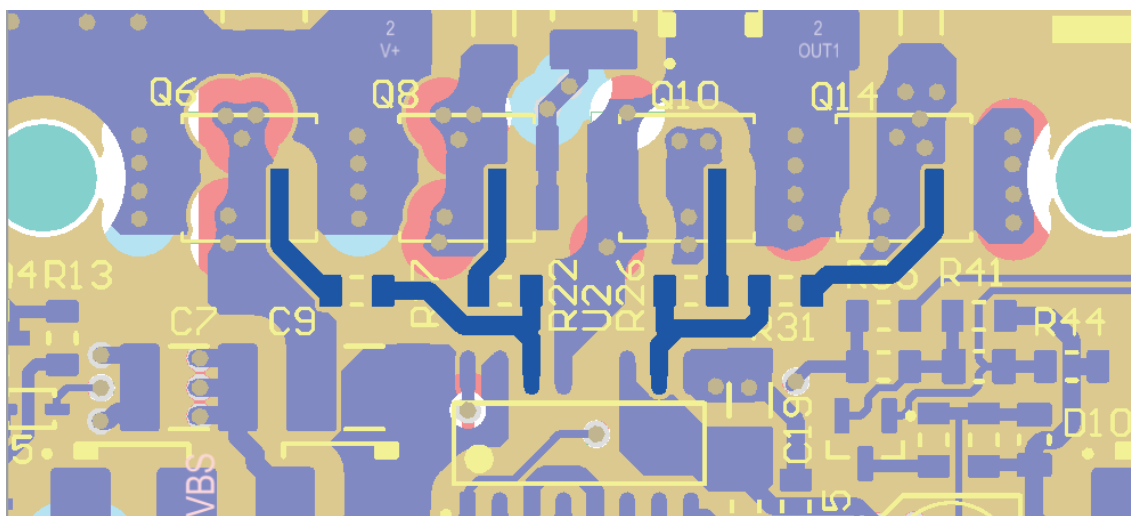
Po určení umístění jednotlivých bloků se umisťují kritické spoje, na kterých tečou vysokofrekvenční proudy vyšších hodnot, čímž jsou jednotlivé páry koncových tranzistorů a jejich příslušné budiče, tlumicí RC články a blokovací kondenzátory.

2.8.6 Vedení kritických spojů

Pro názornost zde popíšeme, jak byly vedeny na DPS nejkritičtější spoje. Nejdůležitější spoje jsou mezi koncovými tranzistory a jejich budiči, kde kvůli minimalizaci indukčnosti, které by zpomalily zapínací proces MOSFET tranzistorů musí, být přímé, široké a krátké cesty. Z důvodu minimalizace indukčnosti musí být zejména spoje od budiče k elektrodě Gate vedeny v jedné vrstvě, aby se indukčnost přívodu zbytečně nezvyšovala o indukčnosti použitých prokovených otvorů.

Uvedené příklady budou zobrazovat jednu polovinu plného mostu, druhá polovina je vedena téměř identicky. Vrstvy spojů DPS jsou barevně značeny následovně:

- Modrá – Horní vrstva, hlavní spoje a „rychlé spoje“
- Zlatá – Vnitřní vrstva 1, vrstva rozlité země
- Azurová – Vnitřní vrstva 2, napájecí vrstva
- Červená – Spodní vrstva, určená zejména pro vedení výstupů



Obr. 24: Přívodní spoje k elektrodám Gate

Cesta, po které se uzavírají proudy, musí být taktéž co nejkratší, s minimální indukčností a proudová smyčka musí být co nejmenší kvůli minimalizaci vyzařování. Návrátové spoje od tranzistorů spodní poloviny mostu jsou přímo zemní plochou, což zajišťuje minimalizaci plochy smyčky, neboť zemní vrstva je přímo pod horní vrstvou.

Návratová cesta ovládacího obvodu horních tranzistorů je vedena přes spodní široký spoj daného výstupu a dále po horní vrstvě širokým spojem do VS pinu budiče spojeného s výstupem.

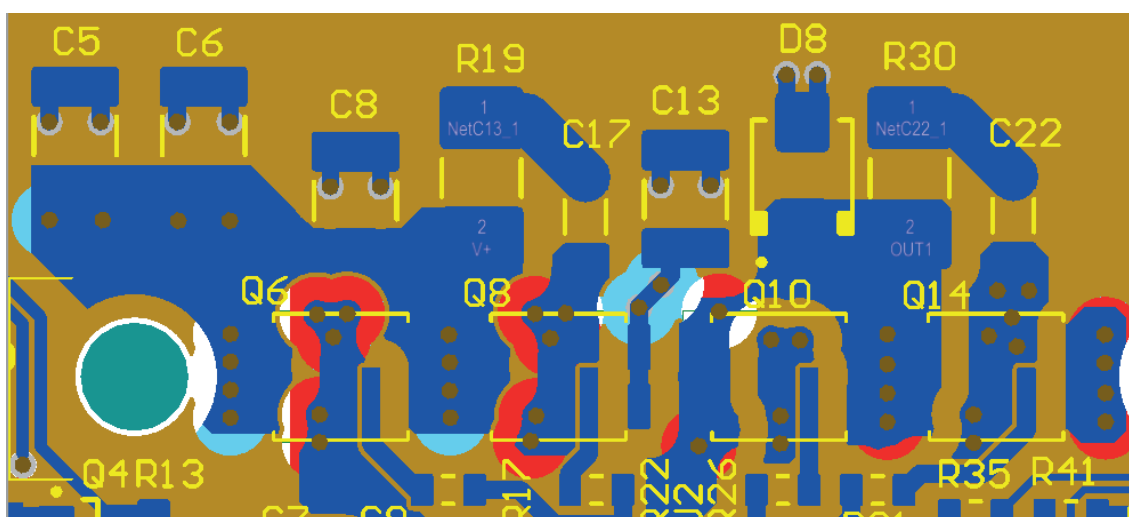


Obr. 25: Návrátová proudová cesta rozlitou mědí od elektrod GateQ6 a Q8 do budiče U2

V blízkosti koncových tranzistorů musí být umístěn blokovací kondenzátor s nízkým ekvivalentním sériovým odporem, typicky tedy vícevrstvý keramický SMD kondenzátor. Přes blokovací kondenzátor se uzavírá proudová smyčka při spínání tranzistorů.

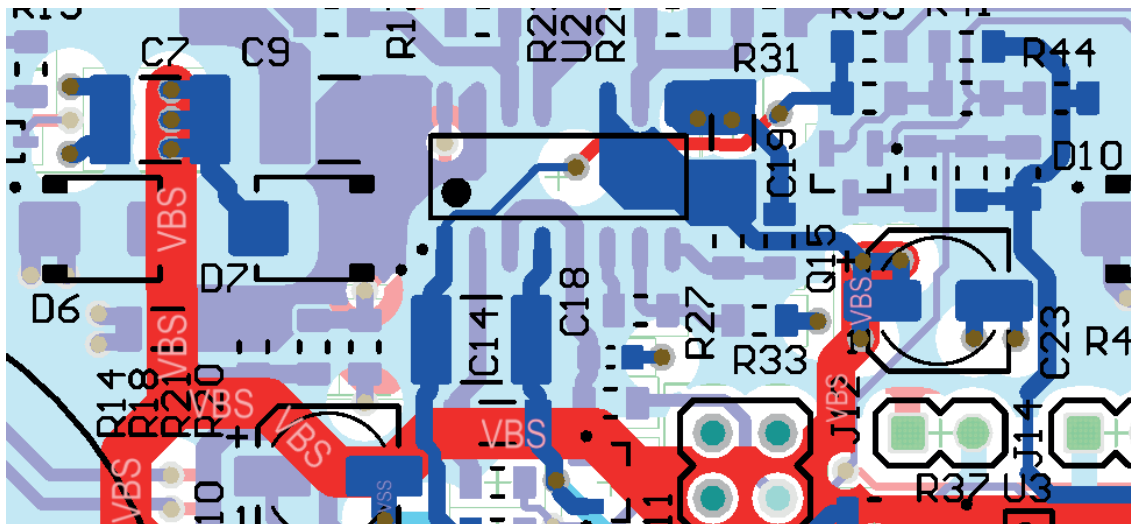
Vysoká pozornost se musí věnovat umístění RC tlumicího členu, který musí být co nejbližší příslušným koncovým tranzistorům. Cesty musejí být přivedeny po stejné vrstvě DPS, při použití prokůvů je prakticky nemožné zachovat požadovanou funkci tohoto RC členu. Na obrázku níže se jedná o komponenty R19 + C17 a R30 + C22.

Minimalizovány musejí být i indukčnosti přípoju koncových MOSFET tranzistorů. To bylo v tomto návrhu zajištěno použitím rozlitých širokých spojů a paralelním řazením více prokůvů. Na obrázku níže jsou koncové tranzistory označeny Q6, Q8, Q10 a Q14.



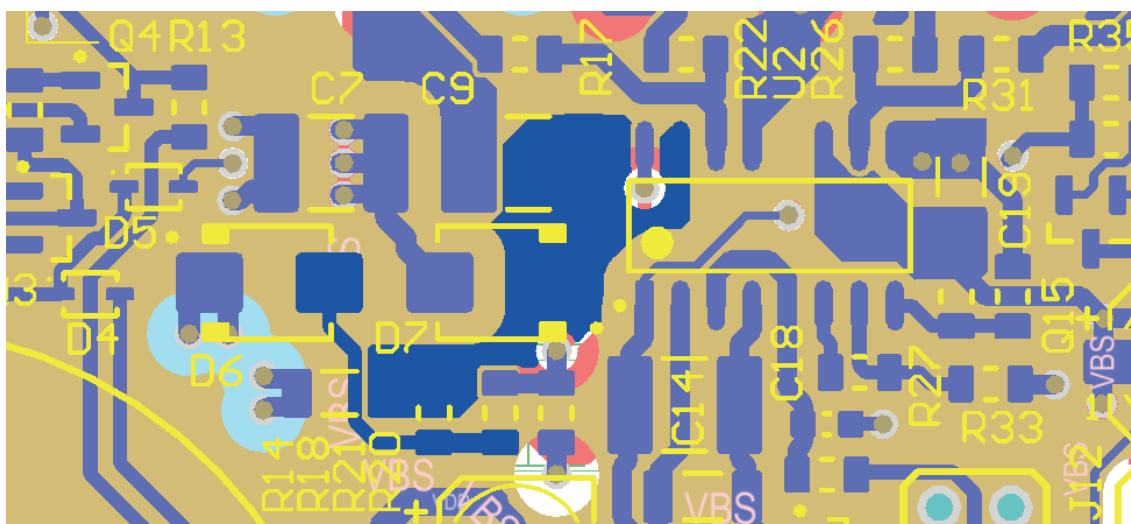
Obr. 26: Polovina koncového stupně s RC tlumicími členy R19+C17 a R30+C22 a blokovacími kondenzátory C5, C6 a C8.

Napájecí napětí budiče koncových tranzistorů musí být vhodně blokováno. Podle doporučení výrobce [36] by měly být blokovací kondenzátory a bootstrapové kondenzátory umístěny přímo přes dané piny obvodu. Vzhledem k prioritě co největšího zkrácení přívodů do Gate elektrod koncových tranzistorů byl blokovací kondenzátor C19 napájení spodní větve budiče i bootstrapový kondenzátor C9 umístěn bokem od budiče a připojen širokými cestami. Blokování vstupní části je provedeno kondenzátorem C14 podle doporučení výrobce přímo přes dané vývody integrovaného obvodu.



Obr. 27: Blokovací kondenzátory C14 a C19 budiče U2

Z doporučení výrobce [36] vyplývá i nutnost minimalizace proudové smyčky v obvodu měření nadproudové ochrany. Rezistory R21 a R20 spolu s diodou D6 jsou umístěny hned vedle budiče. Většina spojů je připojena prokovy do širokých rozlitych cest.



Obr. 28: Rozmístění součástek a vedení spojů obvodu nadproudové ochrany

2.9 Návrh napájecího zdroje

Požadované parametry napájecího zdroje lze určit při znalosti výstupního výkonu zesilovače, jeho účinnosti a potřebě pomocných napětí. Pro zesilovač z této práce bylo určeno napájecí napětí hlavního zdroje 160 V s výkonem alespoň 120 W a pomocné zdroje 12 V a ± 5 V. Při volbě napájecího zdroje se uvažuje cena, elektromagnetická kompatibilita a zvlnění výstupního napětí. Dvěma hlavními možnostmi jsou lineární a spínané zdroje, případně jejich kombinace.

2.9.1 Lineární zdroj

Lineární zdroj se skládá typicky z transformátoru, usměrňovače a filtračních kondenzátorů, případně tlumivek. Podle počtu napájecích fází se transformátory dělí na jednofázové a třífázové.

Nedostatkem lineárního nestabilizovaného zdroje je obvykle nestabilita výstupního napětí, způsobená nestabilitou napětí v síti (podle normy $U_n \pm 10\%$) a jeho nezanedbatelným vnitřním odporem. V obvyklém zapojení spočívá návrh zdroje s jednofázovým síťovým transformátorem v určení jeho sekundárního napětí, které vyplývá z požadovaného napájecího napětí zesilovače a úbytku napětí na usměrňovači

$$U_{ef} \approx 0,8 U_{ss} \quad (2.15)$$

a hodnota kapacity kondenzátorů podle potřebného zvlnění napájení v závislosti na odebíraném proudu pro zapojení s dvoucestným usměrňovačem odpovídá

$$C = \frac{I_m}{2 \cdot f \cdot U_{zv}} \quad (2.16)$$

Lepší výsledky u výkonových zdrojů lze dosáhnout s třífázovým usměrňovačem. Frekvence zvlnění je u třífázového můstkového usměrňovače trojnásobně vyšší než u jednofázového a menší zvlnění výstupního napětí je tak možné dosáhnout s mnohem menším vyhlazovacím kondenzátorem. Vlivem paralelního chodu 3 větví usměrňovače má usměrňovač i výrazně menší vnitřní odpor, než jednofázový usměrňovač. Značnou nevýhodou tohoto řešení je ale velký a těžký síťový transformátor a nutnost připojení zdroje k třífázové přípojce.

2.9.2 Lineární stabilizovaný zdroj

Lineární stabilizovaný zdroj se až na výjimky pro napájení koncového stupně zesilovače nevyužívá. Možným důvodem by mohlo být menší odolnost zesilovače proti zvlnění zdroje, případně při požadavku na vysoké potlačení frekvence napájecí sítě například u sluchátkových zesilovačů.

2.9.3 Spínaný zdroj

Spínaný zdroj je vhodnou volbou obzvláště u zesilovačů třídy D, které jsou samy o sobě generátory rušení. U lineárních zesilovačů je použití spínaného zdroje diskutabilní.

V případě návrhu zdroje pro zesilovač o výkonu 100 W na nominální napěťové úrovni bychom volili nejspíše zapojení Flyback. Při potřebě vyšších výkonů pak zdroj topologie Forward, či rezonanční LLC topologii s kompenzací účinníku[37].

Pro kusovou, či malosériovou výrobu je vhodné zakoupit již hotový a certifikovaný zdroj. Pro účely této diplomové práce byl vybrán zdroj MEAN WELL AD-155C [38] s výstupním napětím 54 V a proudem 2,7 A. Při spojení tří těchto zdrojů do série vznikne napětí 162 V, které je pro napájení zesilovače vhodné. Proud 2,7 A je dostatečný až pro čtyři tyto zesilovače s výkonem 100 W. Druhou možností je použít napájecí zdroj, který disponuje již požadovaným výstupním napětím 160 V, Elektro-Akustik EA-PS 8160-04R, který je ale méně výhodný ekonomicky. Obě varianty musí být doplněny zdrojem pro pomocná napětí 12V a ± 5 V, například typem PSA4541A od firmy Phihong [39].

3 Vliv komplexní impedance zátěže na výstupní obvody zesilovače

Ideální zesilovač má nulovou výstupní impedanci, reálné zesilovače různých tříd a topologií vykazují rozdílné nenulové výstupní impedance, které jsou navíc frekvenčně závislé. Nenulová výstupní impedance zesilovače ovlivní měřený výstup zesilovače v závislosti na připojené zátěži, která má typicky komplexní charakter.

Lineární zesilovače tříd A, AB a B mají frekvenční závislost výstupní impedance v audiopásmu typicky velmi malou i z důvodu, že mají zavedenou silnou negativní zpětnou vazbu. Zesilovače třídy D mají na výstupu typicky výstupní filtr, jehož přenos je silně závislý na zatěžovací impedanci, která je tvořena vodiči, připojenými reprosoustavami a případně i jejich převodními transformátory, kterých v případě ozvučení budov může být neurčitý počet.

Z toho důvodu je nutno věnovat vlivu zatěžovací impedance na funkci zesilovače třídy D pozornost a určit vlivy zatěžovací impedance na vlastnosti zesilovače.

3.1 Výstupní obvody zesilovače

Za výstupní obvody zesilovače považujeme typicky dvojici, či čtveřici výstupních tranzistorů, jejich emitorové odpory a výstupní LC filtr typu dolní propust.

U lineárních zesilovačů se silnou negativní zpětnou vazbou je výstupní impedance koncového stupně zmenšena, přičemž poměr snížení výstupní impedance zesilovače se zavedenou zpětnou vazbou odpovídá faktoru zpětné vazby, což je poměr zisku zesilovače s otevřenou a uzavřenou smyčkou zpětné vazby [40].

Zesilovače třídy D mají na výstupu typicky tranzistory typu MOSFET, které pracují ve spínacím režimu, a jeho výstupní impedance v audio pásmu je malá a frekvenčně málo závislá. Amplitudovou a fázovou frekvenční charakteristiku bude v závislosti na připojené zátěži nejvíce ovlivňovat výstupní filtr zesilovače.

3.2 Parametry vedení

Základními parametry vodičů jsou činný odpor, indukčnost a kapacita. Pro homogenní vedení lze tyto parametry uvádět vztažené na jednotku délky. Jako příklad vodiče pro sdělovací vedení na nominální hladině 100 V uvedeme typ MK 2 x 0,5 mm² společnosti NKT cables [41], který je konstruován pro provozní napětí 300 V, jeho činný odpor je 78 mΩ/m, indukčnost 0,68 μH/m, kapacita mezi vodiči 15 pF/m a kapacita mezi vodičem a stíněním 106 pF/m.

3.2.1 Ztráty na vedení

Pokud budeme uvažovat pouze činnou složku vodiče, můžeme ztráty vypočítat pomocí znalosti základních parametrů, kterými jsou nominální impedance zátěže, délka vedení, činný odpor vodiče vztažený na délku a požadovaný přenášený výkon.

Příkladem může být reproduktorová soustava s nominální impedancí 4 Ω připojená k zesilovači výše uvedeným vodičem délky 30 metrů, přenášený výkon má být 50 W. Tomu odpovídá efektivní napětí 14,1 V a proud 3,5 A. Vodič MK 2 x 0,5 mm délky 30 m má činný odpor 1,17 Ω. Vzhledem k tomu, že činné ztráty vznikají na obou vodičích, je nutné tento odpor počítat dvakrát. Ztráty se vypočítají pomocí vzorce

$$P_z = R \cdot I^2 \tag{3.1}$$

Po dosazení vycházejí ztráty na třicetimetrovém vedení 28,7 W.

Pokud má být stejným vodičem na stejnou vzdálenost přenesen stejný výkon na nominální hladině 100 V, bude efektivní hodnota proudu odpovídat 0,5 A a ztrátový výkon na vodičích bude pouze 0,59 W.

3.3 Převodní transformátory

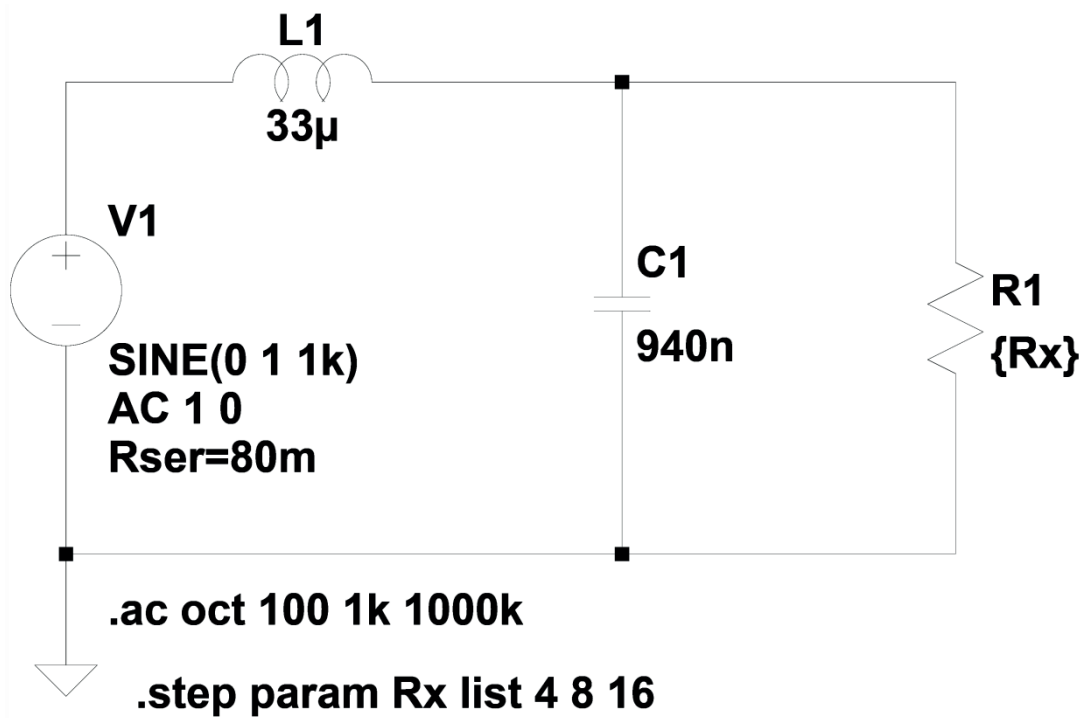
Převodní transformátory pro sdělovací techniku se dělí na dva základní typy, a to transformátory o výkonu v řádu až stovek VA určené na převod signálu z výstupu klasických zesilovačů na nominální hladinu 100 V a transformátory menších výkonů, okolo jednotek VA, často s více primárními a sekundárními odbočkami, určené pro montáž do ozvučnic jednotlivých reprosoustav. Pomocí odboček lze volit požadovaný výkon z dané reprosoustavy.

3.4 Simulace vlivu komplexní impedance zátěže na LC filtr

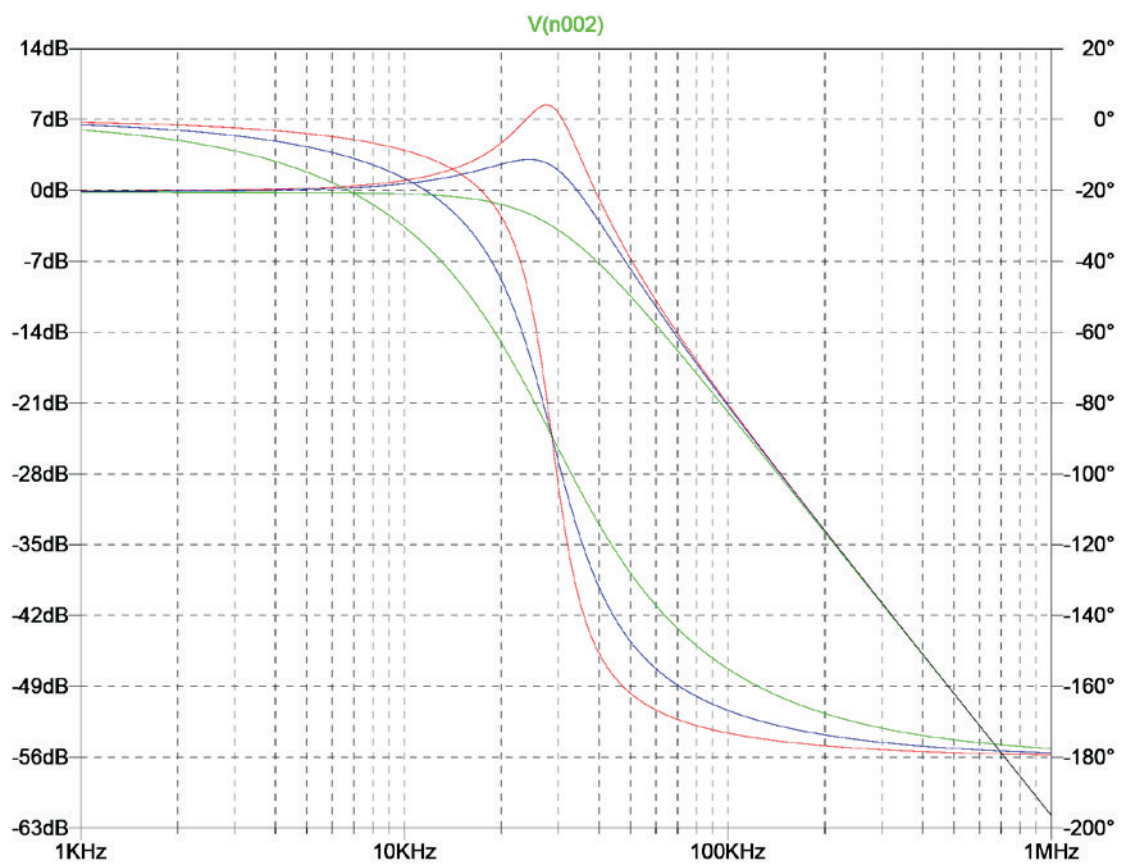
Zde bude uvedeno několik simulací, které nastíní vliv rozdílných zátěží na tvar amplitudové a fázové frekvenční charakteristiky na výstupu zesilovače třídy D za výstupním filtrem 2. řádu.

3.4.1 Simulace vlivu reproduktoru na průběh výstupního napětí

Základním problémem zesilovačů s výstupním filtrem je jejich závislost na zatěžovací impedanci, což ukazuje příklad níže, kde je simulován LC filtr 2. řádu navržený pro zatěžovací impedanci 4Ω a je zatížen impedancemi 4, 8 a 16Ω .

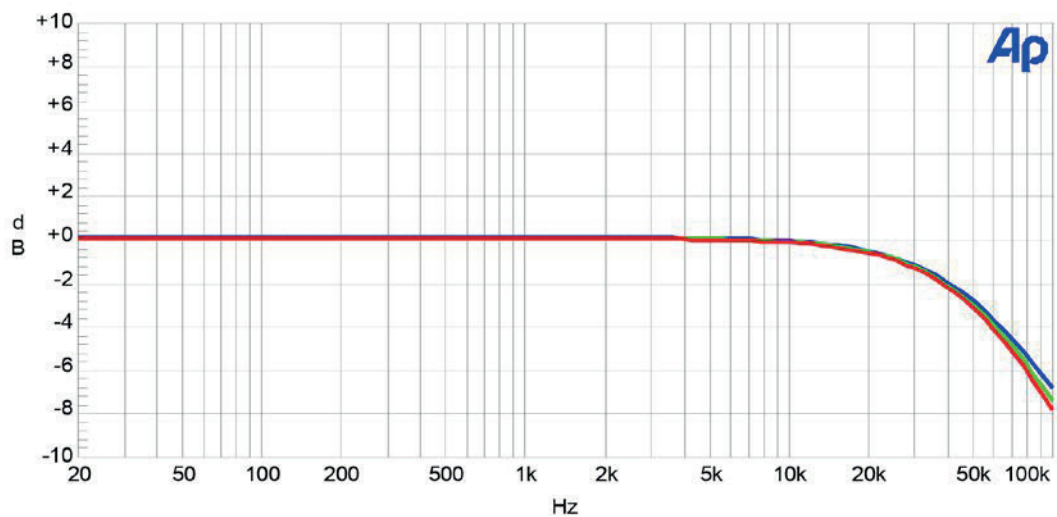


Obr. 29: Schéma simulace vlivu nominální impedance reproduktoru na přenos výstupního filtru



Obr. 30: Výsledek simulace vlivu nominální impedance reproduktoru na přenos výstupního filtru

To platí pro zesilovače s výstupním filtrem mimo smyčku záporné zpětné vazby jako jsou zesilovače se Sigma-Delta modulací. Zesilovače s Delta modulací mají filtr uzavřen ve smyčce záporné zpětné vazby. Díky tomu je rezonance filtru kompenzována a průběh frekvenční charakteristiky je pak do jisté míry nezávislý na zatěžovací impedanci.



Obr. 31: Amplitudová frekvenční charakteristika zesilovače třídy D s Delta modulací do zátěže 3 Ω , 6 Ω a bez zátěže (převzato z [14])

4 Měření zesilovače

V této kapitole bude popsáno měření zesilovačů. Zaměříme se na praktickou část měření hotového zesilovače, který můžeme považovat za aktivní dvojbran, do jehož vstupních svorek budeme přivádět vstupní signál a na výstupních svorkách budeme vyhodnocovat parametry, jako jsou výstupní výkon a celkové harmonické zkreslení. Budeme zjišťovat amplitudovou a fázovou frekvenční charakteristiku, napěťové zesílení a výstupní výkon zesilovače do dané zátěže. Měření bude provedeno s ohledem na vyšší obsah vysokofrekvenčních rušivých napětí na výstupu zesilovačů třídy D.

4.1 Měřicí technika

Před samotným měřením si definujeme možnosti měření jednotlivých parametrů. Kromě klasických a často zastaralých metod s použitím sinusového generátoru, osciloskopu a stolního měřiče zkreslení zde stručně popíšeme i použití specializovaných měřicích zařízení firem Audio Precision [43], Rode & Schwarz [44] a Keysight [45] a zejména měření pomocí zvukové karty počítače. Nelze plošně tvrdit, která z metod je nejvýhodnější. Některé parametry je nejlepší měřit na sestavě generátor signálu – osciloskop, na některé plně vyhoví měření zvukovou kartou počítače a pro některá měření je nejvýhodnější použití specializovaných přístrojů.

4.1.1 Osciloskopická měření

Osciloskopická měření jsou nenahraditelná ve fázi vývoje zesilovače, kdy se potýkáme s vysokofrekvenčními rezonancemi jednotlivých částí obvodu, které nabývají frekvencí v řádu desítek až stovek megahertzů. Pro měření hotového zesilovače jsou často měření pomocí osciloskopu zdlouhavá i nepřesná [46].

4.1.2 Audio analyzátory

Známým výrobcem speciálních audio analyzátorů je společnost Audio Precision, která má ve svém portfoliu hned několik audio analyzátorů s množstvím analogových i digitálních vstupů a výstupů. Jejich zařízení dokáží měřit celkové harmonické zkreslení THD+N až -120 dB s šířkou pásma přes 1 MHz. Společnost Rohde&Schwarz nabízí audio analyzátor UPV [47] se vzorkovací frekvencí až 400 kHz. Výrobce Keysight Technologies má mezi svými produkty audio analyzátor U8093B [48] s vlastním harmonickým zkreslením -110 dB a šířkou pásma 1,5 MHz.

Specializované audio analyzátory jsou vhodné pro audio měření, jejich výhodou je snadná obsluha, nevýhodou zas vysoká cena.

4.1.3 Měření s pomocí PC

Díky dobré dostupnosti kvalitních počítačových zvukových karet je možné efektivně měřit parametry zesilovačů i bez přístupu ke drahým audio analyzátorům. Použití PC a zvukové karty usnadňuje měření amplitudové a fázové frekvenční charakteristiky a zejména měření THD, které je například při měření závislosti THD na frekvenci nutné měřit v diskrétních

bodech. Díky automatickému měření s pomocí počítače je měření rychlejší, než za použití klasických metod.

Nevýhodou měření s pomocí zvukových karet počítače je složitější verifikovatelnost měřených výsledků a jejich kompatibilita s výsledky měření na specializovaných audio analyzátoch a nutnost pokročilejších teoretických i praktických zkušeností obsluhy těchto měření.

4.1.4 Vybavení pro PC měření

Základem pro měření s použitím počítače je dostatečně výkonný počítač. Vzhledem k náročnosti audio měření vystačí prakticky každý dnešní počítač, s výkonem dostatečným pro operační systém Microsoft Windows 7.

Software pro měření audio parametrů nabízí například chorvatská společnost Artalabs [49], jejich program ARTA (Audio Real TimeAnalyzer) se dá volně stáhnout v licenci shareware s časově neomezenou plnou funkcionalitou vyjma exportu dat.

4.1.5 Zvukové karty pro PC měření

Hlavním vybavením pro měření s pomocí PC je zvuková karta. Ať už se jedná o interní PCI-E, či externí zařízení, které se připojují pomocí USB, FireWire, či sběrnice Lightning společnosti Apple.

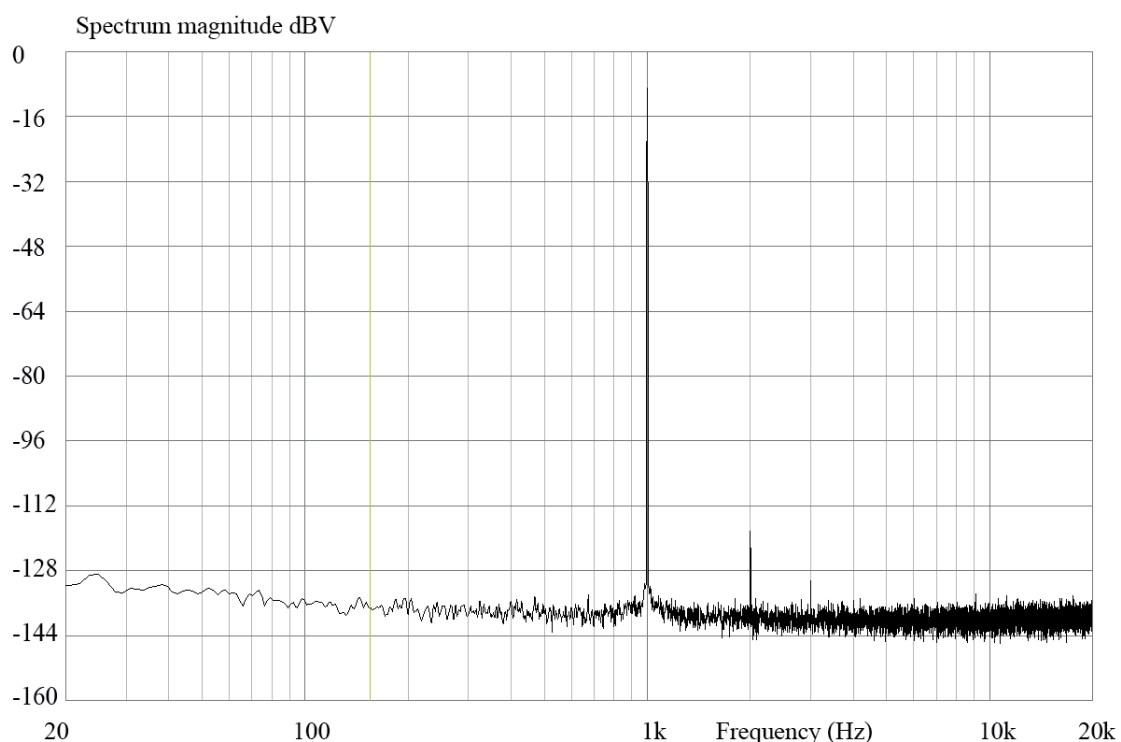
Zvuková karta musí splňovat kvalitativní a kvantitativní parametry pro měření připojených zařízení, jako je v tomto případě měřený zesilovač. Pokud chceme měřit dostatečně přesně, musí zvuková karta dosahovat lepších parametrů, než má zařízení, které měříme. Proto nejsou velmi vhodné integrované zvukové karty, které jsou k dispozici prakticky v každém počítači, ale je nutné použít vysoce kvalitní zvukovou kartu od specializovaného výrobce.

V rámci přípravy na měření zesilovače třídy D bylo porovnáno několik modelů zvukových karet různých výrobců s ohledem na spektrum signálu a THD. Porovnávány byly zvukové karty ESIJuli@, MOTU 8Pre, Steinberg UR22, FocusriteScarlett 2i2 a PresonusAudioBoxiTwo.

Typ zvukové karty	THD
ESI Juli@	0,00046 %
MOTU 8Pre	0,00059 %
Steinberg UR22	0,0034 %
Focusrite Scarlett 2i2	0,011 %
Presonus AudioBox iTwo	0,024 %

Tab. 2: Srovnání zkreslení THD zvukových karet

Nejlepších parametrů dosáhla PCI-E karta Juli@ společnosti ESI [50] v cenové relaci okolo 4 000 Kč s hodnotou THD 0,00046 %, což odpovídá potlačení druhé harmonické oproti základní frekvenci o přibližně 110 dB.



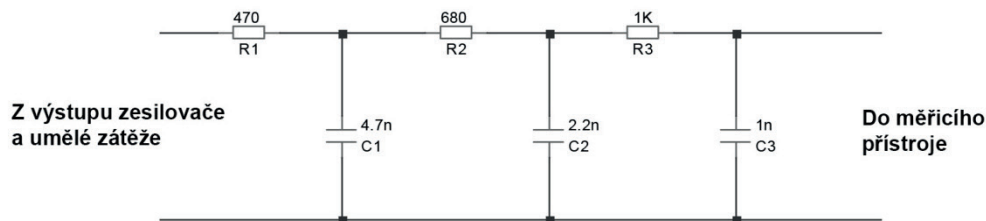
Obr. 32: Spektrum loopback měření zvukové karty ESI Juli@

Při měření pomocí zvukové karty je potřeba najít vhodné úrovně signálu vztahované k maximální úrovni 0 dBFS tak, aby byly co nejvyšší s ohledem k odstupu signálu od šumu, ale zároveň dostatečně nízké pro minimalizaci THD. Pro kartu ESI Juli@ je nejvýhodnější nastavit úroveň generovaného sinusového signálu na hodnotu -6 dBFS.

Měření zvukových karet, uvedená výše, byla provedena v konfiguraci „loopback“, kdy je signál generován zvukovou kartou do analogového výstupu a tento je pak analyzován vstupem téže zvukové karty. Vstup a výstup je propojen koaxiálním, případně symetrickým vodičem.

4.1.6 Dodatečný filtr pro měření zesilovačů třídy D

Pro měření zesilovačů třídy D s vyšším obsahem rušivých signálů v nadakustickém pásmu je někdy nutné použít dodatečný filtr typu dolní propust. Požadavky na filtr byly definovány v AES17. V aplikačním listu International Rectifier [51] byl publikován návrh filtru, který tyto požadavky splňuje.



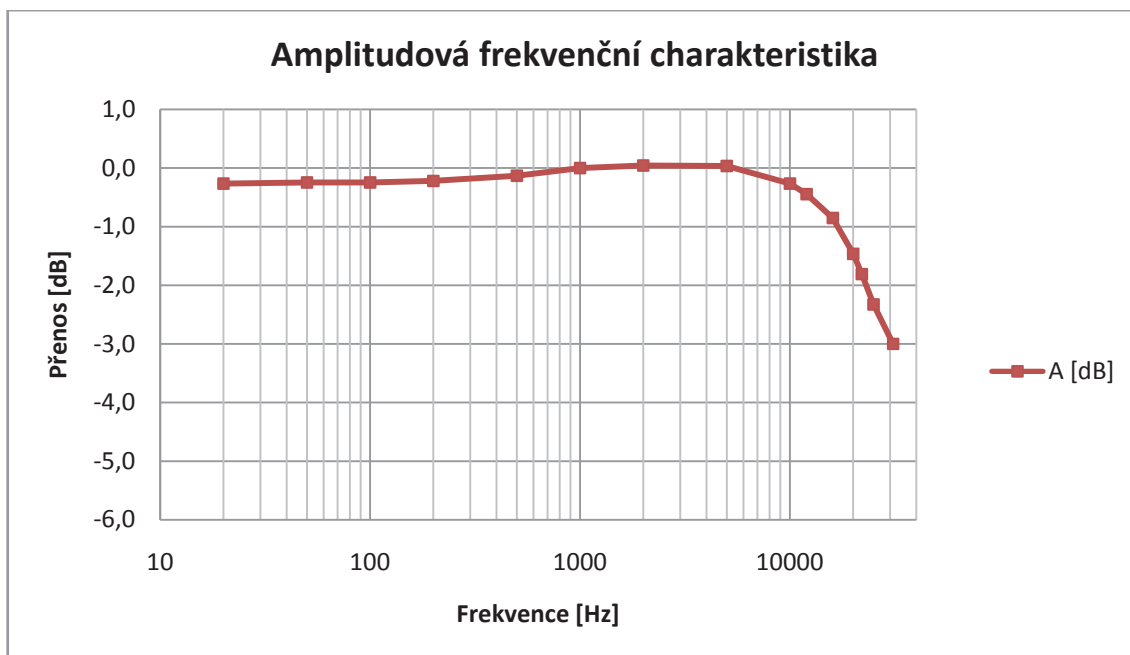
Obr. 33: Filtr typu dolní propust pro měření zesilovačů třídy D (převzato a upraveno z [51])

4.2 Amplitudová frekvenční charakteristika

Amplitudová frekvenční charakteristika zesilovače byla změřena pomocí generátoru signálu Aim TTi TG 5011 a osciloskopu Agilent DSO-X 2014A. Všechna měření byla provedena s připojenou zátěží 100 Ω .

Frekvence [Hz]	$U_{\text{výst}}$ [V]	A [dB]
20	9,7	-0,3
50	9,72	-0,2
100	9,72	-0,2
200	9,75	-0,2
500	9,85	-0,1
1000	10	0,0
2000	10,05	0,0
5000	10,04	0,0
10000	9,7	-0,3
12000	9,5	-0,4
16000	9,065	-0,9
20000	8,45	-1,5
22000	8,12	-1,8
25000	7,65	-2,3
31000	7,08	-3,0

Tab. 3: Závislost výstupního napětí na frekvenci



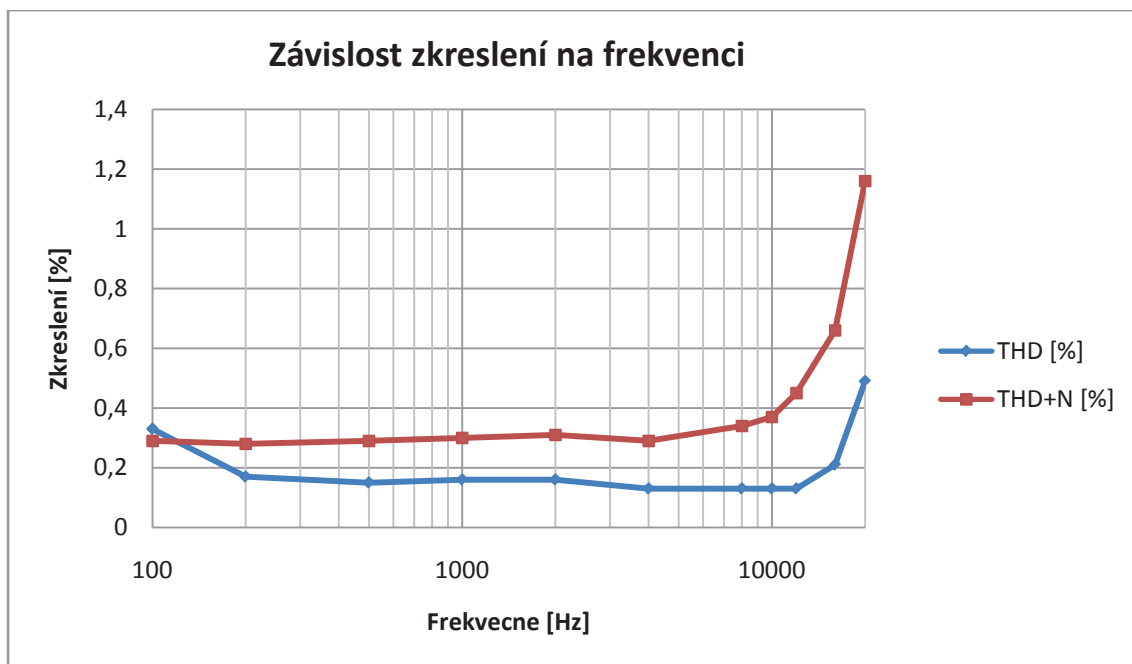
Obr. 34: Amplitudová frekvenční charakteristika zesilovače

4.3 Celkové harmonické zkreslení

Celkové harmonické zkreslení bylo měřeno pomocí zvukové karty ESI Juli@ v diskretních bodech frekvence a výkonu.

f [Hz]	THD [%]	THD+N [%]
100	0,33	0,29
200	0,17	0,28
500	0,15	0,29
1000	0,16	0,3
2000	0,16	0,31
4000	0,13	0,29
8000	0,13	0,34
10000	0,13	0,37
12000	0,13	0,45
16000	0,21	0,66
20000	0,49	1,16

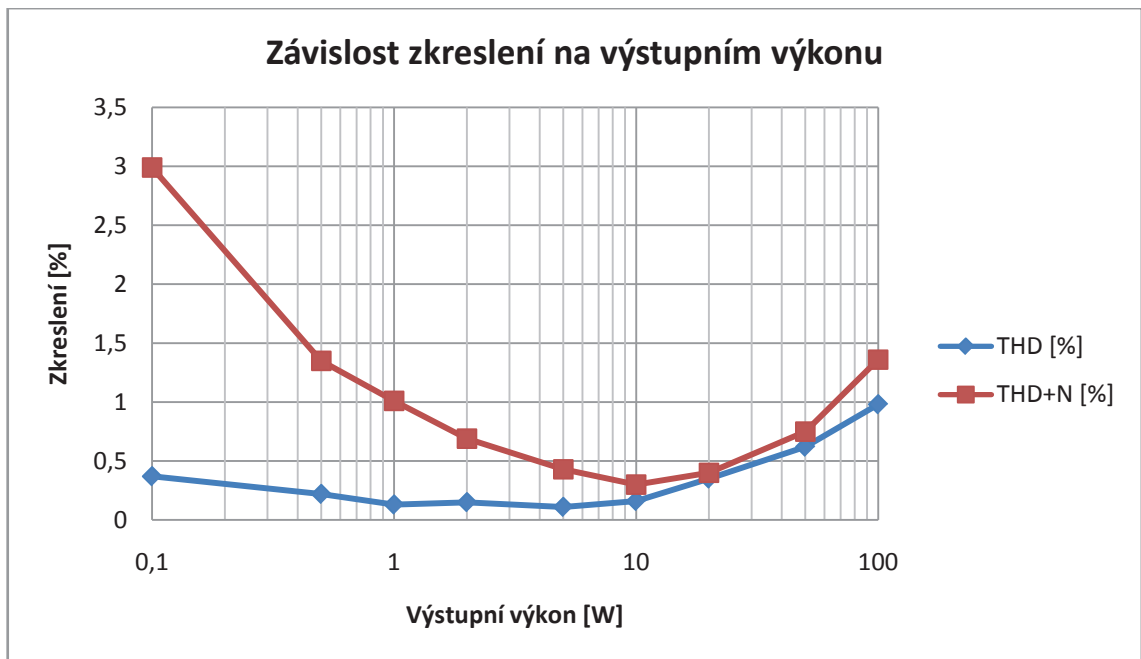
Tab. 4: Závislost zkreslení zesilovače na frekvenci



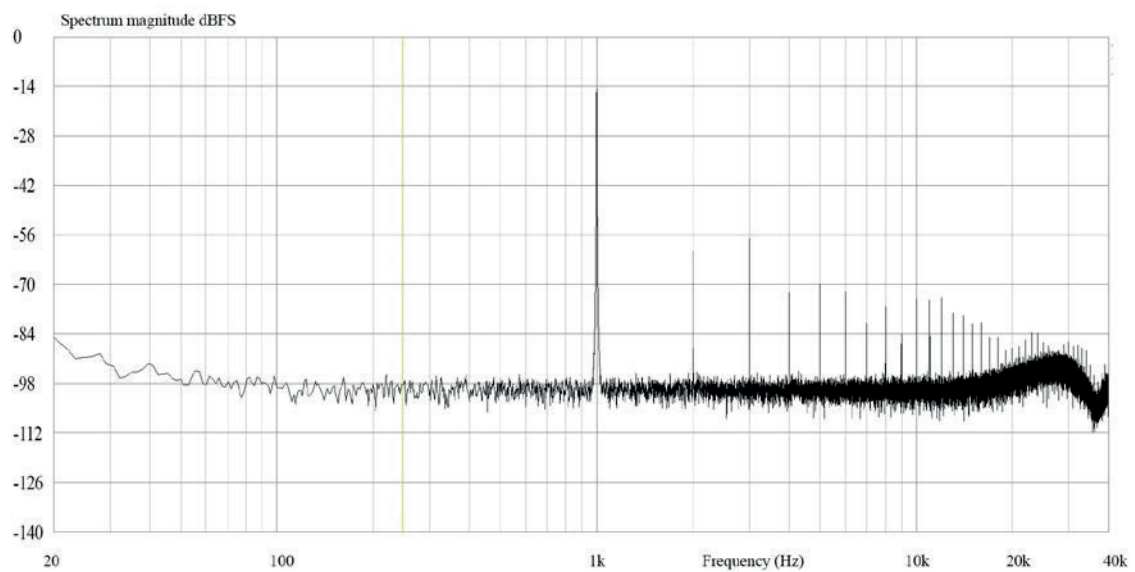
Obr. 35: Závislost zkreslení zesilovače na frekvenci

Výkon [W]	THD [%]	THD+N [%]
0,1	0,37	2,99
0,5	0,22	1,35
1	0,13	1,01
2	0,15	0,69
5	0,11	0,43
10	0,16	0,30
20	0,35	0,40
50	0,62	0,75
100	0,98	1,36

Tab. 5: Závislost zkreslení zesilovače na výstupním výkonu



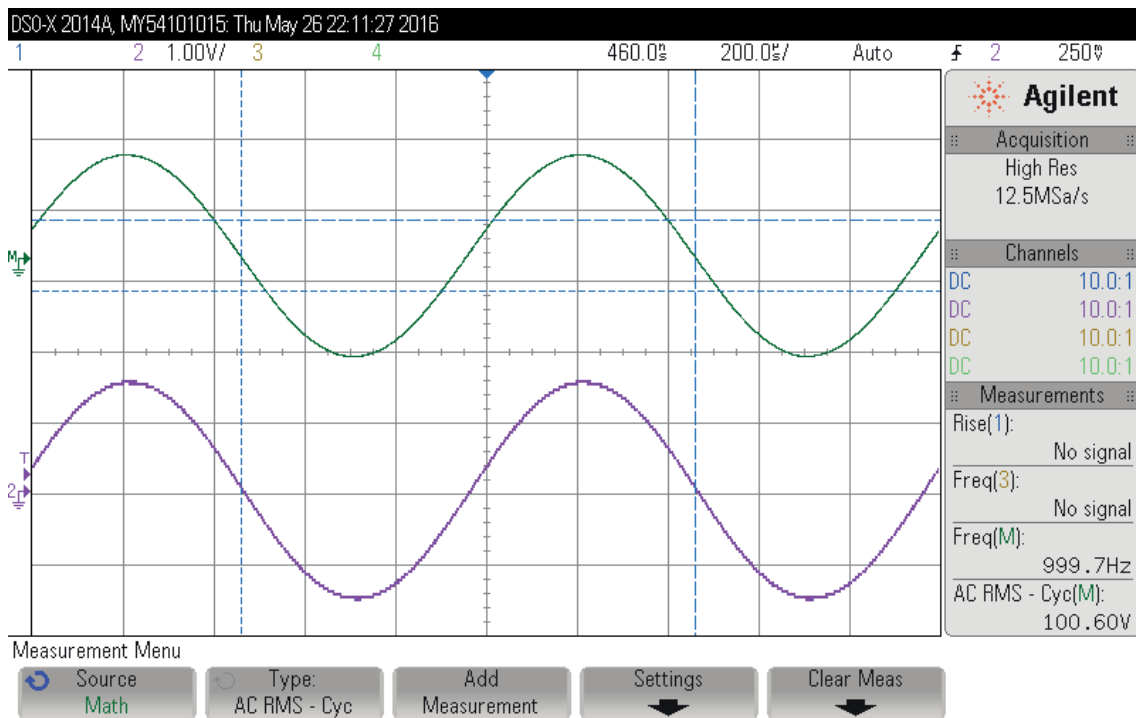
Obr. 36: Závislost zkreslení zesilovače na výstupním výkonu



Obr. 37: Spektrum výstupu zesilovače při výstupním napětí 100 V_{ef} a zátěži 100 Ω

4.4 Výstupní napětí zesilovače

Dosažení maximálního výstupního napětí zesilovače 100V_{ef} při napájecím napětí 150 V bylo změřeno pomocí osciloskopu.



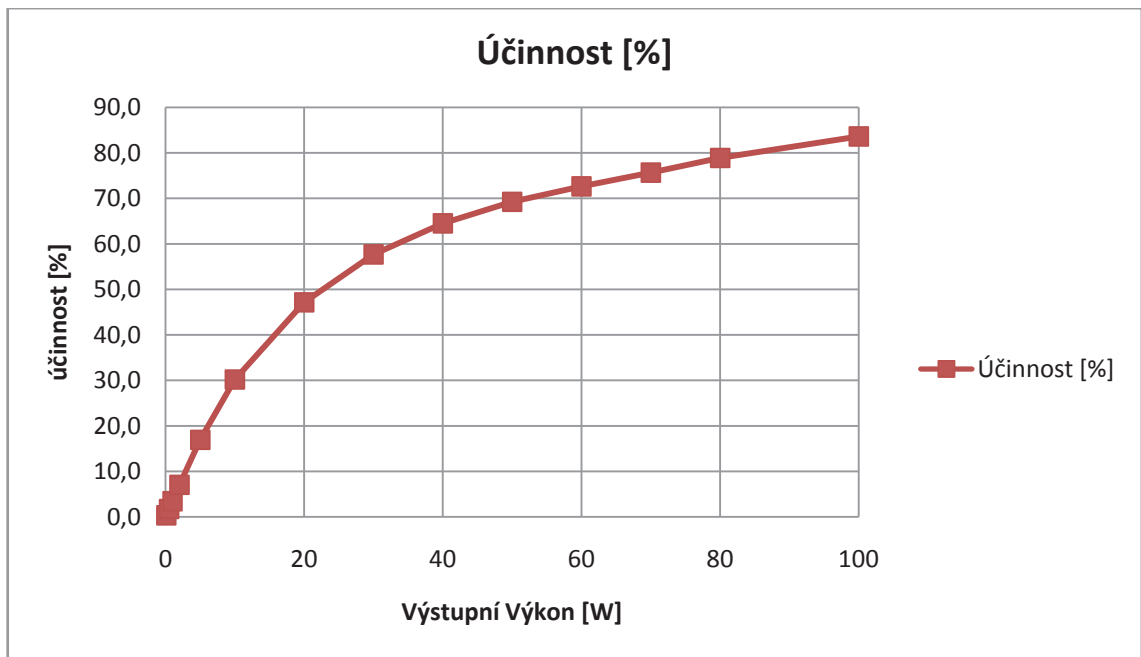
Obr. 38: Výstupní napětí zesilovače (zelený průběh)

4.5 Účinnost zesilovače

Účinnost zesilovače byla měřena pomocí osciloskopu a wattmetru výkonového zdroje Keysight AC 6804A.

Výkon [W]	Příkon [W]	Účinnost [%]
0,1	28,3	0,4
0,5	28,6	1,7
1	28,9	3,5
2	28,3	7,1
5	29,5	16,9
10	33,1	30,2
20	42,4	47,2
30	52	57,7
40	62	64,5
50	72,2	69,3
60	82,6	72,6
70	92,5	75,7
80	101,4	78,9
100	119,6	83,6

Tab. 6: Závislost účinnosti zesilovače na výstupním výkonu



Obr. 39: Závislost účinnosti zesilovače na výstupním výkonu

4.6 Útlum modulační frekvence

Útlum modulační frekvence byl změřen pomocí osciloskopu. Efektivní hodnota výstupního napětí zesilovače bez vybuzení byla 155,94 V. Efektivní hodnota modulačního napětí na výstupu zesilovače za LC filtrem druhého řádu byla 659,6 mV a za LC filtrem čtvrtého řádu 88 mV. Podle vzorce

$$a_U = 20 \log \frac{U}{U_0} \quad (4.1)$$

byly stanoveny útlumy modulační frekvence pro jednotlivé filtry, a to 47,5 dB pro filtr druhého řádu, respektive 65 dB pro filtr čtvrtého řádu.

Závěr

Tématem diplomové práce byly zesilovače třídy D. Zesilovače této třídy vykazují maximální účinnost, která teoreticky dosahuje účinnosti až 100 %.

První kapitola obecně popisuje základní konstrukční bloky zesilovačů třídy D. V kapitole jsou popsány dva druhy pulzně-šířkových modulátorů, porovnávající vstupní signál s vysokofrekvenčním pilovým signálem, s rozdílným poměrem souhlasné a diferenciální složky výstupního signálu, a principy modulátorů typu Delta a Sigma-Delta včetně rozdílné povahy jejich kvantizačního šumu. Popsány jsou i bloky koncového stupně v konfiguraci plného a polovičního mostu, včetně uvedení základních požadovaných parametrů spínacích MOSFET tranzistorů a jejich budičů.

Výpočtem bylo provedeno porovnání ztrát na koncových tranzistorech zesilovače třídy D výkonu 100 W se 100V výstupem pro varianty s výstupním transformátorem a bez výstupního transformátoru. Účinnost zesilovače v konfiguraci bez výstupního transformátoru s napájecím napětím 160 V byla stanovena 93,7 % a pro zesilovač s napájecím napětím 35 V a ideálním výstupním transformátorem byla stanovena 95,2 %. Při použití reálného transformátoru s účinností 98,4 % a menší bude energeticky výhodnější použít zesilovač bez výstupního transformátoru. S použitím výstupního transformátoru je zároveň spojeno několik komplikací od jeho správného návrhu, vyrobitelnosti, harmonického zkreslení a EMC rušení, proto se tato práce zabývala návrhem zesilovače s vyšším napájecím napětím a bez výstupního transformátoru.

Druhá kapitola podrobně dokumentuje návrh zesilovače třídy D s ohledem na požadované parametry, kterými jsou zejména výstupní napětí 100 V_{ef}, výkon 100W, harmonické zkreslení pod 1 % a útlum modulační složky spektra -60 dB.

Zesilovač je navržen v konfiguraci plného mostu s Delta modulací a budičem IRS20957S, po srovnání dvou typů výkonových MOSFET tranzistorů a s ohledem na parametry zejména kapacit a schopnosti odvést ztrátový výkon byl vybrán typ IRF6785 v pouzdru Directfet MZ. V kapitole jsou popsány jednotlivé funkční bloky zesilovače i jeho pomocných a ochranných obvodů včetně výpočtů hodnot součástek. Je popsána spínací sekvence při zapínání a vypínání zesilovače s ohledem na minimalizaci rušivých přechodných napětí na výstupu. Pro danou konstrukci zesilovače jsou uvedeny dva druhy výstupního LC filtru typu dolní propust. Poslední část druhé kapitoly podrobně popisuje návrh desky plošných spojů.

Třetí kapitola popisuje vliv komplexní impedance rozvodné soustavy a reproduktorů s přizpůsobovacími transformátory na výstupní obvody zesilovače. U lineárních zesilovačů tříd A, AB a B není tento vliv tak znatelný jako u zesilovačů třídy D s výstupním LC filtrem typu

dolní propust. Komplexní a často nekoherentní impedance zatěžovací soustavy způsobí rezonanci výstupního filtru. Toto je u zesilovačů třídy D s Delta modulací kompenzováno zpětnou vazbou, a proto jsou pro ozvučení rozsáhlých soustav v budovách vhodnější než zesilovače se Sigma-Delta modulací.

V rámci diplomové práce byly navrženy dva prototypy zesilovačů třídy D s Delta modulací a finální verze s pomocnými a ochrannými obvody na čtyřvrstvé desce plošných spojů. Oba prototypy byly postaveny a měřeny. Ve čtvrté kapitole jsou uvedena měření druhého prototypu zesilovače, která dokazují splnění požadovaných parametrů. Zesilovač byl schopen při efektivním výstupním napětí 100 V dodávat proud 1 A do zátěže 100 Ω , což dokazuje splnění požadavků na jmenovité výstupní napětí a výkon zesilovače. Frekvenční rozsah je 20 Hz (-0,3 dB) až 31 kHz (-3 dB). Celkové harmonické zkreslení zesilovače bylo měřeno v závislosti na frekvenci a výstupním výkonu. Ve většině případů se celkové harmonické zkreslení pohybuje v řádu desetin procenta. Měření potvrdilo i splnění požadavku na útlum modulační frekvence, který je -65 dB.

Seznam použitých zdrojů

- [1] MOREY, Briana, et. al. *Class D Audio Amplifier [The design of a live audio Class D audio amplifier with greater than 90% efficiency and less than 1% distortion]*. Worcester Polytechnic Institute, 2008.
- [2] ŠTÁL, Petr. *Výkonové audio zesilovače pracující ve třídě D: [základní principy a konstrukce zesilovače]*. 1. české vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2008, 198 s. ISBN 978-8073002305.
- [3] TEXAS INSTRUMENTS [online]. Dostupné z: <www.ti.com>
- [4] MAXIM INTEGRATED [online]. Dostupné z: <www.maximintegrated.com>
- [5] QUEK, B., Yang. *Class-D LC Filter Design*. Texas instruments, Application Report SLOA119B, 2006, rev. 2015 [online]. Dostupné z: <<http://www.ti.com.cn/cn/lit/an/sloa119b/sloa119b.pdf>>
- [6] KHORRAMABDI, Haideh. *Oversampling Data Converters*. University of California, Berkeley. EECS 247, Lecture 23 [online]. Dostupné z: <http://www-inst.eecs.berkeley.edu/~ee247/fa04/fa04/lectures/L23_2_f04.pdf>
- [7] ROPPEL, Thaddeus. *Delta Modulation*. TIMS student text Vol D1, ch 13, rev 1.0 [online]. Dostupné z: <http://www.eng.auburn.edu/~tropical/courses/TIMS-manuals-r5/TIMS%20Experiment%20Manuals/Student_Text/Vol-D1/D1-13.pdf>
- [8] PARK, Sangil. *Motorola Digital Signal Processors [Principles of Sigma-Delta Modulation for Analog-to-Digital Converters]*. Motorola, Application Note APR8, 1996 [online]. Dostupné z: <<http://www.numerix-dsp.com/appsnotes/APR8-sigma-delta.pdf>>
- [9] DALLAGO, Enrico. *Advances in high-frequency power conversion by delta-sigma modulation*. IEEE Transactions on Circuits and Systems, 44(8):712–721, 1997.
- [10] INTERNATIONAL RECTIFIER. *The Status of GaN Power Device Development at International Rectifier*. International Rectifier, PCIM, 2012 [online]. Dostupné z: <<http://www.irf.com/product-info/ganpowir/ganpcim.pdf>>
- [11] Datasheet - LMG5200. *GaN TECHNOLOGY PREVIEW LMG5200 80-V, GaN Half-Bridge Power Stage*. Texas Instruments, 2016 [online]. Dostupné z: <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lmg5200.pdf>>
- [12] FAIRCHILD SEMICONDUCTOR. *Design and Application Guide of Bootstrap Circuit for High-Voltage Gate-Drive IC*. Application Note AN-6076, 2008 [online]. Dostupné z: <<https://www.fairchildsemi.com/application-notes/AN/AN-6076.pdf>>
- [13] CERESO, Jorge. *Class D Audio Amplifier Performance Relationship to MOSFET Parameters*. Application Note AN-1070 [online]. International Rectifier, 2008. Dostupné z: <<http://www.irf.com/technical-info/appnotes/an-1070.pdf>>
- [14] PUTZEYS, Bruno. *Simple Self-Oscillating Class D Amplifier with Full Output Filter Control* [online]. 2005, 6453. ISSN: 15494950 Dostupné z: <<http://www.aes.org/e-lib/browse.cfm?elib=13169>>
- [15] Datasheet - TL3016. *Ultra-Fast Low-Power Precision Comparators*. Texas Instruments, 2000 [online]. Dostupné z: <<http://www.ti.com.cn/cn/lit/ds/symlink/tl3016.pdf>>

- [16] HYPEX ELECTRONICS BV. *Universal class D amplifier* [online]. Dostupné z: <<http://www.hypex.nl/technology/ucd.html>>
- [17] Datasheet - IRFS4127. *HEXFET Power MOSFET*. International Rectifier, 2008 [online]. Dostupné z: <<http://www.infineon.com/dgdl/irfs4127pbf.pdf?fileId=5546d462533600a401535636ee7b2192>>
- [18] CHEY, Chris, and PARRY John. *Managing Transients in Control IC Driven Power Stages*. International Rectifier Design Tip DT97-3 [online]. Dostupné z: <<http://www.irf.com/technical-info/designntp/dt97-3.pdf>>
- [19] PAVIER, Mark, et. al. *High frequency DC:DC power conversion: The influence of package parasitics*. International Rectifier, APEC, 2003 [online]. Dostupné z: <<http://www.irf.com/technical-info/whitepaper/dc-dcpackparasitics.pdf>>
- [20] Datasheet - IRS20957S. *Protected Digital Audio Driver*. International Rectifier, 2009 [online]. Dostupné z: <<http://www.irf.ru/pdf/irs20957s.pdf>>
- [21] HONDA, Jun, and CHENG, Xiao-chang. *IRS20957S Functional Description*. International Rectifier, Application Note AN-1144, 2008 [online]. Dostupné z: <<http://www.irf.com/technical-info/appnotes/an-1144.pdf>>
- [22] HOPKINS, Thomas. Controlling voltage transients in full-bridge driver applications. STMicroelectronics, Application note AN280, 2012 [online]. Dostupné z: <http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/application_note/a8/8c/73/84/dd/b2/44/75/CD00003790.pdf/files/CD00003790.pdf/jcr:content/translations/en.CD00003790.pdf>
- [23] TEXAS INSTRUMENTS. *Class-D Output Snubber Design Guide*. Texas Instruments, Developer's guide SLOA201, 2015 [online]. Dostupné z: <<http://www.ti.com.cn/cn/lit/an/sloa201/sloa201.pdf>>
- [24] NXP SEMICONDUCTORS. Designing RC snubbers. NXP Semiconductors, Application note AN11160, 2012 [online]. Dostupné z: <http://www.nxp.com/documents/application_note/AN11160.pdf>
- [25] Datasheet – EPCOS B59721. *PTC thermistors as limit temperature sensors*. TDK Group, 2016 [online]. Dostupné z: <http://en.tdk.eu/inf/55/db/PTC/PTC_Sensors_SMD_chips_superior.pdf>
- [26] BLAŽEK, František. *Výstupní filtr pro zesilovač ve třídě D*. ČVUT FEL, A5M99PR1 Projekt 1, 2015.
- [27] FERYSSTER. *Rdzenie toroidalne typu RTP* [online]. Dostupné z: <<http://www.feryster.com/polski/kat10.php>>
- [28] *Stránky pro návrh elektrických filtrů* [online]. ČVUT FEL, 2003. Dostupné z: <<http://syntfil.feld.cvut.cz/syntfil.html>>
- [29] MUSIL, Vladislav. *Návrh a konstrukce elektronických přístrojů*. Vysoké učení technické v Brně, 2011 [online]. Dostupné z: <<http://docplayer.cz/2533154-Prof-ing-vladislav-musil-csc-navrh-a-konstrukce-elektronickyh-pristroju.html>>
- [30] BLAŽEK, František. *Ozvučení budov*. ČVUT FEL, A5M99PR2 Projekt 2, 2016.

- [31] CADSOFT COMPUTER GmbH. *EAGLE* [software].
Dostupné z: <<http://www.cadsoftusa.com>>
- [32] ALTIUM LIMITED. *Altium designer* [software].
Dostupné z: <<http://www.altium.com/>>
- [33] GATEMA. *Konstrukční pravidla* [online].
Dostupné z: <<http://pcb.gatema.cz/konstrukcni-pravidla/>>
- [34] WAGO. *PCB Terminal Blocks* [online].
Dostupné z: <<http://www.wago.com/infomaterial/pdf/51230818.pdf>>
- [35] Datasheet - KK® Interconnect System – Molex [SPOX™ and KK® 396 Wire-to-Board Header, Vertical, with Friction Lock, 4 Circuits]. Molex, 2016 [online].
Dostupné z: <http://www.molex.com/webdocs/datasheets/pdf/en-us/0009652048_PCB_HEADERS.pdf>
- [36] HONDA, Jun, and HUANG, Connie. *PCB Layout with IR Class D Audio Gate Drivers*. International Rectifier, Application Note AN-1135, 2008 [online].
Dostupné z: <<http://www.infineon.com/dgdl/an-1135.pdf?fileId=5546d462533600a401535599e83610bf>>
- [37] BILLINGS, Keith, and MOREY, Taylor. *Switchmode power supply handbook*. 3rd ed. New York: McGraw-Hill, 2011, 849 s. ISBN 978-0071639729.
- [38] MEAN WELL. *AD-155 series 155W Single Output with Battery Charger (UPS Function)*. Mean Well, 2015 [online].
Dostupné z: <http://www.meanwell.com/mw_search/AD-155/AD-155-spec.pdf>
- [39] PHIHONG. *60W* Universal Class B EMI Series PSA45 Series One to Four Output 3x5 Power Supplies*. Pihong, 2015.
Dostupné z: <<https://www.phihong.com/assets/pdf/PSA45-retired.pdf>>
- [40] SELF, Douglas. *Audio power amplifier design handbook*. 5th ed. Oxford: Focal Press/Elsevier, 2009, xxxi, 608 s. ISBN 978-0240521626.
- [41] Datasheet - MK audiokabel. *Audiokabel*. NKT Cables [online].
Dostupné z: <http://www.nktcables.com/~/_/media/Files/NktCables/Products/CZ/LV%20cables/communication%20cables/MK.pdf>
- [42] BALLOU, Glen, M. *Handbook for Sound Engineers*. 3rd ed. Boston: Focal, c2002, 1552 s. ISBN 978-0240804545.
- [43] *AUDIO PRECISION* [online]. Dostupné z: <<http://www.ap.com/>>
- [44] *ROHDE&SCHWARZ* [online]. Dostupné z: <<https://www.rohde-schwarz.com/>>
- [45] *KEYSIGHT TECHNOLOGIES* [online]. Dostupné z: <<http://www.keysight.com/>>
- [46] METZLER, Bob. *Audio Measurement Handbook*. 2nd. ed. for PDF. Audio Precision n. 0058.0003 r1, 2005.
- [47] ROHDE&SCHWARZ. *R&S®UPV Audio Analyzer [Compact instrument for all audio measurements]*. Rohde&Schwarz [online].
Dostupné z: <<https://www.rohde-schwarz.com/>>

- [48] KEYSIGHT TECHNOLOGIES. *U8903B Performance Audio Analyzer* [online].
Dostupné z: <<http://www.keysight.com/en/pdx-x202150-pn-U8903B/performance-audio-analyzer?nid=-32511.1150332&cc=GB&lc=eng>>
- [49] ARTALABS. *Audio Measurement and Analysis Software* [software].
Dostupné z: <<http://www.artalabs.hr/>>
- [50] ESI AUDIO. *Juli@ 4-in/4-out PCI Audio Interface with Swappable I/O Socket* [online].
Dostupné z: <<http://www.esi-audio.com/products/julia/>>
- [51] HONDA, Jun, and ADAMS, Jonathan. *Class D Audio Amplifier Basics*.
International Rectifier, Application Note AN-1071, 2005 [online].
Dostupné z: <<http://www.irf.com/technical-info/appnotes/an-1071.pdf>>

Seznam použitých symbolů a zkratek

a_U	napěťové zesílení
C_{iSS}	vstupní kapacita tranzistoru [F]
C_{oSS}	výstupní kapacita tranzistoru [F]
D ² PAK	pouzdro tranzistoru
DPS	deska plošných spojů
EMC	elektromagnetická kompatibilita
f_{sw}	frekvence spínání [Hz]
GaN	nitrid gallia
GND	zem / zemní potenciál
$I_{D(RMS)}$	efektivní proud elektrodou Drain [A]
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
k	konstanta [-]
LED	svítivá dioda
LLC	topologie rezonančního spínaného zdroje
MOSFET	Metal-Oxid Semiconductor Field Effect Transistor
N	počet závitů
okt	oktáva
P_C	statické ztráty vedením [W]
PCM	pulzně-kódová modulace
P_{sw}	spínací ztráty [W]
PTC	termistor s kladným teplotním koeficientem
PWM	pulzně-šířková modulace
Q_{rr}	náboj závěrného zotavení integrované diody [C]
$R_{DS(ON)}$	odpor kanálu v sepnutém stavu [Ω]
SNR	odstup signálu od šumu [dB]
t_f	doba trvání sestupné hrany [s]
t_r	doba trvání náběžné hrany [s]
U_{BE}	napětí mezi bází a emitorem
U_{CEsat}	napětí mezi kolektorem a emitorem v saturaci [V]
U_{DD}	napájecí napětí obvodů řízených polem [V]
U_{DS}	napětí mezi Drain a Source [V]
U_{DSmax}	maximální povolené napětí mezi Drain a Source [V]
U_F	úbytek napětí na PN přechodu diody v propustném směru [V]
$U_{th(och)}$	prahové napětí detekce nadproudové ochrany [V]
U_{ZD1}	zenerovo napětí
V_{DD}	kladné napájecí napětí
V_{pk}	špičkové napětí
V_{SS}	záporné napájecí napětí
τ	časová konstanta [s]
ω_0	zlomová úhlová frekvence [$\text{rad}\cdot\text{s}^{-1}$]

Seznam obrázků

Obr. 1:	PWM modulace typu AD (převzato z [5]).....	14
Obr. 2:	PWM modulace typu BD (převzato z [5]).....	15
Obr. 3:	Princip Delta modulace (Převzato a upraveno z [8]).....	16
Obr. 4:	Princip Sigma-Delta modulace (Převzato a upraveno z [8])	17
Obr. 5:	Tvarování šumu modulátorů Sigma-Delta různých řádů (Převzato a upraveno z [8])	17
Obr. 6:	Konfigurace koncového stupně do polovičního mostu.....	18
Obr. 7:	Konfigurace koncového stupně do plného mostu.....	19
Obr. 8:	Výstupní LC filtr pro AD a BD modulaci (převzato z [5])	23
Obr. 9:	Celosymetrické zapojení zesilovače s delta modulací (převzato z [16])	26
Obr. 10:	Schéma nadproudové ochrany	30
Obr. 11:	Graf závislosti času blokování sepnutí na vstupním napětí komparátoru budiče IRS20957S (Převzato z [21]).....	30
Obr. 12:	Schéma obvodu, určujícího dobu blokování sepnutí budiče IRS20957S	31
Obr. 13:	RC tlumicí člen u koncového MOSFET tranzistoru.....	33
Obr. 14:	Schéma zdroje proudu	35
Obr. 15:	Schéma simulace obvodu blokování výstupu.....	36
Obr. 16:	Výsledek simulace obvodu blokování výstupu	37
Obr. 17:	Výsledek simulace proudu rozeplým kanálem MOSFET tranzistoru blokování výstupu	38
Obr. 18:	Schéma detekce stejnosměrné složky na výstupu.....	39
Obr. 19:	Schéma tepelné ochrany zesilovače.....	40
Obr. 20:	Schéma simulace výstupního filtru 2. řádu.....	42
Obr. 21:	Přenosová amplitudová a fázová charakteristika výstupního LC filtru 2. řádu.....	43
Obr. 22:	Schéma simulace výstupního filtru 4. řádu.....	44
Obr. 23:	Přenosová amplitudová a fázová charakteristika výstupního LC filtru 4. řádu.....	44
Obr. 24:	Přívodní spoje k elektrodám Gate.....	48
Obr. 25:	Návratová proudová cesta rozlitou mědí od elektrod GateQ6 a Q8 do budiče U2.....	49
Obr. 26:	Polovina koncového stupně s RC tlumicími členy R19+C17 a R30+C22 a blokovacími kondenzátory C5, C6 a C8.....	49
Obr. 27:	Blokovací kondenzátory C14 a C19 budiče U2.....	50
Obr. 28:	Rozmístění součástek a vedení spojů obvodu nadproudové ochrany	50
Obr. 29:	Schéma simulace vlivu nominální impedance reproduktoru na přenos výstupního filtru	56
Obr. 30:	Výsledek simulace vlivu nominální impedance reproduktoru na přenos výstupního filtru	56
Obr. 31:	Amplitudová frekvenční charakteristika zesilovače třídy D s Delta modulací do zátěže 3 Ω , 6 Ω a bez zátěže (převzato z [14])	57
Obr. 32:	Spektrum loopback měření zvukové karty ESI Juli@.....	61
Obr. 33:	Filtr typu dolní propust pro měření zesilovačů třídy D (převzato a upraveno z [51]) .	62
Obr. 34:	Amplitudová frekvenční charakteristika zesilovače	63
Obr. 35:	Závislost zkreslení zesilovače na frekvenci.....	64
Obr. 36:	Závislost zkreslení zesilovače na výstupním výkonu	65
Obr. 37:	Spektrum výstupu zesilovače při výstupním napětí 100 V _{ef} a zátěži 100 Ω	65

Obr. 38: Výstupní napětí zesilovače (zelený průběh)	66
Obr. 39: Závislost účinnosti zesilovače na výstupním výkonu	67

Seznam tabulek

Tab. 1: Třídí přesnosti DPS (převzato a upraveno z [33])	47
Tab. 2: Srovnání zkreslení THD zvukových karet.....	61
Tab. 3: Závislost výstupního napětí na frekvenci	62
Tab. 4: Závislost zkreslení zesilovače na frekvenci.....	63
Tab. 5: Závislost zkreslení zesilovače na výstupním výkonu	64
Tab. 6: Závislost účinnosti zesilovače na výstupním výkonu.....	66

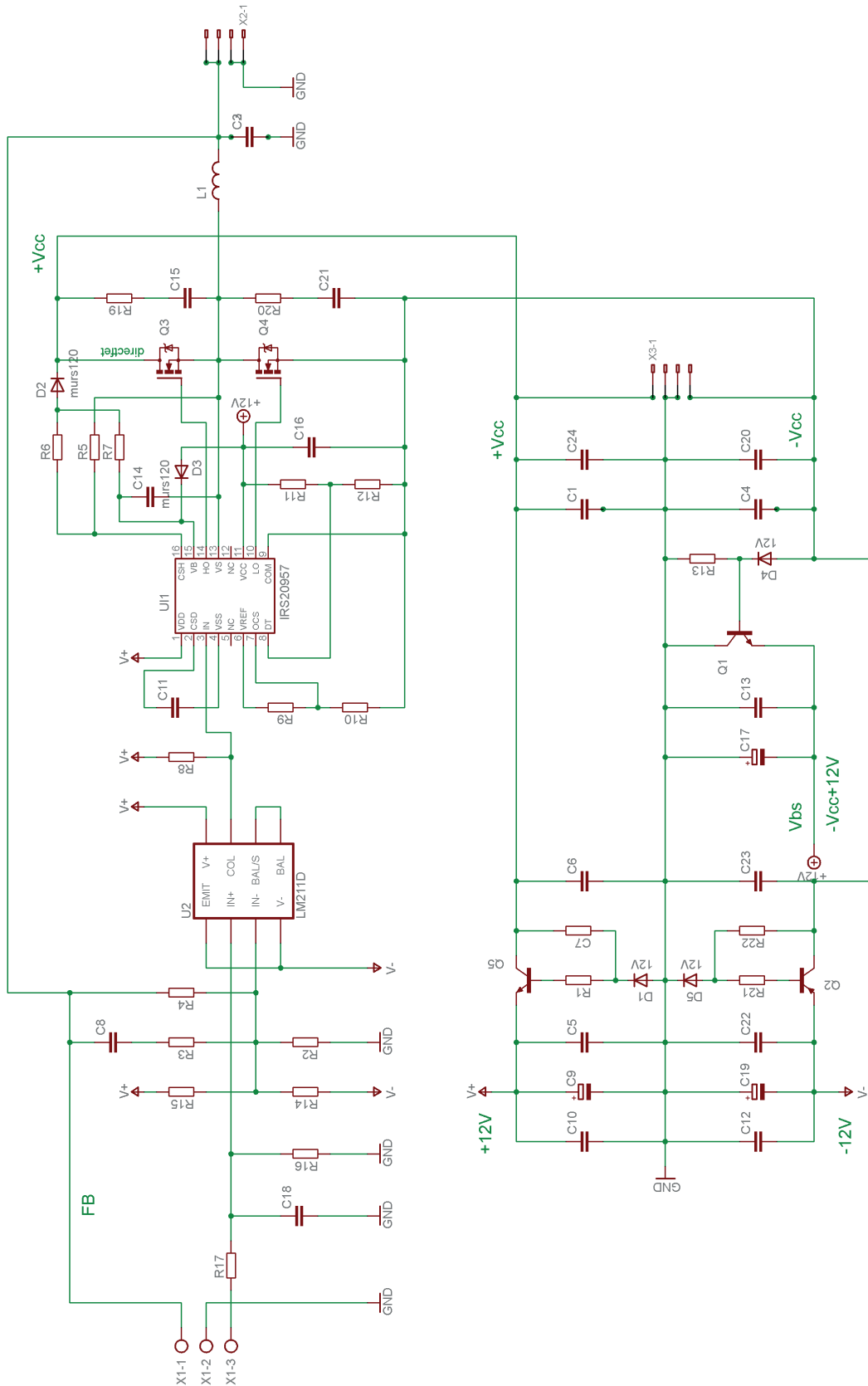
Seznam Příloh

A	Schémata.....	80
A.1	Schéma prvního prototypu zesilovače	80
A.2	Schéma prvního prototypu ochran.....	81
A.3	Schéma druhého prototypu zesilovače.....	82
A.4	Schéma zdroje a vstupní části druhého prototypu	83
A.5	Schéma Delta modulátoru.....	84
A.6	Schéma koncového stupně zesilovače	85
A.7	Schéma pomocných a ochranných obvodů.....	86
A.8	Schéma zdrojové a vstupní části zesilovače	87
B	Desky plošných spojů	88
B.1	Rozmístění součástek prvního prototypu.....	88
B.2	Vrstva TOP prvního prototypu	89
B.3	Vrstva BOT prvního prototypu.....	90
B.4	Rozmístění součástek druhého prototypu	91
B.5	Vrstva TOP druhého prototypu.....	92
B.6	Vrstva BOT druhého prototypu	93
B.7	Rozmístění součástek desky modulátoru	94
B.8	Vrstva TOP desky modulátoru	95
B.9	Vrstva BOT desky modulátoru	96
B.10	Vrstva potisku desky zesilovače třídy D.....	97
B.11	Rozmístění součástek desky zesilovače třídy D	98
B.12	Vrstva TOP desky zesilovače třídy D.....	99
B.13	První vnitřní vrstva GND desky zesilovače třídy D	100
B.14	Druhá vnitřní vrstva VCC desky zesilovače třídy D	101
B.15	Vrstva BOT desky zesilovače třídy D	102
C	Měření.....	103
C.1	Měření obou výstupů zesilovače proti zemi (zelená a žlutá).....	103
C.2	Modulační frekvence na výstupu zesilovače	103
D	Fotodokumentace.....	104
D.1	Fotografie prvního prototypu.....	104
D.2	Fotografie druhého prototypu	105
D.3	3D Model DPS zesilovače třídy D.....	106

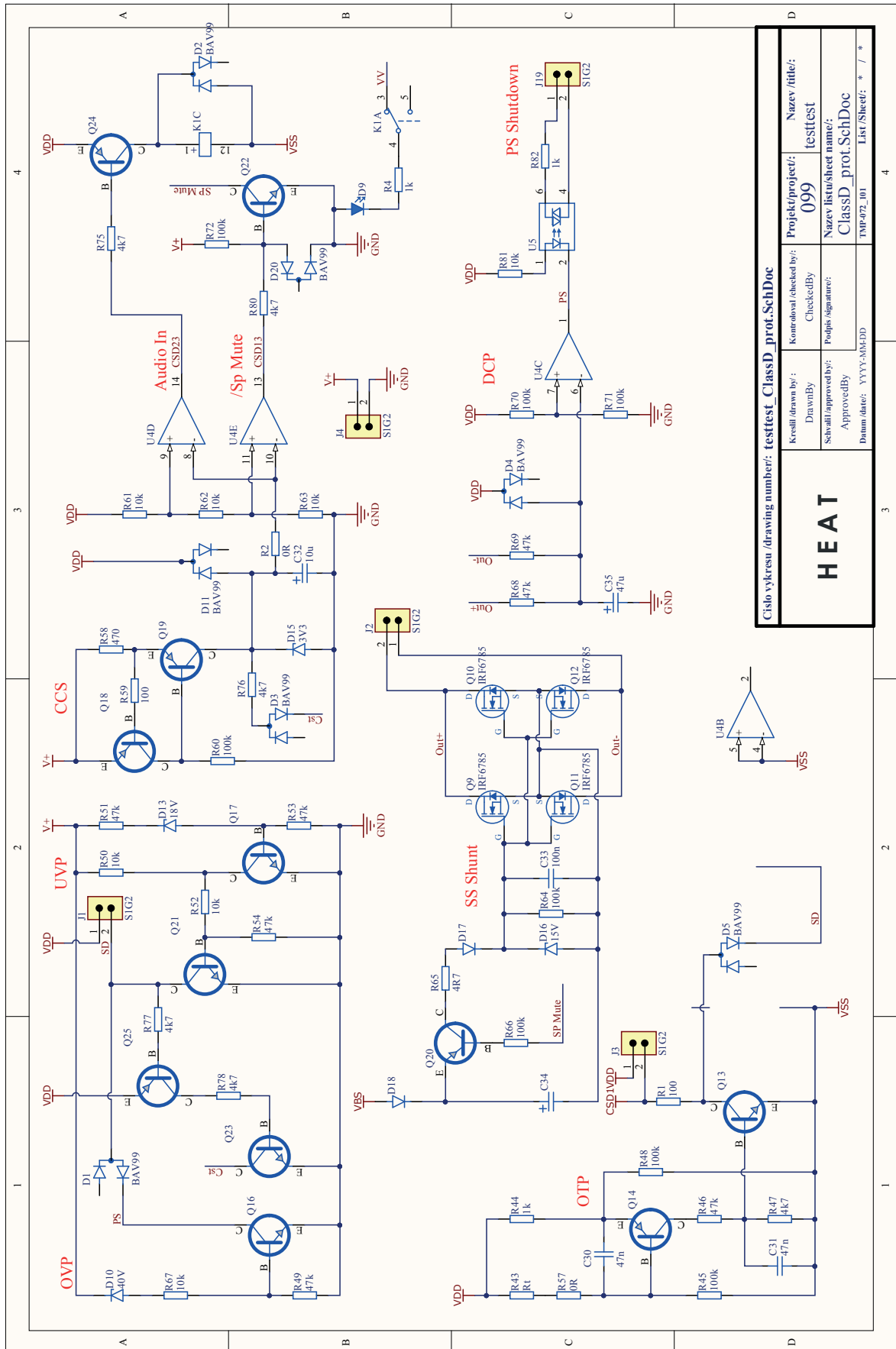
Přílohy

A Schémata

A.1 Schéma prvního prototypu zesilovače

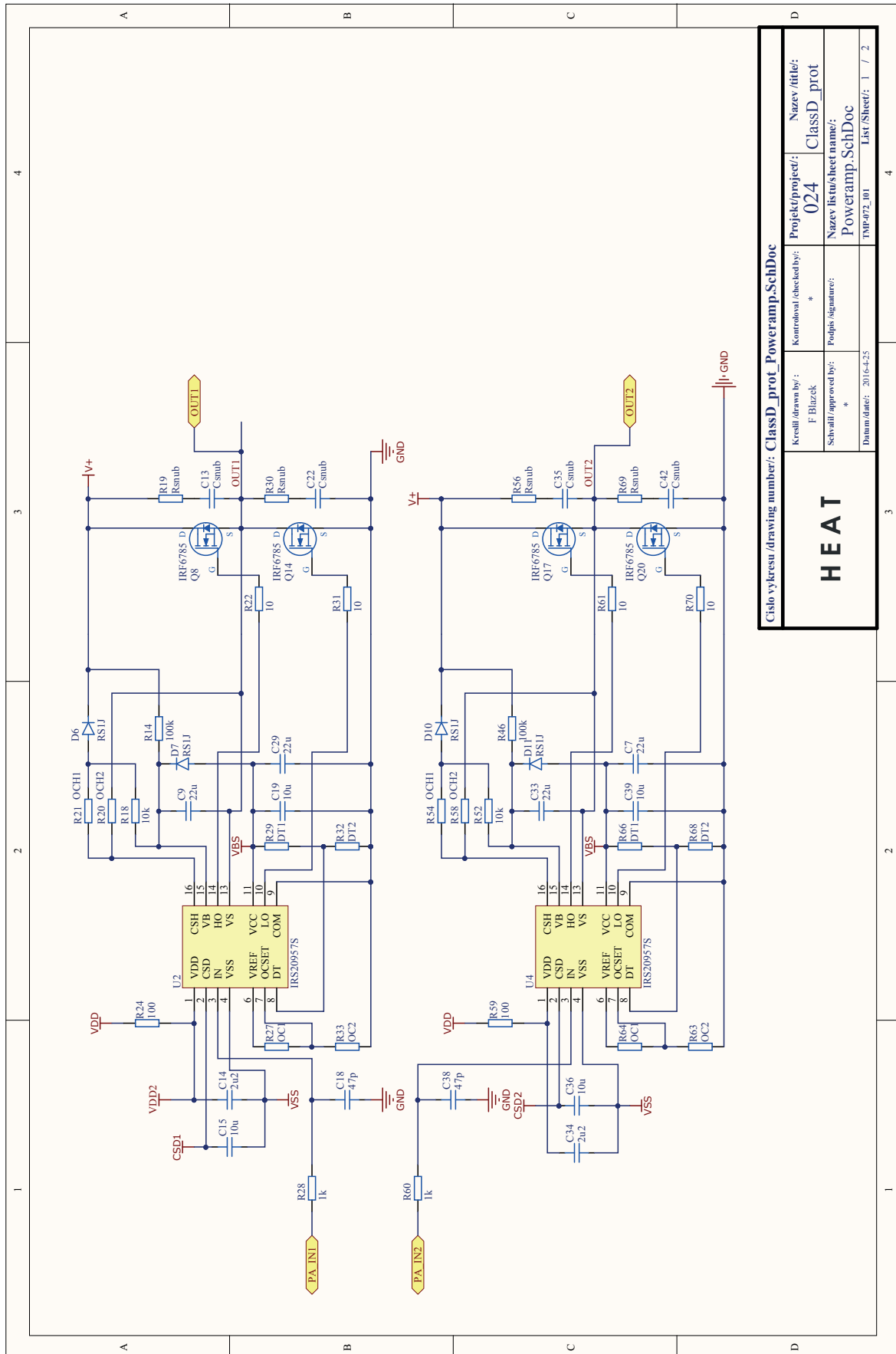


A.2 Schéma prvního prototypu ochran

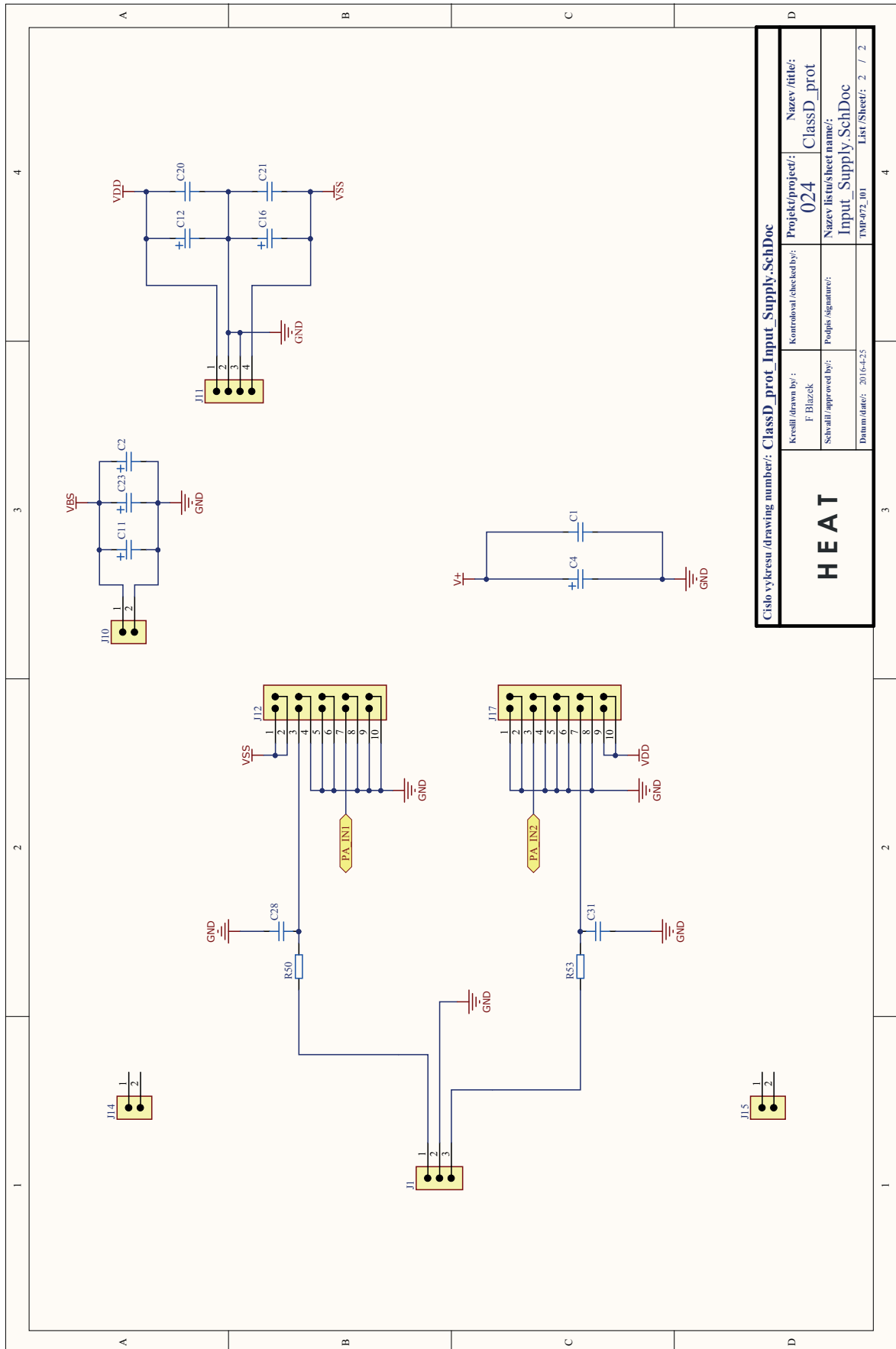


HEAT		Císlo výkresu /drawing number: testfest_ClassD_prot.SchDoc	
		Kontrola/checked by:	Název/title:
Projekt/project:	099	testfest	
Kreslí/drawn by:	CheckedBy	Název listu/sheet name:	
Schválí/approved by:	Podpis/signature:	ClassD_prot.SchDoc	
Datum/date:	YYYY-MM-DD	LIST/Sheet:	* / *

A.3 Schéma druhého prototypu zesilovače



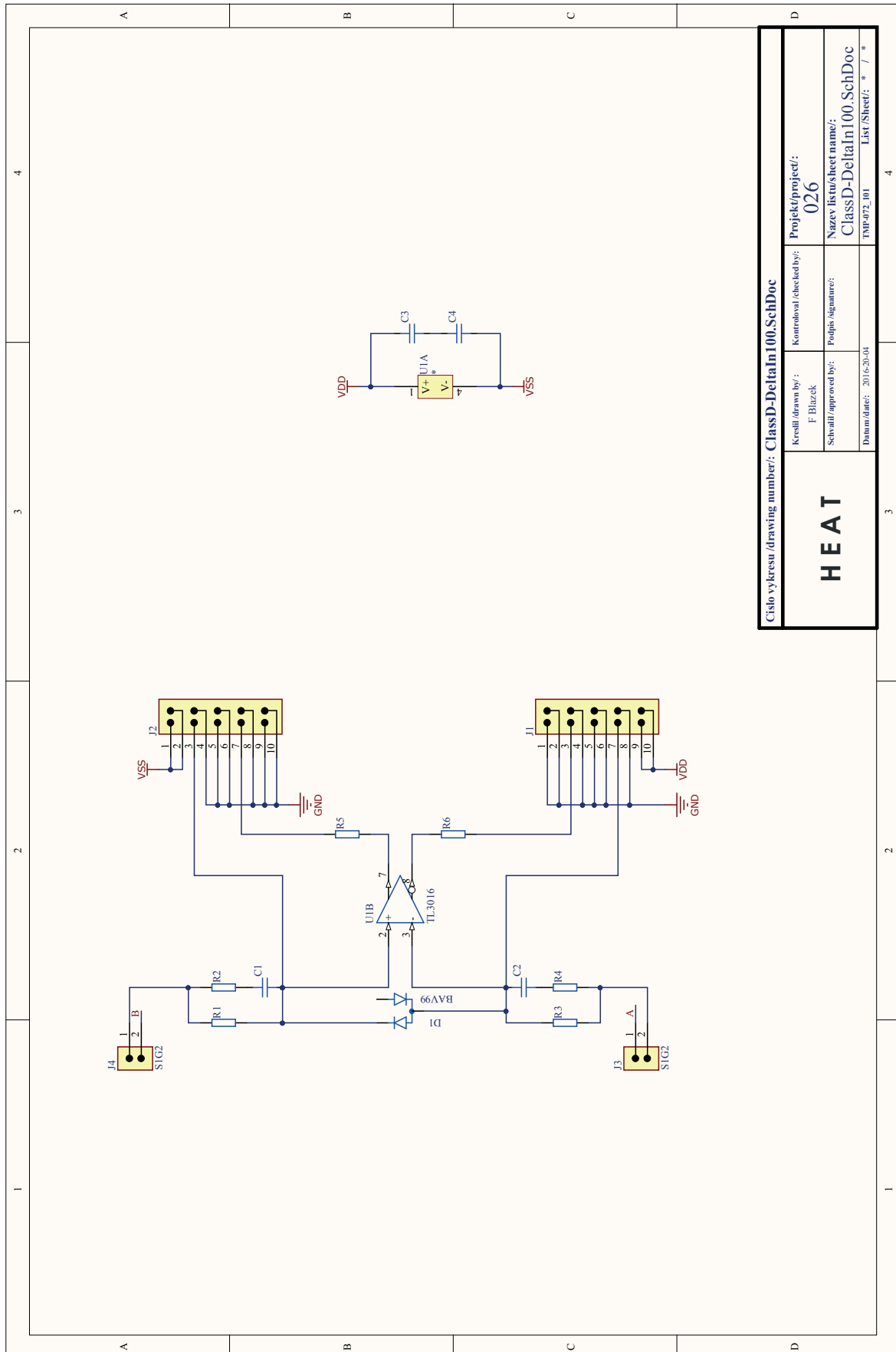
A.4 Schéma zdroje a vstupní části druhého prototypu



Císlo výkresu /drawing number/: ClassD_prot_Input_Supply_SchDoc		Kontroloval /checked by/:	Název /title/:
Kresbil /drawn by/:	F. Blázek	024	ClassD_prot
Schválil /approved by/:	Podpis /signature/:	Název listu /sheet name/:	
Datum /date/:	2016-4-25	Input_Supply_SchDoc	
		LIST /Sheet/: 2 / 2	

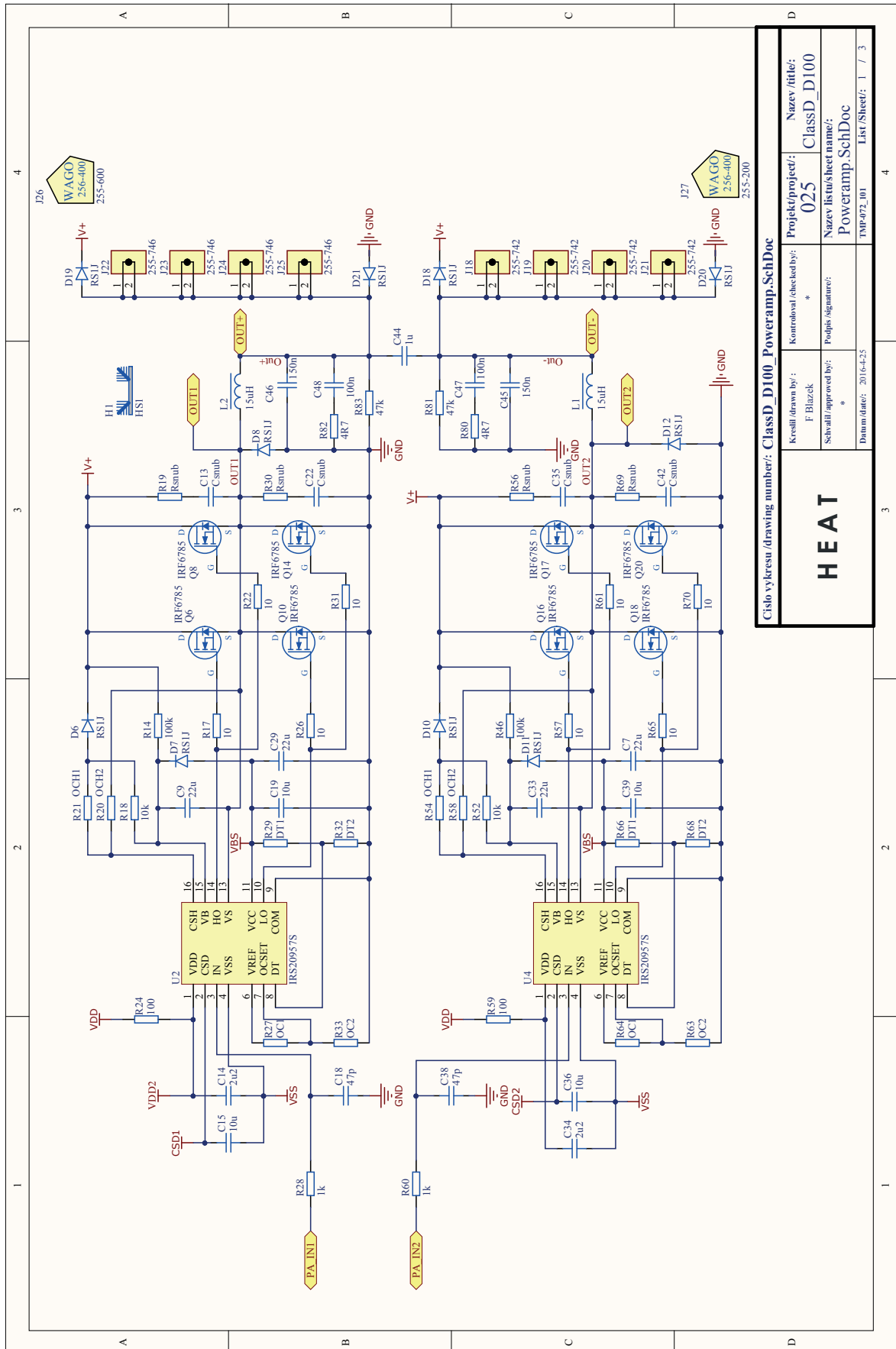
HEAT

A.5 Schéma Delta modulátoru



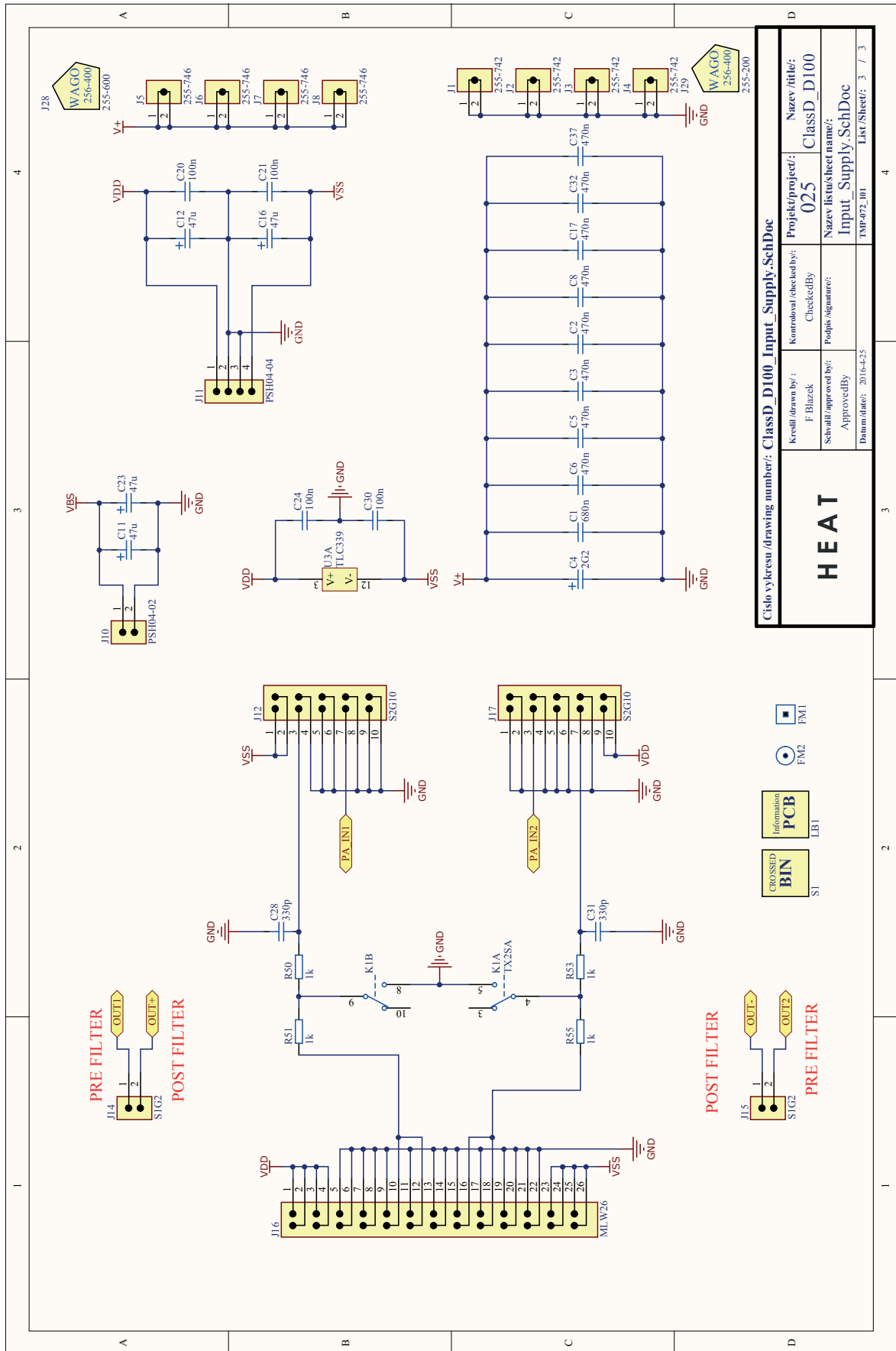
Cislo vykresu /drawing number/: ClassD-DeltaIn100.SchDoc		Kontroloval /checked by/:	Projekt/project/:
HEAT		F. Blazek	026
		Schválil/approved by/:	Název listu/sheet name/:
Datum/date: 2016-20-04		Podpis /signature/:	ClassD-DeltaIn100.SchDoc
			TVP-072_01 List/Sheet/ * / *

A.6 Schéma koncového stupně zesilovače



Císlo vykresu /drawing number/: ClassD_D100_Poweramp.SchDoc		Projekt/project/: WAGO	Nazev /title/: ClassD_D100
Kreslí /drawn by/: F Blázek	Kontroloval /checked by/: *	025	ClassD_D100
Schválil /approved by/: *	Podpis /signature/: *	Nazev listu/sheet name/: Poweramp.SchDoc	
Datum/date/: 2016-4-25	TVP/Sheet/: 1 / 3		

A.8 Schéma zdrojové a vstupní části zesilovače



Císlo vykresu /drawing number: Class_D100_Input_Supply_SchDoc		Název /title: Class_D100	
Kreslí /drawn by: F Blázek	Kontroloval /checked by:	Projekt /project: 025	Název listu /sheet name: Input_Supply_SchDoc
Schválil /approved by:	Podpis /signature:	Typ /date: TYP-072_001 LIST/Sheet: 3 / 3	
HEAT			

Information
PCB
LB1

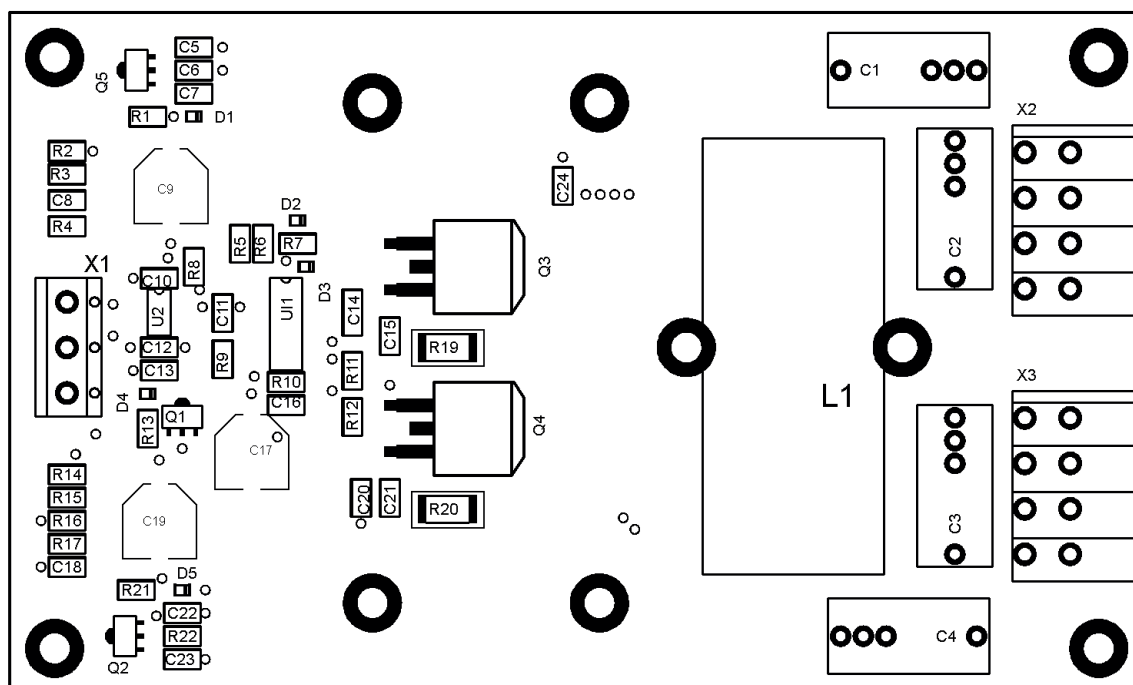
CROSSED
BIN
S1

FM2

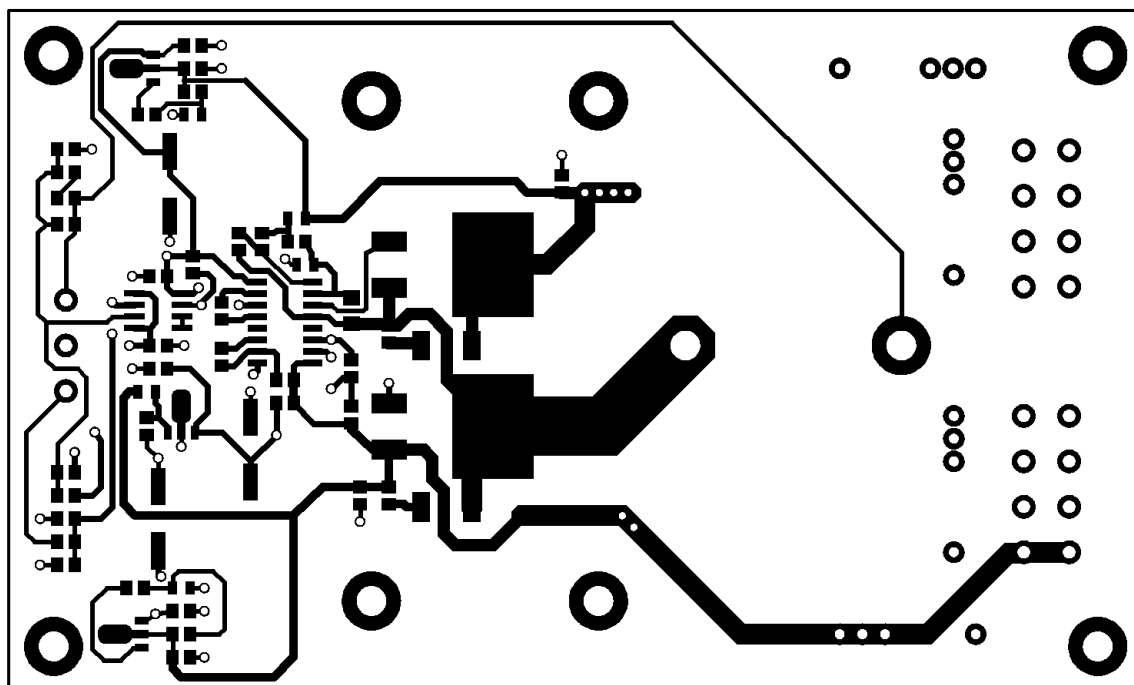
FM1

B Desky plošných spojů

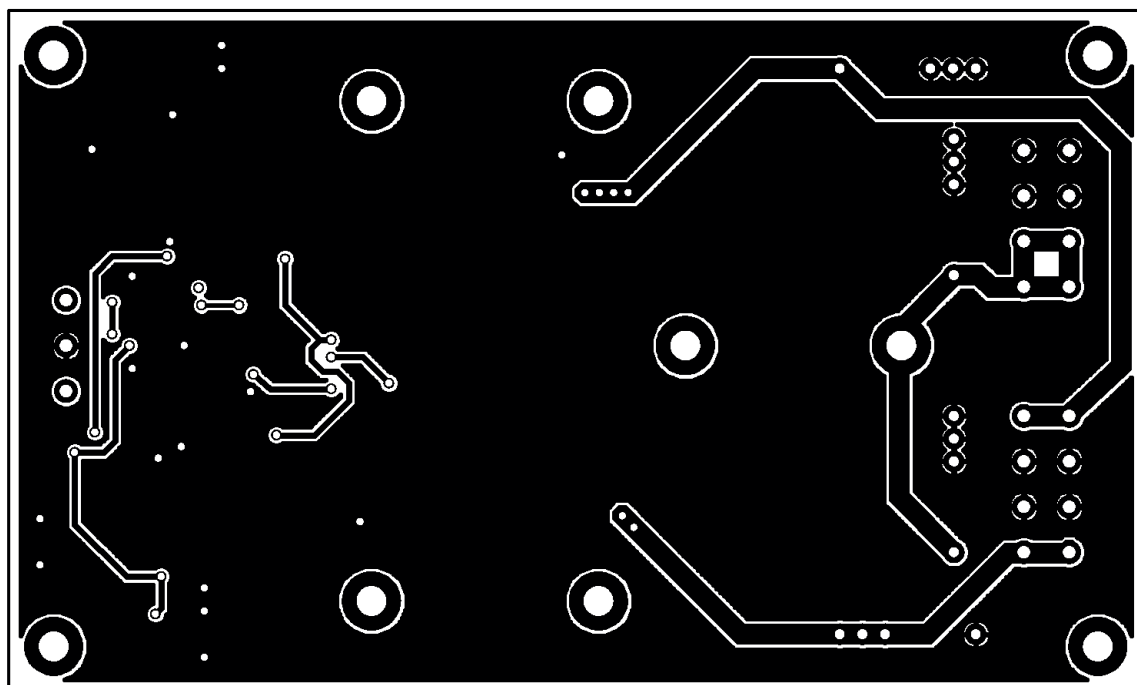
B.1 Rozmístění součástek prvního prototypu



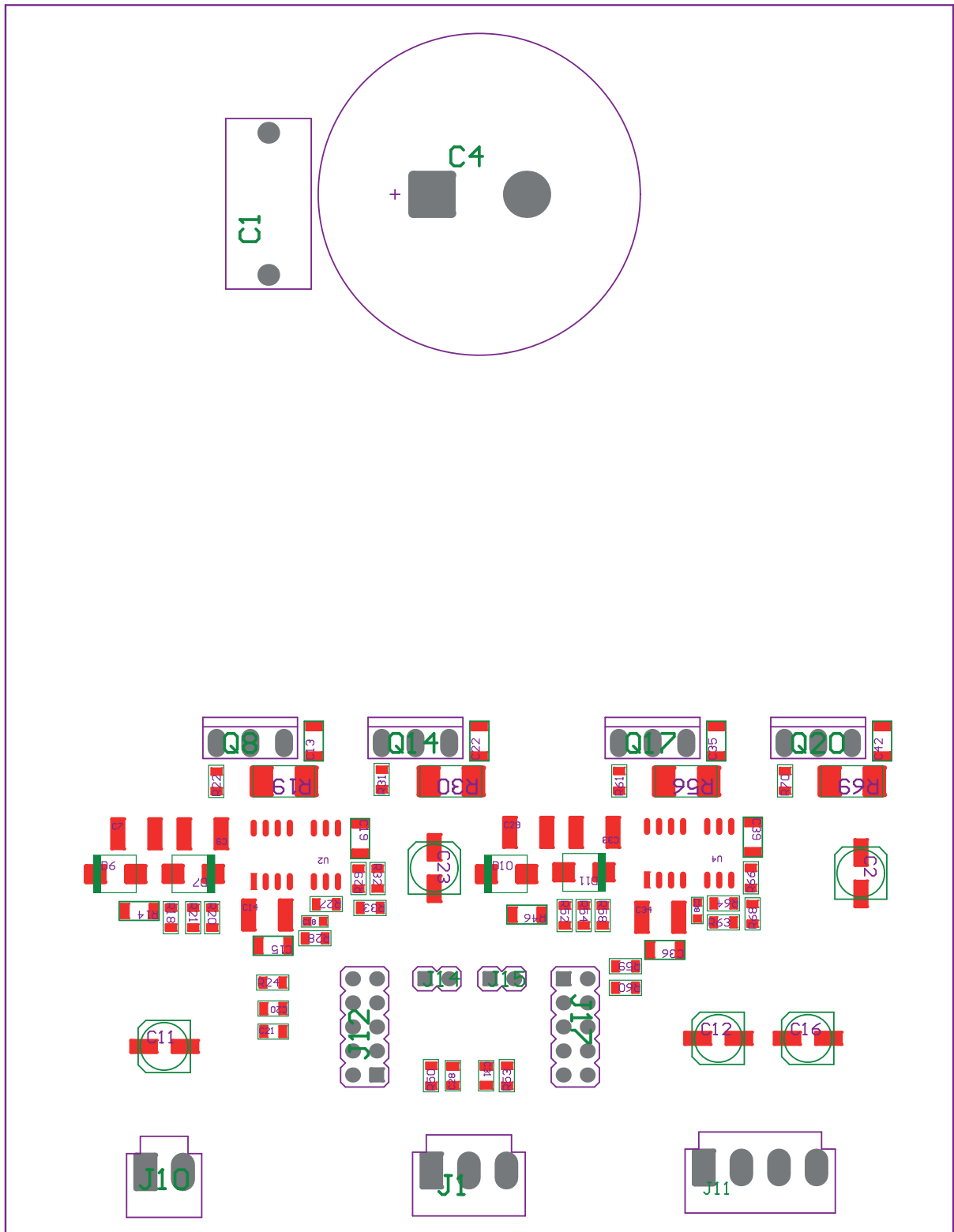
B.2 Vrstva TOP prvního prototypu



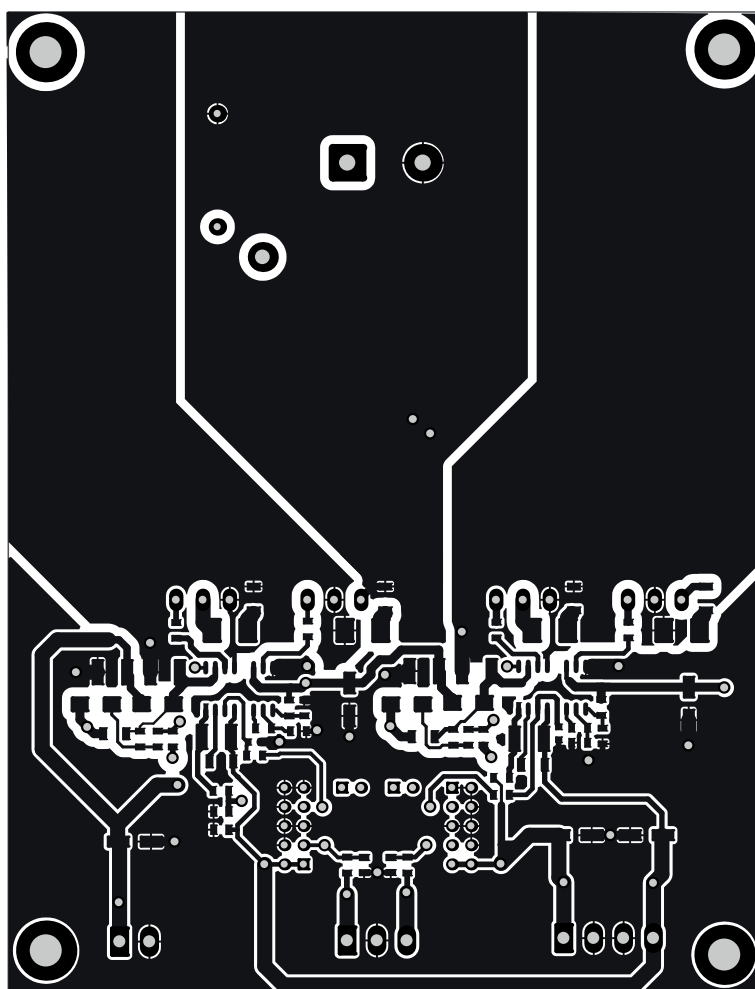
B.3 Vrstva BOT prvního prototypu



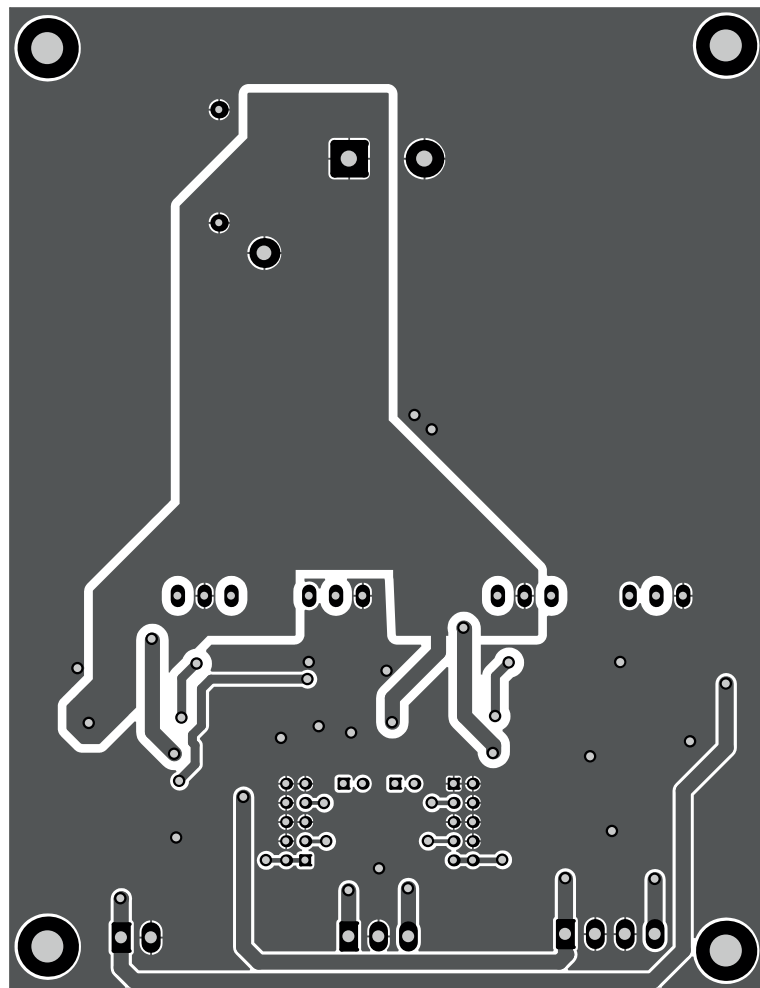
B.4 Rozmístění součástek druhého prototypu



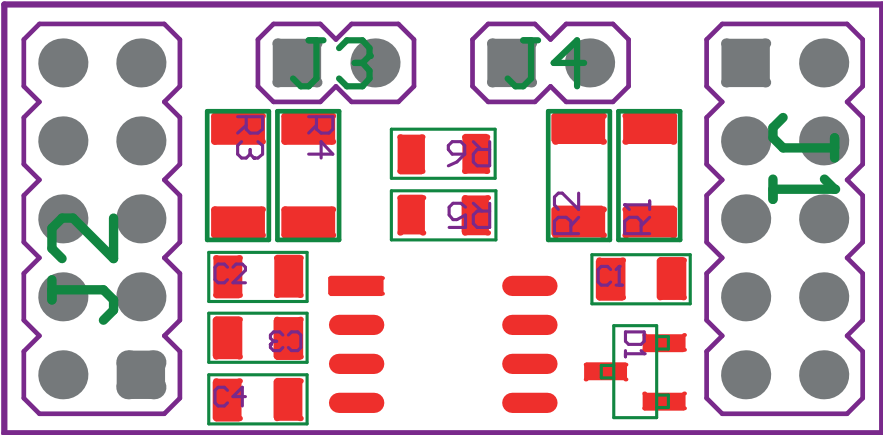
B.5 Vrstva TOP druhého prototypu



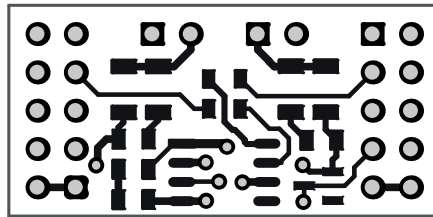
B.6 Vrstva BOT druhého prototypu



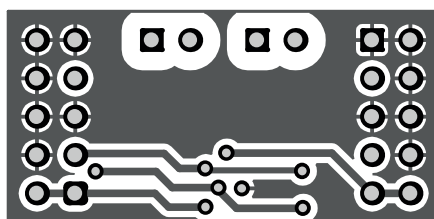
B.7 Rozmístění součástek desky modulátoru



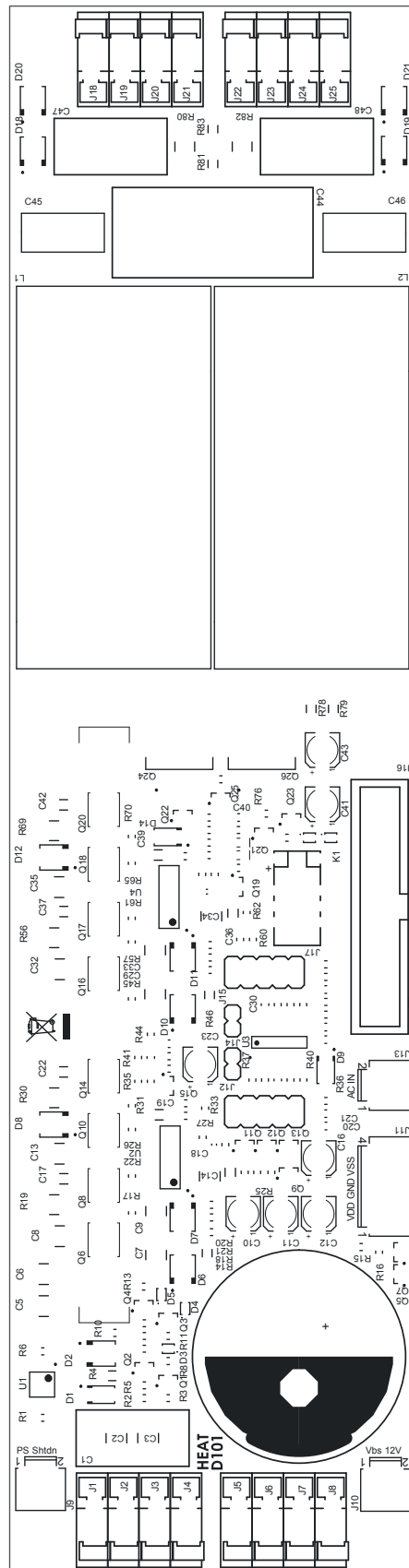
B.8 Vrstva TOP desky modulátoru



B.9 Vrstva BOT desky modulátoru



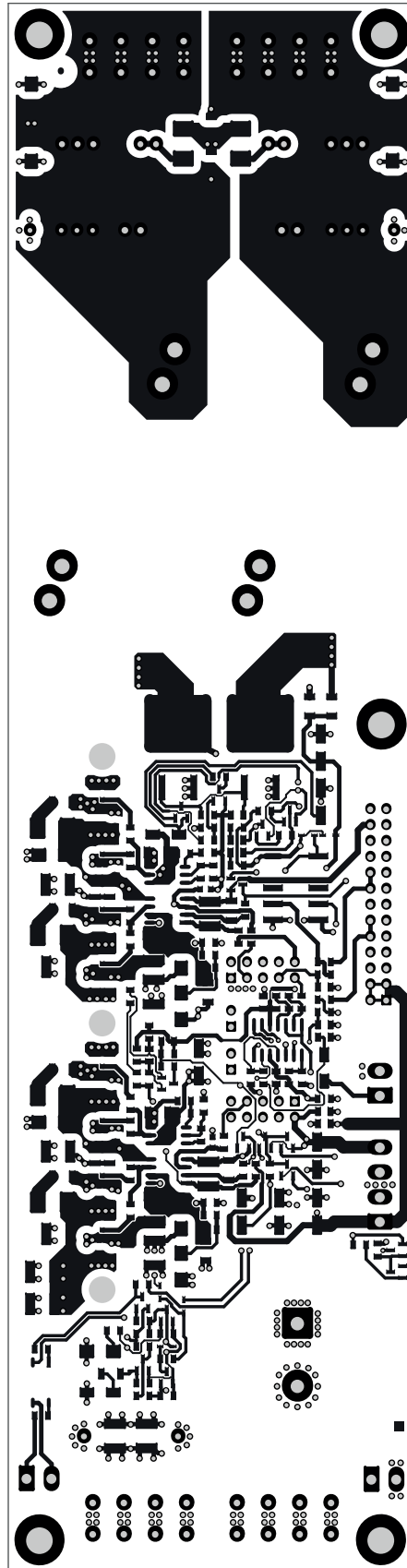
B.10 Vrstva potisku desky zesilovače třídy D



* G100

Trep. šifra stream

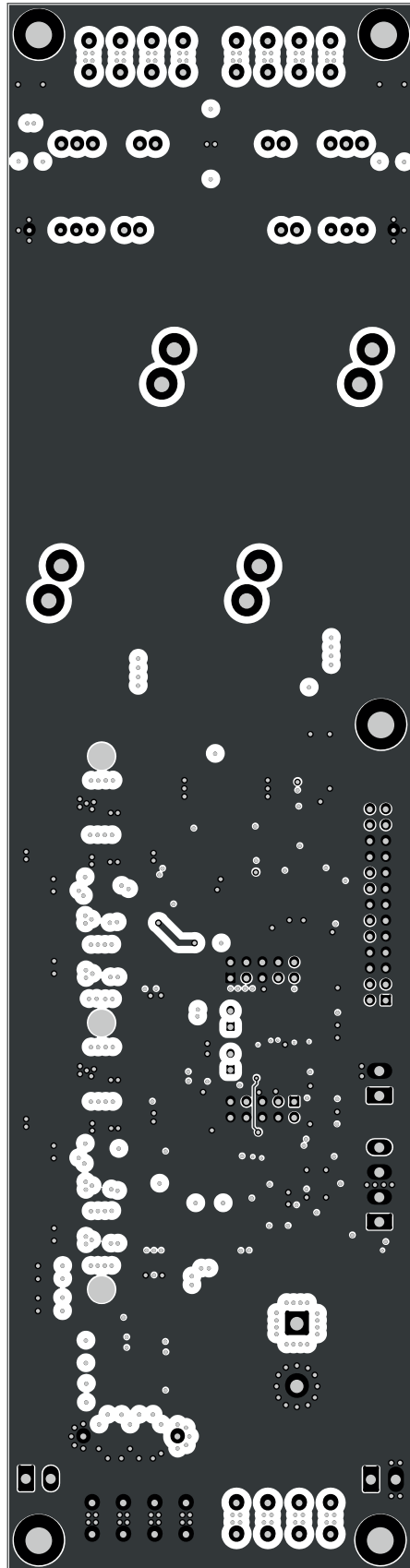
B.12 Vrstva TOP desky zesilovače třídy D



#PepeLaGerline

*.GTL

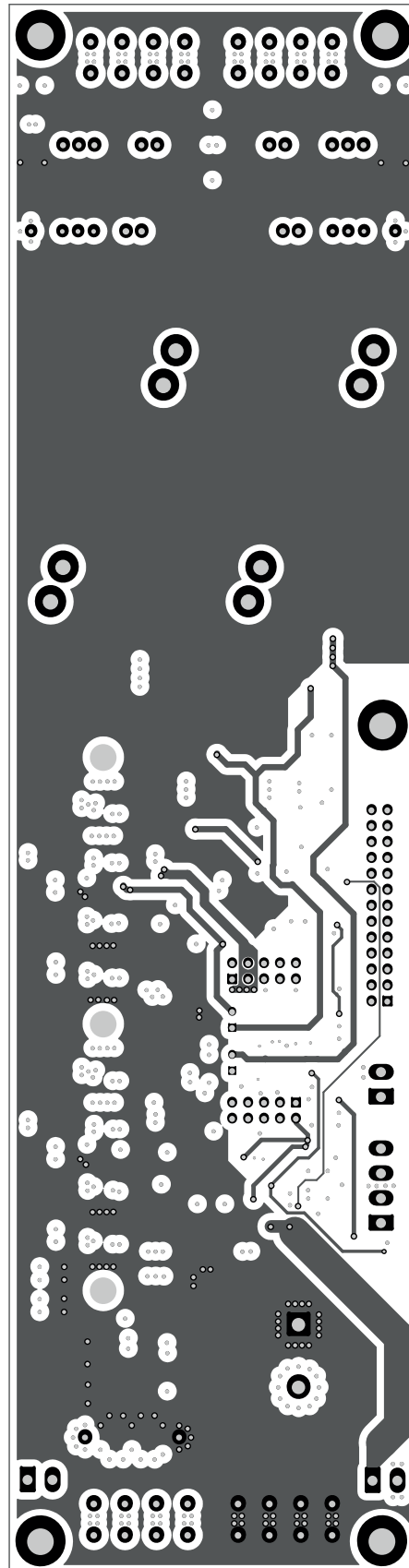
B.13 První vnitřní vrstva GND desky zesilovače třídy D



*. GND

BNDeLagerline

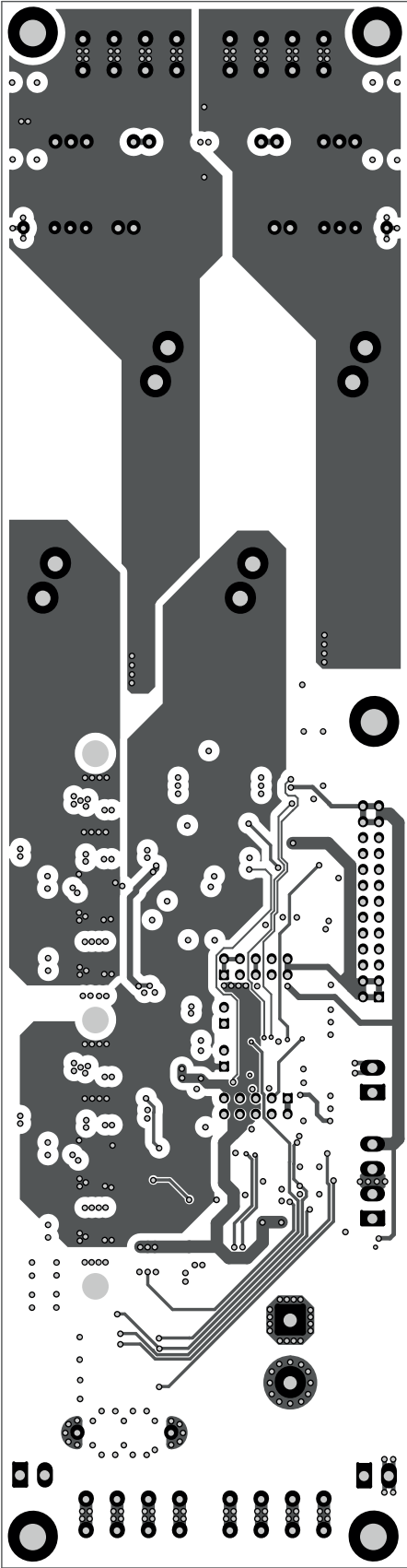
B.14 Druhá vnitřní vrstva VCC desky zesilovače třídy D



*.GM1

P86eLaQerline

B.15 Vrstva BOT desky zesilovače třídy D

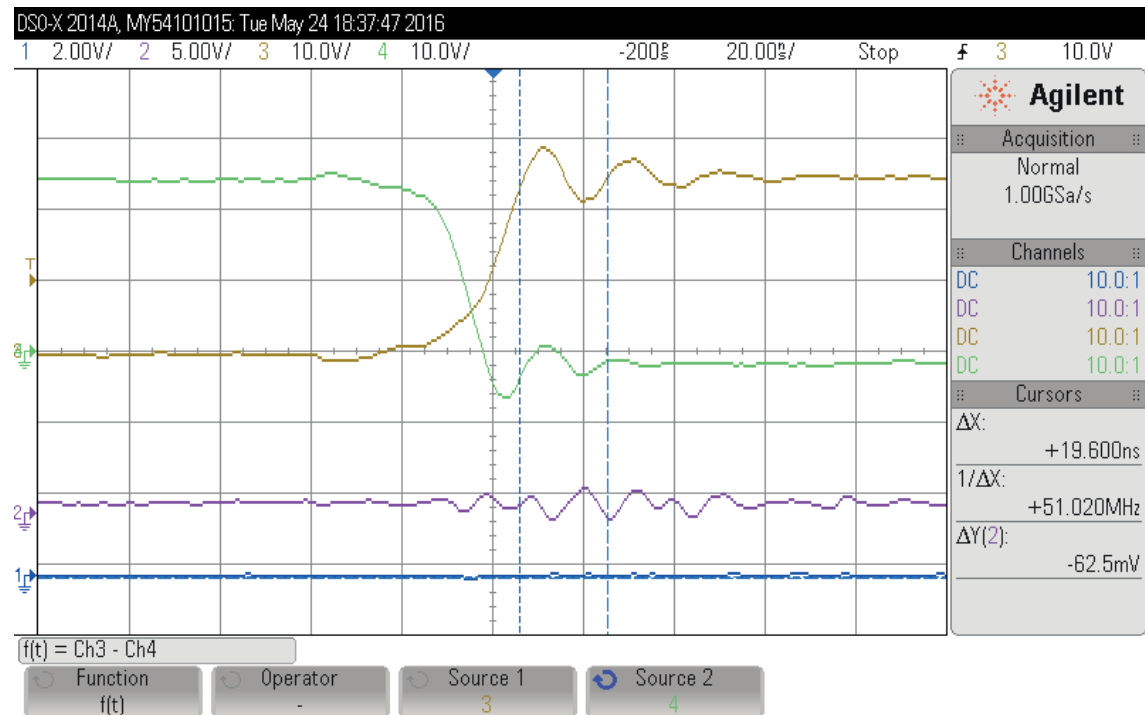


*.GBL

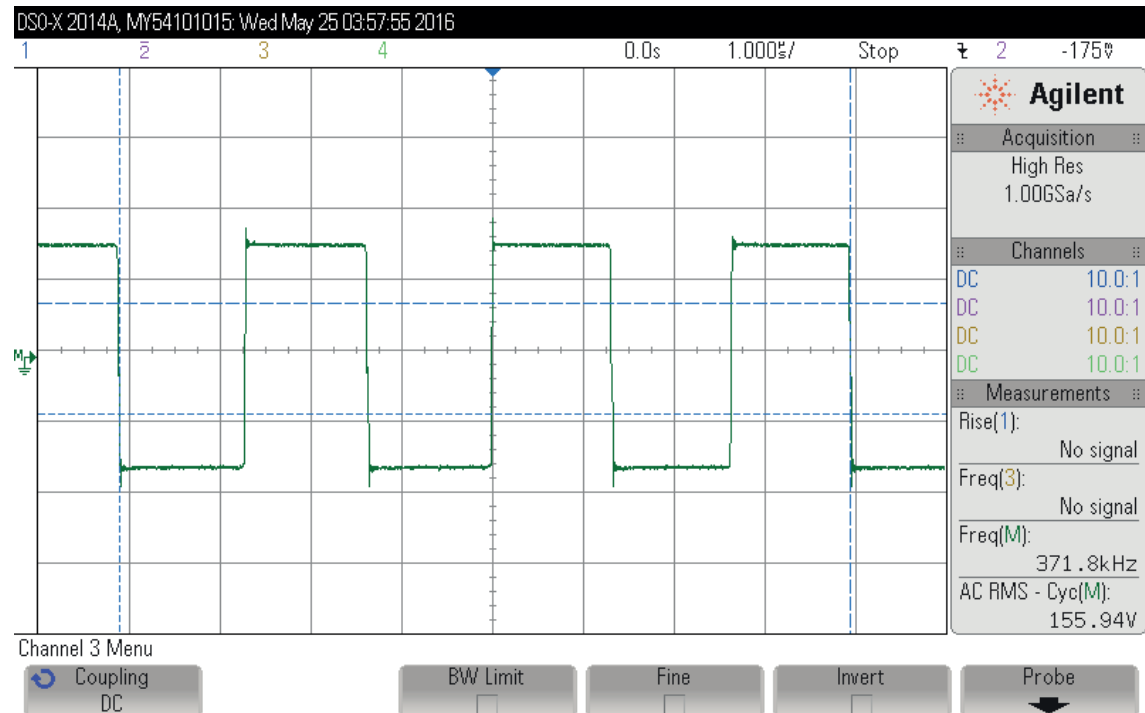
Bartechm Oubajeme

C Měření

C.1 Měření obou výstupů zesilovače proti zemi (zelená a žlutá)

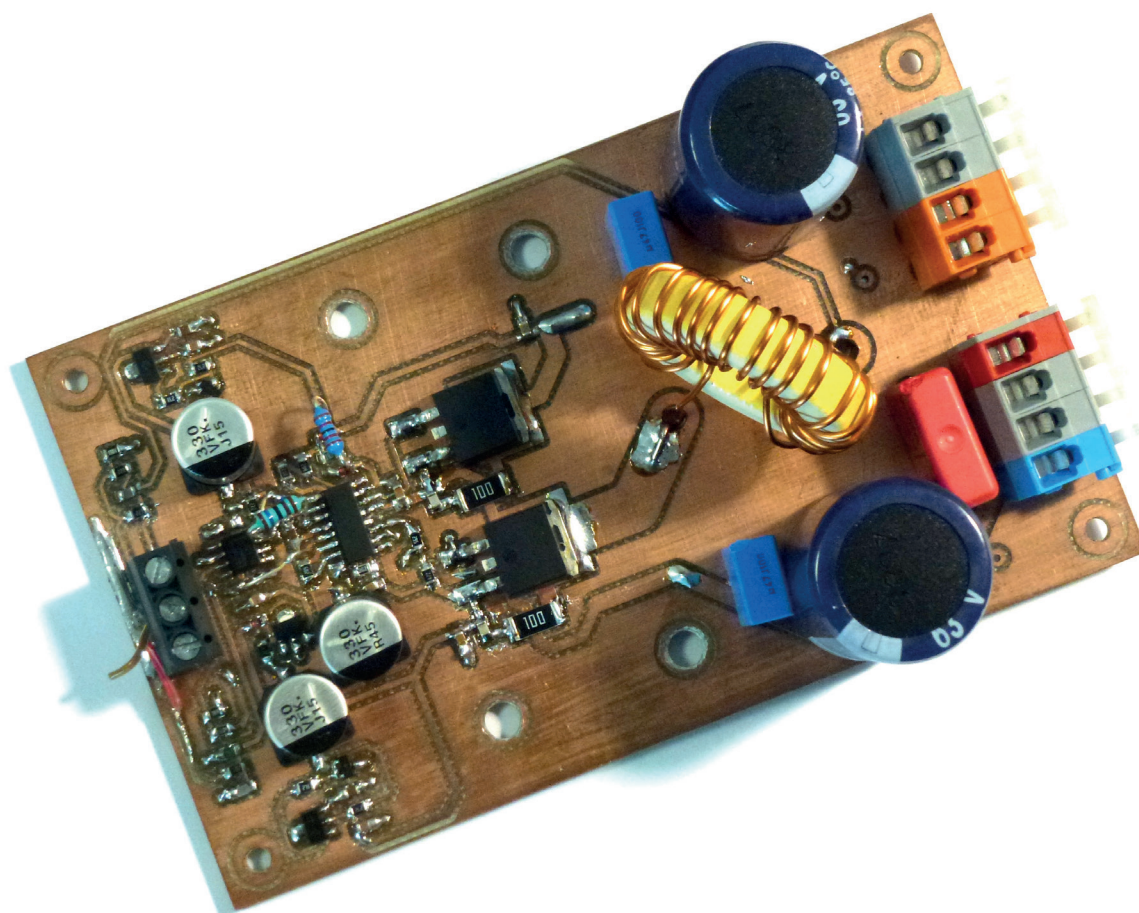


C.2 Modulační frekvence na výstupu zesilovače

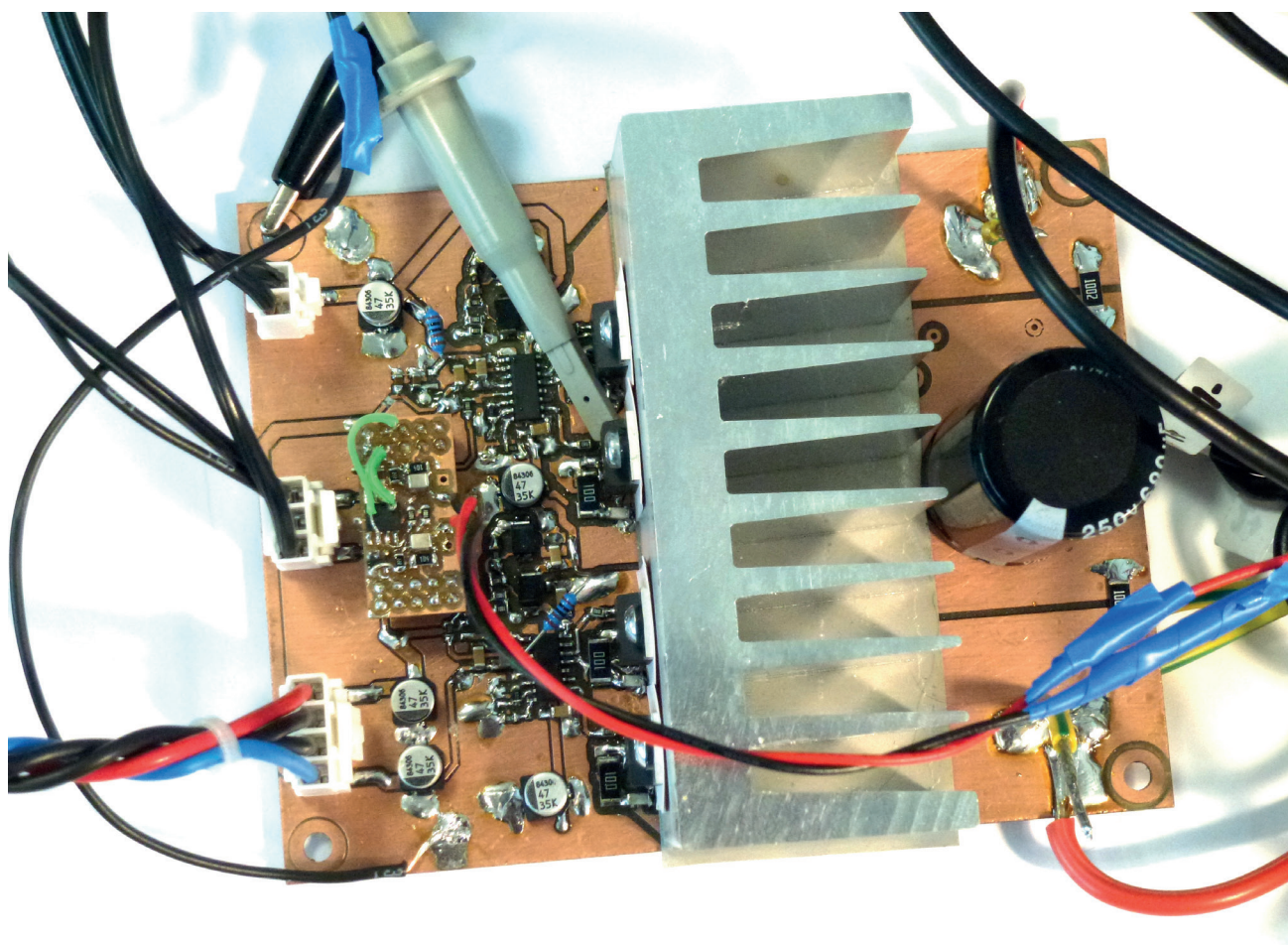


D Fotodokumentace

D.1 Fotografie prvního prototypu



D.2 Fotografie druhého prototypu



D.3 3D Model DPS zesilovače třídy D

