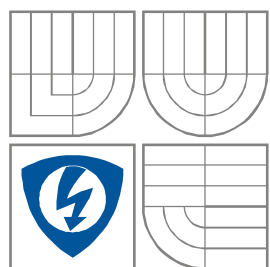


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

NÁVRH STEREO AUDIO KONCOVÉHO ZESILOVAČE SPÍNANÉ TŘÍDY

DESIGN OF SWITCHING STEREO AUDIO POWER AMPLIFIER

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

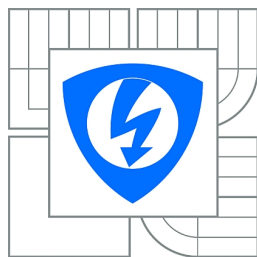
Bc. Jiří Konečný

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

prof. Ing. Lubomír Brančík, CSc.

BRNO, 2013



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Bc. Jiří Konečný

ID: 120602

Ročník: 2

Akademický rok: 2012/2013

NÁZEV TÉMATU:

Návrh stereo audio koncového zesilovače spínané třídy

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte publikované koncepce stereo audio koncových zesilovačů spínaných tříd. Provedte rešerši dostupných integrovaných zesilovačů, včetně jejich porovnání s ohledem na dosahovanou účinnost i maximální výstupní výkon.

Navrhněte zapojení stereo audio koncového zesilovače vybrané spínané třídy, včetně vhodného korekčního předzesilovače a napájecí jednotky. Vlastnosti navržených zapojení ověřte simulacemi v programu PSpice, navrhněte desky plošných spojů v programu Eagle.

Na základě předchozích návrhových prací provedte konstrukci stereo audio koncového zesilovače předepsaných parametrů, korekčního předzesilovače a napájecí jednotky. Zapojení oživte a provedte měření základních parametrů zesilovače. Diskutujte soulad naměřených hodnot s výsledky počítačové simulace i s parametry teoreticky očekávanými.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

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

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

Termín zadání: 11.2.2013

Termín odevzdání: 24.5.2013

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

Konzultanti diplomové práce:

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

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

ABSTRAKT

Tato práce se zabývá popisem audio zesilovačů pracujících ve třídě D. Důraz je kladen na podrobnější popis důležitých částí používaných v těchto zesilovačích (modulátory, budiče, výkonové stupně). V další části práce je proveden rozbor dostupných integrovaných zesilovačů pracujících ve třídě D od významných světových výrobců. Poslední část práce se zabývá návrhem všech částí zesilovače ve třídě D z diskrétních součástek i s napájecími zdroji. Podle návrhů jsou jednotlivé části vyrobeny a oživeny. Nakonec jsou provedena měření vytvořených částí a jsou zhodnoceny dosažené výsledky.

KLÍČOVÁ SLOVA

zesilovač ve třídě D, účinnost, PWM, modulátor, MOSFET

ABSTRACT

This text analyzes characteristics of audio power amplifiers in class D. The emphasis is placed on more detailed analysis of modulators, drivers, connection topology of power transistors. In the next section of text are analyzed available integrated circuits of power amplifiers in class D which are manufactured by world producers. The last part describes design of all parts of amplifier in class D with discrete components and also of power supplies. According to the plans, the individual parts are made. All parts are tested by measurements and results are evaluated.

KEYWORDS

amplifier in class D, efficiency, PWM, modulator, MOSFET

KONEČNÝ, J. *Návrh stereo audio koncového zesilovače spínané třídy*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2013. 88 s.
Diplomová práce. Vedoucí práce: prof. Ing. Lubomír Brančík, CSc.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svoji diplomovou práci na téma návrh stereo audio koncového zesilovače spínané třídy jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

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

V Brně dne

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu diplomové práce prof. Ing. Lubomíru Brančíkovi, CSc. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

OBSAH

SEZNAM OBRÁZKŮ	9
1 ÚVOD	12
2 AUDIO ZESILOVAČE VE TŘÍDĚ D	13
2.1 DĚLENÍ ZESILOVAČŮ	13
2.2 POUŽÍVANÉ MODULACE	14
2.2.1 Impulzně šířkový modulátor (PWM).....	14
2.2.2 Vylepšený impulzně šířkový modulátor	15
2.2.3 Sigma – delta modulátor 1. řádu	17
2.2.4 Sigma – delta modulátor 2. řádu	18
2.3 VÝKONOVÉ STUPNĚ ZESILOVAČŮ.....	19
2.3.1 Zapojení koncových tranzistorů.....	19
2.3.2 Řízení tranzistoru MOSFET	20
3 INTEGROVANÉ ZESILOVAČE PRACUJÍCÍ V TŘÍDĚ D	21
3.1 Zesilovače firmy Tripath.....	21
3.2 Zesilovače firmy Texas instruments	21
3.3 Zesilovače firmy STMicroelectronics.....	22
3.4 Zesilovače firmy Maxim.....	23
3.5 Zesilovače firmy National Semiconductor	24
3.6 Zesilovače firmy Analog Devices.....	24
4 NÁVRH ZAPOJENÍ ZESILOVAČE	25
4.1 ZÁKLADNÍ ČÁST ZESILOVAČE	26
4.1.1 Volba součástek	28
4.1.2 Chlazení výkonových součástek	29
4.1.3 Výstupní filtr typu dolní propust.....	30
4.1.4 Simulace zesilovače	31
4.1.5 Ochrany zesilovače	35
4.1.6 Návrh DPS pro zesilovač	37
4.2 GENERÁTOR TROJÚHELNÍKU	40

4.2.1	Volba součástek	42
4.2.2	Simulace generátoru trojúhelníku	43
4.2.3	Návrh DPS	44
4.3	ZDROJ PROUDŮ PRO GENERÁTOR TROJÚHELNÍKU	46
4.3.1	Volba součástek	48
4.3.2	Simulace zdroje proudu	48
4.3.3	Návrh DPS pro zdroj proudů	50
5	NAPÁJECÍ ZDROJE	52
5.1	VÝKONOVÝ ZDROJ	52
5.1.1	Volba součástek výkonového zdroje	53
5.1.2	Impulzní „transformátor“	54
5.1.3	Simulace „transformátoru“	56
5.1.4	DPS pro výkonový zdroj.....	57
5.2	POMOCNÝ ZDROJ	58
5.2.1	Volba součástek pomocného zdroje.....	58
5.2.2	DPS pro pomocný zdroj.....	60
6	TESTOVÁNÍ OBVODŮ	61
6.1	GENERÁTOR TROJÚHELNÍKU	61
6.1.1	Zdroj proudů	61
6.1.2	Generátor trojúhelníku	62
6.2	ZÁKLADNÍ ČÁST ZESILOVAČE	63
6.2.1	Měření amplitudové frekvenční charakteristiky	70
6.2.2	Účinnost koncového stupně a celého zařízení	71
6.2.3	Subjektivní hodnocení zvuku.....	73
6.3	VÝKONOVÝ ZDROJ	73
6.3.1	Měření zatěžovací charakteristiky	74
6.3.2	Měření účinnosti a zvlnění výstupního napětí výkonového zdroje	76
7	MECHANICKÁ ČÁST	78
8	ZÁVĚR	80
	LITERATURA	82
	SEZNAM PŘÍLOH	83

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1: Základní dělení integrovaných obvodů zesilovačů pracujících v třídě D	13
Obr. 2: Principiální blokové schéma zesilovače pracujícího ve třídě D	14
Obr. 3: Zapojení zesilovače pracující ve třídě D s impulzně šířkovým modulátorem	15
Obr. 4: Průběh napětí na výstupu zesilovače před výstupním filtrem	15
Obr. 5: Zesilovač pracující ve třídě D s vylepšeným impulz. šířkovým modulátorem	16
Obr. 6: Průběh napětí na reproduktoru s vylepšeným impulz. šířkovým modulátorem	17
Obr. 7: Zesilovač pracující ve třídě D se sigma-delta modulátorem 1. řádu	18
Obr. 8: Lineární model sigma delta modulátoru 2. řádu a obvodové řešení	18
Obr. 9: Zapojení koncových tranzistorů	19
Obr. 10: Komplementární emitorový sledovač	20
Obr. 11: Zapojení základní části zesilovače ve třídě D	27
Obr. 12: Simulace výstupního filtru DP – průběhy přenosu, fáze a zpoždění.....	31
Obr. 13: Simulovaný průběh výstupního a vstupního napětí zesilovače	32
Obr. 14: Průběh napětí gate - source tranzistorů M1 a M4.....	33
Obr. 15: Průběh napětí gate - source na tranzistorech M2 a M4	34
Obr. 16: Průběh proudů všemi tranzistory MOSFET v můstku (M1 až M4).....	35
Obr. 17: Detail proudové špičky tranzistorů MOSFET M1 a M4	35
Obr. 18: Zapojení ochrany zesilovače proti přetížení.....	36
Obr. 19: Kliše, zesilovač - strana top	37
Obr. 20: Kliše, zesilovač, strana bottom	38
Obr. 21: Osazovací plán, zesilovač, strana top	38
Obr. 22: Osazovací plán, zesilovač, strana bottom	39
Obr. 23: Schéma zesilovače pro návrh DPS	40
Obr. 24: Blokové schéma generátoru trojúhelníku	41
Obr. 25: Zapojení generátoru trojúhelníku	42
Obr. 26: Průběh výstupního napětí z generátoru trojúhelníku	43
Obr. 27: Kliše pro generátor trojúhelníku, strana top	44
Obr. 28: Kliše pro generátor trojúhelníku, strana bottom	44
Obr. 29: Osazovací plán pro generátor trojúhelníku, strana top i bottom.....	45
Obr. 30: Zapojení generátoru trojúhelníku pro návrh DPS.....	45

Obr. 31: Zapojení zdroje proudů.....	46
Obr. 32: Průběhy napětí zdrojů V12 a V13 v čase	47
Obr. 33: Simulace zdroje proudů – výstupní proudy z obou větví do zátěže V12	49
Obr. 34: Simulace zdroje proudů – výstupní proudy obou větví do zátěže V13	49
Obr. 35: Kliše - zdroj proudů, strana top	50
Obr. 36: Kliše - zdroj proudů, strana bottom	51
Obr. 37: Osazovací plán - zdroj proudů.....	51
Obr. 38: Schéma zdroje proudů pro vytvoření DPS	51
Obr. 39: Zapojení výkonového spínaného zdroje	53
Obr. 40: Průřez transformátorem	56
Obr. 41: Průběh proudů primárním a sekundárním vinutím transformátoru (simulace)	57
Obr. 42: Kliše pro výkonový zdroj	57
Obr. 43: Osazovací plán pro výkonový zdroj	57
Obr. 44: Schéma zapojení pomocného zdroje	58
Obr. 45: Kliše pro pomocný zdroj	60
Obr. 46: Osazovací plán pro pomocný zdroj	60
Obr. 47: Pohled na hotový pomocný zdroj	61
Obr. 48: Průběh výstupního napětí generátoru trojúhelníku.....	62
Obr. 49: Napájecí filtr pro generátor trojúhelníku	63
Obr. 50: Reálný vzhled generátoru trojúhelníku.....	63
Obr. 51: Reálné průběhy PWM na řídicích elektrodách tranzistorů M1 a M2.....	64
Obr. 52: Detail průběhů napětí na řídicích elektrodách tranzistorů M1 a M2.....	64
Obr. 53: Průběh napětí na řídicích elektrodách tranzistorů M1 (žlutá) a M3 (zelená)	65
Obr. 54: Průběh napětí na řídicích elektrodách tranzistorů M2 (žlutá) a M4 (zelená)	65
Obr. 55: Průběh rušeného trojúhelníkového signálu.....	66
Obr. 56: Rušení v nízkofrekvenčním signálu na vstupu komparátoru U1 (pouze jedna aktivní půlperioda)	66
Obr. 57: Rušení trojúhelníkového signálu na vstupu komparátoru po zlepšení	67
Obr. 58: Zlepšený průběh nízkofrekvenčního signálu na vstupu komparátoru U1	67
Obr. 59: Průběhy rušených nízkofrekvenčních průběhů na výstupech analog. předzesilovačů.....	68
Obr. 60: Průběh napětí na zátěži 6Ω při max. výkonu zesilovače	68
Obr. 61: Velká deformace výstupního napětí zesilovače při malém buzení.....	69
Obr. 62: Vstupní napětí a výstupní proud zesilovače při buzení signálem sinus 1 kHz.....	70

Obr. 63: Amplitudová frekvenční charakteristika zesilovače.....	71
Obr. 64: Pohled na zesilovač jednoho kanálu.....	71
Obr. 65: Závislost účinností zesilovače, výkonového zdroje a celého zařízení na výstupním výkonu.....	73
Obr. 66: Zatěžovací charakteristiky výkonového zdroje.....	75
Obr. 67: Závislost účinnosti výkonového zdroje na jeho výkonu.....	77
Obr. 68: Zvlnění výstupního napětí výkonového zdroje.....	77
Obr. 69: Pohled na hotový výkonový zdroj.....	77
Obr. 70: Nárýs kovové skříně a rozmístění komponent ve skříní v pohledu půdorys.....	78
Obr. 71: Nákres předního a zadního panelu.....	79
Obr. 72: Pohled na hotový zesilovač.....	79

1 ÚVOD

Audio koncové zesilovače pracující na konvenčním principu (se spojitým signálem) jsou děleny do několika tříd (A, B, AB, G, H,...). Jejich hlavní nevýhodou je poměrně malá účinnost. Maximální teoretická účinnost zesilovače ve třídě A je 50%, avšak tato třída má nejmenší zkreslení. Dnes se skoro nepoužívají. Výjimkou jsou precizní elektronkové zesilovače (nebo s tranzistory MOSFET), které vyrábí pár výrobců s kvalitní audiotechnikou. Často používanou třídou zesilovače je třída AB, u které je zkreslení mírně větší jak u třídy A – to je dáno mírným posunutím pracovního bodu tranzistoru z nejmírnější oblasti směrem k uzavřenému stavu. Maximální účinnost je pak teoreticky 78,5 %. Tento druh zesilovače často byl a je používán v Hi-Fi technice. U zesilovačů těchto tříd pracujících s velkým výkonem začíná být problém se vznikajícím odpadním teplem a nutností jeho odvádění. Na druhé straně, kde byl problém s malou účinností zesilovače jsou přenosné či kapesní přístroje, jako jsou MP3 přehrávače, discmany, notebooky, mobilní telefony, apod., které jsou napájeny z akumulátorů a baterií s omezenou kapacitou. Proto začali vznikat zesilovače spínaných tříd, jejichž výhodou je účinnost běžně i přes 90 %. Jejich konstrukci umožňuje použití moderních součástek (rychlé tranzistory MOSFET, komparátory, apod.). Koncové tranzistory v zesilovači pracují pouze ve dvou stavech, a to buď plně otevřen, nebo plně zavřen. To znamená, že tranzistor buď vede proud a je na něm minimální úbytek napětí, nebo jím proud neteče a napětí zdroje je na jeho svorkách. V každém případě na tranzistoru nevzniká skoro žádná výkonová ztráta a z toho plyne vysoká celková účinnost zesilovače (zanedbané přepínací ztráty). Nevýhodou je menší kvalita zvuku oproti třídě A, avšak dnešní spínané zesilovače už dosahují vynikajících audio parametrů. Spínaná třída zesilovače je třída D či T. Třída T je trochu zavádějící, jelikož se nejedná ani tak o princip spínaného zesilovače, ale spíše o patentované obvody firmy Tripath, viz [1]. Dnešní zesilovače jsou tedy nejvíce zastoupeny třídami AB a D.

Konvenční zesilovače regulují velikost výkonu spojitě, podle velikosti vstupního nízkofrekvenčního signálu. Ten napájí reproduktor, který předává výkon do okolí ve formě kmitání částic vzduchu. U spínaných zesilovačů se výkon reguluje nespojitě s frekvencí významně vyšší než je maximální frekvence nízkofrekvenčního signálu. Využívá se následně setrvačností jak elektrických (výstupní filtr typu dolní propust) tak i mechanických (membrána reproduktoru), které z rychle přerušovaného měnicího se toku energie vytvoří spojitě se měnící výchylku membrány reproduktoru. Čím větší je tato energie v rámci několika regulačních period, tím větší je okamžitý výkon reproduktoru. Protože tyto setrvačné prvky jsou skoro bezztrátové, je pak i výsledná účinnost tohoto regulačního procesu vysoká.

Další nezanedbatelnou výhodou spínaného zesilovače jsou jeho malé rozměry a nízká hmotnost. K tomu dopomáhá i častá nepotřebnost chladiče pro tyto zesilovače.

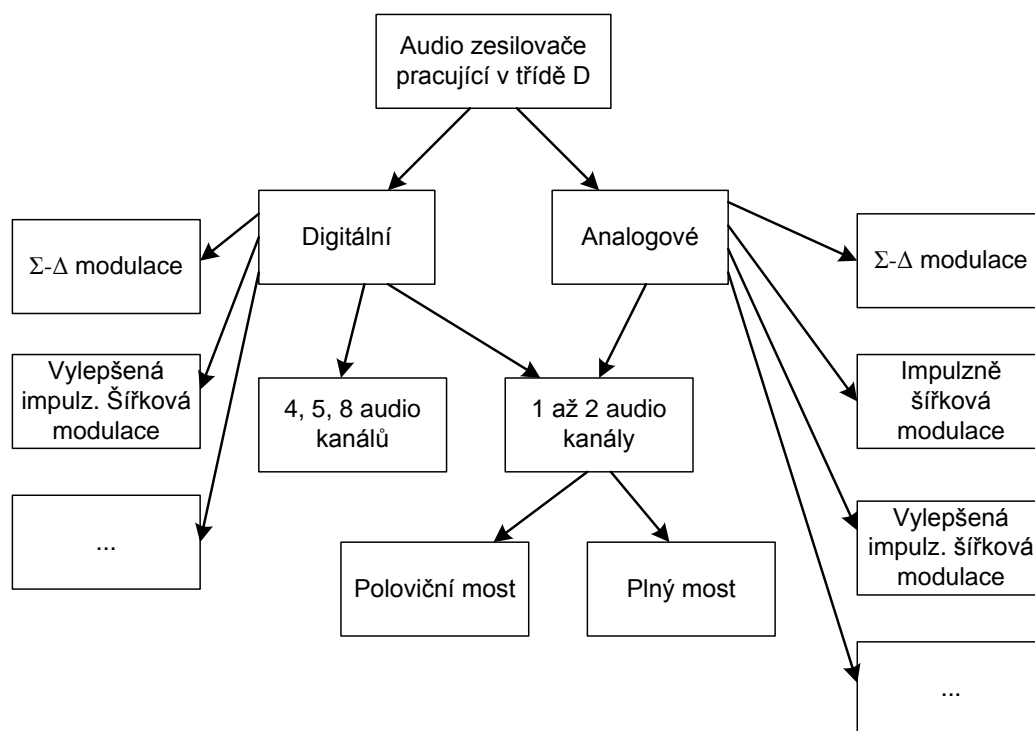
Tato práce popisuje základní principy hlavních komponent audio zesilovačů pracujících v třídě D (modulátory a výkonové budiče). Je uveden také přehled integrovaných obvodů - zesilovačů pracujících v třídě D, které vyrábí světoví výrobci elektronických součástek. Práce se pak dále zabývá konstrukcí zesilovače ve třídě D na bázi diskretních součástek pro ozvučení místnosti.

2 AUDIO ZESILOVAČE VE TŘÍDĚ D

V této kapitole je provedeno rozčlenění zesilovačů pracujících pouze ve třídě D podle různých konstrukčních kritérií. Také je zde probrán základní princip funkce těchto zesilovačů, respektive jejich nejdůležitějších částí.

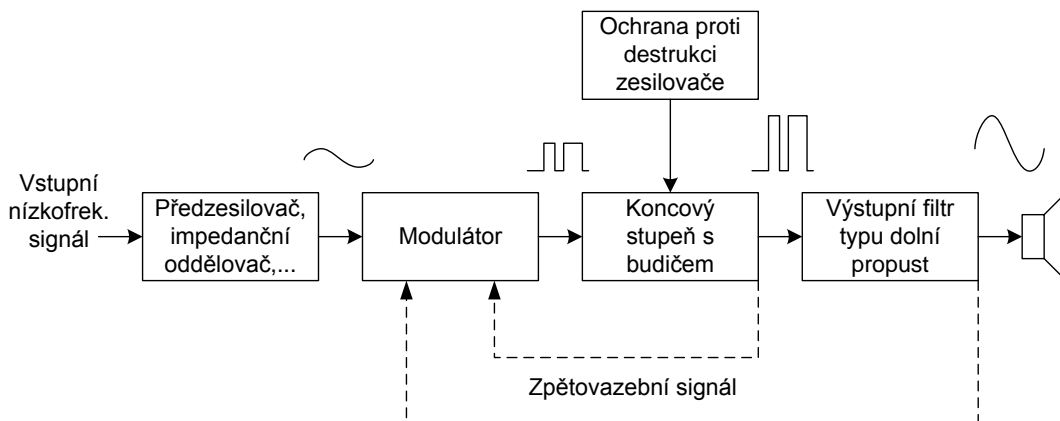
2.1 DĚLENÍ ZESILOVAČŮ

Tyto zesilovače lze přibližně dělit podle počtu koncových tranzistorů, podle počtu kanálů a podle modulátoru podle obr. 1 [1]:



Obr. 1: Základní dělení integrovaných obvodů zesilovačů pracujících v třídě D [1]

Z obr. 1 je patrné, že zesilovače pracující v třídě D se dělí do dvou základních skupin. Zesilovače z první skupiny jsou tzv. plně digitální. Umožňují zpracovávat vstupní nízkofrekvenční signál v digitální podobě. Do druhé skupiny patří zesilovače, které zpracovávají analogový vstupní nízkofrekvenční signál – analogové zesilovače pracující ve třídě D [1]. Obě tyto skupiny mají stejné principiální blokové schéma uvedené na obr. 2.



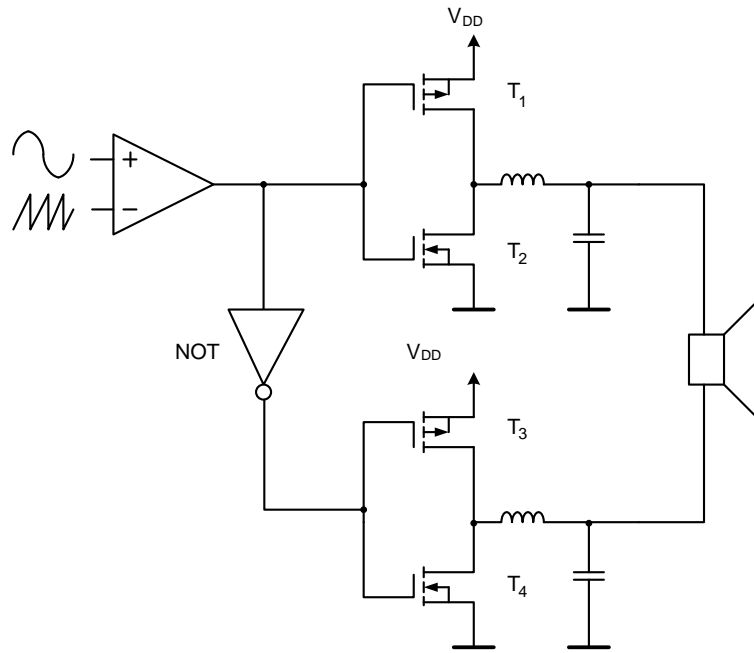
Obr. 2: Principiální blokové schéma zesilovače pracujícího ve třídě D [1]

2.2 POUŽÍVANÉ MODULACE

Existuje několik modulačních technik, které se používají v zesilovačích pracujících ve třídě D. Modulace u těchto zesilovačů je proces, který řídí nespojitou regulaci výkonu. Používané modulace jsou uvedeny v následujících podkapitolách.

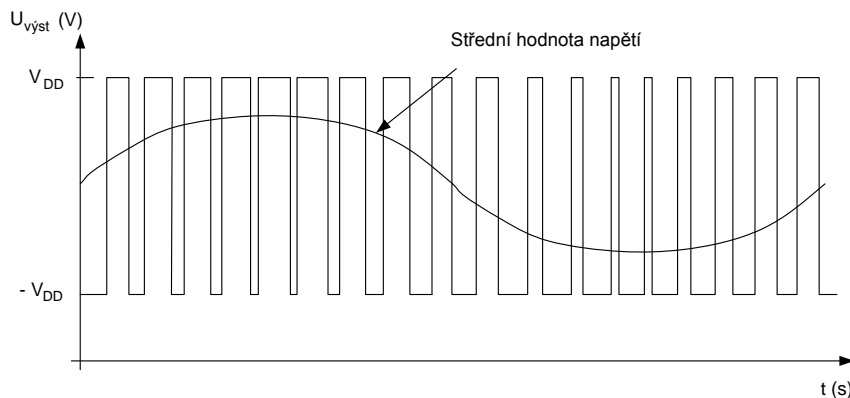
2.2.1 Impulzně šířkový modulátor (PWM)

Na obr. 3 je typické zapojení audio zesilovače pracujícího ve třídě D s impulzně šířkovým modulátorem. Na neinvertující vstup komparátoru je přiváděn pilovitý (nebo trojúhelníkový) signál s vysokou frekvencí (minimálně dvojnásobek maximálního kmitočtu nízkofrekvenčního signálu). Komparátor porovnává okamžitou velikost tohoto napětí s okamžitou hodnotou napětí nízkofrekvenčního signálu. Výstup komparátoru je v úrovni logické 0, překročí-li úroveň pilovitého signálu úroveň nízkofrekvenčního signálu. Tím se sepnou tranzistory T_1 a T_4 . Na jednom výstupu zesilovače bude potenciál V_{DD} a na druhé svorce potenciál země (uvažováno bez výstupního filtru typu dolní propust tvořeného dvěma cívkami a dvěma kondenzátory). Výstup komparátoru bude v logické 1, bude-li úroveň nízkofrekvenčního signálu větší jak úroveň pilovitého signálu. Tím dojde k uzavření tranzistorů T_1 a T_4 a k otevření tranzistorů T_2 a T_3 . Na výstupních svorkách zesilovače bude napětí s obrácenou polaritou jak v předchozím případě [1].



Obr. 3: Zapojení zesilovače pracující ve třídě D s impulzně šířkovým modulátorem [1]

Na výstupu zesilovače před filtrem je tedy PWM signál. Invertor neguje logickou hodnotu a vytváří tak komplementární řídicí impulzně šířkově modulovaný signál pro buzení výstupních tranzistorů. Výstupní filtr odstraňuje vyšší harmonické složky signálu, čímž z PWM signálu zůstane ideálně základní harmonická, což je právě zesílený nízkofrekvenční signál, neboli také střední hodnota PWM signálu v rámci periody PWM, viz obr. 4 [1].

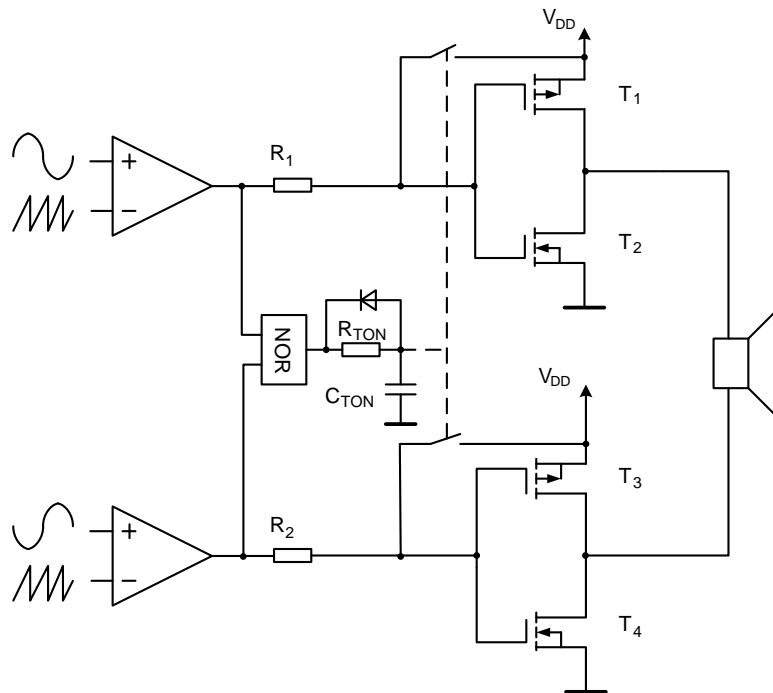


Obr. 4: Průběh napětí na výstupu zesilovače před výstupním filtrem [1]

2.2.2 Vylepšený impulzně šířkový modulátor

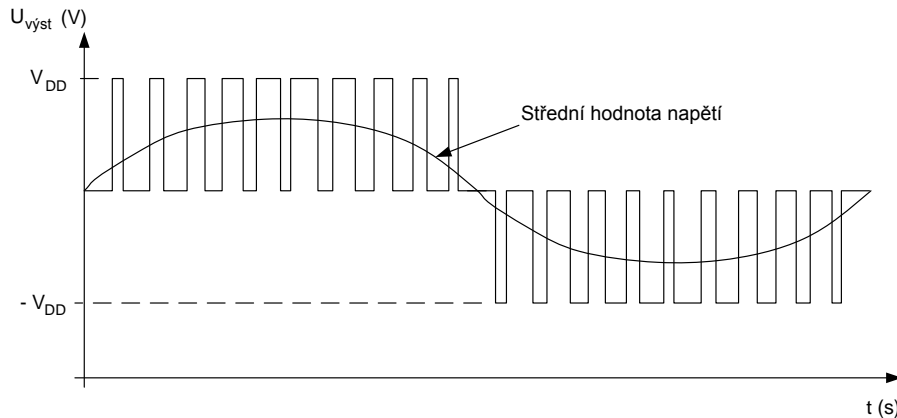
Tento typ modulátoru má hlavní výhodu v přímém připojení reproduktoru k tranzistorovému mostu. Není zde do jisté míry potřebný výstupní LC filtr typu dolní propust. Úpravou spínací sekvence se dosahuje menší elektromagnetické interference zesilovače se zachováním jeho funkce jak u předchozího typu modulátoru. Tento druh zesilovače se někdy nazývá také „filterless amplifier“ [1].

Na obr. 5 je principiální zapojení takového zesilovače s vylepšeným impulzně šířkovým modulátorem.



Obr. 5: Zesilovač pracující ve třídě D s vylepšeným impulzně šířkovým modulátorem [1]

Pokud na oba vstupy komparátorů přivedeme nízkofrekvenční sinusový signál, vzájemně fázově posunutý o 180° , lze označit vstup takového zesilovače za diferenční. Na invertující svorky komparátorů je přiveden pilovitý (nebo trojúhelníkový) signál. Úroveň vstupního nízkofrekvenčního signálu je porovnávána s úrovní na invertujících vstupech. Výstup komparátoru A je na potenciálu nulového napětí, právě když úroveň pilovitého signálu na invertující svorce překročí napětíovou úroveň nízkofrekvenčního signálu. Tím je sepnut výstupní tranzistor MOSFET s indukovaným kanálem typu P a na výstupu zesilovače je napětí V_{DD} . Obdobně pracuje i komparátor B. Poté, co je na obou výstupech zesilovače napětí V_{DD} , výstup logického obvodu NOR přechází do úrovně logické 1. Výstupním napětím z obvodu NOR je postupně nabíjen kondenzátor C_{TON} přes rezistor R_{TON} . V případě vybíjení je kondenzátor rychle vybit přes diodu. Tento RC člunek tvoří integrační člen 1. řádu s časovou konstantou $\tau = RC$. Po nabití kondenzátou na plnou hodnotu napětí (předpokládejme za dobu 5τ) je sepnut spínač, který přivádí napětí V_{DD} na řídicí elektrody tranzistorů MOSFET. Tím jsou oba tranzistory s kanálem typu P zavřeny a jsou sepnuty tranzistory s kanálem typu N. Oba výstupy zesilovače jsou tedy připojeny k potenciálu zemní svorky [1]. Průběhy napětí jsou ilustrovány na obr. 6.



Obr. 6: Průběh napětí na reproduktoru s vylepšeným impulzně šířkovým modulátorem [1]

Reproduktor reaguje na střední hodnotu napětí během několika period impulzně šířkové modulace, která je na výstupu zesilovače. Pokud je úroveň nízkofrekvenčního signálu větší jak 0V, tak výstupní napětí zesilovače je přepínáno mezi potenciály 0 V a V_{DD} , jestliže je úroveň nízkofrekvenčního signálu menší jak 0 V, tak je výstup zesilovače přepínán mezi úrovněmi $-V_{DD}$ a 0. Střední hodnota napětí na reproduktoru je tedy během periody vstupního nízkofrekvenčního sinusového signálu rovna 0, což je nutné dodržet, protože reproduktor nesmí být napájen signálem obsahující stejnosměrnou složku.

Spektrum signálu na výstupu zesilovače s vylepšeným modulátorem obsahuje vyšší harmonické a kombinační kmitočty, ale mají výrazně nižší amplitudu jak tyto nežádoucí složky u předchozího zesilovače s impulzně šířkovým modulátorem bez zapojeného výstupního filtru typu dolní propust. Z toho plyne, že zesilovač s tímto modulátorem se nemusí opatřovat výstupním filtrem, pokud je použito krátké připojovací vedení mezi zesilovačem a reproduktorem.

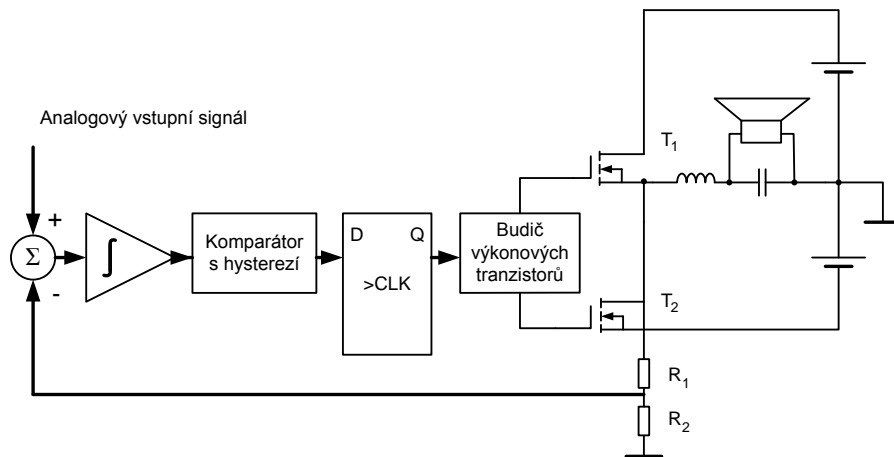
2.2.3 Sigma – delta modulátor 1. řádu

Tzv. sigma-delta modulátory vznikly vhodnou modifikací delta modulátorů. Ačkoliv delta modulátory nejsou v zesilovačích třídy D používány, je vhodné je alespoň stručně popsat. Delta modulace je založena na kvantizaci odchylky mezi jednotlivými vzorky vstupního signálu a predikovaného signálu. Není tedy kvantována absolutní velikost vstupního signálu. Delta modulátory jsou náchylné na „přetížení“ příliš strmým vstupním signálem, kdy přírůstek (nebo úbytek) napětí vstupního signálu mezi jednotlivými vzorky je natolik značný, že modulátor přestává být schopen „sledovat“ vstupní signál. Výkonnost delta modulátorů je silně závislá na frekvenci vstupního signálu [1].

Jisté řešení představují adaptivní modulátory nebo sigma-delta modulátory. Hodnota kvantizačního šumu je závislá na frekvenci. Tato vlastnost se nazývá „noise-shaping“ a tato struktura je vhodná pro zpracování audio signálů [1].

Základní prvek tohoto modulátoru je komparátor s hysterezí. Sigma-delta modulátor 1. řádu provádí kvantizaci integrálu odchylky vstupního analogového signálu od zpětnovazebního signálu. Z tohoto důvodu nejsou tyto modulátory zdaleka tak

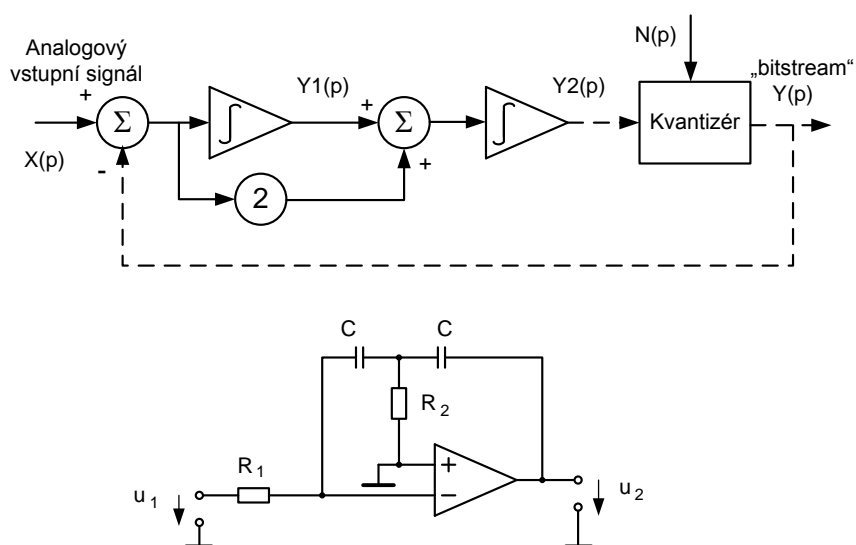
náchylné na „přetížení“ vstupním signálem. Tento modulátor se chová pro vstupní signál jako filtr typu dolní propust 1. řádu. Silným převzorkováním dojde k jistému potlačení spektrálních složek šumu v základním audio frekvenčním pásmu zesilovače. Na obr. 7 je znázorněn zesilovač pracující ve třídě D se sigma-delta modulátorem [1].



Obr. 7: Zesilovač pracující ve třídě D se sigma-delta modulátorem 1. řádu [1]

2.2.4 Sigma – delta modulátor 2. řádu

Výhodou sigma-delta modulátorů vyšších řádů je silnější potlačení hodnoty kvantizačního šumu v základním audio pásmu. Se zvyšujícím se řádem modulátoru roste i vliv jevu „noise shaping“. Existují i modulátory vyšších řádů, které jsou vytvářeny hlavně číslicově v signálových procesorech. Sigma-delta modulátor 2. řádu obsahuje dvojnásobný integrátor, který lze poměrně snadno vytvořit s použitím jediného operačního zesilovače. Schéma zapojení takového modulátoru je v horní části obr. 8. Ve spodní části je pak blokové schéma lineárního modelu sigma delta modulátoru 2. řádu [1].



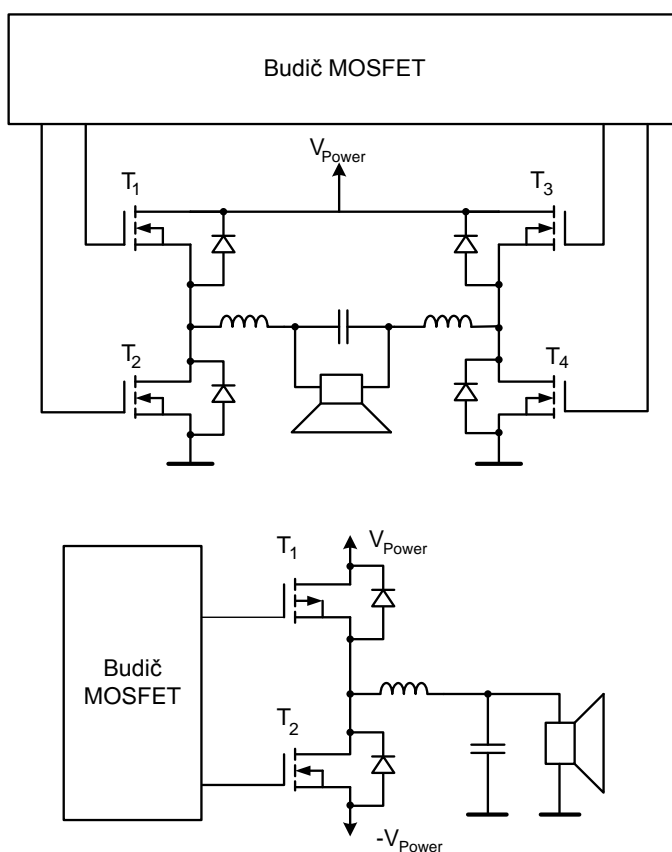
Obr. 8: Lineární model sigma delta modulátoru 2. řádu a obvodové řešení [1]

2.3 VÝKONOVÉ STUPNĚ ZESILOVAČŮ

V předchozí kapitole byly probrány principy generace signálů, sloužící k buzení koncového výkonového stupně zesilovače. Signál z výstupu modulátoru má prakticky stejný průběh jako signál z výstupu koncového stupně, liší se v postatě jen v úrovních napětí a ve schopnosti dodat velký proud do zátěže a tedy i výkon.

2.3.1 Zapojení koncových tranzistorů

Koncové tranzistory jsou v drtivé většině typu MOSFET. Pokud je napájecí zdroj symetrický, zapojují se do polovičního mostu. Pokud je napájení nesymetrické, tranzistory jsou zapojeny do plného mostu. Použití jednoduššího nesymetrického zdroje je vykoupeno nutností použít místo dvou tranzistorů čtyři. Obě zapojení ukazuje obr. 9. V jeho horní části je plný most, ve spodní části je poloviční most [1].



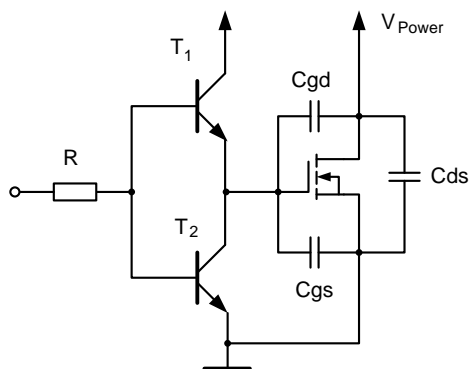
Obr. 9: Zapojení koncových tranzistorů [1]

Protože zátěž tranzistorů má značný induktivní charakter (cívka filtru, vinutí reproduktoru), je potřeba chránit tranzistory před velkým napětím, které by vznikalo na indukčnostech při rychlém zavírání tranzistorů. K tomu slouží nulové diody paralelně připojené k tranzistorům, které při uzavření tranzistoru přebírají proud tekoucí zátěží.

2.3.2 Řízení tranzistoru MOSFET

Proud elektrodou Gate tranzistoru MOSFET je prakticky nulový při statickém režimu. Tato elektroda má ale kapacitu vůči všem druhým vývodům tranzistoru, a to až o velikosti několika nano Farad. K rychlému spínání a rozpínání tranzistoru MOSFET je zapotřebí obvod, který umožní rychlé nabíjení a vybíjení vstupní kapacity tranzistoru impulzním proudem o velikosti až několika Ampér.

Často používaným obvodem pro buzení tranzistoru MOSFET je komplementární emitorový sledovač, obr. 10.



Obr. 10: Komplementární emitorový sledovač [1]

K řízení tranzistoru MOSFET lze využít i jiná zapojení. Používá se také obvod s impulzním transformátorem. Výhodou je pak galvanické oddělení řídicího obvodu od výkonového. Nevýhodou je většinou nutnost takový transformátorek vyrobit.

3 INTEGROVANÉ ZESILOVAČE PRACUJÍCÍ V TŘÍDĚ D

Zesilovače pracující ve třídě D je možné s úspěchem integrovat do jediné součástky – integrovaného obvodu. Takové obvody pak mají výhodu v malých parazitních kapacitách, kdy součástky můžou pracovat na vyšších frekvencích a zesilovače tak mají menší zkreslení a kvalitnější zvuk. Je tedy logické, že existuje řada firem, které takové zesilovače vyrábějí.

Zesilovače ve třídě D ve formě integrovaných obvodů jsou právě nejčastěji používány v přenosných zařízeních, jelikož mají malé rozměry, vysokou účinnost a také poměrně kvalitní zvuk.

V této kapitole jsou stručně popsány integrované zesilovače od různých firem, důraz je kladen na popis jejich maximálních výkonů a dosahovaných účinností. Všechny uvedené zesilovače patří do kategorie analogové audio zesilovače pracující v třídě D.

3.1 Zesilovače firmy Tripath

Firma, která se specializovala hlavně na kvalitní audio techniku (již zanikla) byla firma Tripath. Několik jejich zesilovačů pracujících ve třídě D v integrovaném provedení je uvedeno v tab. 1. Třída, v níž tyto zesilovače pracují, je třída spínaná (což je převážně třída D), ale zesilovače od této firmy nesou označení třída T. To znamená, že každý zesilovač třídy T, je zároveň třídou D, ale jen některé zesilovače třídy D, jsou zesilovači třídy T.

Tab. 1 Integrované zesilovače třídy D firmy Tripath [1], [2]

Označení součástky	počet výstupních kanálů	Výstupní výkon (W)	Impedance zátěže	Dosahovaná účinnost (%)	Napájecí napětí (V)
TAA2008	2	14 9	8 8	86	8,5 - 14
TAA2009	2	12 9	6 8	86	8,5 - 13,2
TA2024C	2	15 10	4 4	90	8,5 - 13,2
TA2021B	2	23,5 15,5	4 4	88	8,5 - 14,6
TAA4100A	4	100 65 50 62	4 4 4 2	88	10 - 26,0

3.2 Zesilovače firmy Texas instruments

Obvody z tab. 2 s označením TPA20xx byly navrženy tak, aby je nebylo nutné opatřovat na výstupu filtrem typu dolní propust. Jedná se tedy o filterless zesilovače. Obvody označené TPA30xx je vhodné dle výrobce opatřit filtrem typu dolní propust sestaveného z feristorů a kondenzátorů [1].

Obvod s označením TPA 2013 je navržen pro bateriový provoz, jelikož má v pouzdře implementovaný impulzní zvyšující měnič, který na výstupu má prakticky

neměnné napětí, které napájí výstupní tranzistorový můstek a reproduktor. Při vybíjení baterie je tedy výkon zesilovače neměnný [1].

Zesilovače začínající označením TAS jsou obvody, které byly vyvinuty speciálně pro automobilové použití (rádia a přehrávače). Jejich napájecí napětí je v rozsahu palubního napětí vozidel a počet kanálů je typicky 4 [1].

Tab. 2: Vybrané integrované zesilovače firmy Texas Instruments [1], [2]

Označení součástky	Počet výstupních kanálů	Výstupní výkon (W)	Impedance zátěže	Dosahovaná účinnost (%)	Napájecí napětí (V)
TAS5412	4	45	2	93	8,0-20
TAS5424	4	45	2	93	8,0-22
TPA032	2	10	4	78	8,0-22
TPA2000	1	2	4	80	2,7-5,5
TPA2001	2	1	8	80	2,7-5,5
TPA2008	2	3	3	88	4,5-5,5
TPA3002	2	9	8	88	8,5-14
TPA3004	2	12	4	85	8,5-18
TPA3005	2	6	8	91	8,5-18
TPA3100	2	20	4	92	10,0-26
TPA3101	2	10	4	87	10,0-26
TPA3107	2	15	6	86	10,0-26
TPA3120	2	25	4	90	24
TPA3200	1	20	4	86	8,0-18

3.3 Zesilovače firmy STMicroelectronics

Většina zesilovačů od tohoto výrobce nejsou obvody, které jen s minimem externích součástek tvoří celý funkční zesilovač (kromě obvodů TS2007, TS4962 a TS4962M). Výhodou ale je, že tyto obvody jsou umístěny v klasických pouzdrech, které se dobře pájí i v amatérských podmínkách [1].

Zajímavě je řešení obvodu TDA7490, jelikož jeho koncový stupeň může být zapojen jak do polovičního mostu (získáme tak stereofonní zesilovač 2x25W) nebo je zapojen do plného mostu (mono s výkonem 50W) [1].

Tyto zesilovače by měli být opatřeny na výstupu filtrem typu dolní propust [1].

Tab. 3 Výběr integrovaných zesilovačů firmy STMicroelectronics [1], [2]

Označení součástky	počet výstupních kanálů	Výstupní výkon (W)	Impedance zátěže	Dosahovaná účinnost (%)	Napájecí napětí (V)
TDA7480	1	10	4	83	20-32
TDA7481	1	18	4	85	20-50

TDA7482	1	25	4	88	20-50
TDA7490(L)	2	25	4	89	20-50
TDA7490(L)SA	2	15	4	86	20-50
TS2007	1	3	4	88	2,4-5,5
TS4962	1	3	4	88	2,4-5,5
TS4962M	1	3	4	88	2,4-5,5

Z tab. 3 je patrné, že tyto zesilovače nemají účinnost vyšší než 90 %. Avšak zesilovače malých výkonů kolem 3 W (obvody TSxxxx) mají na tak malý zesilovač dobrou max. účinnost 88 %.

3.4 Zesilovače firmy Maxim

Všechny uvedené zesilovače od tohoto výrobce používají modulační techniku takovou, že není nutné opatřovat tyto zesilovače výstupními filtry typu dolní propust. Pouze u obvodu MAX974 je vhodné umístit na výstup levný jednoduchý filtr s feristorem a kondenzátorem. Většina obvodů v tab. 4 může pracovat jak s pevnou frekvencí nosné, tak i s proměnnou frekvencí nosné, což má příznivý vliv na elektromagnetickou interferenci zesilovače [1].

Výběr režimu se provádí pomocí svorky SYNC. Pokud se spojena s potenciálem elektrické zemi, je použita pevná nosná, je-li vývod ponechán volně, je také konstantní nosná, a pokud je připojena na potenciál kladného napájecího napětí, tak je frekvence nosné proměnná (např. 1220 kHz +/- 120 kHz). Poslední možností je přivádění hodinového taktovacího signálu, kdy zesilovač používá kmitočet nosné rovný kmitočtu přivedeného signálu [1].

Zesilovače v tab. 3 dosahují účinnosti necelých 90 %, avšak u malého zesilovače s výkonem 1,2 W (MAX9700) je výborná hodnota účinnosti až 93 %.

Tab. 4 Výběr integrovaných zesilovačů firmy Maxim [1], [2]

Označení součástky	počet výstupních kanálů	Výstupní výkon (W)	Impedance zátěže	Dosahovaná účinnost (%)	Napájecí napětí (V)
MAX9700	1	1,2	4	93	2,5-5,5
MAX9701	2	2,2	4	87	2,5-5,5
MAX9703	1	15	4	88	10,0-25
MAX9704	2	10	4	88	10,0-25
MAX9708	2	21	4	87	10,0-18
MAX9709	2	25	4	87	10,0-22
MAX9712	1	0,5	6	85	2,5-5,5
MAX9714	2	6	8	85	10,0-25
MAX9715	2	2,8	4	86	5
MAX9741	2	12	8	88	10,0-25

3.5 Zesilovače firmy National Semiconductor

Pomocí integrovaných obvodů firmy National Semiconductor lze snadno vytvořit kompletní zesilovač s minimem externích součástek. Používaná modulace je u většiny typů obvodů taková, že tyto obvody patří do kategorie filterless, kdy není nutné zapojovat na výstup filtr typu dolní propust. Obvody typu LM4675 a LM48410 jsou vybaveny modulátorem, který je schopen pracovat v režimu s rozprostřeným spektrem. Zesilovač má proto menší elektromagnetickou interferenci [1].

Obvod LM4663 je výjimečný tím, že obsahuje vlastně stereo zesilovače 2, jeden je pracující v třídě D, který se přes výstupní filtr připojí k reproduktorům, a druhý zesilovač pracuje v třídě AB, který slouží pro napájení sluchátek s impedancí 32 Ω [1].

Tab. 5 Výběr integrovaných zesilovačů firmy National Semiconductor [1], [2]

Označení součástky	počet výstupních kanálů	Výstupní výkon (W)	Impedance zátěže	Dosahovaná účinnost (%)	Napájecí napětí (V)
LM4663	2	2,1	4	83	4,5-5,5
LM4664	1	1,1	8	86	2,7-5,5
LM4666	2	1,2	8	85	2,8-5,5
LM4670	1	3	8	88	2,4-5,5
LM4675	1	2,65	8	89	2,4-5,5
LM48410	2	2,3	4	86	2,4-5,5
LM4668	1	10	8	79	8,5-15
LM4682	2	10	8	84	8,5-15

V tab. 5 mají zesilovače účinnost standardní (cca 85 %), pouze obvod LM4668 dosahuje maximální účinnosti pouze 79 % i přes středně velký maximální výkon 10 W.

3.6 Zesilovače firmy Analog Devices

Obvody firmy Analog Devices umožňují vytvořit jednoduché zapojení celého zesilovače s využitím jen pár externích součástek. Obvody typu SMM23xx jsou určeny pro aplikace v přenosných zařízeních (jako např. MP3 přehrávače, CD přehrávače, atd...) [1].

Výstupní svorky zesilovače není nutné opatřit filtrem typu dolní propust. Z hlediska maximálních účinností jsou tyto zesilovače standardně kvalitní (účinnost kolem 85 %).

Tab. 6 Výběr integrovaných zesilovačů firmy Analog Devices [1], [2]

Označení součástky	počet výstupních kanálů	Výstupní výkon (W)	Impedance zátěže	Dosahovaná účinnost (%)	Napájecí napětí (V)
AD1990	2	5	6	84	4,5-22,5
AD1992	2	10	6	84	4,5-22,5
AD1994	2	25	6	84	4,5-22,5

ADAU1590	2	15	4	87	3,0-15
ADAU1592	2	24	4	87	3,0-18
SMM2302	2	1,4	4	85	2,5-5
SSM2304	2	2	4	85	2,5-5
SMM2306	2	2	4	87	2,5-5

4 NÁVRH ZAPOJENÍ ZESILOVAČE

Tato kapitola popisuje návrh zapojení zesilovače pracujícího ve třídě D. Zesilovač má sloužit k ozvučení místnosti. Zdrojem zvuku má být především notebook nebo PC. Navrhované zapojení bude používat diskrétní součástky. Samozřejmě je prakticky nevyhnutelné použití operačních zesilovačů a komparátorů, což jsou integrované součástky, ale jedná se o součástky univerzální a dnes již základní. Není prioritou navrhnout zapojení bez využití těchto integrovaných obvodů (které jsou naprosto běžně dostupné. Jejich nepoužití by bylo neúčelné a výsledné zapojení by bylo zbytečně složité), ale cílem je navrhnout zapojení tak, aby při návrhu bylo zapotřebí pracovat s problematikou všech základních částí zesilovače ve třídě D, viz blokové schéma na Obr. 2.

Zesilovač má být dle zadání stereofonní. Pro dostatečně výkonné ozvučení místnosti je odhadnut maximální výkon zesilovače 2 x 50 W (sinus). V zadání práce je také požadavek na návrh korekčního předzesilovače jako součásti zesilovače. Jelikož se ale předpokládá provoz zesilovače ve spojení s notebookem jako zdrojem signálu, je použití korekčního zesilovače umístěného ve skříni koncového zesilovače více méně zbytečností. Není totiž problém opatřit si softwarově řešený audio korektor a mít ho nainstalovaný v notebooku. Výhodou je, že prakticky vždy umožňuje nastavení minimálně 5 pásem (často kolem 10) v rozsahu celého audio pásma. Tato varianta, použití softwarového korektoru, je tedy lepší. Tím je celý návrh zapojení i mírně zjednodušen. Pro napájení zesilovače je potřeba výkonový napájecí zdroj, jenž bude vytvářet vhodné napětí pro koncový stupeň zesilovače ve třídě D.

Jako napájecí zdroj by bylo možné použít externí spínané adaptéry, které se používají i k napájení notebooků, jejichž parametry jsou velmi dobré – např. vysoká účinnost, malá klidová spotřeba, atd. Pro univerzálnost zesilovače je ale dobré, aby mohl zesilovač pracovat s různými zatěžovacími impedancemi reproduktorových soustav. Při různých zatěžovacích impedancích je zapotřebí měnit napájecí napětí koncového tranzistorového můstku. K tomu je potřeba regulovatelný zdroj – minimálně o dvou napěťových úrovních pro základní impedance reproduktorů 4 a 8 Ω . Z tohoto hlediska je externí adaptér s pevným napětím nepoužitelný. Řešením by ale mohl být např. DC-DC měnič. Celý zesilovač by byl pak tvořen 2 skříněmi (zesilovač s regulovatelným DC-DC měničem a zdroj – adaptér), což je v porovnání s jedinou skříní, kde je zesilovač s napájecím regulovatelným zdrojem, horší řešení. Další možností, jak jednoduše obejít nutnou změnu napětí je, že by zesilovač pracoval s menším buzením a při jedné velikosti napájecího napětí koncového stupně. Změna napětí na zátěži by byla tedy vytvořena zmenšením střídý spínání. U zesilovačů třídy D

je ale nevhodné pracovat s menším buzením, jelikož zesilovač více zkresluje výstupní signál a tedy i zvuk.

Z těchto hledisek je vybrána varianta jediná skříň, obsahující síťový zdroj (spínaný pro vysokou účinnost celého přístroje a menší rozměry a hmotnost) a samotný koncový zesilovač ve třídě D. Další významnou výhodou toho řešení je, že další pomocná napětí, která jsou zapotřebí pro funkci zesilovače, je možné jednoduše vytvořit s použitím malého síťového 50Hz transformátoru, jehož hmotnost a rozměry budou minimální (potřeba je jen malý výkon). Výkonovým zdrojem pro koncový stupeň bude ale spínaný zdroj s jediným výstupním nesymetrickým napětím.

4.1 ZÁKLADNÍ ČÁST ZESILOVAČE

Notebooky a PC používané jako zdroje zvukového audio signálu jsou standardně vybaveny analogovým nf výstupem sloužícím pro připojení sluchátek či koncového zesilovače. Navrhovaný zesilovač bude tento audio výstup používat jako zdroj signálu. Podle rozborů zesilovačů pracujících ve třídě D (kapitola 2) se bude jednat o analogový zesilovač pracující ve třídě D, se 2 kanály (stereo) pracující s vylepšeným PWM modulátorem. Vylepšení modulátoru má význam hlavně ve snížení elektromagnetické interference zesilovače. Z důvodu použití nesymetrického (a i jednoduššího) napájecího výkonového zdroje bude koncový stupeň zapojen do plného mostu.

Při tvorbě zapojení bylo vycházeno z teoretického průběhu napětí na výstupu zesilovače ještě před filtrem typu dolní propust, které je na obr. 6. Je to typický průběh pro vylepšený PWM modulátor. Při kladné úrovni nf vstupního signálu je na výstupu zesilovače před filtrem napětí z výkonového zdroje pulzně-šířkově modulováno pouze při jedné polaritě na zátěži - reproduktoru. Při záporné úrovni nf vstupního signálu je pulzně-šířkově modulováno napětí z výkonového zdroje s obrácenou polaritou. Při nulovém vstupním signálu je tranzistorový můstek zesilovače po celou dobu zavřený. Klasický PWM modulátor by při nulovém vstupním napětí přepínal se střídou 50% mezi oběma polaritami – střední hodnota je rovna 0 v obou případech.

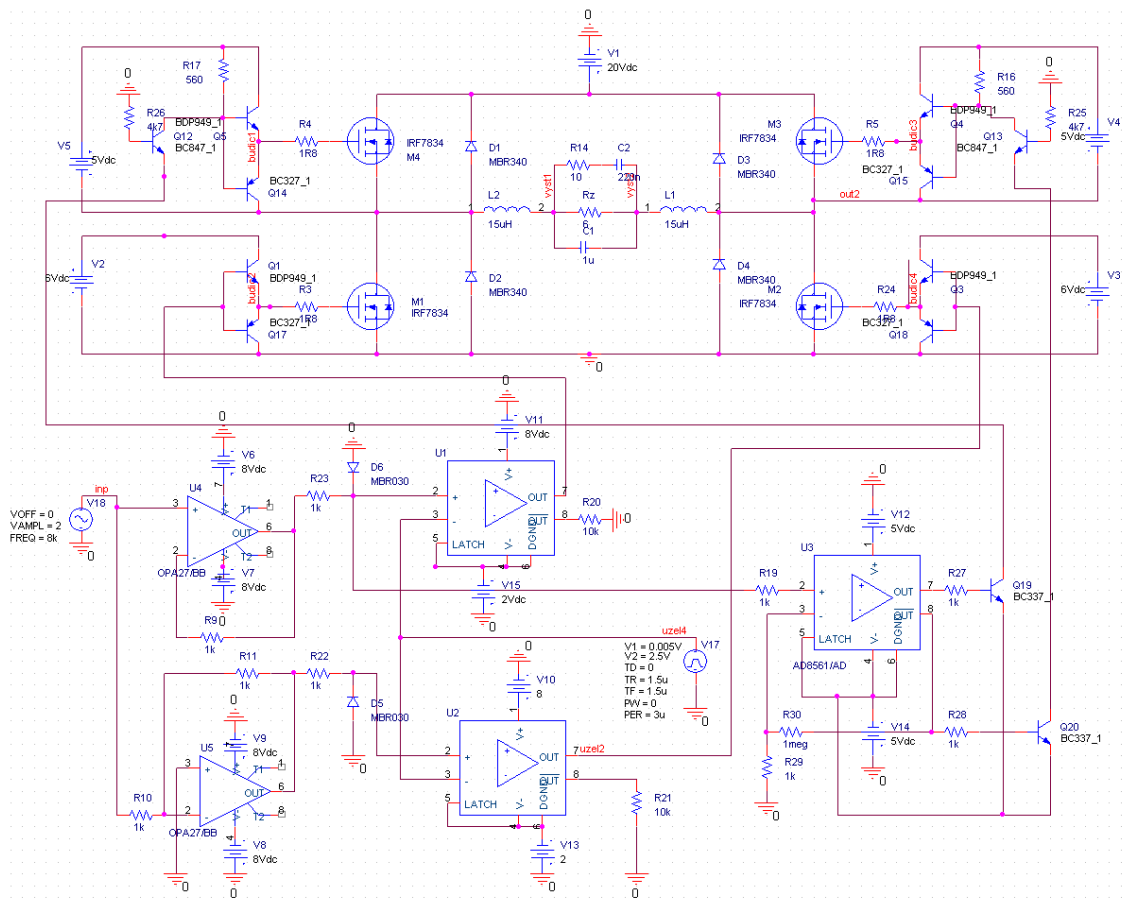
PWM modulace je tvořena pomocí zdroje pilovitého, nebo trojúhelníkového signálu o frekvenci výrazně vyšší než je nejvyšší frekvence audio pásma (>20 kHz), která je přiváděna na vstup komparátoru. Na druhý vstup komparátoru je přiváděn vstupní nf signál. Na výstupu komparátoru se tedy objeví PWM signál.

Tvorba zapojení byla vlastní práce. Myšlenkový postup návrhu byl následující:

Vylepšený PWM modulátor je možné vytvořit dvojicí komparátorů, které mají vstupní nf signál vzájemně invertovaný. Pokud pomocný pilovitý nebo trojúhelníkový signál bude pro oba komparátory nabývat hodnot od 0V do kladných hodnot (jeden společný zdroj pily nebo trojúhelníku), bude na výstupu prvního komparátoru PWM modulace pouze pro kladnou úroveň nf signálu a druhý komparátor bude neaktivní. Při obrácení polarity nf signálu se role komparátorů prohodí. První komparátor bude ovládat tranzistory v můstku pro jednu polaritu napájení zátěže – reproduktoru a druhý komparátor bude ovládat tranzistory pro obrácenou polaritu napětí na zátěži. Vždy, když jeden z komparátorů bude neaktivní, tak jím ovládané tranzistory v můstku musí být zavřeny. Tímto zapojením se docílí nulové stejnosměrné složky ve výstupním signálu (nutné dodržet pro reproduktor).

Při použití plného můstku není nutné PWM modulací řídit oba aktivní tranzistory, stačí řídit jen jeden z nich a druhý může být otevřen po celou dobu trvání jedné polarity vstupního nf signálu. Ostatní tranzistory v můstku se udržují zavřené (jinak by zkratovali výkonový napájecí zdroj). Je tedy možné PWM modulací řídit jen např. spodní tranzistory v můstku a horní tranzistory přepínat pouze podle úrovně nf vstupního signálu (kladná nebo záporná). Horní tranzistory budou přepínat s menší frekvencí (v oblasti audio pásma). K ovládání horních tranzistorů je možné použít jeden komparátor, který bude sledovat polaritu nf vstupního signálu (na jeden vstup komparátoru je přiveden nf signál, na druhý vstup napětí 0 V. Nevhodné by bylo provozovat zesilovač takové koncepce při minimálních úrovních vstupního nf signálu.

Tímto postupem bylo navrženo zapojení na obr. 11. Volbou hodnot součástek se zabývá podkapitola 4.1.1.



Obr. 11: Zapojení základní části zesilovače ve třídě D

Toto zapojení (na obr. 11) neobsahuje ochrany zesilovače (jako je např. ochrana proti výstupnímu nadproudu nebo zkratu). Nízkofrekvenčním zdrojem signálu je zdroj V18 (generující průběh sinus 8 kHz s amplitudou 2 V bez ss. složky). Operační zesilovač U4 slouží k nastavení vhodné úrovně signálu pro komparátor – nf signál by měl dosahovat maximální hodnotě ideálně blízkí se 2,5 V, jelikož tohoto napětí dosahuje v maximu trojúhelníkový signál z generátoru, viz kapitola 4.2. Pro jednoduchost je přenos roven 1. U4 není zapojen jako neinvertující zesilovač, ale jako sledovač napětí. Operační zesilovač U5 slouží k vytváření inverzního nf signálu a

k úpravě úrovně. Pro jednoduchost je přenos tohoto invertujícího zesilovače roven -1. Komparátory U1 a U2 zpracovávají pouze kladnou část nf signálu přicházejících na jejich neinvertující vstupy. Součástky R23, D6 a R22, D5 slouží jako omezovač záporné amplitudy nf signálu, která se v dané půlperiodě nf signálu příslušným komparátorem nezpracovává. Napěťový zdroj V17 generuje trojúhelníkový signál s minimální hodnotou napětí 0 V a maximální 2,5 V. Frekvence je 333 kHz. Volba kmitočtu není kritická. Toto napětí je přiváděno na invertující vstupy komparátorů U1 a U2.

Výstupy komparátorů U1 a U2 přímo ovládají budiče tranzistorů MOSFET (jedná se o součástky Q1, Q17 a Q3, Q18). Budiče ovládají výkonové tranzistory M1 a M2 ve spodní části plného můstku. Modulace v tranzistorovém můstku je tedy tvořena pouze spodními tranzistory MOSFET.

Horní tranzistory MOSFET M4 a M3 jsou řízeny stejným typem budiče (bipolární tranzistory Q5, Q14 a Q4, Q15). Budiči jsou komplementární dvojice těchto tranzistorů. Ovšem napájení horních budičů je plovoucí. Horní tranzistory MOSFET jsou řízeny komparátorem U3, který přepíná svoje výstupy (přímý a invertovaný) podle polarity vstupního signálu. Malá hystereze je tvořena součástkami R29 a R30. Kvůli plovoucímu buzení jsou horní tranzistory MOSFET řízeny přes tranzistory Q12 a Q13 zapojenými se společnou bází. Jelikož emitory těchto tranzistorů teče proud až cca 10 mA, není vhodné připojit je přímo na výstupy komparátoru U3. (Projevují se negativně výstupní odpory komparátoru U3 – viz simulace, podkapitola 4.1.2). Pro zmenšení výstupních proudů z U3 je použito 2 zesilovačů s tranzistory Q19, Q20 (zapojenými se společným editorem) a rezistory R27, R28.

Výkonový můstek s MOSFETy obsahuje také nulové Schottkyho diody D1 až D4. Na výstupu můstku je LC filtr typu dolní propust 2. řádu (cívky L1, L2 a kondenzátor C1), filtrující spínací kmitočty a jeho vyšší harmonické. Jako zátěž slouží rezistor R_z o velikosti 6Ω , simulující zátěž - reproduktor. Součástky R14 a C2 jsou použity na doporučení informačního zdroje [1] a je vhodné použít je pro eliminaci zvyšující se impedanci reproduktoru při vyšších kmitočtech v akustickém pásmu.

Zapojení obsahuje několik zdrojů napětí, některé jsou galvanicky oddělené od společné země (plovoucí budiče horních tranzistorů MOSFET). Jako výkonový zdroj slouží zdroj V1. Velikost jeho napětí pro výkon několika desítek W na zátěži 6Ω je zvoleno 20 V (záleží na buzení zesilovače).

4.1.1 Volba součástek

Při výběru součástek byl kladen důraz na jejich dostupnost v České republice. Všechny součástky jsou vybrány z celkem třech obchodů, a to hlavně z internetového obchodu TME Electronic components [9], dále z GM Electronic [10] a GES Electronics[11]. Výběr byl také prováděn s ohledem na přítomnost jejich modelů v knihovně simulčního programu PSpice nainstalovaném na školním PC.

Součástky byly většinou voleny jako bezvývodové (SMD). Zmenší se tím rozměry desky plošných spojů (a zmenší se i parazitní vlastnosti součástek).

Operační zesilovače U4 a U5 by měli být nízkošumové s nízkým offsetem a dostatečně rychlé. Je vybrán typ OP27 ($10 \mu\text{V}$, 8 MHz). Diody D5 a D6 mohou být libovolné Schottkyho na proud do 0,5 A. Komparátory U1 až U3 musí být ultra rychlé, musí mít malý offset a musí mít širší rozsah napájení (5 V symetrických). Je vybrán typ

AD8561. Rezistory R9, R10, R19, R22, R23 nejsou kritické, je volena hodnota 1k0. Rezistor R29 přivádí napětí 0 V na vstup komparátoru, jeho hodnota je také 1k0. Tranzistory Q19 a Q20 jsou libovolné křemíkové (0,1 až 0,8 A kolektorový proud) s tranzitní frekvencí > 100 MHz. Např. to mohou být BC337. Rezistory R27 a R28 omezují bázové proudy, jejich hodnota je volena 1k0 (tzn. že bázový proud je při napětí cca 4 V kolem 4 mA).

Tranzistory Q12 a Q13 musí mít vysokou tranzitní frekvenci (> 100 MHz) a kolektorový proud stačí 0,1 A. Je vybrán typ BC847. Tranzistory Q1, Q3, Q4, Q5 by měly mít kolektorový proud kolem 1 A, a vysokou tranzitní frekvenci (> 100 MHz). Jedná se o typ NPN. Je vybrán typ BDP949, splňující s rezervou max. proud. Pro PNP tranzistory Q14, Q15, Q17, Q18 jsou absolutní velikost kolektorového proudu a rychlost podobně velké. Zde nebyl k dispozici příliš vhodný typ (většina PNP výkonových tranzistorů je „pomalá“). Je tedy zvolen kompromisně typ BC327 (max. 0,8 A a 100 MHz). Velikost rezistorů R3, R4, R5, R24 byla volena co nejvyšší, ale taková, aby se výrazně neprojevovalo zmenšení velikosti nabíjecího / vybíjecího proudu do řídicích elektrod MOSFETů. Podle simulace je zvolena hodnota cca 1R8. Diody D1 až D4 musí být rychlé se středním proudem kolem 1 A. Je možné použít prakticky libovolné schottky na proud např. 3 A a závěrné napětí 40 V (napětí je voleno s rezervou, jelikož se předpokládá napětí napájecího výkonového zdroje přes 20 V). Tranzistory MOSFET M1 až M4 jsou s vodivostí typu N, musí mít malý přechodový odpor, malou vstupní kapacitu (malý vstupní náboj) a maximální napětí 40 V. Je vybrán typ IRF7469 s parametry: přechodový odpor 17 mΩ, vstupní náboj 15 nC (při 5 V U_{gs}). Největší ohled byl kladen právě na nejmenší náboj, jelikož je potřebná co nejkratší zapínací a vypínací doba (v řádu desítek ns).

Seznam součástek je uveden v příloze na konci této práce.

4.1.2 Chlazení výkonových součástek

Významné ztrátové výkony vznikají na výkonových tranzistorech M1 až M4 a na diodách D1 až D4, které jsou součástí můstku zesilovače, viz obr. 11. Na každém z tranzistorů IRF7469 o přechodovém odporu 17 mΩ [9] bude při plném výkonu zesilovače ztrátový výkon způsobený vedením proudu ():

$$P_{MAX} = R \cdot I^2 \cdot 0,5 = R \cdot \frac{P_{OUT}}{R_{OUT}} \cdot 0,5 = 17 \cdot \frac{50}{6} \cdot 0,5 \cong 71 \text{ mW} . \quad (1)$$

kde P_{OUT} je výst. výkon zesilovače a R_{OUT} je zatěžovací odpor zesilovače a koeficient 0,5 značí, že ve vedení proudu se střídají dvě dvojice tranzistorů.

Je ale vhodné spočítat ztrátový výkon spíše pro limitní proud, který tranzistory může téct, jestliže je zesilovač zatěžován menší impedancí než jmenovitou a dokud nezareaguje ochrana zesilovače (viz podkap. 4.1.5). Dle této podkapitoly je max. proud tranzistorů 4,08A při běžném stavu, ochrana může reagovat na proud mírně vyšší, např. při 5 A, takže max. ztrátový výkon bude pak:

$$P_{MAX} = R \cdot I^2 \cdot 0,5 = R \cdot \left(I_M / \sqrt{2} \right)^2 = 17 \cdot \left(5 / \sqrt{2} \right)^2 \cdot 0,5 \cong 106 \text{ mW} . \quad (2)$$

Tranzistor bude mít také spínací ztráty (kmitočtové – nabíjením a vybíjením vstupní kapacity s ekvivalentním sériovým odporem a také přechodové – reálná doba otevření a uzavření tranzistoru). Tyto ztráty jsou vzhledem k nízkému celkovému vstupnímu náboji tranzistoru (15 nC) zanedbány [9] – je pak tedy vhodné po zrealizování zesilovače zkontrolovat oteplení tranzistoru měřením.

Na toto zjednodušení lze přistoupit s přihlédnutím k absolutně maximálnímu ztrátovému výkonu tranzistoru. Výrobce [9] udává, že je to 1,6 W při teplotě okolí 70 °C. Je potřeba samozřejmě vytvořit na DPS dostatečně velké chladicí měděné plochy.

Maximální střední proud každou diodou (z D1 až D4) bude ():

$$I_{D,MAX} = I_{stř} \cdot 0,5 \cdot 0,5 = 5 \cdot \frac{2}{\pi} \cdot 0,5 \cdot 0,5 \cong 0,8 \text{ A} , \quad (3)$$

kde $I_{stř}$ je střední proud tranzistorem, jeden koeficient 0,5 značí polovinu proudu vůči tranzistoru (max. stř. proud nulovou diodou je polovina z max. středního proudu tranzistorem, tento nejhorší stav nastává při střídě 50%) a druhý koeficient 0,5 značí střídání dvou dvojic diod (platí při nulové ss. složce vstupního nf signálu zesilovače).

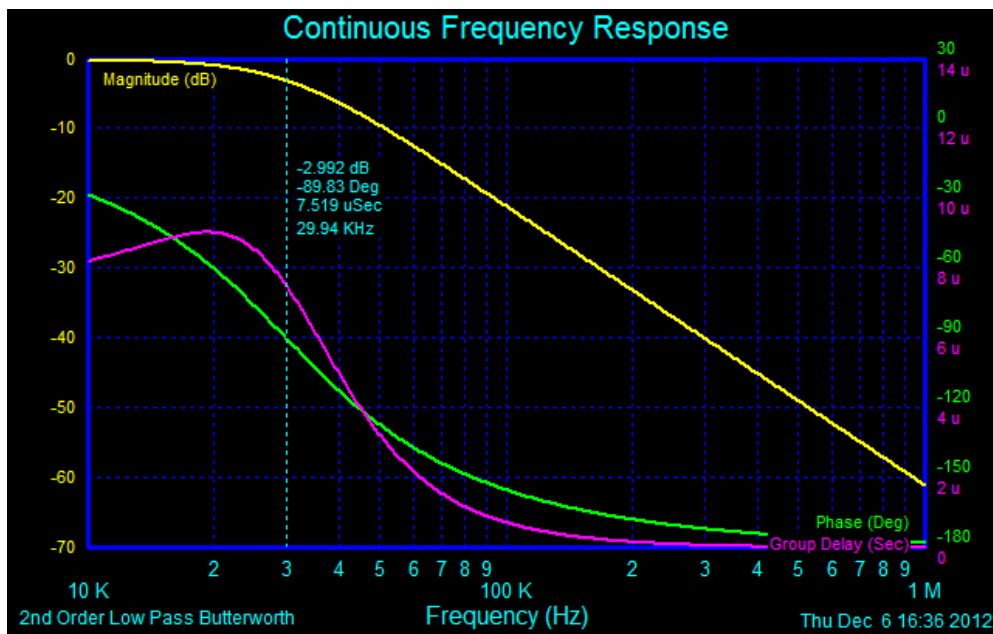
Ve skutečnosti se pravděpodobně bude dioda o vedení proudu dělit s diodou zabudovanou uvnitř tranzistoru. Stačí typ s maximálním středním proudem 1 A.

4.1.3 Výstupní filtr typu dolní propust

Výstupní filtr typu dolní propust byl spočítán volně dostupným programem Filter Free 2010, viz [12]. Byl zvolen typ filtru Butterworth s řádem 2. Zlomová frekvence je 30 kHz (mírně nad koncem audiopásma). Vstupní impedance byla odhadnuta na 0,2 Ω (její velikost příliš hodnoty součástek neovlivňuje) a výstupní impedance byla nejmenší možná, což je 4 Ω. Parametry filtru byly částečně převzaty z doporučení [1]. Součástky budou mít hodnoty: - dvě cívky 15 μH (cívky jsou na obou výstupech můstku z MOSFET),

- kondenzátor 938 nF => zaokrouhleno na 1 μF.

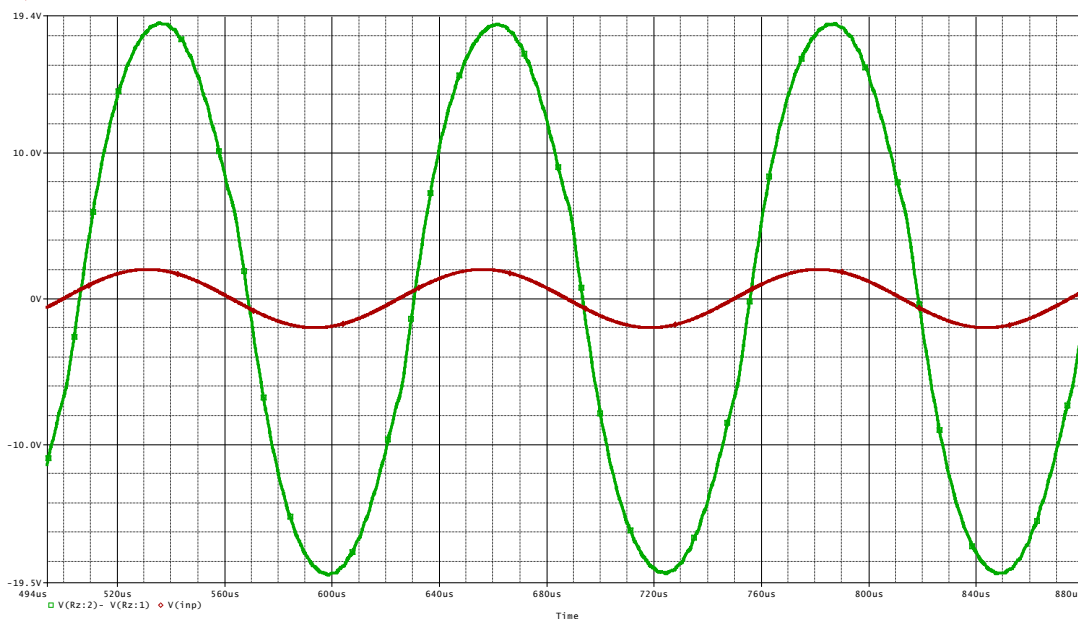
Průběh přenosu, fáze a zpoždění navrhnutého filtru (simulace) je na obr. 12.



Obr. 12: Simulace výstupního filtru DP – průběhy přenosu, fáze a zpoždění

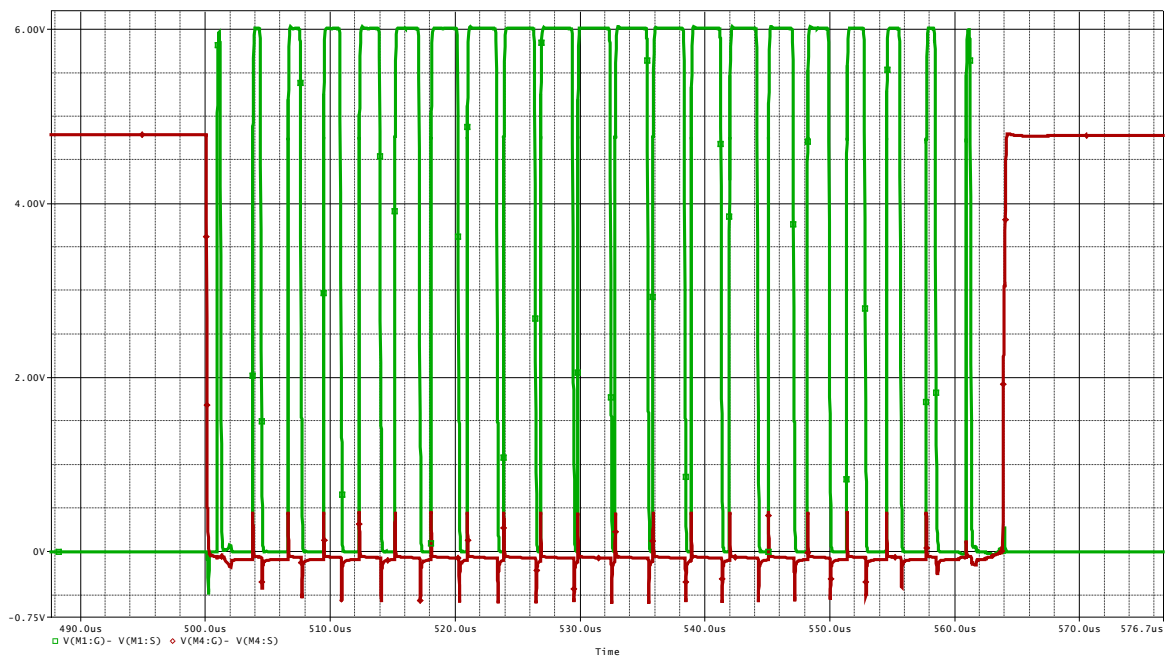
4.1.4 Simulace zesilovače

Simulace byla prováděna v programu PSpice verze 16. Výběr součástek byl uzpůsoben dostupným knihovnám. Byly použity některé ideální komponenty, těmi jsou: generátor trojúhelníku V17, a generátor vstupního nf signálu V18, viz schéma na obr. 11. Byla použita analýza Time Domain v časovém rozmezí 0 až 2 ms. Maximální krok je 100 ns. Zapojení bylo pomocí opakovaných analýz vyladěno (úprava hodnot součástek či typů součástek). V podkapitole 4.1.1 je tato úprava zohledněna – odpovídá skutečnému výběru součástek, i s ohledem na dostupnost v obchodech [9], [10], [11]. Na obr. 13 je zobrazen simulovaný průběh vstupního napětí (červený průběh) a výstupního napětí na zátěži R_z . Pohledem je možné zjistit nepatrnou deformaci výstupního signálu. Simulátorem byl spočítán činitel harmonického zkreslení THD výstupního proudu. Jeho hodnota je 1,7 %, což je hodnota průměrného zesilovače. Hi-fi zesilovače mají zkreslení THD i v tisícinách %, výkonové zesilovače pracující na mezi maximálního výkonu i v řádu jednotek % (až 10%).



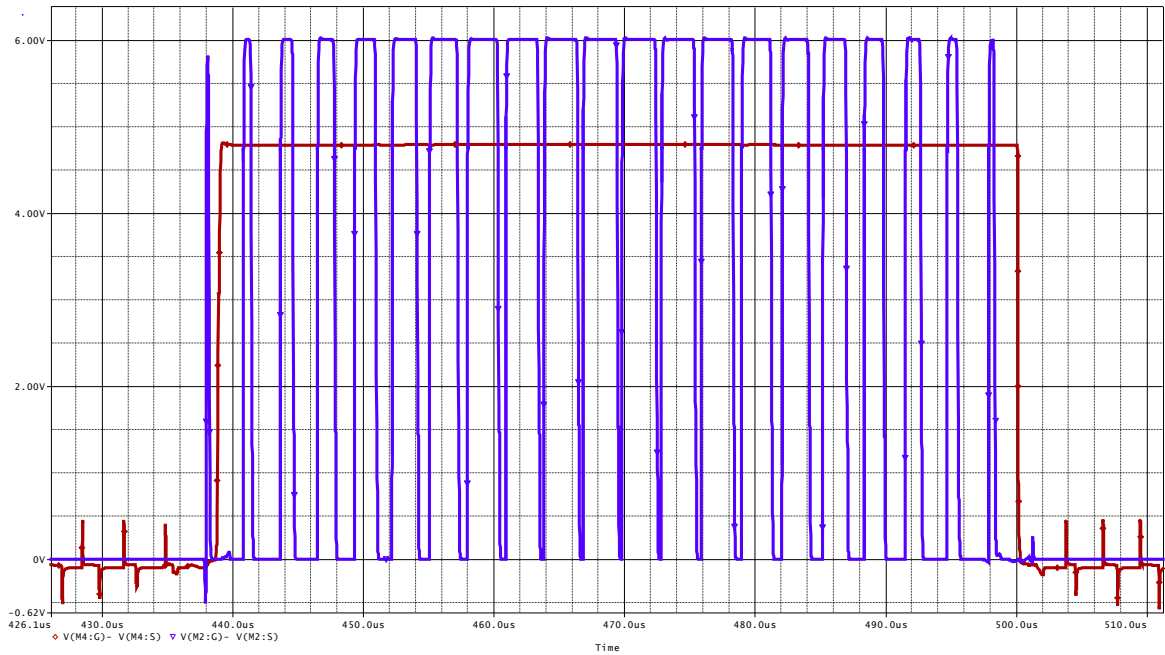
Obr. 13: Simulovaný průběh výstupního a vstupního napětí zesilovače

V původním návrhu zapojení docházelo k mírnému otvírání horních tranzistorů MOSFET v můstku v době, kdy museli být zavřené. Docházelo k velkým a krátkým proudovým špičkám na výkonovém zdroji (asi 160 A a 10ns). Napětí gate – source horních tranzistorů dosahovalo necelých 3 V když měli být zavřeny. Bylo zjištěno, že to je způsobeno výstupním odporem komparátoru U3, který přímo řídil komplementární budiče přes tranzistory Q12 a Q13, viz obr. 11. Nebyly přítomny zesilovače proudů ze součástek Q19, Q20 a R27, R28. Komparátor U3 neudržel na svém výstupu potřebné napětí při proudu cca 10 mA tekoucím do jeho vstupů (i když dle datasheetu je max. proud 40 mA). Změna napětí na výstupu komparátoru a i krátkodobý nárůst napětí gate – source horních tranzistorů MOSFET byla způsobena kapacitami horních tranzistorů MOSFET při rychlé změně potenciálů na těchto tranzistorech při jejich překlápění. Problém byl vyřešen přidáním zmíněných zesilovačů ze součástek Q19, Q20 a R27, R28, které tvoří dostatečně tvrdý zdroj, jehož napětí se mění jen minimálně při rychlých změnách potenciálů v můstku.



Obr. 14: Průběh napětí gate - source tranzistorů M1 a M4

Na obr. 14 je zobrazen detail průběhů napětí gate - source tranzistorů MOSFET M1 a M4 při použití zesilovačů proudů (součástky Q19, Q20 a R27, R28). Spodní tranzistor M1 (zelený průběh) vytváří PWM modulaci a dodává výkon do zátěže. Horní tranzistor M4 (červený průběh) musí být zavřený. Je vidět, že i s použitím zesilovačů proudů dochází k impulsnímu zvyšování napětí gate – source tranzistoru M4 na velikost skoro 0,5 V. Tato velikost napětí je ale menší než prahové napětí tranzistorů MOSFET, takže toto mírné zvyšování napětí nevádí. U druhé půlky můstku (tranzistory M2 a M3) je situace obdobná. Průběh napětí gate – source na tranzistorech M4 a M2 při jejich aktivitě (teče jimi do zátěže proud) je zobrazen na obr. 15. Je zde vidět trvalé otevření M4 (červený průběh) v rámci půlperrody nf signálu a střídavému otvírání a zavírání M2 v rámci PWM (fialový průběh). Napěťové hodnoty pro otevření tranzistoru dosahují přijatelných 4,8 V a 6 V (je možné upravit změnou napětí příslušných zdrojů).

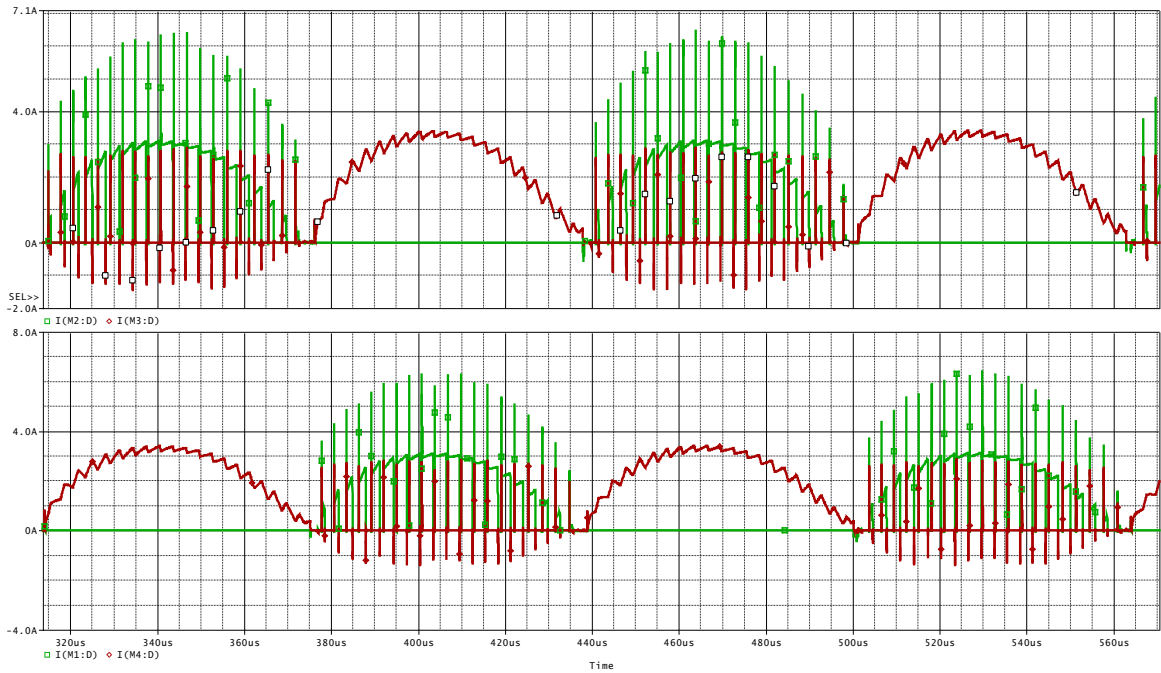


Obr. 15: Průběh napětí gate - source na tranzistorech M2 a M4

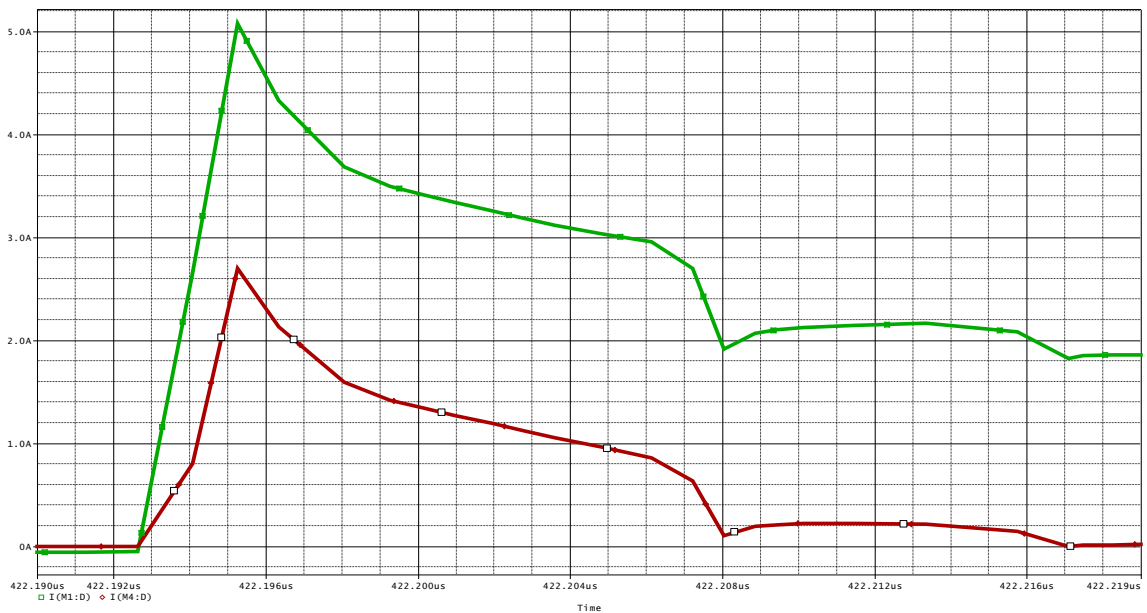
Na obr. 16 je zobrazen průběh proudů přes vývody drain tranzistorů MOSFET M1 až M4. Horní průběh zobrazuje proudy tranzistorů M2 (zelený průběh) a M3 (červený průběh). Spodní průběhy odpovídají proudům tranzistorů M1 (zelený průběh) a M4 (červený průběh). Zvlněná půl perioda nepřerušovaného signálu sinuso odpovídá filtrovanému nf výstupnímu signálu. Přerušovaná sinusovka s krátkými špičkami odpovídá PWM modulaci signálu. Vzniklé špičky jsou způsobeny kapacitami tranzistorů, které se rychle vybíjí a nabíjí (při prudké změně stavu tranzistoru nad ním nebo pod ním). Velikost špiček je cca o 4,5 A vyšší než hodnota proudu ustálená (tekoucí filtračními cívkami do zátěže). Šířka těchto pulzů je kolem 14 ns (dle simulace). Detail impulzu je na obr. 17.

Takto krátké impulzy s velkým proudem se budou podílet na rušivém vyzařování zesilovače. Je proto nezbytné umístit zesilovač do stíněné (kovové) krabíčky.

Z obr. 14 lze vyčíst dead time můstku. Jeho velikost je proměnná (záleží na strmosti přechodu nf signálu přes 0 V. Je to asi 100 ns respektive 200 ns při nf signálu sinus cca 15 kHz (Zavření M4 a otevření M1, respektive zavření M1 a otevření M4). Nejedná se ale o nějakým prvkem nastavitelný parametr (jak je běžné u integrovaných budičů), ale dochází k němu přirozeně hlavně díky průběhu napětí z generátoru trojúhelníku, pokud se sestupná přímká láme na vzestupnou při napětí vyšším než 0 V (o několik mV). Takový průběh je pak nutné vytvořit u reálného průběhu, jelikož by hrozilo otevření horního i dolního tranzistoru a vzniku zkratu napájecího výkonového zdroje.



Obr. 16: Průběh proudů všemi tranzistory MOSFET v můstku (M1 až M4)



Obr. 17: Detail proudové špičky tranzistorů MOSFET M1 a M4

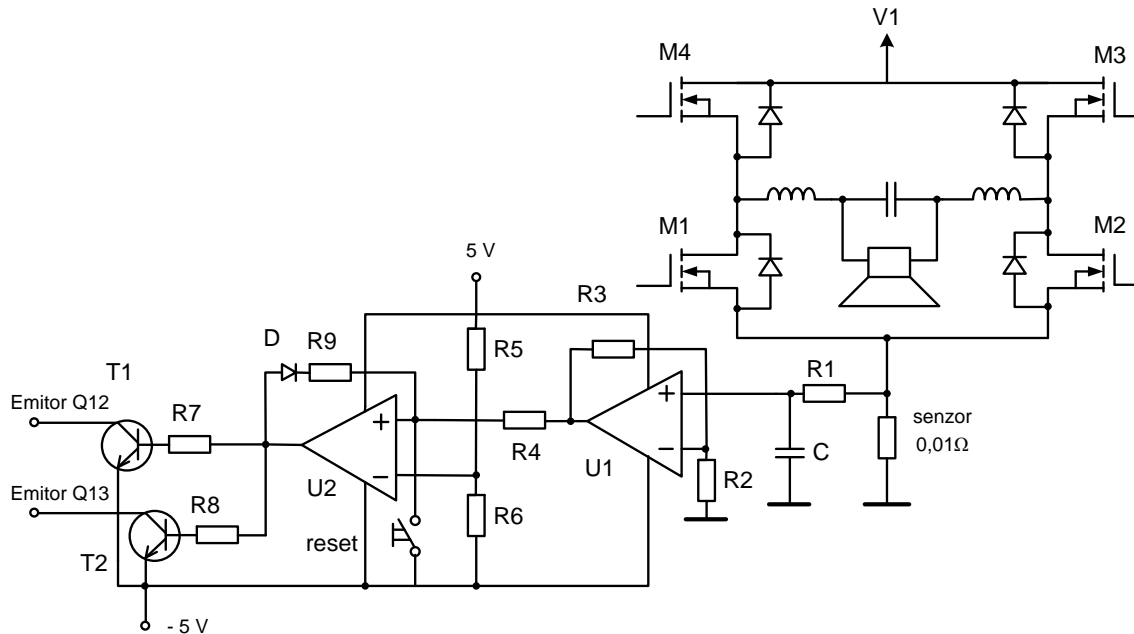
4.1.5 Ochrany zesilovače

Zesilovač je vhodné opatřit ochranou proti přetížení výstupu nadproudem a nebo proti zkratu výstupních svorek. Při těchto stavech hrozí přehřátí výkonových tranzistorů s následnou destrukcí, nebo je možná i rychlá destrukce při zkratu. Také podobně negativně by tyto stavy působili i na napájecí zdroj. Je tedy vhodné vytvořit ochranný obvod, který v případě těchto stavů zareaguje s dostatečnou rychlostí a provede vypnutí

výkonové části zesilovače.

Inspirací je ochrana v zesilovači uvedeném v [1]. Toto zapojení využívá snímače proudu (rezistor s malým odporem) zapojeném do cesty výkonového proudu (zapojen mezi spodní část můstku a zápornou svorku výkonového napájecího zdroje. Při nadproudu vzniká na snímači takové napětí, které po zesílení přesáhne určitou mez a dojde k odpojení tranzistorů MOSFET.

Zapojení ochrany je přizpůsobeno zapojení zesilovače navrženém v této práci. Schéma zapojení ochrany je na obr. 18.



Obr. 18: Zapojení ochrany zesilovače proti přetížení

Princip zapojení je následující. Úbytek napětí na senzoru je přímo úměrný proudu můstkem. Toto napětí je kvůli malému odporu také malé (kvůli malým ztrátám). Rezistor R1 a kondenzátor C filtruje toto napětí pro lepší funkci ochrany (bez falešných výpadků). Napětí je zesíleno neinvertujícím zesilovačem U1, R2 a R3. Zesílené napětí se porovnává komparátorem U2 spolu s napětím na děliči R5 a R6, které definuje mez zareagování ochrany. V případě, že dojde ke zvýšení zesíleného napětí na hodnotu větší jak je nastavená mez, komparátor U2 se překloupí. Dojde k sepnutí tranzistorů T1 a T2, které provedou vypnutí horních tranzistorů MOSFET v můstku. Dolní tranzistory však zůstávají nadále funkční – spínají, ale můstkem neteče proud. Dioda D s rezistorem R slouží k udržení vypnutého stavu i po zmenšení napětí na senzoru (při poklesu, resp. vypnutí proudu můstkem). Deaktivace se provede stisknutím tlačítka Reset, nebo vypnutím a zapnutím zesilovače.

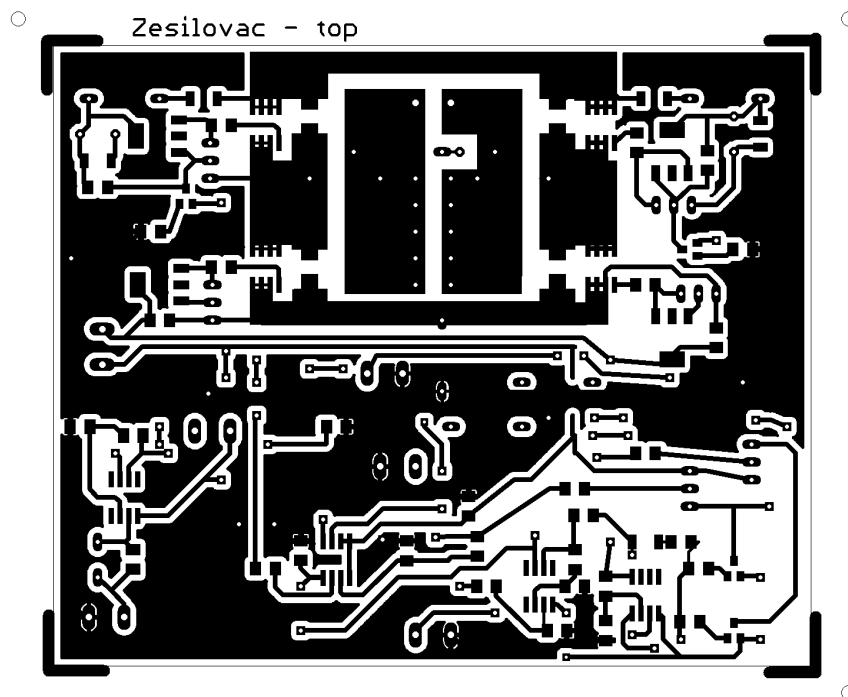
Tento obvod se připojí k obvodu na obr. 11. Celek bude na jedné desce plošných spojů. Velikost proudu, při kterém zareaguje ochrana, musí být nastavena jako mírně vyšší, než je max. okamžitá hodnota proudu při normálním provozu zesilovače, která je dle vztahu (4):

$$I_{MAX} = \sqrt{\frac{P_{OUT}}{R_{OUT}}} \cdot \sqrt{2} = \sqrt{\frac{50}{6}} \cdot \sqrt{2} \cong 4.08A. \quad (4)$$

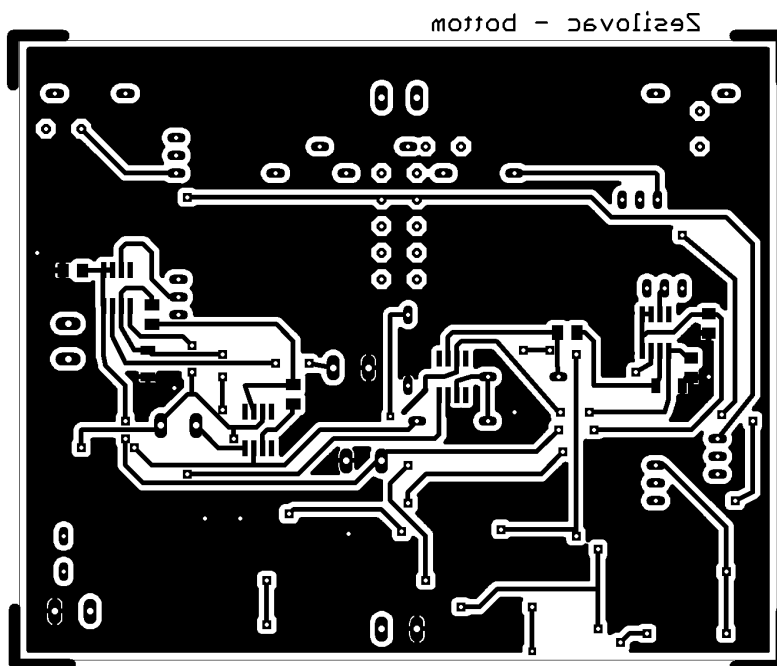
kde P_{OUT} je max. výkon zesilovače a R_{OUT} je zatěžovací odpor zesilovače. Velikost proudu zareagování ochrany může být cca 5 A. V případě zareagování ochrany se po odstranění zkratu či odpojení malé impedance (nebo po snížení napětí výkonového zdroje) obvod resetuje tlačítkem (či vypnutím zapnutím zesilovače).

4.1.6 Návrh DPS pro zesilovač

Deska zesilovače je navržena jako oboustranná, bude zapotřebí pro stereofonní zesilovač vyrobit 2 ks těchto desek. Návrh byl proveden v programu Eagle 5.8.0. Zapojení obsahuje základ zesilovače + ochranný obvod proti přetížení. Do zapojení byly přidány i zdroje pro napájení budičů horních tranzistorů MOSFET, viz schéma na obr. 23.

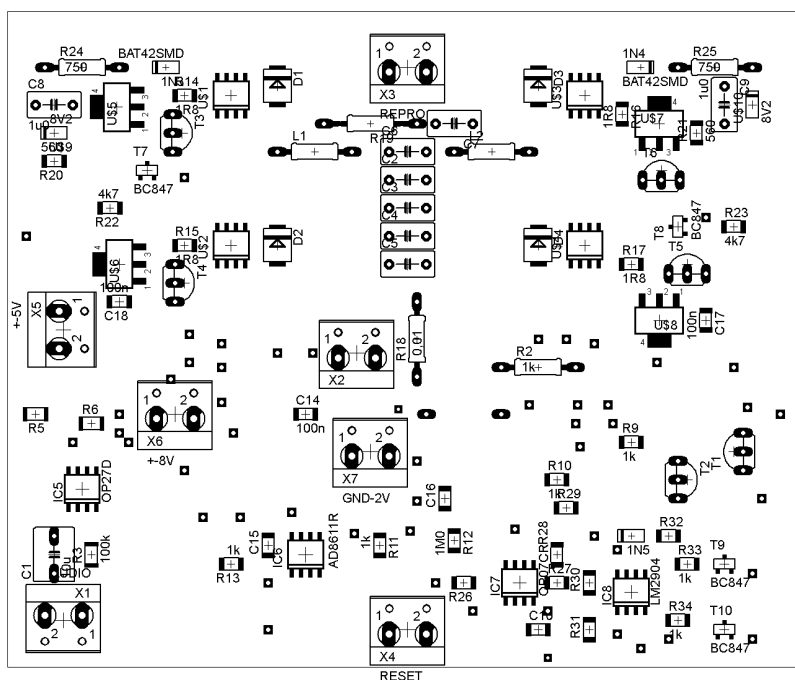


Obr. 19: Kliše, zesilovač - strana top

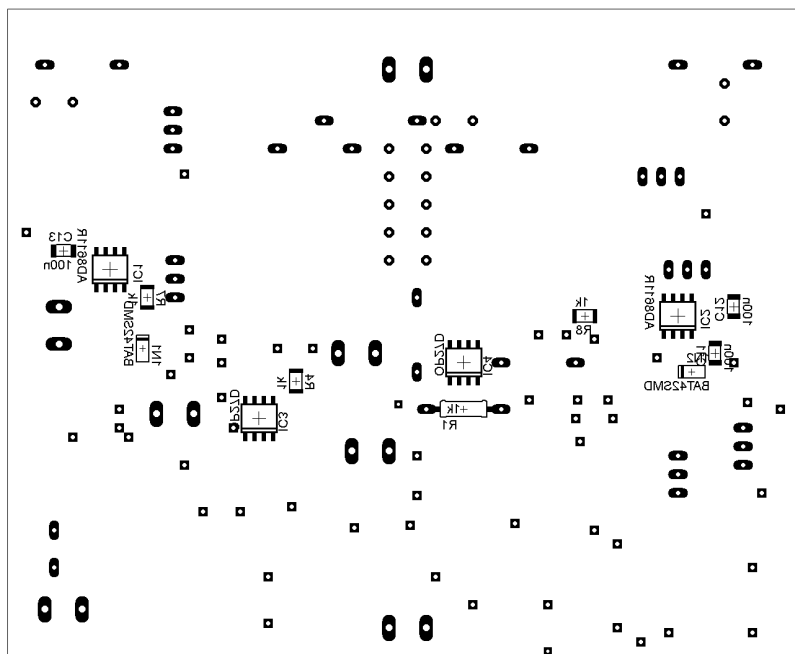


Obr. 20: Kliše, zesilovač, strana bottom

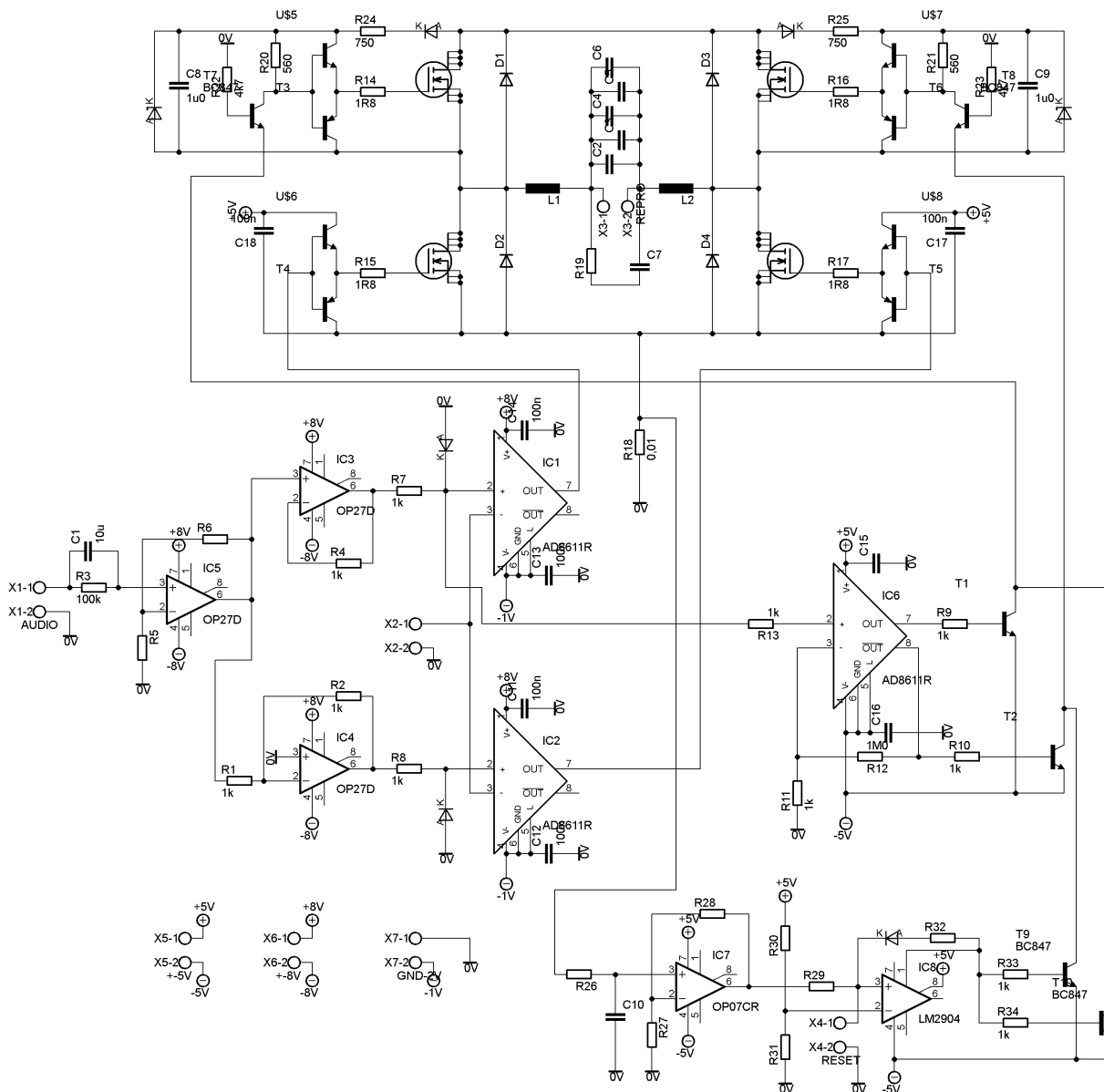
Klišé jsou navržena pro pozitivní fotolak, měřítko M1:1. Rozměr desky 101 x 83 [mm].



Obr. 21: Osazovací plán, zesilovač, strana top



Obr. 22: Osazovací plán, zesilovač, strana bottom



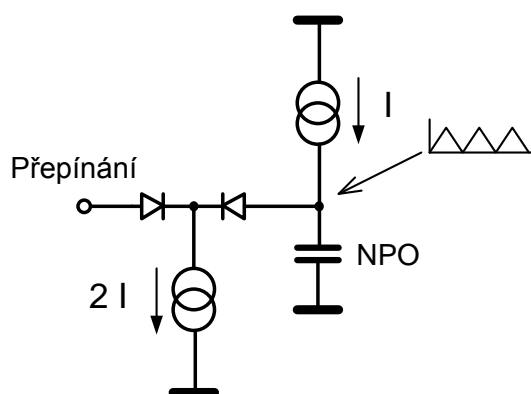
Obr. 23: Schéma zesilovače pro návrh DPS

4.2 GENERÁTOR TROJÚHELNÍKU

Úkolem je navrhnout zapojení, které bude na svém výstupu generovat v čase napětí s průběhem odpovídajícím trojúhelníku. Přesnost trojúhelníku musí být pro kvalitní reprodukci zvuku vysoká. Nejdůležitější je linearita vzestupné i sestupné přímky. Frekvence tohoto signálu musí být minimálně dvojnásobná jak nejvyšší frekvence audio pásma (tzn. minimálně 40 kHz). Generovaný průběh má být v napěťovém rozsahu od 0 V do vhodné kladné úrovně. Malé nf signály se budou v zesilovači porovnávat od nízkých okamžitých hodnot napětí trojúhelníku, tzn. že kritický je také i přechod ze sestupné přímky na vzestupnou (při 0 V), který musí být co nejrychlejší.

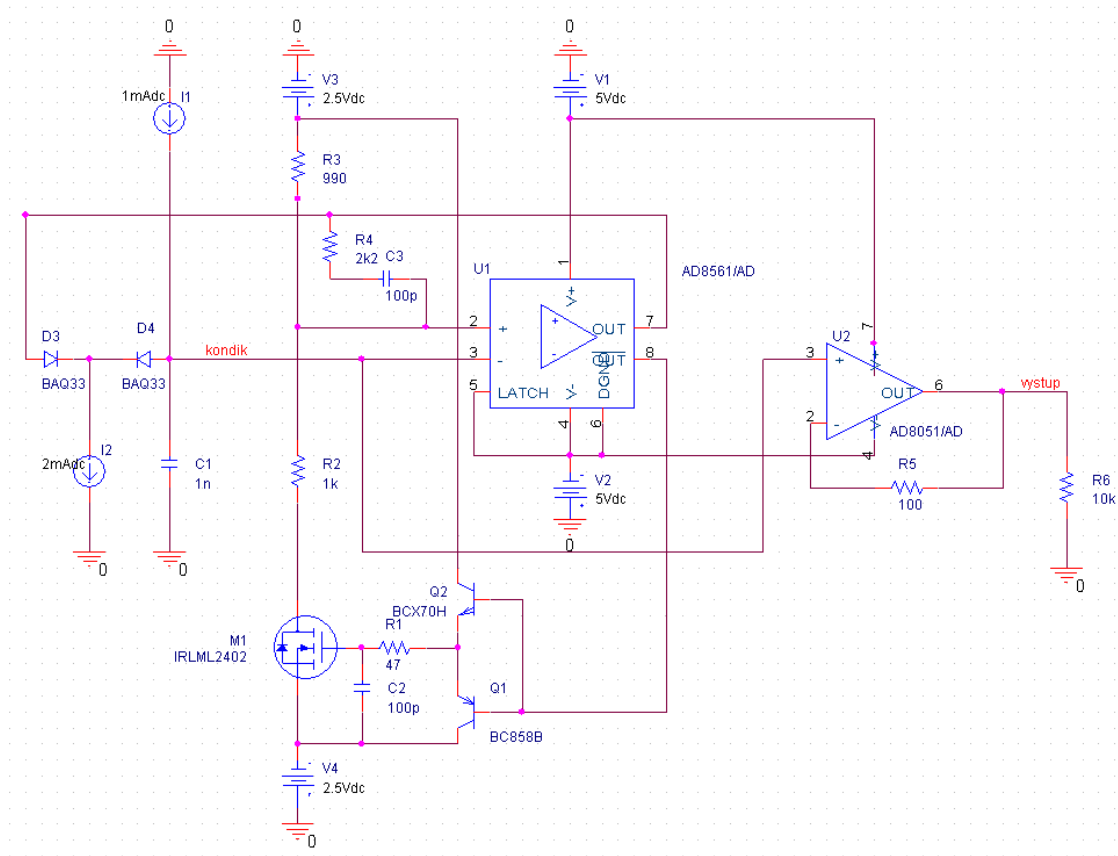
Takový generátor je možné vytvořit za pomoci stabilního kondenzátoru, který bude pravidelně nabíjen a vybíjen konstantním proudem. Stabilní kondenzátor může být kondenzátor s dielektrikem NPO, jehož kapacita je nezávislá na velikosti napětí na jeho svorkách. Zvolena je tato koncepce pro navrhovaný generátor.

Je tedy potřeba navrhnout zdroj proudu, který bude umožňovat rychlé přepnutí směru toku proudu na směr obrácený (se stejnou absolutní hodnotou proudu). To lze vytvořit pomocí dvojice zdrojů proudů, které budou dodávat vzájemně opačné proudy. Podle potřeby pak pouze zapojit jeden či druhý zdroj. Avšak kvůli potřebné vysoké frekvenci generovaného signálu není vhodné přerušovat toky proudů z těchto zdrojů. Řešením je pak sestavit zdroje proudu dva, které budou nabíjecí a vybíjecí proud dodávat trvale, ale proudy se budou podle pravidelně odklánět do jiných větví. Vylepšeným řešením je pak použít nabíjecí proud jen s poloviční absolutní hodnotou proudu jak je velikost proudu vybíjecího, nabíjecí proud poteče neustále na svorku kondenzátoru a vybíjecí proud se bude jen pravidelně odklánět z kondenzátoru na jinou větev za pomoci rychlého přepínače, kterým může být jednoduchý diodový přepínač. Při vybíjení kondenzátoru bude nabíjecí proud ze zdroje součástí proudu z vybíjecího zdroje. Rozdíl proudů ze zdrojů bude tvořit vybíjecí proud kondenzátoru. Konstrukcí takového zdroje proudů se zabývá podkapitola 4.3. Blokové schéma zvolené koncepce generátoru ukazuje obr. 24.



Obr. 24: Blokové schéma generátoru trojúhelníku

Podle blokového schématu na obr. 24 bylo vytvořeno obvodové schéma, obr. 25. Byl zvolen napěťový rozkmit trojúhelníkového průběhu o rozsahu od 0 V až 2,5 V.



Obr. 25: Zapojení generátoru trojúhelníku

Potřebné překlápění obvodu (při napětí kondenzátoru C1 v rozmezí 0 až 2,5 V) je řízeno komparátorem U1. V režimu nabíjení kondenzátoru C1 je na neinvertujícím vstupu napětí 2,5 V z napěťové reference V3 přivedené přes rezistor R3. Při dosažení napětí 2,5 V na kondenzátoru C1 dojde k překlapaní komparátoru U1 a k otevření tranzistoru M1 typu MOSFET s malou vstupní kapacitou, i tak je ale zapotřebí dodat větší proudy do řídicí elektrody tohoto tranzistoru než je maximální výstupní proud komparátoru (rychlé sepnutí). K zesílení proudu slouží komplementární emitorový sledovač tvořený součástkami Q1, Q2 a R1. Při otevření tranzistoru T1 dojde k připojení zdroje V4 (o napětí -2,5 V – reálně vytvořeném inverzí napětí V3 pomocí invertoru s OZ – není uvedeno ve schématu) k neinvertujícímu vstupu komparátoru. Vznikne napěťový dělič ze součástek R2 a R3 a na neinvertujícím vstupu se objeví napětí 0 V. Tímto vzniká v obvodu hystereze o velikosti 2,5 V. Kvůli „pomalosti“ otvírání M1 je zavedena rychlá kladná zpětná vazba ze součástek R4 a C3, které dopomáhají správné funkci generátoru. Napětí na kondenzátoru C1 má v čase tvar trojúhelníku. Toto napětí je přivedeno do vstupu U2, který je zapojen jako napěťový sledovač, slouží k připojení zátěže generátoru bez negativního vlivu na tvar výstupního signálu – trojúhelníku.

4.2.1 Volba součástek

Hlavní součástkou je ultra rychlý komparátor. Požadovaná je malá doba zpoždění (nejlépe do 10 ns a napájecí napětí symetrických 5 V). Všechny součástky byly vybrány

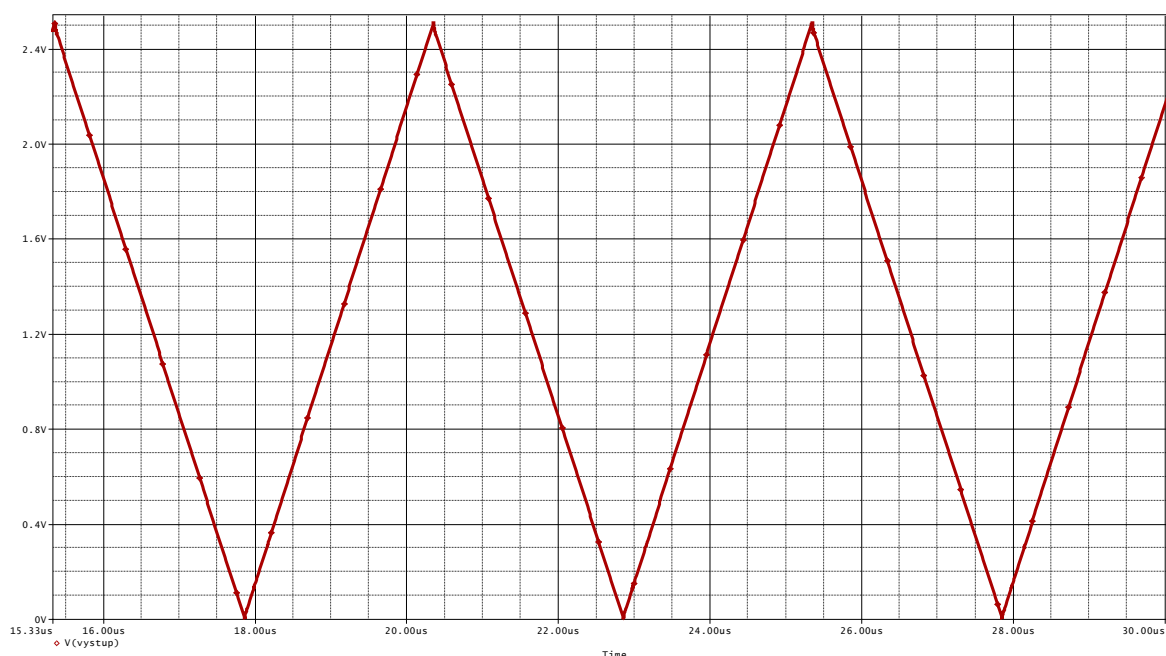
z TME Electronic components [9]. U většiny součástek jsou v katalogu přítomny datasheety, což usnadňuje vybrání vhodného typu.

Komparátor bude typu AD8561 (7 ns zpoždění a napájení 10 V nesymetrických). Jako přepínací diody D3, D4 poslouží libovolné Schottky na proud do 0,2 A, např. BAQ33. Tranzistor M1 je MOSFET s vodivostí N, musí mít malý odpor v sepnutém kanálu a malou vstupní kapacitu. Je vybrán typ IRLM2402 (0,25 Ω a 110pF). K jeho ovládání poslouží univerzální tranzistory s vyšší tranzitní frekvencí a proudem do 0,1 A. Jsou vybrány typy: NPN BCX70H a PNP BC858B (tranzitní frekvence je vyšší jak 100 MHz u obou typů). Rezistor R1 slouží k omezení nabíjecího / vybíjecího proudu. Jeho velikost není kritická. Je volena hodnota 47 Ω . Rezistory R2 a R3 musí mít stejnou velikost, je volena hodnota 1 k Ω . Rezistor R4 a kondenzátor C3 pro zpětnou vazbu musí mít časovou konstantu menší než je perioda generovaného signálu. Hodnoty byly určeny až při simulaci více méně zkusmo. Bylo nakonec zvoleno: Rezistor R4 o odporu 2,2 k Ω a kondenzátor C3 o kapacitě 100 pF.

Seznam součástek je uveden v příloze na konci této práce.

4.2.2 Simulace generátoru trojúhelníku

Simulace byla provedena v programu PSpice ver. 16. Součástky byly vybrány i s ohledem na přítomnost jejich modelů v knihovně simulačního programu. Rezistoru R3 byla mírně upravena hodnota z 1 k Ω na 990 Ω . Generátor pracoval dobře při zpětné vazbě ze součástek R4 a C3 o hodnotách R4 = 2,2 k Ω a C3 = 100 pF. Při výrazně jiných hodnotách se generátor nemusí rozkmitat. Na obr. 26 je zobrazen průběh výstupního napětí generátoru.



Obr. 26: Průběh výstupního napětí z generátoru trojúhelníku

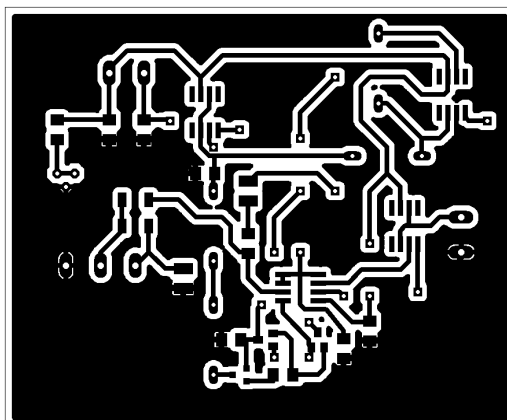
Výsledný průběh signálu má trojúhelníkový průběh s velkou lineárností přímek. V simulaci byli ale použity ideální zdroje proudu. Tzn. že skutečný průběh bude mírně

horší. Taktéž přesnost trojúhelníku závisí na kvalitě reálného kondenzátoru C1. S hodnotou kondenzátoru $C1 = 1 \text{ nF}$ a velikostí nabíjecího proudu 1 mA a vybíjecího proudu 2 mA má generovaný průběh periodu cca $5 \mu\text{s}$, to odpovídá frekvenci 200 kHz . Frekvence se dá ovlivnit změnou kapacity kondenzátoru C1 a úpravou velikosti nabíjecího a vybíjecího proudu.

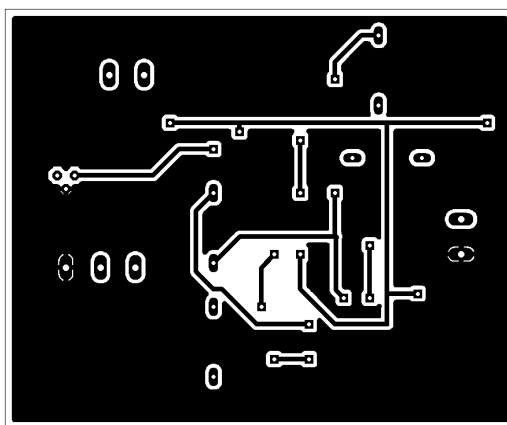
4.2.3 Návrh DPS

Z důvodu poměrně velké složitosti celkového zapojení zesilovače bylo rozhodnuto, že generátor trojúhelníku bude na samostatné desce plošných spojů. K desce budou připojeny pouze potřebné napájecí zdroje (i zdroj proudů) a výstupem bude trojúhelníkový signál, vedený krátkými kabelovými spoji na druhou DPS, jež bude tvořit samotný zesilovač. Kvůli použití převážně součástek SMD bude výška osazených desek malá, což umožňuje umístění desek případně i nad sebe (menší plocha půdorysu použité krabičky). Deska realizující generátor trojúhelníku nebude obsahovat zdroj proudů pro generátor. Ten bude na další DPS. Návrhem zdroje proudů se zabývá následující podkapitola 4.3.

Návrh desky byl proveden v programu Eagle.

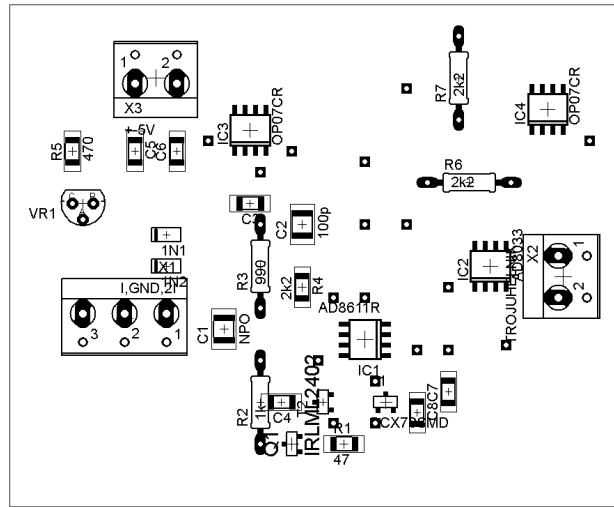


Obr. 27: Kliše pro generátor trojúhelníku, strana top

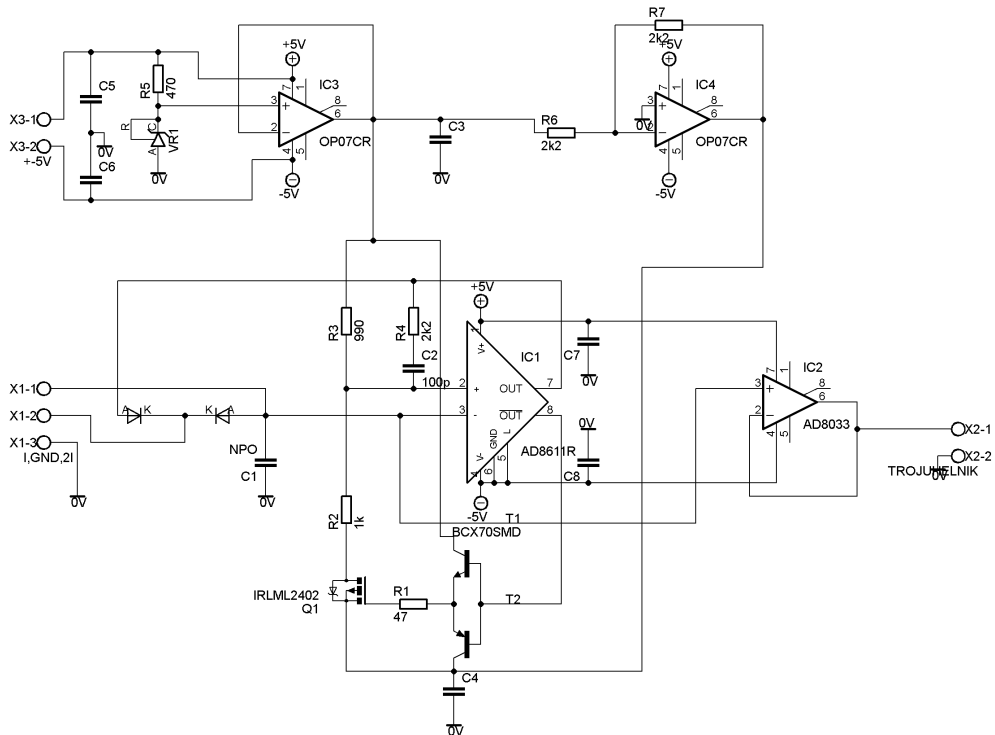


Obr. 28: Kliše pro generátor trojúhelníku, strana bottom

Klíše jsou navržena pro pozitivní fotolak, měřítko M1:1. Rozměr desky je 77 x 60 [mm].



Obr. 29: Osazovací plán pro generátor trojúhelníku, strana top i bottom



Obr. 30: Zapojení generátoru trojúhelníku pro návrh DPS

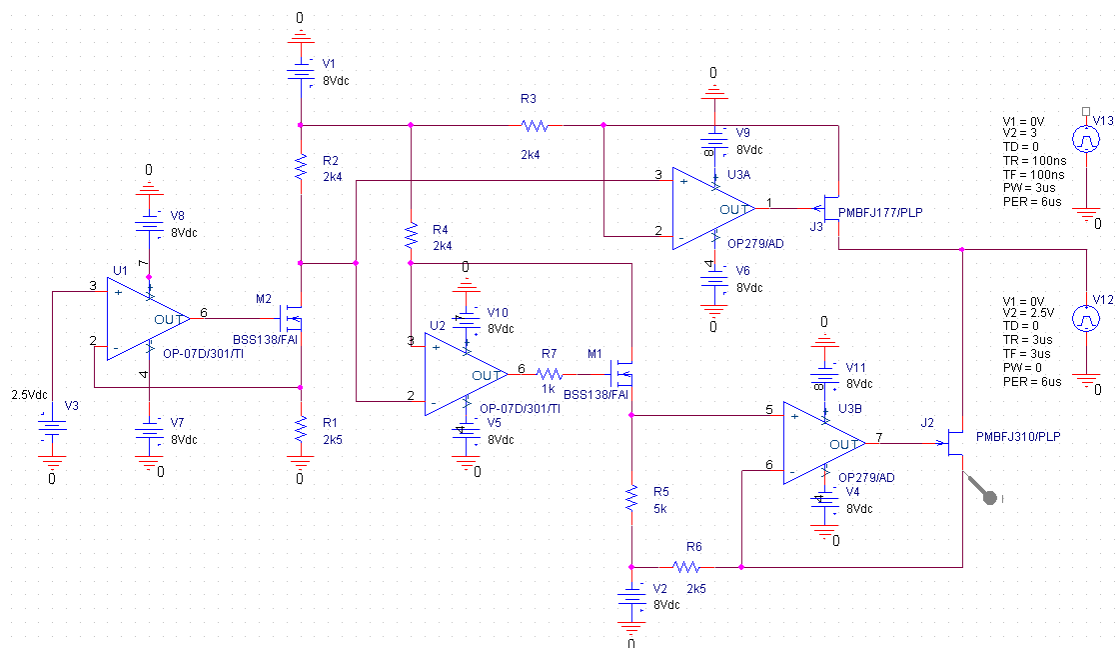
SMD součástky jsou osazeny ze strany top, součástky pro klasickou montáž (včetně svorkovnic) jsou ze strany bottom.

V následující kapitole bude proveden návrh zdroje nabíjecího a vybíjecího proudu pro tento generátor.

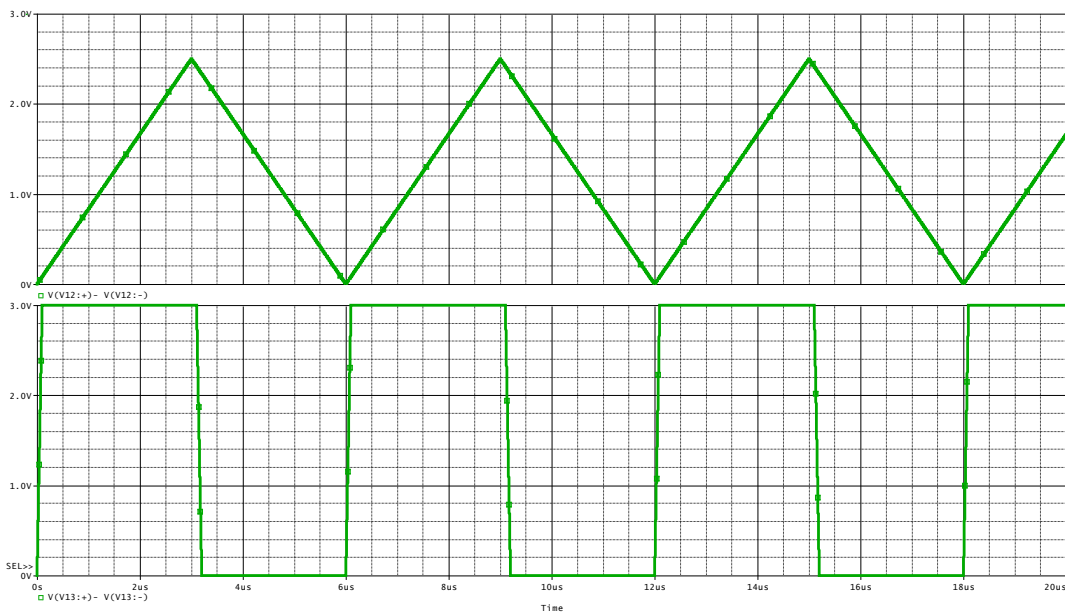
4.3 ZDROJ PROUDŮ PRO GENERÁTOR TROJÚHELNÍKU

Je nezbytnou součástí generátoru trojúhelníku (kap. 4.2). Slouží k vytváření nabíjecího a vybíjecího proudu pro kondenzátor, na kterém bude vznikat trojúhelníkový signál. Zapojení bude tedy mít 2 výstupy, jedním bude vytékat proud o velikosti I (nabíjecí) a do druhého výstupu bude téci proud o velikosti $2I$ (vybíjecí). Nabíjecí proud bude téci neustále, pouze vybíjecí proud se bude přepojovat mezi kondenzátorem a jinou větví. Pro kondenzátor tedy bude výsledný proud buď $+I$ nebo $-I$.

Bylo teoreticky vytvořeno zapojení, které je na obr. 31.



Obr. 31: Zapojení zdroje proudů



Obr. 32: Průběhy napětí zdrojů V12 a V13 v čase

Pomocí napěťové reference V3, a dále součástek U1, R1 a M2 je vytvářen konstantní proud tekoucí přes drain tranzistoru M2. Tento proud teče také rezistorem R2, jenž je součástí dvou proudových zrcadel. První proudové zrcadlo je tvořeno zmíněným R2 pak R3, U3A a J3. Úbytek napětí na R2 je přiváděn na neinvertující vstup operačního zesilovače U3A. Ten svým výstupem řídí tranzistor J3, kterým protéká zrcadlený proud. Rezistor R3 tvoří zpětnou vazbu, která ovládá invertující vstup U3A. Proud tekoucí tranzistorem J3 je nabíjecím proudem, přiváděným do kondenzátoru (pro vznik trojúhelníku). Kondenzátor je ve schématu nahrazen zdrojem V12, simulujícím nabíjený kondenzátor. (Zdroj V13 slouží také pro simulaci kondenzátoru, vlastnosti zdrojů V12 a V13 mají nastaveny parametry tak, aby odpovídali nejkritičtějším změnám napětí na kondenzátoru, zdroje slouží pro následnou simulaci obvodu, je zapojen buď V12 nebo V13).

Druhé proudové zrcadlo tvořené součástkami R2, R4, U2 a M1 vytváří proud o stejné velikosti jak je základní zrcadlený proud (tekoucí přes M2). Teče ale do nižšího potenciálu než je zem a slouží pouze pro funkci třetího proudového zrcadla, které pracuje při záporném potenciálu v rámci celého obvodu, což je nutné pro realizaci vybíjecího proudu z kondenzátoru (musí téci do nižšího potenciálu).

Třetí proudové zrcadlo je tvořeno součástkami R5, R6, U3B a J2. Pracuje podobně jak druhé zrcadlo. Hodnota odporu rezistoru R6 musí být poloviční oproti rezistoru R5, aby tekla do velikosti dvojnásobný proud oproti proudovým zrcadlům druhém a třetím (předpokládá se stejná velikost R2, R3, R4 a R5).

Stabilita výstupních proudů je dána hlavně stabilitou napěťové reference, a také stabilitou rezistorů. U napěťové reference příliš nevdí velmi pomalé změny napětí, jelikož nemají vliv na změnu poměru doby nabíjení a vybíjení kondenzátoru generující trojúhelník, a také nemají vliv na lineárnost nabíjecích a vybíjecích přímek generovaného trojúhelníku. Změna by se projevila jen v pomalém kolísání kmitočtu generovaného trojúhelníku, což nevdí. Z tohoto hlediska je vhodné výstup napěťové reference opatřit RC filtrem typu dolní propust s nízkou hodnotou zlomové frekvence.

4.3.1 Volba součástek

Součástky byly vybírány hlavně z katalogu firmy TME Electronic components [9], případně z GM Electronic [10] nebo z GES Electronics [11]. Jejich datasheety jsou v katalogu rovněž uvedeny, což usnadňuje porovnání a výběr vhodných typů součástek.

Požadavky na operační zesilovače U1 a U2 nejsou velké. Důležité je jen malé offsetové napětí. Je vybrán typ OP07. Operační zesilovače U3A a U3B by měli mít také malý offset, ale měli by mít i větší šířku pásma (neboli větší rychlost přeběhu výstupu), jelikož je nutná rychlá regulace připojených tranzistorů. Požadavky splňuje typ OP279 (dvojitý OZ, šířka pásma 5 MHz). Rychlost těchto OZ nemusí však být příliš velká, protože se pro stabilitu výstupních proudů s výhodou využívá výstupních charakteristik tranzistorů J2 a J3 (konstantní proud přes drain při konstantním napětí gate – source při kolísajícím napětí drain – source. Rychlá regulace tedy není ani tak řízena OZ ale spíše pouze samotným tranzistorem.

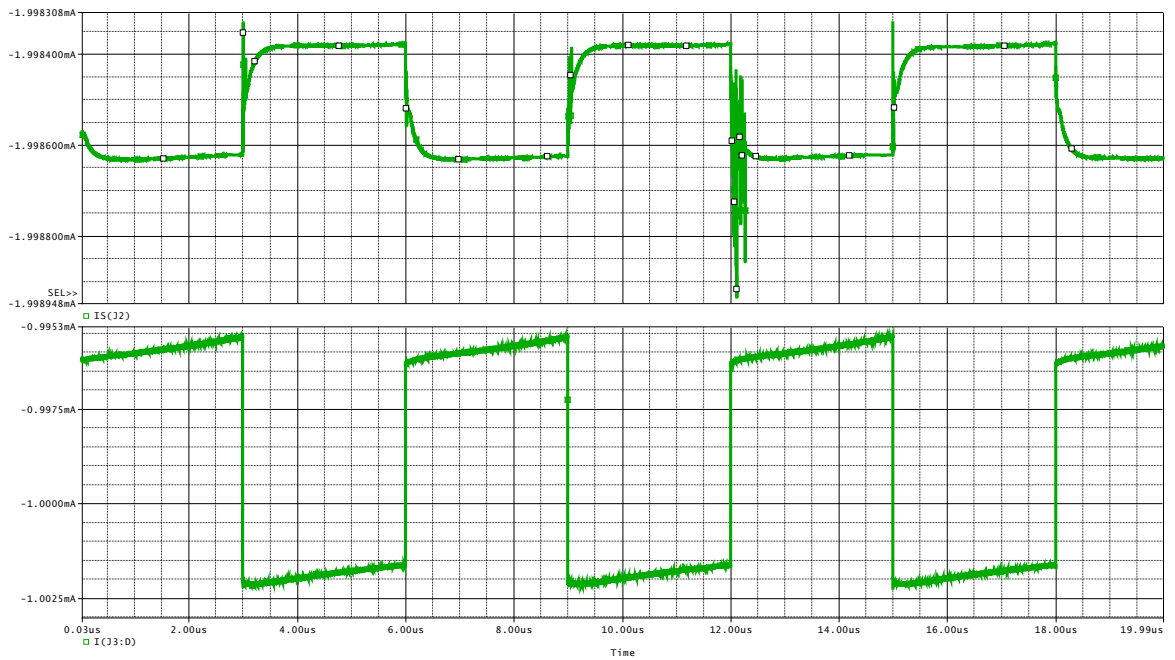
Tranzistory M1 a M2 pracují ve statickém režimu, vyhoví tedy prakticky jakýkoliv malý MOSFET, je vybrán typ BSS138. Tranzistory J2 a J3 musí mít malou vstupní kapacitu (pro rychlé řízení), volí se tranzistory typu J-FET. Tranzistor J2 je s vodivostí typu P, je vybrán typ J177. Tranzistor J3 je s vodivostí typu N, vybrán je typ J310.

Napěťová reference může být téměř libovolná o napětí 2,5 V. Velikost rezistoru R1 je 2,5 k Ω pro proud 1 mA. (Z řady E24 to bude pak 2,4 k Ω). Rezistory R2, R3, R4 musí mít při proudu 1 mA úbytek napětí v malých jednotkách V (použité OZ nejsou typu rail to rail input). Je volena velikost 2,4 k Ω z řady E24. Rezistor R5 musí mít dvojnásobný odpor jak R6. Z řady E24 bude R5 roven hodnotě 4k7 a R6 sériové kombinaci rezistorů 2,2 k Ω a 150 Ω .

Navržené typy součástek byly ve většině případů obsaženy v knihovnách simulačního programu Pspice (simulace viz následující podkapitola), pouze některé typy, které v knihovnách nebyly, bylo třeba zaměnit za podobné, které v knihovnách programu jsou. Uvedené vybrané součástky jsou již vybrány i s přihlédnutím do knihoven programu Pspice.

4.3.2 Simulace zdroje proudu

Zapojení zdroje proudů bylo simulováno v programu PSpice verze 16. Schéma je na obr. 31. Místo kondenzátoru, na němž vzniká trojúhelníkový signál, je zapojen napěťový zdroj V12 nebo V13. Tyto zdroje mají vnitřní parametry nastaveny tak, aby odpovídali napěťovým změnám na skutečných výstupech tohoto zdroje proudů. Protože větve dodávající nabíjecí proud bude mít na svém výstupu průběh odpovídající trojúhelníku, je pro simulaci této větve prioritně volen jako výstup zdroj V12. Pro vybíjecí větve zdroje proudu je prioritně volen jako výstup zdroj V13, jelikož jeho průběh odpovídá reálnému průběhu napětí na jeho výstupu (jsou zde rychlé přeběhy napětí způsobené diodovým prepínačem).



Obr. 33: Simulace zdroje proudů – výstupní proudy z obou větví do zátěže V12

Na obr. 33 je simulováno zapojení zdroje proudů, které pracují do zátěže V12 (simulující kondenzátor). Horní průběh odpovídá vybíjecímu proudu a spodní průběh odpovídá nabíjecímu proudu pro kondenzátor generující trojúhelník. Smysl má však spíše jen spodní průběh, jelikož zdroj V12 odpovídá svým průběhem napětí průběhu, který je pouze na výstupu nabíjecí větve.



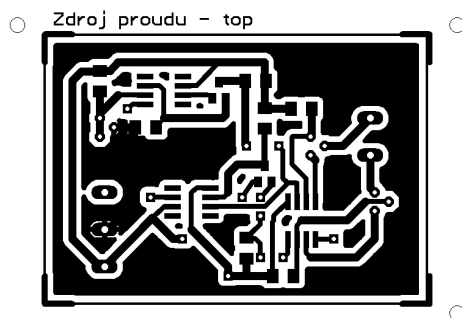
Obr. 34: Simulace zdroje proudů – výstupní proudy obou větví do zátěže V13

Simulace výstupních proudů na obr. 34 zobrazuje průběh velikosti proudů obou větví zdroje proudů v čase. Jako výstup (zátěž) slouží zdroj V13 (viz obr. 32), který simuluje chování výstupu pro vybíjecí větev zdroje proudů. Vybíjecímu proudu odpovídá horní průběh, pro úplnost je na dolním průběhu zobrazen i proud z nabíjecí větve (reálný průběh bude ale jiný vzhledem k jinému průběhu napětí na jeho výstupu).

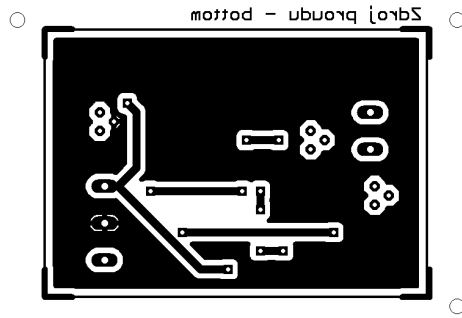
Z obou simulovaných průběhů zobrazených na obr. 33 a obr. 34 je vidět, že navržené zapojení zdroje proudů je funkční a že kolísání absolutní hodnoty proudů je minimální. Při simulaci byly zvoleny hodnoty proudů (volbou součástek): nabíjecí 1 mA a vybíjecí 2 mA. Velikost nabíjecího proudu kolísala od 0,9953 mA do 1,0023 mA. Rozdíl mezi minimem a maximem je přijatelných 0,7 %. Velikost vybíjecího proudu kolísala od 1,993 mA do 2,0012 mA. Rozdíl mezi minimem a maximem je asi 0,4 %. Ve skutečnosti ale není rozdíl mezi maximem a minimem proudů tak důležitý. Pro lineárnost vzrůstajícího a klesajícího napětí na kondenzátoru je důležitá spíše co nejmenší změna proudů v oblasti buď pouze nabíjení, nebo vybíjení kondenzátoru, tzn. v oblastech průběhů proudů mimo přechody nabíjení / vybíjení. Změny v těchto nejdůležitějších částech průběhů jsou podstatně menší. U nabíjecího proudu (obr. 33, spodní průběh) je to asi $0,5 \mu\text{A}$ – to odpovídá relativní změně o 0,03 % a u vybíjecího proudu (obr. 34, horní průběh) je to asi $3 \mu\text{A}$ – relativní změna o 0,15 %. Takto malé změny velikosti proudů s rezervou splňují potřebnou přesnost a stálost výstupních proudů pro generátor trojúhelníku.

4.3.3 Návrh DPS pro zdroj proudů

Kvůli jednoduchosti návrhu je zdroj proudů na jiné desce než je samotný generátor trojúhelníku. Tato větší modularita je vhodná i pro oživování celého zařízení. Návrh byl proveden v programu Eagle 5.8.0. Deska je oboustranná.

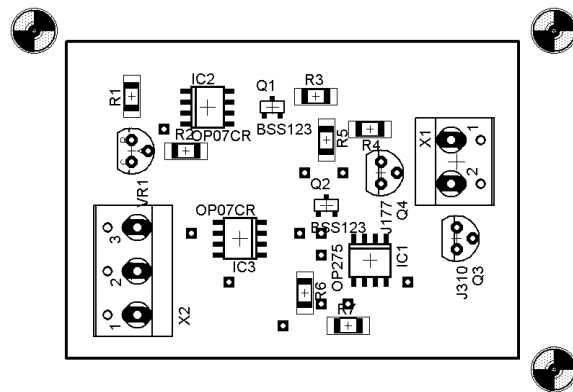


Obr. 35: Kliše - zdroj proudů, strana top

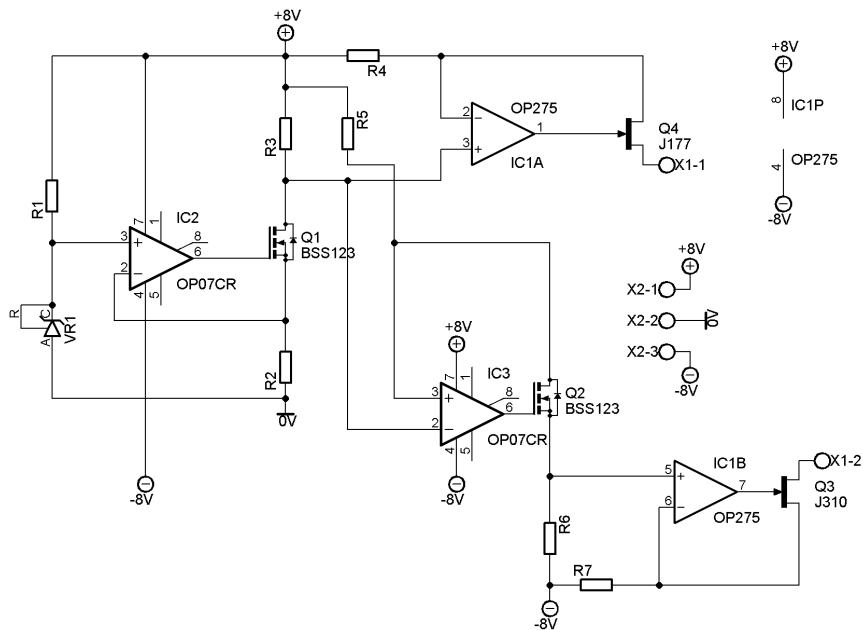


Obr. 36: Kliše - zdroj proudů, strana bottom

Klišé je navrženo pro pozitivní fotolák, měřítko M1:1. Rozměry jsou 52 x 46 [mm].



Obr. 37: Osazovací plán - zdroj proudů



Obr. 38: Schéma zdroje proudů pro vytvoření DPS

5 NAPÁJECÍ ZDROJE

V konstrukci zesilovače budou použity 2 zdroje. Jeden výkonový (pro napájení zátěže) a druhý pomocný, který bude vytvářet pomocná napětí pro obvody samotného zesilovače a generátoru trojúhelníku.

5.1 VÝKONOVÝ ZDROJ

Výkonový zdroj bude sloužit k napájení silové části zesilovače. Vzhledem k požadovanému výkonu 2 x 50 W (sinus) je potřebný střední výkon zdroje minimálně 100 W. Podmínkou je velká filtrační kapacita, ze které se hradí energie během amplitudy nf signálu. Zdroj s takovým výkonem je vhodnější postavit jako zdroj spínaný. Má nejenom menší rozměry a hmotnost (oproti lineárnímu zdroji), ale i vyšší účinnost. Spínané zdroje této výkonnostní kategorie jsou nejčastěji zdroji blokujícími. Tento druh se řadí i mezi jednodušší spínané zdroje, takže je volena tato topologie. Velikost max. výstupního napětí zdroje je dána maximálním okamžitým výkonem zesilovače při nominální velikosti zatěžovací impedance (6 Ω), dle vztahu:

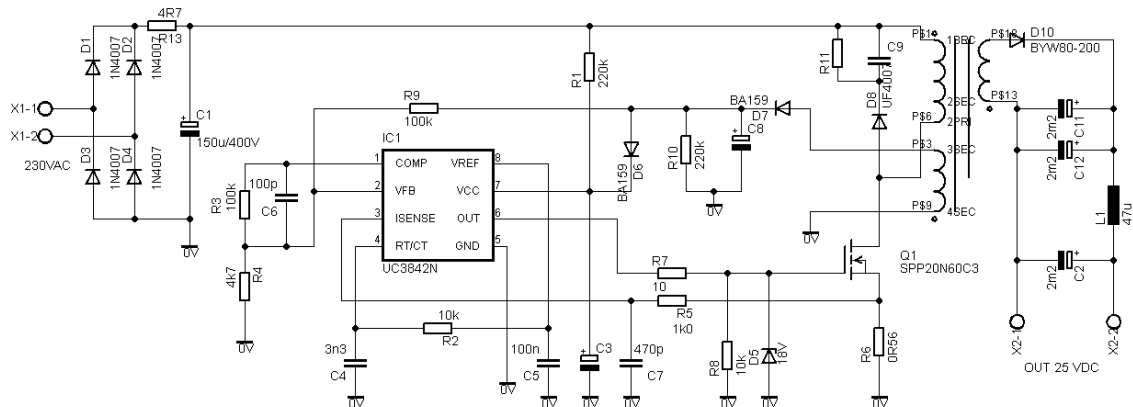
$$U_{\text{MAX}} = \sqrt{P_{\text{STR}} \cdot 2 \cdot Z} = \sqrt{50 \cdot 2 \cdot 6} \cong 25 \text{ V.} \quad (5)$$

Základní parametry výkonového zdroje:

- Výstupní výkon 125 W trvale (včetně rezervy),
- výstupní napětí nesymetrické, regulovatelné od nízkých hodnot do 25 V (pro menší výkony zesilovače stačí menší napětí),
- nízké zvlnění výstupního napětí,
- vstupní napětí 230 VAC.

Jako řídicí obvod je možné použít známý obvod řady UC384x. Dle datasheetu [9], [2] se jednotlivé typy liší maximální střídou (téměř 50 % pro UC3844 a UC3845 a téměř 100 % pro UC3842 a UC3843) a také minimálním provozním napětím (zapínací napětí 16 V a vypínací 10 V pro UC3842 a UC3844 nebo zapínací napětí 8,5 V a vypínací 7,9 V pro UC3843 a UC3845). Pro blokující zdroj napájený ze sítě 230 V je nejvhodnější obvod UC3842 a bude tedy použit.

Doporučené zapojení celého spínaného zdroje výrobce uvádí v datasheetu [9], [2] obvodu UC384x. Schéma zapojení je obr. 39.



Obr. 39: Zapojení výkonového spínaného zdroje

5.1.1 Volba součástek výkonového zdroje

Usměrňovací diody musí mít závěrné napětí min. 600 V (standard pro síť 230 V) a min. velikost středního proudu dle vztahu (6):

$$I_{D, \min} = \frac{P}{2 \cdot U_{\min} \cdot \eta} = \frac{125}{2 \cdot 310 \cdot 0,9} \cong 0,22 \text{ A.} \quad (6)$$

kde P je maximální výkon zdroje, U_{\min} je minimální napětí na filtračním kondenzátoru $C1$ a η je odhadovaná účinnost zdroje. Jako usměrňovací diody $D1$ až $D4$ je z GMe [10] volena dioda 1N4007 s maximálním závěrným napětím 1000 V a stř. proudem 1 A.

Filtrační kondenzátor $C1$ musí být na napětí min. 350 V, lépe 400 V (amplituda sítě je 325 V). Velikost kapacity je určena vztahem (7) [15]:

$$C1 = \frac{I_{\text{stř}} \cdot t}{\Delta U} = \frac{0,44 \cdot 0,0085}{25} \cong 150 \mu\text{F}. \quad (7)$$

Kde $I_{\text{stř}}$ je střední proud odebíraného ze sítě (dvojnásobek středního proudu jednou usměrňovací diodou), t je doba vybíjení kondenzátoru (odhadnuta dle [15]) a ΔU je zvolená hodnota kolísání napětí na $C1$ v řádu desítek V.

Z GMe [10] je volen kondenzátor $C1$ jako elektrolytický typ s kapacitou 150 μF na napětí 400 V.

Ostatní součástky (okolí řídicího obvodu) jsou voleny dle doporučení datasheetu obvodu UC3842 [2], [9].

Výkonová usměrňovací dioda musí být konstruovaná na střední proud min. 5 A, závěrné napětí musí být dle vztahu (8):

$$U_{D, \min} = 1,25 \cdot \frac{U_{C1, \max}}{N_1 / N_2} = 1,25 \cdot \frac{325}{4} \cong 102 \text{ V.} \quad (8)$$

Volena je dioda BYW80-200 s max. závěrným napětím 200 V a s max. středním proudem 10 A a dobou zotavení 35 ns [10].

Kapacita filtračního kondenzátoru (na sekundární straně zdroje (součet C11 a C12)) je dle vztahu (9):

$$C_{\text{výst}} = \frac{I_{2,\text{stř}} \cdot t}{\Delta U_2} = \frac{5 \cdot 1 / 50000}{0,1} = 1 \text{ mF}, \quad (9)$$

kde $I_{2,\text{stř}}$ je výstupní proud výkonového zdroje, t je převrácená hodnota frekvence a ΔU_2 je změna napětí na kondenzátoru (voleno 0,1 V).

Vzhledem k velkému potřebnému proudu kondenzátoru (ripple current) je volena kapacita 2 x 2,2 mF. Závěrné napětí musí být větší jak 25 V, je volena velikost 35 V. Filtrační tlumivka L1 mívá ve spínaných zdrojích velikost v desítkách μH . Větší hodnoty indukčnosti jak cca 50 μH mají poměrně velký sériový odpor, což se pro filtraci proudu ve zdrojích příliš nehodí. Volena je indukčnost 47 μH s max. proudem dle vztahu (10):

$$I_{L,\text{min}} = I_2 + \frac{\Delta U_2}{L \cdot f} = 5 + \frac{0,1}{47 \cdot 10^{-6} \cdot 50000} = 5,043 \text{ A} \quad (10)$$

kde I_2 je max. výstupní zdroj zdroje a L je indukčnost navrhované tlumivky. Volena je velikost proudu 6 A.

Kontrola rezonance (11):

$$C \gg \frac{1}{4\pi^2 f^2 L} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot 50000 \cdot 47 \cdot 10^{-6}} = 216 \text{ nF} \quad (11)$$

Při použití filtračních kapacit (C11, C12 a C2) v řádu jednotek mF je rezonanční frekvence hluboko pod pracovní frekvenci měniče.

5.1.2 Impulzní „transformátor“

K dispozici bylo jádro ETD o průřezu 211 mm² dříve zakoupené v obchodě TME [9]. Pro navrhovaný měnič je spíše předimenzované, v tomto případě to ale nevádí. Výhoda jader ETD je, že se na něj lépe navíjí vodiče a nemusí se ohýbat pravidelně na malém poloměru (na hranách kostřičky s pravouhlým průřezem – mechanické namáhání izolace).

Výpočet „transformátoru“:

Dle [15] je volen převodní poměr „trafa“ (dvojitě vinuté tlumivky) 1:4. Jedná se o kompromis mezi dobrou účinností zdroje a potřebnou velikostí napětí spínacího tranzistoru. Pro blokující zdroj s „transformátorem“ platí vztah (12):

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{s}{s-1} \cdot \frac{N_2}{N_1}, \quad (12)$$

kde U_1 je vstupní napětí (≈ 310 V), U_2 je výstupní napětí (25 V), s je střída, N_1 je počet závitů primáru a N_2 je počet závitů sekundáru.

Po vyjádření s a dosazení zvoleného poměru $N_2/N_1 = 0,25$ dostaneme, že $s = 0,244$. Potřebná indukčnost primáru je dána vztahem (13):

$$L_1 = \frac{U_1 \cdot s}{\Delta I_1 \cdot f} = \frac{310 \cdot 0,244}{1 \cdot 50000} \cong 1,51 \text{ mH}, \quad (13)$$

kde f je frekvence měniče (zvoleno $f = 50$ kHz), a ΔI_1 je změna velikosti proudu primárem za jednu periodu (zvoleno odhadem 1 A, správnou velikost zjistím ze simulace transformátoru v kapitole 5.1.3). Počet závitů primáru je dán vztahem (14):

$$N_1 = \frac{L_1 \cdot I_{\text{IMAX}}}{B_{\text{MAX}} \cdot S} = \frac{1,51 \cdot 10^{-3} \cdot 1,5}{0,3 \cdot 211 \cdot 10^{-6}} \cong 35 \text{ záv.}, \quad (14)$$

kde I_{IMAX} je maximální proud primárem (volím $1,5x I_1$), B_{MAX} je maximální indukce použitého jádra (s přihlédnutím do datasheetu k jádru ETD49-3C90 [9] je zvoleno $B_{\text{MAX}} = 0,3$ T) a S je plocha průřezu feritu (dle datasheetu [9] to je 211 mm^2). Velikost vzduchové mezery bude dle vztahu (15):

$$l_V = \frac{\mu_0 \cdot N_1 \cdot I_{\text{IMAX}}}{B_{\text{MAX}}} - \frac{l_{\text{FERIT}}}{\mu_{\text{rFERIT}}} = \frac{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 35 \cdot 1,5}{0,3} - \frac{0,114}{2300} = 0,17 \text{ mm}, \quad (15)$$

kde μ_0 je permeabilita vakua, l_{FERIT} je délka efektivní siločáry jádra (dle datasheetu [9] to je 114 mm) a μ_{rFERIT} je efektivní relativní permeabilita jádra (dle datasheetu [9] to je 2300).

Vzduchová mezera je poměrně malá. Je vhodné ji zvětšit na např. 0,2 mm kvůli nutnosti mezery fyzicky co nejjednodušeji vytvořit. „Vzduchová“ mezera může být vytvořena např. vložením tenkého papíru (relativní permeabilita je přibližně 1) o tloušťce 0,1 mm mezi obě půlky jádra (v cestě mag. toku jádrem bude mezera 2x). Zvětšením mezery se také zvětší počet závitů vinutí dle vztahu (16):

$$N_1 = \frac{B \cdot \left(l_V + \frac{l_{\text{FERIT}}}{\mu_{\text{rFERIT}}} \right)}{\mu_0 \cdot I_{\text{IMAX}}} = \frac{0,3 \cdot \left(0,0002 + \frac{0,114}{2300} \right)}{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 1,5} \cong 39 \text{ záv.} \quad (16)$$

Počet závitů sekundáru je dán součinem počtu závitů primáru a převodu „transformátoru“.

$$N_2 = 39 \cdot 0,25 \cong 9 - 10 \text{ záv.} \quad (17)$$

Pomocné vinutí (sloužící k napájení řídicího obvodu a jako zpětná vazba) musí vytvářet spolu s usměrňovačem napětí o velikosti např. 15 V (vhodné dle datasheetu [2]). Jelikož toto napětí prochází přes 2 diody, musí být napětí na vinutí cca 17 V. Počet závitů pomocného vinutí bude dle vztahu (18):

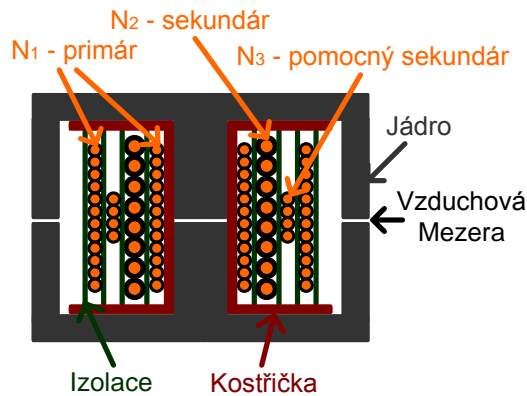
$$N_3 = N_2 \cdot \frac{U_3}{U_2} = 10 \cdot \frac{17}{25} \cong 7 \text{ záv.} \quad (18)$$

Průměry vodičů jsou zvoleny viz tab. 7.

Tab. 7 Počty závitů a průměry vodičů pro vinutí transformátoru

Vinutí	Počet závitů	Průměr drátu	Proudová hustota
Primární	39	0,4 mm	3,3 A / mm ²
Pomocné	7	0,4 mm	< 1 A / mm ²
Sekundární	10	4 x 0,6 mm	4,42 A / mm ²

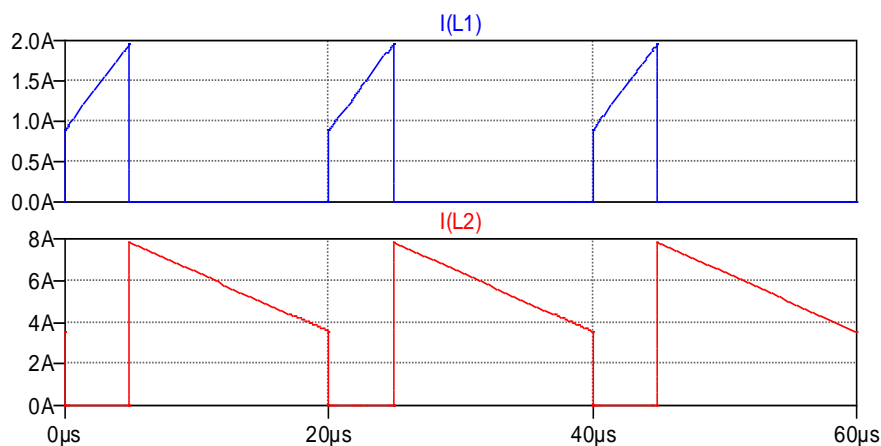
Navíjení vodičů na kostřičku se provede podle nákresu na obr. 40. Izolace mezi vinutími je vytvořena pomocí speciální izolační pásky. Sekundár N₂ (i pomocný sekundár N₃) je vhodné izolovat několika vrstvami kvůli bezpečnosti. „Vzduchová“ mezera je vytvořena vložením papíru mezi půlky jádra (a je poté přeměřena indukčnost primáru pro kontrolu).



Obr. 40: Průřez transformátorem

5.1.3 Simulace „transformátoru“

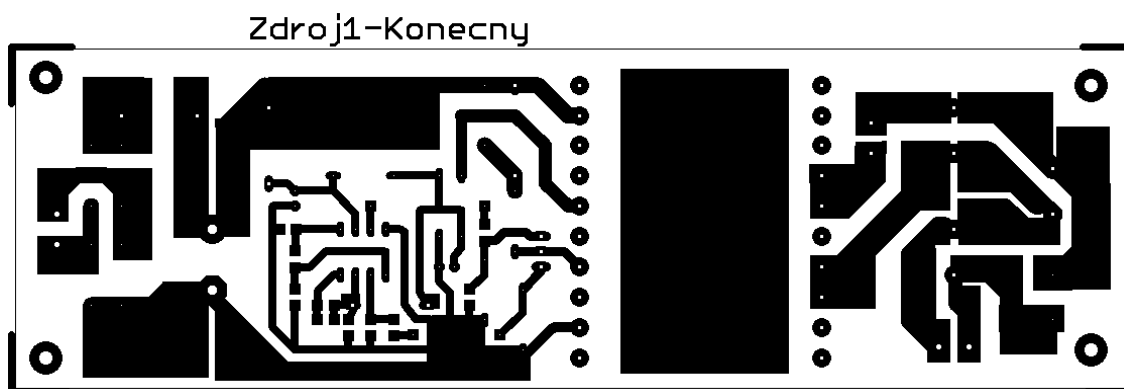
V programu LTspice [16] byl simulován průběh proudů „transformátorem“, navrženém v předchozí podkapitole 5.1.2. Modrý průběh na obr. 41 je primární proud a červený průběh sekundární proud. V simulaci byl použit ideální spínač, ideální napěťový zdroj a transformátor bez rozptylových indukčností.



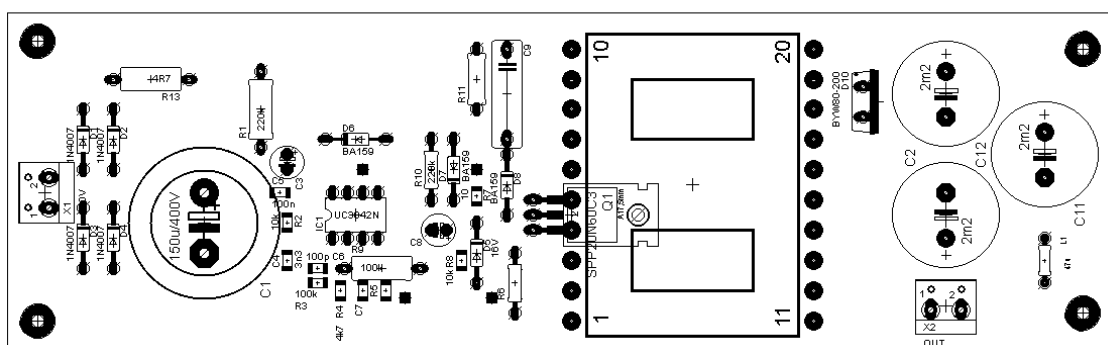
Obr. 41: Průběh proudů primárním a sekundárním vinutím transformátoru (simulace)

5.1.4 DPS pro výkonový zdroj

Deska byla navržena jako jednostranná. Použité součástky jsou jak pro klasickou montáž, tak i pro povrchovou.



Obr. 42: Kliše pro výkonový zdroj



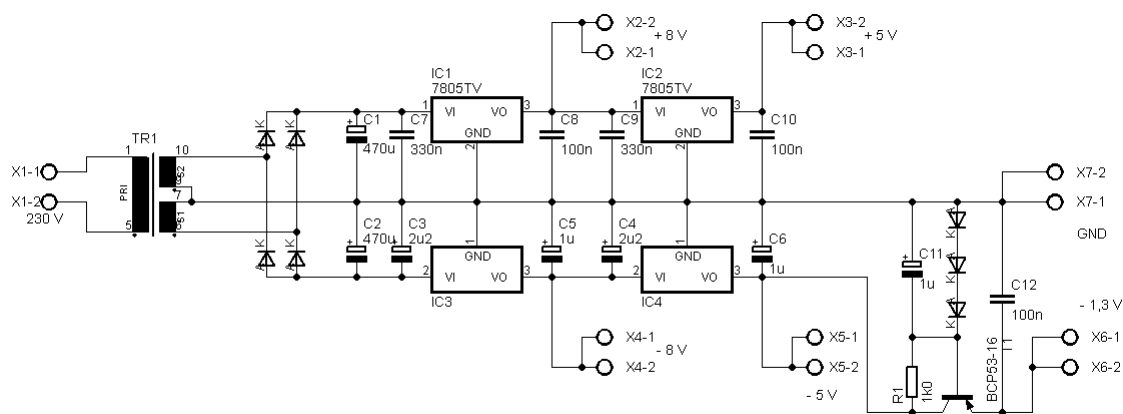
Obr. 43: Osazovací plán pro výkonový zdroj

Klišé je navrženo pro pozitivní fotolak, měřítko M1:1,25. Rozměr desky 57 x 187 [mm]. Součástky jsou pouze ze strany top.

5.2 POMOCNÝ ZDROJ

Zapojení zesilovače a generátoru trojúhelníku navržené v kapitole 4 potřebují pro svou funkci pomocná napětí +8, +5, -1,3, -5, a -8 V vůči zemi. Celkový potřebný výkon není velký, je v řádu nízkých jednotek Watt. Je tedy možné, kvůli jednoduchosti, použít klasickou topologii zdroje s transformátorem s železným jádrem (50 Hz) a s lineárními stabilizátory. Díky malému výkonu budou jeho rozměry i hmotnost relativně malé. Taktéž i menší účinnost pomocného zdroje nebude příliš zmenšovat celkovou účinnost zesilovače při jeho středních a vysokých výkonech.

Zdroj bude symetrický se stabilizátory v kladné i v záporné větvi. Stabilizátory s vyššími napětími budou napájet kromě zátěže i stabilizátory s nižšími napětími. Konstrukce zdroje je zvolena následovně: Použitý transformátor se 2 sekundárními vinutími – symetrický zdroj. Za nimi následuje dvoucestný usměrňovač s filtračními kondenzátory a stabilizace napětí pomocí stabilizátorů. Zapojení pomocného zdroje je na obr. 44.



Obr. 44: Schéma zapojení pomocného zdroje

5.2.1 Volba součástek pomocného zdroje

V prvním kroku byl orientačně určen výstupní proud zdroje. Součtem napájecích proudů všech dílčích zařízení (dominantní odběr mají operační zesilovače a komparátory, proud byl zjištěn z jejich datasheetů [2]). Velikost odebíraného proudu je cca 70 mA pro každou větev (všechna napětí dohromady, jelikož jsou stabilizátory v sérii).

Stabilizátory budou kvůli jednoduchosti všechny řady 78xx pro kladnou větev a řady 79xx pro zápornou větev. Max. proud těchto typů je 1 A [2]. Velikosti kapacit kondenzátorů umístěných blízko stabilizátorů je dle doporučení výrobce. Pro napětí -1,3 V bylo nutné vytvořit parametrický stabilizátor. Místo Zenerovy diody je použito 2 křemíkových a jedné Schottkyho diodě v propustném směru. Spolu s přechodem báze – emitor tranzistoru PNP je výst. napětí cca 1,3 V.

Transformátor musí mít 2 sekundární vinutí s min. napětími dle vztahu (19):

$$U_{ef} \geq \frac{U_{MIN} + U_{USM} + \Delta U_{KON}}{\sqrt{2}} = \frac{10 + 1 + 1,5}{\sqrt{2}} = 8,84 \text{ V}, \quad (19)$$

kde U_{ef} je efektivní napětí sekundáru, U_{MIN} je minimální napětí na vstupu prvního stabilizátoru (dle datasheetu stabilizátoru 7808 je to 10 V [10]), U_{USM} je úbytek na 2 Schottkyho usměrňovacích diodách (1 V) a ΔU_{KON} je změna napětí na filtračních kondenzátorech (zvoleno 1,5 V). Transformátor bude mít sekundární napětí 2 x 9 V.

Odebíraný činný výkon z transformátoru (z obou větví) je tedy:

$$P_{\xi} = 2 \cdot U_{stř} \cdot I_{stř} \cong 2 \cdot U_{ef} \cdot \sqrt{2} - \frac{\Delta U_{KON}}{2} \cdot 0,07 = 2 \cdot 9 \cdot \sqrt{2} - \frac{1,5}{2} \cdot 0,07 \cong 1,68 \text{ W}, \quad (20)$$

kde $U_{stř}$ je střední hodnota napětí na výstupu jednoho vinutí transformátoru během doby, kdy usměrňovačem teče proud a $I_{stř}$ je velikost odebíraného proudu (díky stabilizátorům je to konstantních 70 mA (při konstantní zátěži)).

Zdroje s usměrňovačem se sběracím kondenzátorem mají nízký opravdový účinník λ (většinou v rozmezí 0,5 až 0,6). Proto bude typový výkon transformátoru dle vztahu (21):

$$P_{TYP} = \frac{P_{\xi}}{\lambda} = \frac{1,68}{0,55} \cong 3,05 \text{ VA}. \quad (21)$$

Volím výkon transformátoru 3,2 VA.

Kapacity kondenzátorů $C1$ a $C2$ jsou určeny podobně vztahem (9). Pro kolísání napětí o 1,5 V je vypočtená velikost kapacit 397 μF , volím kondenzátory 470 μF na napětí 35 V. Je ale nutná zpětná kontrola, jestli je vždy napětí na vstupu stabilizátoru větší jak 10 V. Minimální napětí na vstupu stabilizátoru bude vždy vyšší jak 10,22 V (zpětně dopočítáno, platí pro 397 μF bez sériového odporu) a dostatečně větší kondenzátor splňuje tedy podmínku pro min. napětí pro stabilizátor.

Kontrola chlazení stabilizátorů:

Dle datasheetu [2], [10] stabilizátorů řady 78xx a 79xx je tepelný odpor přechod – pouzdro bez chladiče 60 K/W. Max. teplota přechodu je 150 °C. Při teplotě okolí 45 °C je max. ztrátový výkon stabilizátoru dán vztahem (22):

$$P_{MAX} = \frac{\Delta t}{R_{th}} = \frac{150 - 45}{60} = 1,75 \text{ W} \quad (22)$$

Tzn., že každý stabilizátor by bez chladiče uchlادil celý použitý činný výkon z transformátoru. Stabilizátory jsou 4 a ztrácí se na nich jen část z činného výkonu. Z toho plyne, že se stabilizátory bez přídavného chladiče bez problému uchlادí.

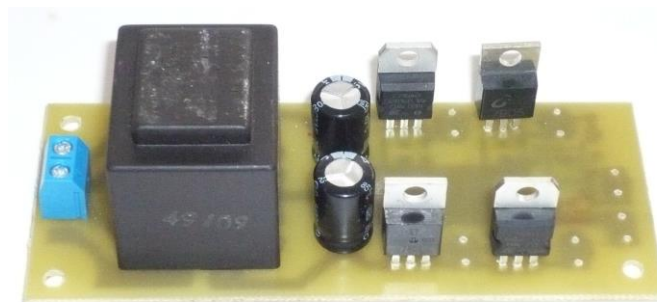
Ztrátový výkon na PNP tranzistoru (stabilizátor -1,3 V) je při odhadovaném proudu

6 TESTOVÁNÍ OBVODŮ

Po vyrobění desek plošných spojů jednotlivých dílčích zařízení a jejich osazení součástkami přišlo na řadu jejich ožívování. Nejprve byl vyzkoušen pomocný napájecí zdroj. Vzhledem k jeho jednoduchosti nebyl s funkčností žádný problém. Výstupní napětí zdroje odpovídala návrhu. Na obr. 47 je hotový pomocný zdroj. Měření probíhalo za použití přístrojů uvedených v tab. 6.

Použité měřicí přístroje pro všechna měření v kap. 6:

Název	Výrobce	Typ	Číslo přístroje
Proudová sonda	Agilent	N2775A	No: 0600018
Generátor	Agilent	33220A	MY44034852
Osciloskop	Agilent	DSO-X 3012A	MY52160820
Zdroj	JZD Mír Březůvky	PS 2	výr.č.:968
Multimetr (Ampérmetr)	UNI-T	UT60A	3060372002
Multimetr (Voltmetr)	UNI-T	UT33D	-
Reostat	Metra	30 Ω /4,5 A	2508653



Obr. 47: Pohled na hotový pomocný zdroj

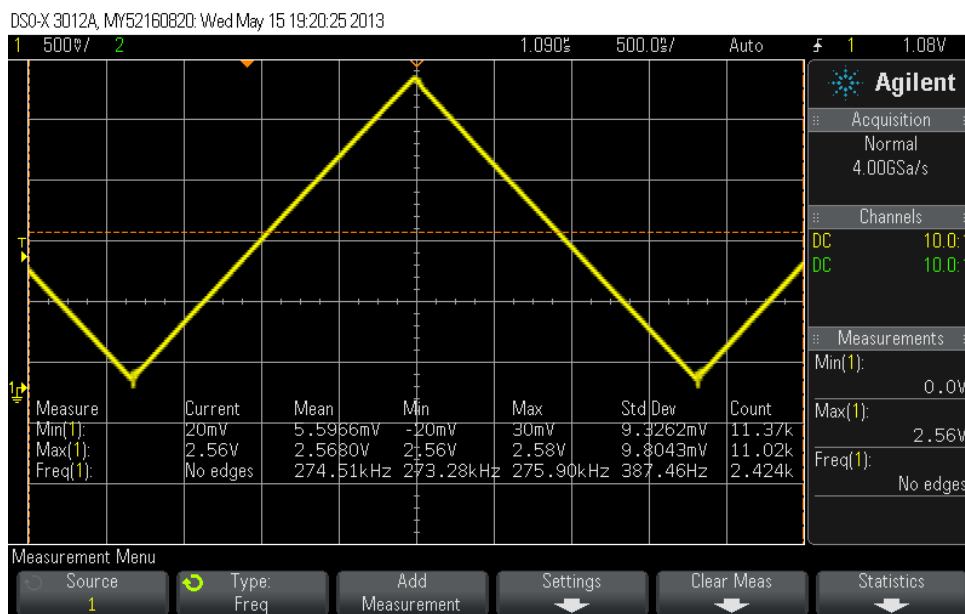
6.1 GENERÁTOR TROJÚHELNÍKU

6.1.1 Zdroj proudů

Nejprve byl vyzkoušen zdroj nabíjecího a vybíjecího proudu. Z pomocného napájecího zdroje byla připojena potřebná napětí ke zdroji proudů pro generátor trojúhelníku. Zapojení fungovalo na první pokus. Na proudových výstupech byly naměřeny hodnoty +0,92 mA a -1,84 mA. Rozdíl oproti předpokladům (+1 mA a -2 mA) nevedí – zmenší se jen generovaný kmitočet. Důležitá je dvojnásobná absolutní velikost vybíjecího proudu oproti nabíjecímu proudu pro generování signálu o tvaru rovnostranného trojúhelníku. (Rozdíl byl způsoben zaokrouhlením hodnot rezistorů do řady E24. Rezistor R6 je tvořen paralelní dvojicí rezistorů o hodnotách rovných hodnotě rezistoru R5, tj. 4,7 k Ω).

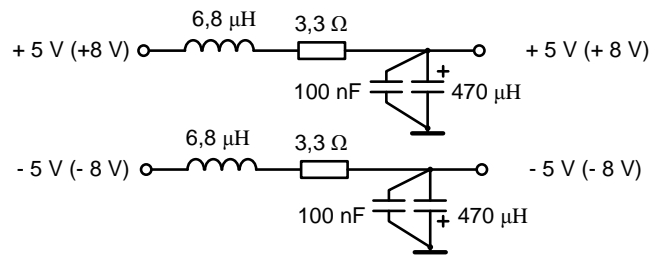
6.1.2 Generátor trojúhelníku

K desce plošných spojů samotného generátoru byla připojena potřebná napájecí napětí a také zdroj nabíjecího a vybíjecího proudu ze zdroje proudů. Výstup generátoru byl připojen k osciloskopu. Generátor pracoval na první pokus. Po změření úrovní generovaného trojúhelníku bylo zjištěno, že spodní hrana průběhu má lehce zápornou úroveň. Bylo nutné tedy doladit minimální napětí (těsně nad 0 V) pomocí zmenšení hodnoty rezistoru R3 připojením paralelního rezistoru 12 k Ω . Minimální napětí průběhu je nyní cca 20 mV. Záporná hodnota by znamenala špatnou funkci zesilovače (sepnutí obou spodních tranzistorů MOSFET v můstku), velká kladná hodnota by naopak způsobovala větší zkreslení zesilovače. Výsledný generovaný průběh je na obr. 48. Linearita průběhu odpovídá předpokladům. Generovaná frekvence je cca 274 kHz, maximální velikost napětí trojúhelníku je dle měření 2,57 V.



Obr. 48: Průběh výstupního napětí generátoru trojúhelníku

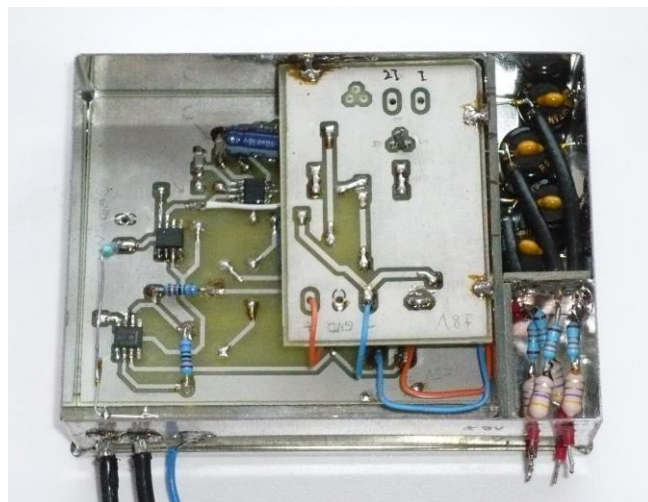
Celý generátor trojúhelníku je tvořen ze samotného generátoru plus ze zdroje proudů (kap. 4.3). Jsou to tedy 2 desky plošných spojů. Jsou umístěny v kovové stínící krabici o rozměrech 92 x 67 x 22 mm. Napájecí napětí (+8, -8, +5, -5 V) jsou přivedena přes filtry složené z elektrolytických kondenzátorů low ESR 470 μ F a max. napětím 16 V a s paralelně připojenými keramickými kondenzátory 100 nF/50 V. V sérii každého napětí je cívka 6,8 μ H s rezistorem 3,3 Ω (pro zmenšení jakosti). Schéma filtru pro napětí 5 V symetrických je identické pro napětí 8 V symetrických, a je uvedeno na obr. 49.



Obr. 49: Napájecí filtr pro generátor trojúhelníku

Vývody trojúhelníkového signálu jsou provedeny 2 stíněnými kabely. Stínění kabelů je připájeno ke kovové krabici generátoru. Na opačných koncích jsou živé vodiče připájeny do dvou DPS zesilovačů (levý a pravý kanál).

Na obr. 50 je výsledný vzhled generátoru trojúhelníku.



Obr. 50: Reálný vzhled generátoru trojúhelníku

6.2 ZÁKLADNÍ ČÁST ZESILOVAČE

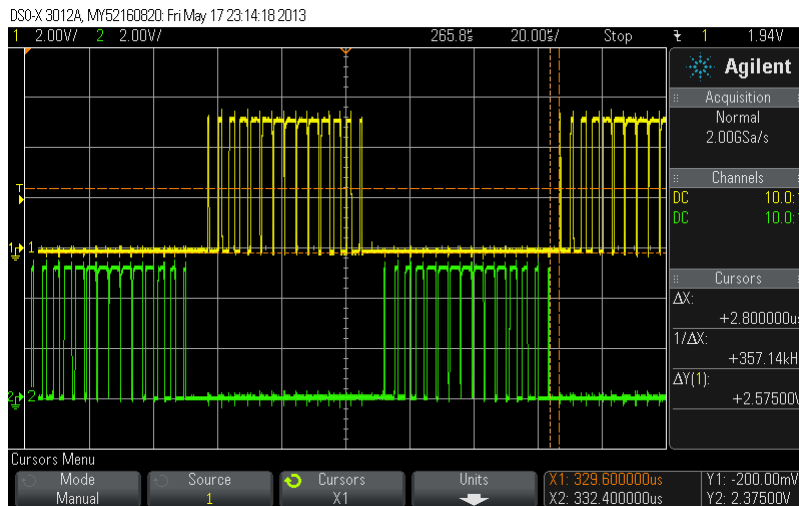
Při ožívání zesilovače nebyl zapojen výkonový zdroj. Připojena byla pouze všechna pomocná napětí z pomocného zdroje a signál z generátoru trojúhelníku. Na vstup zesilovače byl přiveden nízkofrekvenční signál z generátoru o amplitudě $1,34 V_{p-p}$ (maximální) a frekvenci 10 kHz.

Měřením průběhů na řídicích elektrodách spodních tranzistorů MOSFET byl měřen PWM signál, avšak s viditelnými nepřesnostmi. Po zapnutí výkonového zdroje se funkce zesilovače prakticky úplně narušila a výstupní napětí zesilovače vůbec neodpovídalo předpokládanému tvaru (sinus).

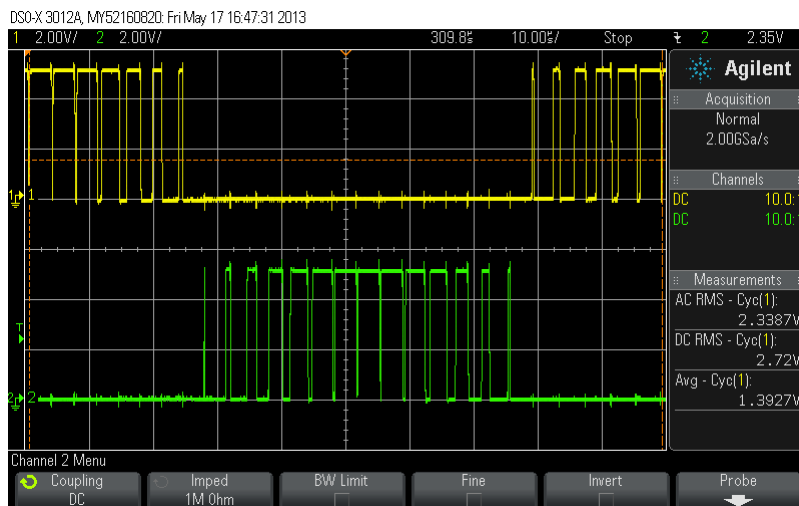
K prvnímu mírnému zlepšení situace se dosáhlo připojením rezistorů o hodnotě cca 600Ω paralelně mezi vývody drain a source všech tranzistorů MOSFET v můstku, které tak odvádí zbytkové náboje na těchto tranzistorech v době, kdy je příslušný tranzistor uzavřen (především u horních tranzistorů v můstku). V následujícím čase, kdy dochází

k rychlému otevření spodních tranzistorů, se bez zmíněných přídavných rezistorů pravděpodobně objevovali velmi krátké a strmé proudové impulzy, způsobující část rušení.

Poté bylo podobně zopakováno měření. Osciloskopem byl zachycen průběh napětí (obr. 51) na řídicích elektrodách výkonových tranzistorů M1 a M2, schéma viz obr.11. Je vidět PWM signál s úrovněmi cca 0 V (zavřený tranzistor) a 5 V (otevřený tranzistor). Byl také zkontrolován dead – time, který je 2,8 μ s (v horším případě na obr. 51).

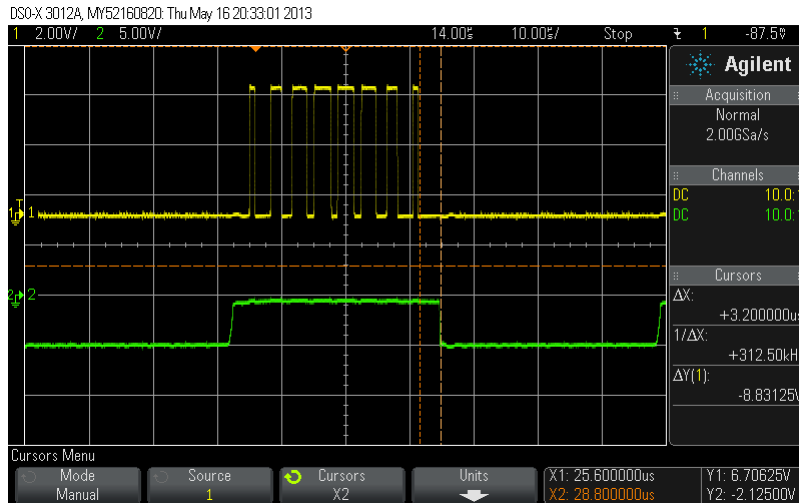


Obr. 51: Reálné průběhy PWM na řídicích elektrodách tranzistorů M1 a M2

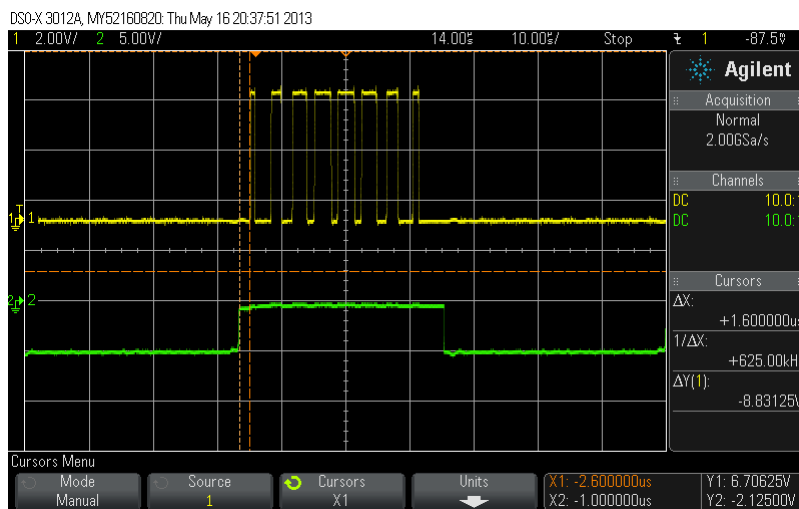


Obr. 52: Detail průběhů napětí na řídicích elektrodách tranzistorů M1 a M2

Na obr. 53 a obr. 54 je průběh napětí mezi vývody gate – source jednotlivých tranzistorů MOSFET (M1 až M4). Na obrázcích je vždy společný průběh aktivní dvojice tranzistorů.

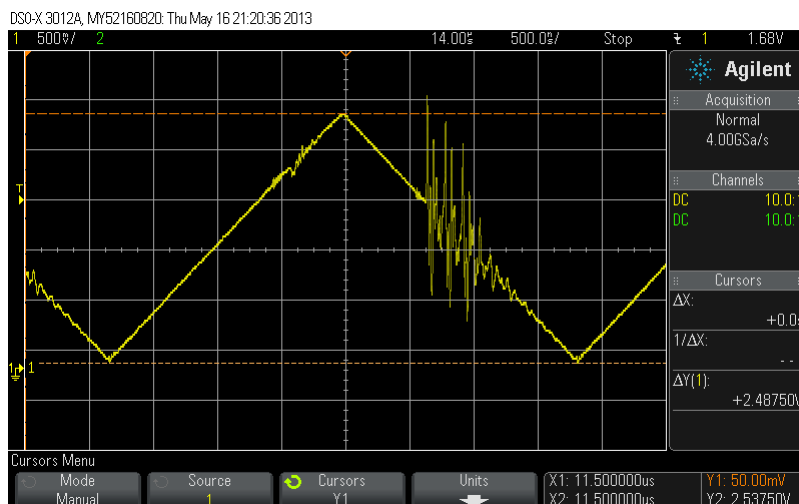


Obr. 53: Průběh napětí na řídicích elektrodách tranzistorů M1 (žlutá) a M3 (zelená)



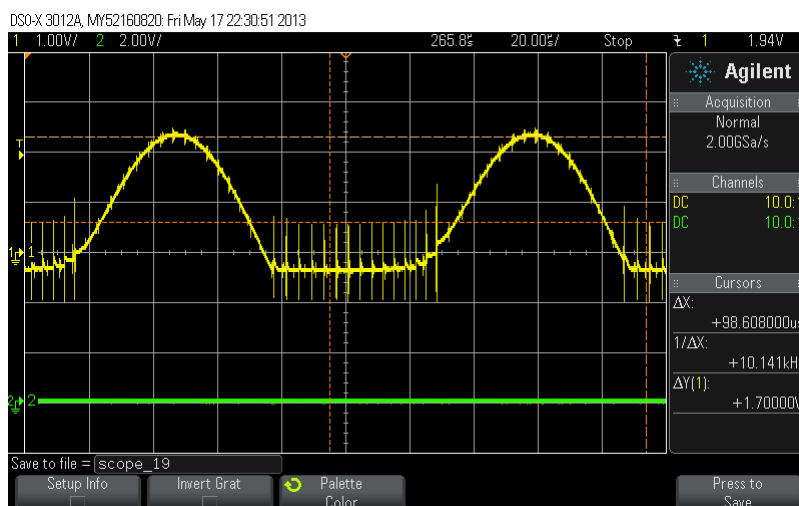
Obr. 54: Průběh napětí na řídicích elektrodách tranzistorů M2 (žlutá) a M4 (zelená)

Bylo zjištěno, že buzení řídicích elektrod tranzistorů M1 a M2 (bez výkonového zdroje) způsobuje mírné rušení trojúhelníkového signálu z generátoru. Byla zapojena zátěž na výstup zesilovače a připojen výkonový zdroj a rušení narostlo opět výrazně více (ale ne tak jak v prvním případě bez přídavných rezistorů). Na obr. 55 je zachycen průběh trojúhelníkového signálu s velkým rušením.



Obr. 55: Průběh rušeného trojúhelníkového signálu

Úzké rušivé impulzy se také objevily v nízkofrekvenčním signálu na vstupech jednotlivých komparátorů. Obr. 56 ukazuje takový průběh napětí na komparátoru U1 (schéma obr. 11).

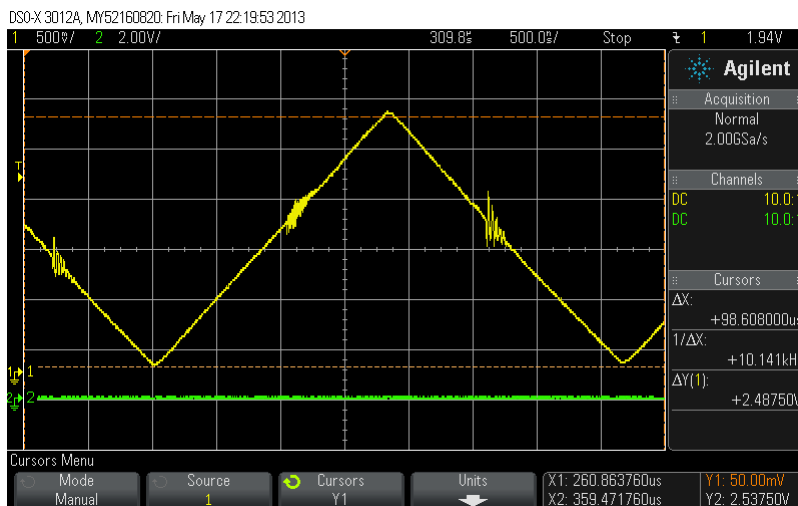


Obr. 56: Rušení v nízkofrekvenčním signálu na vstupu komparátoru U1 (pouze jedna aktivní půlperida)

K dalšímu zlepšení situace pomohlo propojení dvou zemních ploch na DPS zesilovače. V návrhu DPS bylo s tímto propojením počítáno (připájení snímacího rezistoru R18 o hodnotě $0,01 \Omega$ v provedení pro klasickou montáž (schéma na obr. 23) z obou stran DPS). Protože tento rezistor byl vyroben jako součástka pro povrchovou montáž (z mosazné trubičky a odporového drátu), bylo zapomenuto zemní plochy spojit skrz díru kouskem drátu. Zemní plocha na straně bottom neměla v průběhu času vždy zdaleka nulový potenciál. Po této opravě byla provedena ještě úprava zapojení přidáním RC filtrů typu dolní propust těsně před vstupy komparátorů vytvářejících PWM (U1 a U2, obr. 11). Pro nízkofrekvenční signál o hodnotách $R = 1 \text{ k}\Omega$ a $C = 4,7 \text{ nF}$ (zlomový kmitočet je $33,9 \text{ kHz}$), a pro trojúhelníkový signál o hodnotách $R = 1,2 \text{ k}\Omega$ a $C = 10 \text{ pF}$

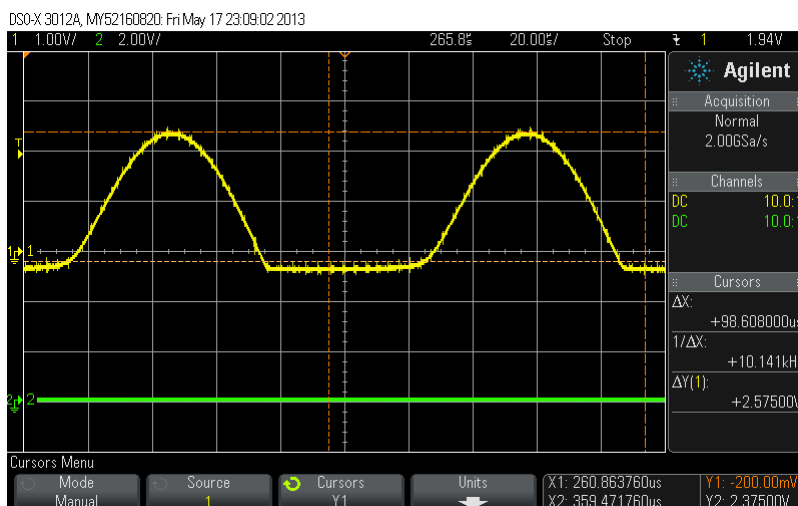
(zlomový kmitočet je 13,2 MHz – potřeba aby byl dostatečně vysoko nad kmitočtem samotného trojúhelníkového průběhu kvůli jeho vyšším harmonickým). Rezistory filtrů (SMD) se umístili do proškrábnutého místa přívodu signálu a kondenzátory mezi přívod a nejbližší zem.

Zlepšení je patrné na obr. 57, kde je zobrazen průběh trojúhelníkového napětí na vstupu komparátoru U1 se zapnutým silovým obvodem.



Obr. 57: Rušení trojúhelníkového signálu na vstupu komparátoru po zlepšení

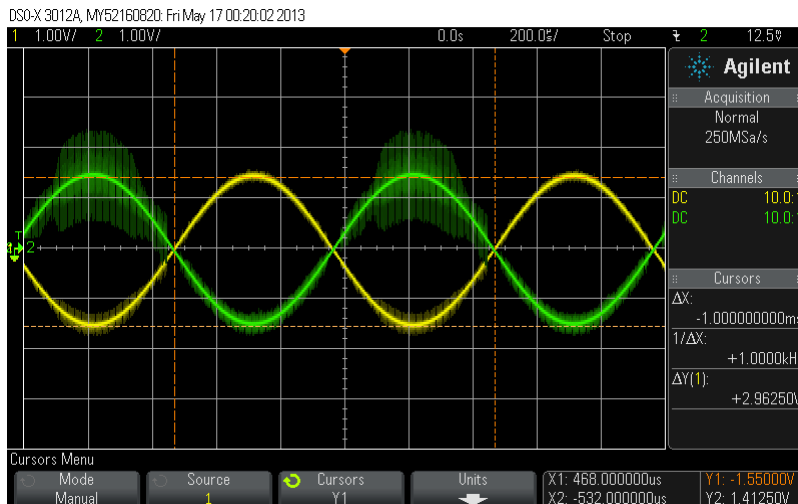
Rovněž se zlepšil průběh nízkofrekvenčních signálu na vstupech komparátorů. Na obr. 58 je signál na vstupu komparátoru U1.



Obr. 58: Zlepšený průběh nízkofrekvenčního signálu na vstupu komparátoru U1

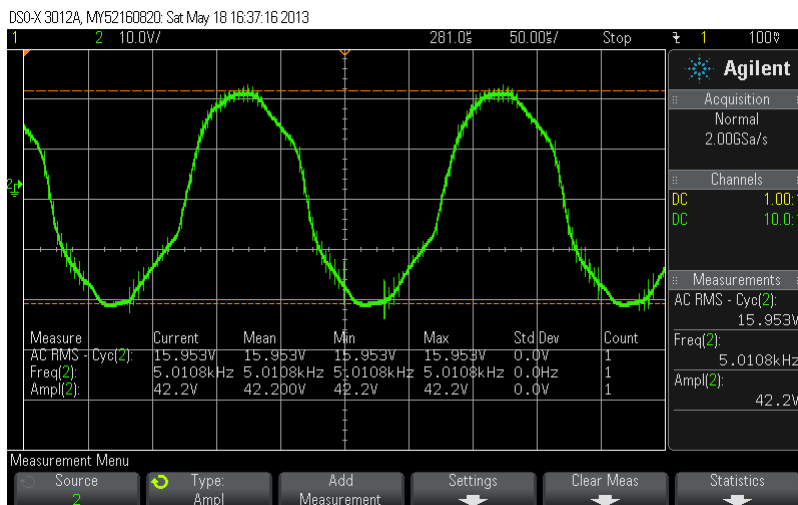
Lze si všimnout, že v neaktivní půlperiodě signálu se rušivé impulzy nedostanou přes hranici 0 V (na což mohl rychlý komparátor v předchozím případě nesprávně reagovat). Je ale jasné, že uvedené změny jen zmírnili problémy a i tak budou dopady na kvalitu výstupního signálu zesilovače značné. Na obr. 59 je zobrazen napěťový

průběh na výstupech neinverujícího zesilovače IC3 (žlutý průběh) a invertujícího zesilovače (zelený průběh) IC4 (schéma obr. 23). Jsou vidět nf průběhy se silným vysokofrekvenčním rušením (frekvence 1 kHz a amplituda 2,5 V_{p-p} – zesílení vstupního předzesilovače s IC5 je o velikosti 3,7).



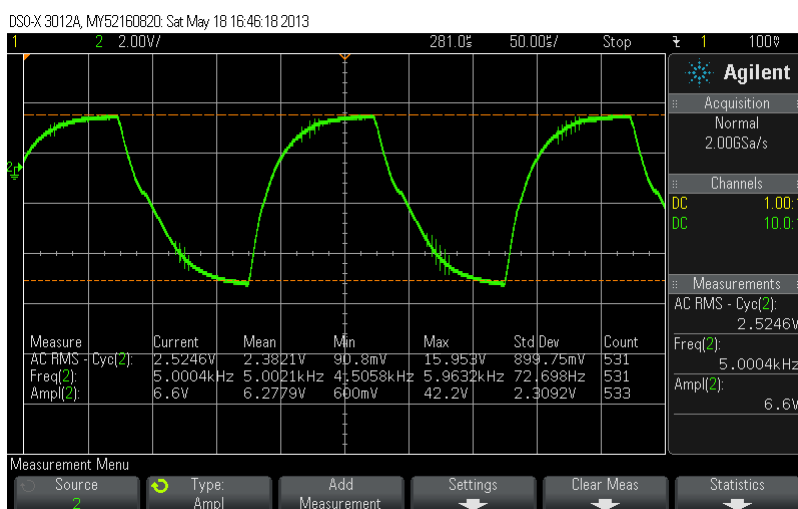
Obr. 59: Průběhy rušených nízkofrekvenčních průběhů na výstupech analog. předzesilovačů

Lze si všimnout, že rušení je větší u průběhu na invertujícím zesilovači. To je možné vysvětlit použitím rezistorů pro klasickou montáž, které určují zesílení invertujícího zesilovače, jelikož mají větší plochu smyčky – navíc skrz celou tloušťku DPS. Toto provedení bylo použito z důvodu přesného nastavení zesílení (tolerance rezistorů 0,1 % není dostupná v provedení SMD). Rovněž další vliv mohou mít delší spoje přivádějící signál k tomuto zesilovači. Vzniklá asymetrie zřejmě způsobuje vznik stejnosměrné složky ve výstupním signálu zesilovače (jiná velikost rušících signálů mezi oběma nízkofrekvenčními průběhy ovlivňuje různě správnost překlápění komparátorů).



Obr. 60: Průběh napětí na zátěži 6Ω při max. výkonu zesilovače

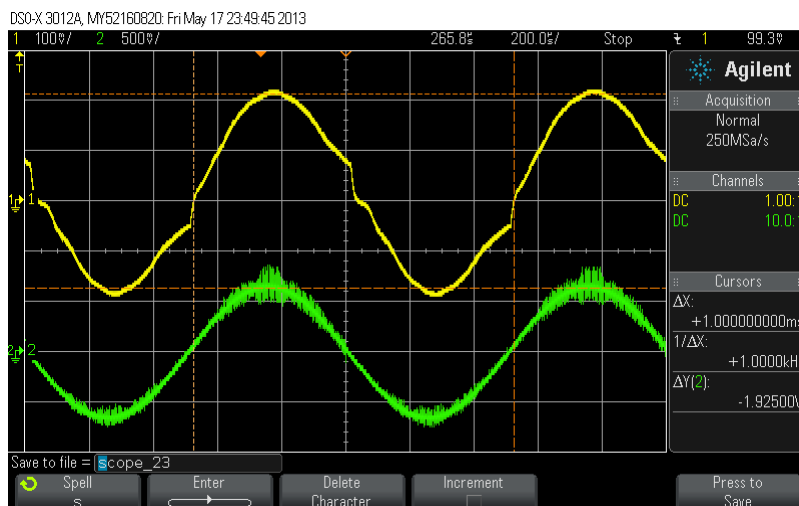
Při plném vybuzení zesilovače ($1,34 V_{p-p}$) a plném napájecím napětí výkonového zdroje (25 V) bylo dosaženo max. napětí na jmenovité zátěži o hodnotě $42,2 V_{p-p}$ nebo $15,95 V_{ef}$. To odpovídá max. dosaženému výkonu zesilovače 42,4 W. Odchylka od požadovaného výkonu je způsobena menší kladnou amplitudou výstupního napětí (obr. 60), která je způsobena pravděpodobně vlivem rušení. Při malém buzení dochází ke zvýšení zkreslení výstupního průběhu. Na obr. 61 je uveden průběh napětí na zátěži 6Ω při buzení zesilovače o velikosti $0,2 V_{p-p}$.



Obr. 61: Velká deformace výstupního napětí zesilovače při malém buzení

Na obr. 62 je zobrazen průběh vstupního napětí zesilovače ($1,3 V_{p-p}$ s frekvencí 1 kHz) – zelený průběh, a taky průběh výstupního proudu zesilovače zátěží 6Ω při napětí výkonového zdroje 13 V – žlutý průběh. Měřeno proudovou sondou $0,1 V/A$. Vstupní signál je vysokofrekvenčně rušený, výstupní signál je díky maximálnímu kmitočtu proudové sondy 50 MHz prakticky bez vysokofrekvenčního rušení. Je na něm ale vidět deformace při průchodu nulou, což způsobuje poměrně dlouhý dead time. Také signál obsahuje stejnosměrnou složku, která je způsobena špatným spínáním tranzistorů (špatnou generací PWM od rušených průběhů, které komparátor porovnává).

Kvůli nedostatku času nebylo odzkoušeno zapojení pro ochranu zesilovače a nebyla zkoušením určena správná velikost vypínacího proudu (podkapitola 4.1.5).



Obr. 62: Vstupní napětí a výstupní proud zesilovače při buzení signálem sinus 1 kHz

6.2.1 Měření amplitudové frekvenční charakteristiky

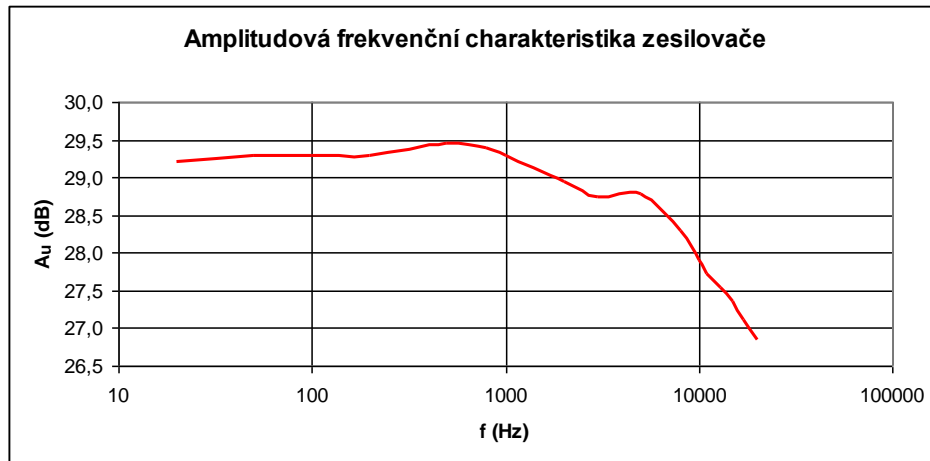
Měření bylo prováděno při napájecím napětí silového obvodu 15 V a odporu zátěže 6 Ω. Velikost buzení byla nastavena na $U_1 = 600 \text{ mV}_{\text{p-p}}$. Jelikož vstupní signály komparátorů (nizkofrekvenční signál i trojúhelník) jsou rušené, je tím ovlivněno i správné překlápění komparátorů – to může mít vliv na měřenou charakteristiku. Měření bylo provedeno pouze u zesilovače pro pravý kanál, protože u zesilovače pro levý kanál došlo během zatěžování zesilovače ke zničení koncových tranzistorů (byl nedostatečný počet náhradních tranzistorů a po objednání nových už nezbyl čas pro další měření). Lze ale předpokládat, že amplitudová charakteristika levého zesilovače bude podobná. Měřené hodnoty jsou v tab. 8. Hodnoty jsou vyneseny do grafu, obr.63.

Tab. 8 Měření amplitudové frekvenční charakteristiky

f (Hz)	U_2 (V _{p-p})	A_u (-)
20	17,3	29,2
50	17,5	29,3
100	17,5	29,3
200	17,5	29,3
500	17,8	29,4
800	17,7	29,4
1000	17,5	29,3
2000	16,8	28,9
3000	16,4	28,7
5000	16,5	28,8
8000	15,6	28,3
10000	14,9	27,9
11000	14,6	27,7
13000	14,3	27,5
15000	14	27,4
17000	13,6	27,1
20000	13,2	26,8

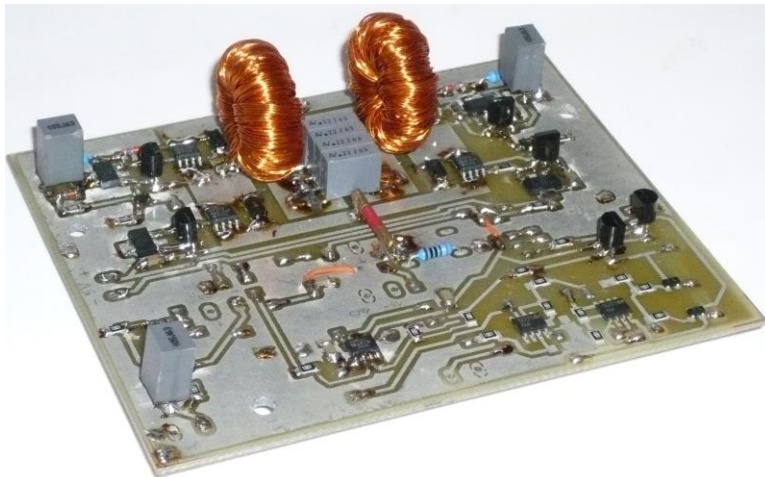
Napětí bylo měřeno pomocí kurzorů na osciloskopu. Příklad výpočtu pro $f = 20$ Hz:

$$A_U = 20 \cdot \log \frac{U_2}{U_1} = 20 \cdot \log \frac{17,3}{0,6} \cong 29,2 \text{ dB}$$



Obr. 63: Amplitudová frekvenční charakteristika zesilovače

Na obr. 64 je vzhled vyrobeného modulu zesilovače pro jeden kanál.



Obr. 64: Pohled na zesilovač jednoho kanálu

6.2.2 Účinnost koncového stupně a celého zařízení

Změřený odběr výkonového obvodu zesilovače (bez buzení zesilovače) je 0,09 A při napětí 25 V (odběr tvoří napájecí zdroje pro budiče horních tranzistorů MOSFET a rezistory paralelně připojené mezi vývody drain a source všech tranzistorů MOSFET). Jelikož kvůli nedostatku času nebyla účinnost zesilovače již změřena, byla alespoň spočítána. Přitom byla odhadnuta výkonová ztráta na jednotlivých prvcích silového

obvodu. Účinnost výkonového zdroje byla změřena (viz podkapitola 6.3.2). Změřený příkon pomocného zdroje je přibližně 4 W (odběr je prakticky konstantní). Změřené a vypočítané hodnoty jsou uvedeny v tab. 9:

Tab. 9: Účinnosti zesilovače, zdrojů a celého zařízení

P₁	P_{OUT}	η_{zes}	η_{zdroje}	η_{celkem}
(W)	(W)	(%)	(%)	(%)
5,05	0	0,0	65	0,0
10,05	5	49,8	70	30,6
15,05	10	66,4	78	47,0
20,05	15	74,8	79	54,8
25,05	20	79,8	78	58,6
35,05	30	85,6	78	63,9
45,05	40	88,8	80	68,6
55,05	50	90,8	82	72,3

kde: P₁ je odhadnutý příkon zesilovače jednoho kanálu, P_{OUT} je výkon zesilovače jednoho kanálu, η_{zes} je teoretická účinnost zesilovače, η_{zdroje} je účinnost výkonového zdroje a η_{celkem} je celková teoretická účinnost celého zařízení (výstupní výkon zesilovače obou kanálů ku příkonu ze sítě).

Při odhadování příkonu zesilovače P₁ byla odhadnuta výkonová ztráta na jednotlivých prvcích výkonového obvodu zesilovače dle tab. 10:

Tab. 10: Odhad výkonových ztrát na jednotlivých částech silového obvodu

Napájení bez buzení	0,09 A*25 V = 2,25 W
Nulové diody	4*0,4 W = 1,6 W
Tranzistory MOSFET	4*0,1 W = 0,4 W
Výstupní cívky	2*0,4 W = 0,8 W
Celkem	5,05 W

Příklad výpočtu pro druhý řádek tab. 9:

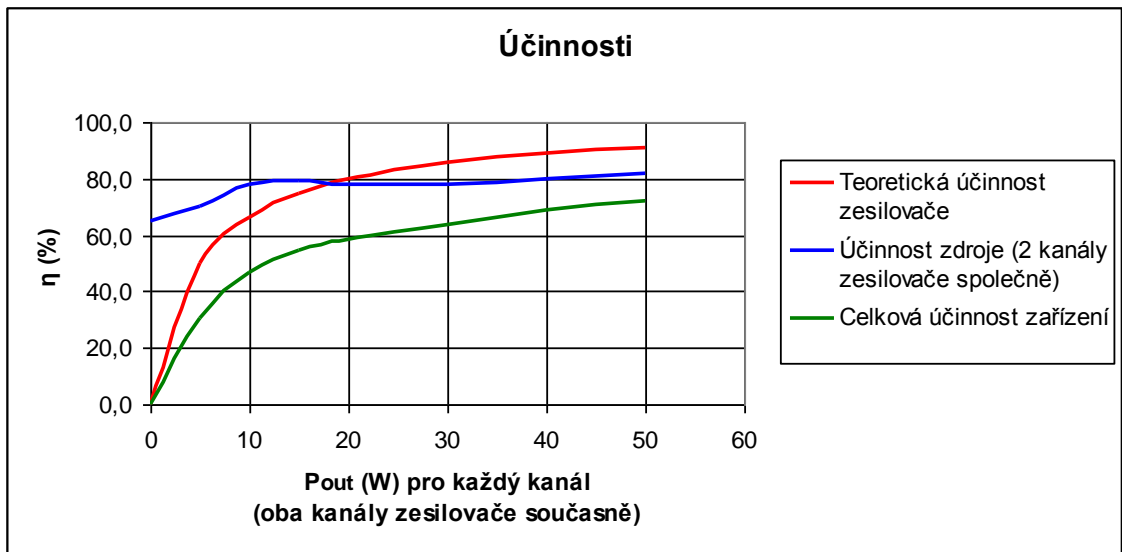
$$P_1 = 5,05 + P_{OUT} = 5,05 + 5 = 10,05 \text{ W},$$

$$\eta_{zes} = \frac{P_{OUT}}{P_1} \cdot 100 = \frac{5}{10,05} \cdot 100 = 49,8 \%,$$

η_{zdroje} je odečtena ze změřeného průběhu účinnosti výkonového zdroje pro hodnoty 2 · P₁ (předpokládá se stejné vybuzení obou zesilovačů)

$$\eta_{celkem} = \frac{2 \cdot P_{OUT}}{\frac{2 \cdot P_1}{\eta_{zdroje}/100} + 4} \cdot 100 = \frac{2 \cdot 5}{\frac{2 \cdot 10,05}{70/100} + 4} \cdot 100 = 30,6 \%$$

Výsledné účinnosti jsou uvedeny ve společném grafu na obr. 65.



Obr. 65: Závislost účinností zesilovače, výkonového zdroje a celého zařízení na výstupním výkonu

6.2.3 Subjektivní hodnocení zvuku

Ke vstupu zesilovače byl připojen zdroj zvuku – výstup zvukové karty notebooku. Na výstup zesilovače byla připojena reprosoustava se jmenovitou impedancí 6Ω . Po spuštění přehrávání hudby formátu MP3 byl kontrolován max. rozkmit signálu na vstupu, který byl regulací hlasitosti upraven tak, aby byl co nejbližší k povolenému max. vstupnímu rozkmitu zesilovače ($1,3 V_{p-p}$). Napájecí napětí výkonového zdroje bylo nastaveno na 15 V.

Zvuk je hodnocen jako velmi nekvalitní v porovnání se zvukem s reprosoustavou a zesilovačem běžných kvalit zakoupených v obchodech. Zvuk je velmi zašuměn, posluchač má pocit, že spolu s hudbou poslouchá silné „chrčení“ nebo „chrastění“. Avšak hudba má pocitově obsaženy všechny složky signálu (basy i výšky). Srozumitelnost hlasu je překvapivě dobrá (posluchač bez problému rozumí zpívanému textu). Při zmenšování hlasitosti (velikosti buzení) se zmenšuje hlasitost hudby, avšak „chrčení“ se při zmenšující se hlasitosti jakoby zmenšuje méně. „Chrastění“ je pak silnější než užitečný zvuk. Celkově je kvalita zvuku produkovaná vytvořeným zesilovačem pro účely domácího poslechu hodnocena jako nedostatečná a zesilovač je prakticky nepoužitelný.

6.3 VÝKONOVÝ ZDROJ

Po výrobě DPS a při osazování součástkami byla provedena mírná úprava zapojení. V části demagnetizačního obvodu byly součástky R11 a C9 nahrazeny sériově zapojenými transily 68 V s impulzním výkonem 600 W. Tato změna nemusí být nutně provedena v návrhu DPS. Výhodou úpravy je přesněji definovaná úroveň max. blokovacího napětí na tranzistoru Q1.

Velikost rezistoru zpětné vazby R9 (obr. 39) byla zvolena 27 k Ω pro jmenovité napětí

na výstupu cca 24 V [2]. Podle simulace „transformátoru“ (obr. 41) je špičkový proud primáru 2A. Řídicí obvod reaguje (vypíná primár) při napětí 1 V na rezistoru R6 (schéma obr. 39) [2]. Dle Ohmova zákona má být jeho velikost 0,5 Ω . Velikost odporu je ale možné mírně zmenšit, byla zvolena hodnota 0,33 Ω .

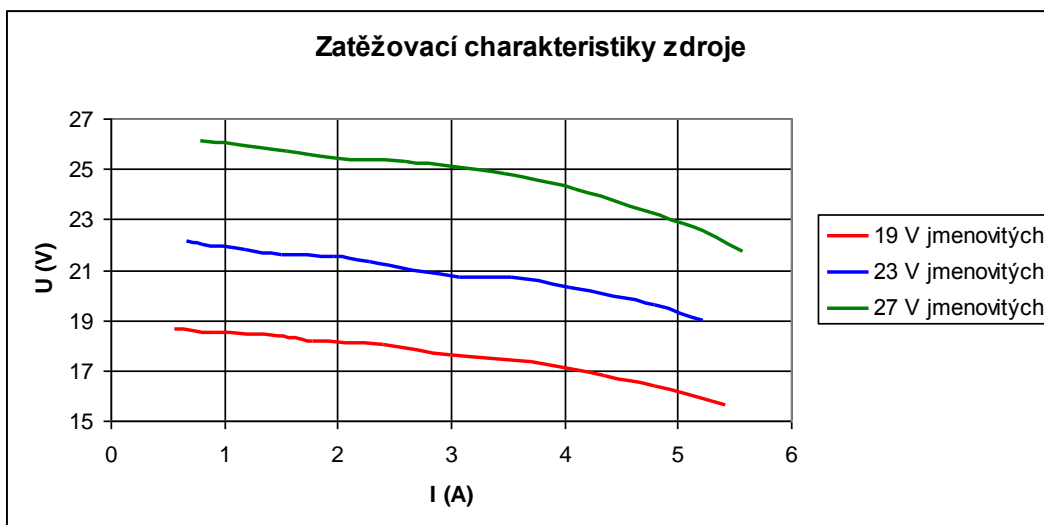
K výstupu zdroje byl připojen výkonový zatěžovací rezistor spolu s voltmetrem. Zdroj byl připojen do sítě přes ochrannou žárovku 230 V/300 W. Zdroj fungoval na první pokus. Tak proběhlo oživení. Měření zatěžovacích charakteristik probíhalo pak s přímým připojením na síť 230 V/50 Hz.

6.3.1 Měření zatěžovací charakteristiky

K výstupu výkonového zdroje byla připojena proměnná zátěž (reostat) s voltmetrem a ampérmetrem. V tab. 9 jsou uvedeny naměřené hodnoty. Na obr. 62 jsou hodnoty vyneseny do grafu.

Tab. 11 Zatěžovací charakteristiky výkonového zdroje

19 V jmenovitých		23 V jmenovitých		27 V jmenovitých	
U	I	U	I	U	I
(V)	(A)	(V)	(A)	(V)	(A)
18,6	0,57	22,1	0,67	26,1	0,79
18,5	0,91	22	0,8	26	1,09
18,35	1,47	21,8	1,19	25,7	1,56
18,15	1,78	21,6	1,5	25,4	1,98
18	2,4	21,5	1,97	25,3	2,6
17,6	3	21,3	2,29	24,8	3,47
17,3	3,72	20,7	3,07	24,2	4,1
16,8	4,36	20,7	3,54	22,8	5,05
16,4	4,8	20,3	4,05	21,7	5,57
15,6	5,42	19,6	4,8		
		19	5,23		



Obr. 66: Zatěžovací charakteristiky výkonového zdroje

Je vidět, že zdroj není příliš tvrdý. Sériový odpor, který je v cestě silového sekundárního proudu (vinutí, dynamický odpor diody, tlumivka...) se tedy podílí na celkovém sériovém odporu zdroje napětí. Maximální měřený výkon je 120,8 W.

Poměrně velký vnitřní odpor zdroje by mohl být zmenšen tím, že by se obvod zpětné vazby vytvořil na výkonovém sekundáru, nikoliv na pomocném. Zpětná vazba by pak reagovala na skutečné výstupní napětí zdroje. V datasheetu řídicího obvodu UC3842 [2] je ale v doporučeném zapojení zpětná vazba provedena na sekundáru pomocného vinutí a takto byl také zdroj navržen (v tomto případě nemusí být použit oddělovací optočlen).

Jestliže bude používán zdroj k napájení obou zesilovačů (2 x 50 W) je nutné pro dosažení max. výkonů připojit velkou filtrační kapacitu (min. o velikosti desítek mF). V amplitudě totiž oba zesilovače odebírají teoreticky až 8,16 A (špičkový výkon je 200 W, střední výkon je 100 W).

Napětí přibližně 14 V jmenovitých je zároveň nejmenším možným napětím zdroje, jelikož je z pomocného sekundárního vinutí napájen i řídicí obvod. Ten má minimální pracovní napětí 10 V [2]. Při menším požadovaném výstupním napětí se zdroj střídavě zapínal a vypínal – pomocné napětí bylo příliš malé. Pro nastavení napětí byl do desky dodatečně přidán odporový trimr 25 kΩ v sérii s rezistorem 8,2 kΩ. Vhodná velikost napětí se nastaví podle zvolené zátěže zesilovače (a i podle max. požadovaného výkonu na zátěži).

Při stavu naprázdno se výstupní napětí zdroje zvýší až o několik V. Je tedy vhodné k výstupu trvale připojit malou zátěž (rezistor) i za cenu malého snížení účinnosti. Jistým zlepšením spínaného zdroje by byla také aktivní korekce účinnosti λ . Místo něj je použit alespoň pasivní filtr typu dolní propust v napájení, který celkový účinník zvýší jen mírně.

6.3.2 Měření účinnosti a zvlnění výstupního napětí výkonového zdroje

Výpočtem z měřených hodnot byla určena účinnost zdroje. Pomocí osciloskopu a proudové sondy byla měřena střední hodnota proudu za diodovým usměrňovačem (stejněsměrná, jelikož osciloskop neuměl u střídavého průběhu tuto hodnotu určit). Jako velikost napájecího napětí zdroje pro výpočet účinnosti byla zvolena pevná hodnota 316 V. Maximální napětí sítě v době měření této hodnotě odpovídalo. Jelikož součástí zdroje je i usměrňovač a rezistor R13 (omezuje nárazový proud při zapnutí) a jelikož na těchto prvcích také vzniká výkonová ztráta, tak bylo rozhodnuto, že pro výpočet nebude použito středního napětí na sběracím kondenzátoru (pro úplnost jsou ale tyto hodnoty také uvedeny v tabulce měření).

Tab. 12 Měření účinnosti výkonového zdroje

U_{C1}	I₁	U₂	I₂	P₂	η
(V)	(A)	(V)	(A)	(W)	(-)
308	0,0693	22,1	0,67	14,8	67,6
306	0,08	22	0,8	17,6	69,6
305	0,117	21,8	1,19	25,9	70,2
296	0,131	21,6	1,5	32,4	78,3
298	0,168	21,5	1,97	42,4	79,8
300	0,198	21,3	2,29	48,8	78,0
302	0,259	20,7	3,07	63,5	77,6
303	0,296	20,7	3,54	73,3	78,3
305	0,336	20,3	4,05	82,2	77,4
306	0,367	19,6	4,8	94,1	81,1
308	0,382	19	5,23	99,4	82,3

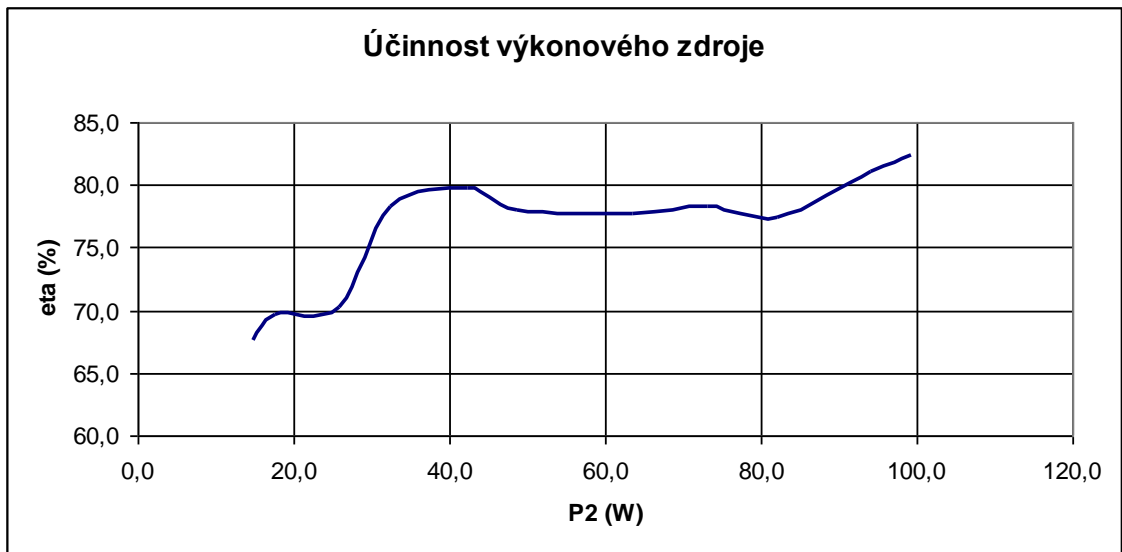
Kde U_{C1} je napětí na sběracím kondenzátoru C1, I_1 je střední hodnota napájecího proudu zdroje, U_2 je výstupní napětí zdroje, I_2 je výstupní proud zdroje, P_2 je výstupní výkon zdroje a η je účinnost zdroje.

Příklad výpočtu pro první řádek tab. 12:

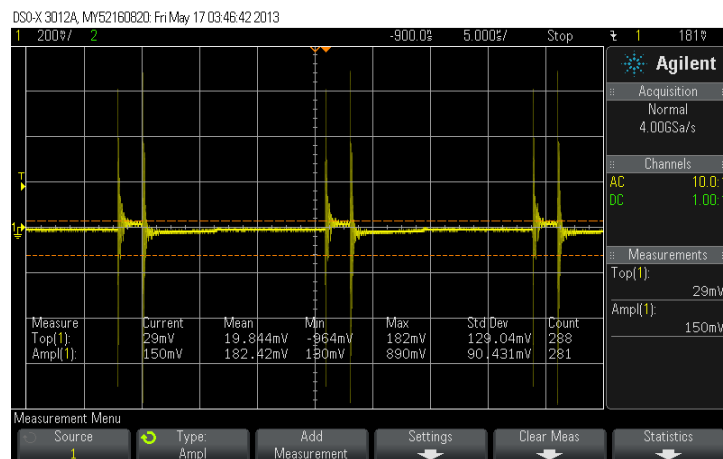
$$P_2 = U_2 \cdot I_2 = 22,1 \cdot 0,67 = 14,8$$

$$\eta = \frac{P_2}{U_{1, stř} \cdot I_{1, stř}} \cdot 100 = \frac{14,8}{316 \cdot 0,0693} \cdot 100 = 67,6\%$$

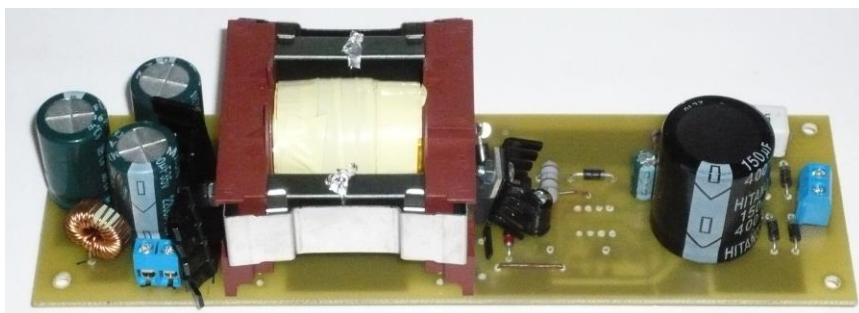
Průběh zvlnění výstupního napětí ukazuje obr. 68. Velmi krátké pulzy mají amplitudu až 700 mV, amplituda zákmitů má velikost cca 150 mV. Měřeno při napětí 20,7 V a proudu 3,1 A. Pro napájení audio zesilovače by bylo vhodnější, aby zvlnění výkonového zdroje bylo menší, navíc výkonový zdroj je zdrojem dalšího přidavného rušení vyrobených modulů zesilovače.



Obr. 67: Závislost účinnosti výkonového zdroje na jeho výkonu



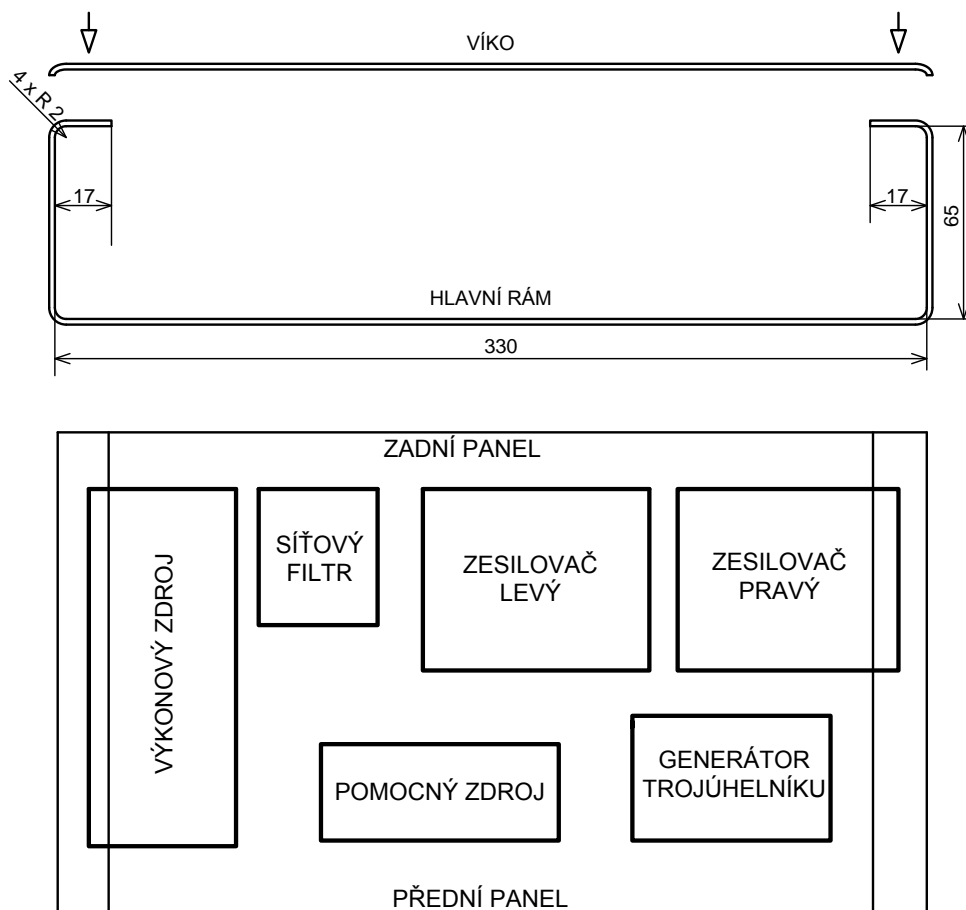
Obr. 68: Zvlnění výstupního napětí výkonového zdroje



Obr. 69: Pohled na hotový výkonový zdroj

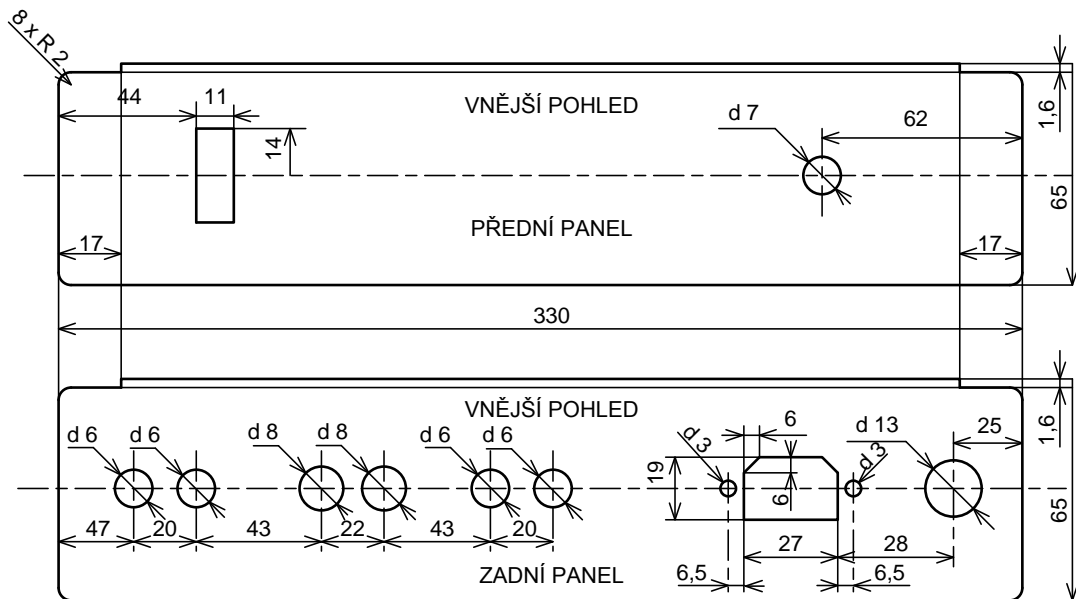
7 MECHANICKÁ ČÁST

Všechny části (2 ks zesilovače, pomocný zdroj, výkonový zdroj a generátor trojúhelníku – zabudovaný v kovové krabičce spolu se zdrojem proudů, a také síťový filtr) jsou umístěny do kovové skříně z duralu o celkových vnitřních rozměrech 330 x 230 x 65 (mm). Návrh hlavní části skříně z pohledu nárys a rozmístění jmenovaných komponent v pohledu půdorys jsou na obr. 70.



Obr. 70: Nárys kovové skříně a rozmístění komponent ve skříně v pohledu půdorys

Návrh předního a zadního panelu s vyvrtanými a vyfrézovanými otvory je uveden na obr. 71.



Obr. 71: Nákres předního a zadního panelu

Všechny komponenty jsou připevněny ke skříni pomocí distančních sloupků šroub - matice s rozměry M3x10 s výjimkou generátoru trojúhelníku. Ten je přilepen oboustranně lepící páskou přes izolační desku (kuprextit) na dno skříně. Přední a zadní panel jsou k hlavnímu rámu přišroubovány pomocí L-profilů vhodných délek (svislé na bocích a vodorovné na spodní straně a na víku), které tak tvoří spojovací mezikus. Profily jsou k hlavnímu rámu přinýtovány. Vnější povrch skříně je nastříkán akrylátovým lakem šedé barvy. Celkový vzhled kovové skříně s instalovanou elektronikou je na obr.72.



Obr. 72: Pohled na hotový zesilovač

8 ZÁVĚR

V úvodu této práce jsou poznamenány výhody zesilovačů v třídě D, kvůli kterým vlastně tyto zesilovače začali vznikat. Jedná se hlavně o vysokou energetickou účinnost, která je v dnešní době silným parametrem při hodnocení kvalit zařízení.

Je zde rozebrán princip funkce zesilovače v třídě D a jeho nejčastěji používaných hlavních funkčních celků – modulátorů. Vysvětlen je princip základních typů modulátorů, které se v drtivé většině případů používají. Také nechybí stručný popis zapojení výkonových obvodů, které jsou řízeny modulátory, a které dodávají do zátěže – reproduktoru potřebný výkon.

Dále je pak uveden soupis vybraných integrovaných zesilovačů pracujících ve třídě D, vyráběných světovými výrobci elektronických součástek.

Ze soupisu je možné říci krátký závěr: Integrované zesilovače pracující ve třídě D dosahují běžně maximální účinnosti kolem 85 % a jejich výkon je v rozmezí od asi 1 W do několika desítek W. Pokud je zapotřebí zesilovač s výkonem větším jak cca 50 W, najdeme v této skupině jen málo integrovaných obvodů. Je pak tedy často nezbytné zesilovač postavit pomocí oddělených řídicích a výkonových obvodů (tzv. obvodů power stage, viz [1] - výkonový obvod s tranzistorem MOSFET i s budičem tranzistorů) nebo zesilovač postavit na základě diskretních součástek.

Druhá pomyslná část práce je konstrukční, zabývá se návrhem zapojení zesilovače ve třídě D pro ozvučení místnosti. Zesilovač je dvoukanálový, s přibližným výkonem 2 x 50 W. Navrhované zapojení je rozděleno na 3 části (základ zesilovače, generátor trojúhelníku – potřebný je pro funkci zesilovače, a zdroj proudů pro generátor). Tato zapojení byla navržena pokaždé zvlášť. Každé ze zapojení bylo simulováno v programu PSpice. Po ověření funkce obvodu a po jeho vyladění (spolu s vyladěním hodnot součástek) byla ke každému zapojení navržena deska plošných spojů. Byly také navrženy potřebné napájecí zdroje, jak pro pomocná napětí (pro funkci slaboproudých obvodů) tak i pro výkonovou část, nechybí návrh desek plošných spojů pro tyto zdroje.

Navržené obvody byly postupně vyrobeny a oživeny. Zdroj proudů pro generátor trojúhelníku pracuje dobře i spolu s generátorem trojúhelníku. Generátor na svém výstupu vytváří kvalitní trojúhelníkový signál s frekvencí 274 kHz. Rovněž je funkční pomocný napájecí zdroj, který tyto obvody napájí i s moduly zesilovačů pro levý a pravý kanál. S oživováním modulů zesilovačů byly problémy kvůli silnému rušení trojúhelníkového průběhu, nízkofrekvenčního signálu a ostatních signálů. To bylo hlavní příčinou, proč vytvořené zesilovače jsou nakonec jen principiálně funkční, a prakticky nevyužitelné. Kvalita zvuku, kterou vytváří reprosoustava napájená vytvořeným zesilovačem je totiž nedostatečná. Navíc je pro napájenou reprosoustavu nebezpečná stejnosměrná složka, která je přítomna ve výstupním signálu zesilovače. Důvody, které způsobují rušení, jsou převážně v nedostatečném návrhu DPS pro moduly zesilovačů (hlavní roli sehrálo nejspíš nedostatečně provedené zemnění a také parazitní vlastnosti součástek a vodivých spojů působících vzájemně na sebe).

Snaha uvést zesilovače do provozuschopného stavu způsobila, že zbylo málo času na provedení některých měření, jako je např. měření lineárního a nelineárního zkreslení, vzájemné působení obou modulů zesilovačů na sebe, měření účinnosti modulu zesilovače (bylo spočítáno alespoň teoreticky).

Výkonový napájecí spínaný zdroj byl úspěšně vytvořen. Jeho parametry jsou přijatelné. Mezi jeho výhody patří dosažení dobré účinnosti (až 82 %) a relativně malé hmotnosti spolu s malými rozměry. Mezi nevýhody lze zase přiřadit nepříliš široký rozsah výstupního napětí, respektive jeho minimální hodnoty, která je cca 14 V. (maximální napětí dosahuje asi 26 V) a také zvlnění výstupního napětí, které dosahuje amplitud až ve stovkách mV.

Všechny vyrobené části jsou umístěny v kovové skříni, která tvoří kompaktní celek. Obsahuje čelní panel s regulací hlasitosti a vypínačem, na zadní straně jsou vytvořena připojení k reproduktorům (šroubové svorky), k budicímu zdroji (konektory Cinch), k napájení napětím 230 V (Euro zásuvka, napájení přes EMI filtr uvnitř skříně) a nechybí pouzdro na pojistku.

Cílem diplomové práce bylo hlavně pracovat s celou problematikou návrhu zesilovačů ve třídě D, což bylo plněno. Při praktičtějším (a asi i jednodušším) postupu by se dalo použít specializovaných obvodů, které by návrhy zjednodušili. Výsledkem by bylo nejspíš i zařízení s lepšími parametry, ale konstruktér by měl menší možnosti jak zasahovat do všech částí obvodů.

LITERATURA

- [1] ŠTÁL, P. *Výkonové audio zesilovače pracující ve třídě D*. Praha: Vydavatelství BEN, 2008. 200 s. ISBN 978-80-7300-230-5.
- [2] ALLDATASHEET, *Datasheety elektronických součástek* [online]. [cit. 25. 4. 2012 – 29. 4.2012]. Dostupný z WWW: < <http://www.alldatasheet.com/> >.
- [3] DOUGLAS, D. *Audio Power Amplifier Design Handbook*. New York: Newnes - ELSEVIER, 2006.
- [4] TEXAS INSTRUMENTS, *Výrobce elektronických součástek*. [online]. [cit. 28. 4. 2012]. Dostupný z WWW: < <http://www.ti.com/ww/en/home/lowhead/> >.
- [5] STMICROELECTRONICS, *Výrobce elektronických součástek*. [online]. [cit. 28. 4. 2012]. Dostupný z WWW: < <http://www.st.com/internet/com/home/home.jsp> >.
- [6] MAXIM, *Výrobce elektronických součástek*. [online]. [cit. 28. 4. 2012]. Dostupný z WWW: < <http://www.maxim-ic.com/> >.
- [7] NATIONAL SEMICONDUCTOR, *Výrobce elektronických součástek*. [online]. [cit. 29. 4. 2012]. Dostupný z WWW: < <http://www.national.com/> >.
- [8] ANALOG DEVICES, *Výrobce elektronických součástek*. [online]. [cit. 29. 4. 2012]. Dostupný z WWW: < <http://www.analog.com/en/index.html> >.
- [9] TME ELECTRONIC COMPONENTS, *Prodejce elektronických součástek*. [online]. [cit. 24.11.2012]. Dostupný z WWW: < <http://www.tme.eu/cz/> >.
- [10] GM ELECTRONIC, *Prodejce elektronických součástek*. [online]. [cit. 25.11.2012]. Dostupný z WWW: < <http://www.gme.cz/cz/> >.
- [11] GES ELECTRONICS, *Prodejce elektronických součástek*. [online]. [cit. 25.11.2012]. Dostupný z WWW: < <http://www.ges.cz/cz/> >.
- [12] FILTER FREE 2010, *Výrobce návrhových programů*. [online]. [cit. 20.9.2012]. Dostupný z WWW: < <http://www.nuhertz.com/> >.
- [13] BROWN, M. *Power supply cookbook*. Boston: Vydavatelství Newnes, 2001. 795 s. ISBN 0-7506-7329-X.
- [14] PUNČOCHÁŘ, J. *Operační zesilovače v elektronice*. Praha: Vydavatelství BEN, 2005. 496 s. ISBN 80-7300-059-8.
- [15] PAPICA, P. *Step by step design tutorial of fixed-frequency adapter*. [online]. Místo publikování: VUT v Brně, 21.11.2012 [cit. 16.3.2013]. Dostupný z WWW: <http://www.urel.feec.vutbr.cz/web_documents/seminare/2011/Brno_Flyback_design_rev_1.pdf>.
- [16] LINEAR TECHNOLOGY [Výrobce software], *LTspice*, [online]. [cit. 15.3.2013]. Dostupný z WWW: <<http://www.linear.com/designtools/software/>>.
- [17] PATOČKA, M. *Výkonová elektronika BVEL*. Brno: Skriptum FEKT VUT v Brně, 2010. 140s.

SEZNAM PŘÍLOH

A	SEZNAMY SOUČÁSTEK	84
A.1	Zesilovač	84
A.2	Generátor	86
A.3	Zdroj proudů	86
A.4	Výkonový zdroj	87
A.5	Pomocný zdroj	88

A SEZNAMY SOUČÁSTEK

A.1 Zesilovač

Označení	Hodnota	Pouzdro / popis
1N1	BAT42 SMD	MINIMELF
1N2	BAT42 SMD	MINIMELF
1N3	BAT42 SMD	MINIMELF
1N4	BAT42 SMD	MINIMELF
1N5	BAT42 SMD	MINIMELF
C1	10 uF/25 V	C050-055X075
C2	220 nF/63 V	C-EU050-035X075
C3	220 nF/63 V	C-EU050-035X075
C4	220 nF/63 V	C-EU050-035X075
C5	220 nF/63 V	C-EU050-035X075
C6	220 nF/63 V	C-EU050-035X075
C7	220 nF/63 V	C-EU050-035X075
C8	1 uF/63 V	C050-035X075
C9	1 uF/63 V	C050-035X075
C10	3,3 nF/50 V	SMD 1206
C11	100 nF/50 V	SMD 1206
C12	100 nF/50 V	SMD 1206
C13	100 nF/50 V	SMD 1206
C14	100 nF/50 V	SMD 1206
C15	100 nF/50 V	SMD 1206
C16	100 nF/50 V	SMD 1206
C17	100 nF/50 V	SMD 1206
C18	100 nF/50 V	SMD 1206
D1	SS34A SMD	SMA
D2	SS34A SMD	SMA
D3	SS34A SMD	SMA
D4	SS34A SMD	SMA
IC1	AD8561	SO-8
IC2	AD8561	SO-8
IC3	OP27D	SO-8
IC4	OP27D	SO-8
IC5	OP27D	SO-8
IC6	AD8561	SO-8
IC7	OP07CR	SO-8
IC8	LM2904D	SO-8
L1	15 uH	Jádro T-80-2
L2	15 uH	Jádro T-80-2
R1	1 k Ω	0207
R2	1 k Ω	0207
R3	100 k Ω	SMD 1206
R4	1 k Ω	SMD 1206

R5	1 kΩ	SMD 1206
R6	2,7 kΩ	SMD 1206
R7	1 kΩ	SMD 1206
R8	1 kΩ	SMD 1206
R9	1 kΩ	SMD 1206
R10	1 kΩ	SMD 1206
R11	1 kΩ	SMD 1206
R12	1 MΩ	SMD 1206
R13	1 kΩ	SMD 1206
R14	1,8 Ω	SMD 1206
R15	1,8 Ω	SMD 1206
R16	1,8 Ω	SMD 1206
R17	1,8 Ω	SMD 1206
R18	0,01 Ω	0207
R19	10 k Ω	SMD 1206
R20	560 Ω	SMD 1206
R21	560 Ω	SMD 1206
R22	4,7 kΩ	SMD 1206
R23	4,7 kΩ	SMD 1206
R24	750 Ω	0207
R25	750 Ω	0207
R26	4,7 kΩ	SMD 1206
R27	100 Ω	SMD 1206
R28	1 kΩ	SMD 1206
R29	22 kΩ	SMD 1206
R30	4,7 kΩ	SMD 1206
R31	330 Ω	SMD 1206
R32	1 kΩ	SMD 1206
R33	1 kΩ	SMD 1206
R34	1 kΩ	SMD 1206
T1	BC337-16	TO-92
T2	BC337-16	TO-92
T3	BC327-25	TO-92
T4	BC327-25	TO-92
T5	BC327-25	TO-92
T6	BC327-25	TO-92
T7	BC847	SOT-23
T8	BC847	SOT-23
T9	BC847	SOT-23
T10	BC847	SOT-23
U\$1	IRF7469	SO-8
U\$2	IRF7469	SO-8
U\$3	IRF7469	SO-8
U\$4	IRF7469	SO-8
U\$5	BDP949	SOT-223
U\$6	BDP949	SOT-223
U\$7	BDP949	SOT-223
U\$8	BDP949	SOT-223
U\$9	8,2 V/0,5W	MINIMELF
U\$10	8,2 V/0,5W	MINIMELF

X1	AUDIO	svorka wago-508
X2	Trojuhelnik	svorka wago-508
X3	REPRO	svorka wago-508
X4	RESET	svorka wago-508
X5	+5V	svorka wago-508
X6	+8V	svorka wago-508
X7	GND-2V	svorka wago-508

A.2 Generátor

Označení	Typ	Pouzdro
1N1	BAT42 SMD	MINIMELF
1N2	BAT42 SMD	MINIMELF
C1	1 nF NPO	SMD 1210
C2	100 pF	SMD 1206
C3	C-EUC1206	SMD 1206
C4	C-EUC1206	SMD 1206
C5	C-EUC1206	SMD 1206
C6	C-EUC1206	SMD 1206
IC1	AD8561	SO-8
IC2	AD8033	SO-8
IC3	OP07CR	SO-8
IC4	OP07CR	SO-8
Q1	IRLML2402	MICRO3
R1	47 Ω	SMD 1206
R2	1 k Ω	0207
R3	990 Ω	0207
R4	2,2 k Ω	SMD 1206
R5	470 Ω	SMD 1206
R6	2,2 k Ω	0207
R7	2,2 Ω	0207
T1	BCX70SMD	SOT-23
T2	BC857A	SOT-23
VR1	TL431CLP	TO-92
X1	I,GND,2I	svorka wago-508, 3 póly
X2	TROJUHELNIK	svorka wago-508, 2 póly
X3	+5V	svorka wago-508, 2 póly

A.3 Zdroj proudů

Označení	Typ	Pouzdro
IC1	OP275	SO-8
IC2	OP07CR	SO-8
IC3	OP07CR	SO-8
Q1	BSS123	SOT-23

Q2	BSS123	SOT-23
Q3	J310	TO-92
Q4	J177	TO-92
R1	1 k Ω	SMD 1206
R2	2,5 k Ω	SMD 1206
R3	2,7 k Ω	SMD 1206
R4	2,7 k Ω	SMD 1206
R5	2,7 k Ω	SMD 1206
R6	2,7 k Ω	SMD 1206
R7	2,7 k Ω	SMD 1206
VR1	TL431CLP	TO-92
X1	W237-02P	svorka wago-508
X2	W237-3E	svorka wago-508

A.4 Výkonový zdroj

Označení	Typ	Pouzdro
IC1	UC3842	DIL-8
D1 - D4	1N4007	DO-41
D5	18 V/0,5 W	DO-35
D6 - D8	HER108	DO-41
D10	BYW80-200	TO-220-2
Q1	SPP20N60C3	TO-220
R1	220 k Ω /2 W	0411
R2	10 k Ω	SMD 1206
R3	100 k Ω	SMD 1206
R4	4,7 k Ω	SMD 1206
R5	1 k Ω	SMD 1206
R6	0,56 Ω	0207
R7	10 Ω	SMD 1206
R8	10 k Ω	SMD 1206
R9	22 k Ω	0207
R10	270 Ω /2 W	0411
R13	4,7 Ω /5 W	keramické
C1	150 uF/400 V	25x35 mm
C2	2,2 mF/35 V	16x30 mm
C3	100 uF/35 V	10x5 mm
C4	3,3 nF	SMD 1206
C5	100 nF	SMD 1206
C6	100 pF	SMD 1206
C7	470 pF	SMD 1206
C8	47 uF/35 V	5x10mm
C11	2,2 mF/35 V	30x16 mm
C12	2,2 mF/35 V	30x16 mm

A.5 Pomocný zdroj

Označení	Typ	Pouzdro
TR1	2x9 V; 3,2 VA	Jádro EI 30/18
D1	BAT42 SMD	MINIMELF
D2	BAT42 SMD	MINIMELF
D3	BAT42 SMD	MINIMELF
D4	BAT42 SMD	MINIMELF
C1	470 uF/35 V	RM 5
C2	470 uF/35 V	RM 5
C3	2,2 uF/35 V	SMD B, tantal
C4	2,2 uF/35 V	SMD B, tantal
C5	1 uF/25 V	SMD A, tantal
C6	1 uF/25 V	SMD A, tantal
C7	330 nF/50 V	SMD 1206, ker.
C8	100 nF/50 V	SMD 1206, ker.
C9	330 nF/50 V	SMD 1206, ker.
C10	100 nF/50 V	SMD 1206, ker.
C11	1 uF/25 V	SMD A, tantal
C12	100 nF/50 V	SMD 1206, ker.
IC1	7808	TO-220
IC2	7805	TO-220
IC3	7908	TO-220
IC4	7905	TO-220
D5	BAT43 SMD	MINIMELF
D6	1N4148 SMD	MINIMELF
D7	1N4148 SMD	MINIMELF