



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ**

ÚSTAV MIKROELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF MICROELECTRONICS

AUTOMOBILOVÝ AUDIOZESILOVAČ

CAR AUDIO AMPLIFIER

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

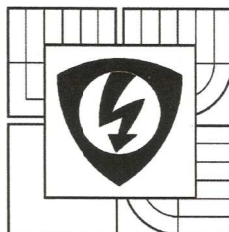
ONDŘEJ VIČAR

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. MICHAL PAVLÍK, Ph.D.

BRNO 2012



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav mikroelektroniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Mikroelektronika a technologie

Student: Ondřej Vičar

Ročník: 3

ID: 125335

Akademický rok: 2011/12

NÁZEV TÉMATU:

Automobilový audiozesilovač

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Navrhněte a realizujte diskrétní audiozesilovač optimalizovaný pro použití v automobilech. Výsledná elektronika bude integrovat jak samotný audiozesilovač, tak i napájecí obvody. Na realizovaném zapojení provedte hodnotící měření. Předpokládá se čtyřkvadrantová činnost koncového stupně.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Podle pokynů vedoucího práce

Termín zadání: 6.2.2012

Termín odevzdání: 31.5.2012

Vedoucí práce: Ing. Michal Pavlík, Ph.D.

Konzultanti bakalářské práce:


doc. Ing. Jiří Háze, Ph.D.
předseda oborové rady



UPOZORNĚNÍ:

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

Abstrakt

Náplní této bakalářské práce je návrh čtyřkanálového koncového audiozesilovače o výkonu $4 \times 60 \text{ W}$ určeného pro použití v automobilech. Koncový zesilovač je řešen zapojením s integrovanými obvody LM3886T a je doplněn návrhem napájecího zdroje v podobě měniče napětí. Měnič napětí je řízen integrovaným obvodem SG3525AN a pracuje v topologii push-pull. Všechny obvody byly realizovány a umístěny v přístrojové krabici. Na zhotoveném zařízení bylo provedeno měření základních parametrů.

Klíčová slova

Automobilový audiozesilovač, LM3886T, SG3525AN, měnič napětí, push-pull

Abstract

Aim of this bachelor's thesis is design of a four-channel audio amplifier of the power of $4 \times 60 \text{ W}$ intended for using in cars. The Amplifier is designed with integrated circuits LM3886T and is supplemented by design of a power supply in a form of a voltage converter. The voltage converter is controlled by an integrated circuit SG3525AN and works in push-pull topology. All circuits were made and placed in instrument box. On the final device were performed measurements of basic parameters.

Keywords

Car audio amplifier, LM3886T, SG3525AN, voltage converter, push-pull

Bibliografická citace

VIČAR, O. *Automobilový audiozesilovač*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2012. 51 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Michal Pavlík, Ph.D..

Prohlášení o původnosti

Prohlašuji, že jsem svoji bakalářskou práci na téma „Automobilový audiozesilovač“ vypracoval samostatně, pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením tohoto projektu jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 31. května 2012

.....

podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu bakalářské práce Ing. Michalu Pavlíkovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne 31. května 2012

.....

podpis autora

Obsah

ÚVOD	6
1 NÍZKOFREKVENČNÍ ZESILOVAČE	7
1.1 Parametry NF zesilovačů.....	7
1.1 Druhy NF zesilovačů.....	9
2 NAPÁJECÍ ZDROJE V AUTOMOBILU	11
2.1 Olověný akumulátor.....	11
2.2 Alternátor	12
2.3 Měnič napětí	13
3 NÁVRH KONCOVÉHO ZESILOVAČE	16
3.1 Návrh součástek koncového zesilovače	17
3.2 Návrh chlazení LM3886T.....	19
4 NÁVRH MĚNIČE NAPĚTÍ	21
4.1 Návrh řídicí části měniče	21
4.2 Návrh výkonové části měniče	25
4.2.1 Návrh transformátoru.....	25
4.2.2 Realizace transformátoru.....	28
4.2.3 Ostatní součástky měniče.....	30
5 OŽIVENÍ MĚNIČE NAPĚTÍ	32
5.1 Oživení řídicí části měniče napětí.....	32
5.2 Oživení výkonové části měniče napětí.....	33
5.3 Měření účinnosti měniče napětí	35
6 MĚŘENÍ PARAMETRŮ KONCOVÉHO ZESILOVAČE	37
6.1 Amplitudová frekvenční charakteristika	37
6.2 Maximální výstupní výkon a vstupní citlivost.....	40
6.3 THD + N.....	40
6.4 Vstupní impedance	41
6.5 Výstupní impedance a činitel tlumení (DF)	41
6.6 Rychlost přeběhu (SR)	42
6.7 Použité měřicí přístroje.....	43
7 MECHANICKÉ USPOŘÁDÁNÍ	44
8 ZÁVĚR	45
9 SEZNAM POUŽITÝCH ZDROJŮ	47
10 SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK	49
11 SEZNAM PŘÍLOH	51

Úvod

Se zesilovači nízkofrekvenčního signálu přicházíme do kontaktu každý den. Setkáváme se s nimi ve školách, zaměstnáních, domácnostech, koncertních halách nebo třeba v automobilech. Právě návrhem a realizací zesilovače pro použití v automobilu se tato bakalářská práce zabývá. Zesilovače v automobilu se od zesilovačů např. v domácnostech odlišují v mnoha aspektech, které musí být při návrhu zohledněny.

Kompletní návrh zesilovače pro použití v automobilu se v literatuře téměř nevyskytuje. Z různých zdrojů je možné dohledat většinou pouze informace o jednotlivých částech automobilových zesilovačů.

Zadání práce přesně nespecifikuje způsob řešení jednotlivých částí zesilovače, pouze určuje jeho čtyřkanálovou činnost. Způsoby řešení jsou tedy voleny na základě vlastního uvážení, případně po konzultaci s vedoucím práce. Ze zadání vyplývají cíle práce a to jsou:

- návrh zařízení,
- realizace zařízení,
- hodnotící měření.

Práce je rozdělena do sedmi hlavních kapitol. První dvě kapitoly se zabývají teoretickým rozбором nízkofrekvenčních zesilovačů a možnostmi jejich napájení v automobilu. Ve třetí kapitole je proveden návrh čtyřkanalového koncového stupně zesilovače s výkonem $4 \times 60 \text{ W}$ s využitím integrovaných obvodů LM3886T. Koncový zesilovač je ve čtvrté kapitole doplněn návrhem napájecího zdroje v podobě měniče napětí v topologii push-pull, který je řízen integrovaným obvodem SG3525AN. Zbývající tři kapitoly se zabývají oživením zařízení, ověřením jeho parametrů měření a mechanickou konstrukcí.

1 Nízkofrekvenční zesilovače

Nízkofrekvenční (NF) zesilovač je elektronické zařízení, jehož vstupní signál malého výkonu řídí přenos energie ze zdroje do zátěže. Každá zvuková informace určená pro přehrávání je na počátku slabým elektrickým signálem. Amplituda vstupního signálu musí být zvětšena (zesílena), aby se stal použitelným. Jedinou změnou výstupního signálu oproti signálu vstupnímu by mělo být zvětšení amplitudy proudu a napětí. Všechny ostatní změny jsou považovány za zkreslení. [12][26]

1.1 Parametry NF zesilovačů

Všechny parametry NF zesilovačů lze zkoumat, měřit a vyhodnocovat. Parametry slouží k orientaci mezi NF zesilovači a k výběru vhodných přístrojů pro konkrétní aplikaci. Mezi základní parametry zesilovačů se řadí:

- celkové harmonické zkreslení,
- výstupní výkon,
- účinnost,
- vstupní impedance,
- výstupní impedance,
- činitel tlumení,
- přenosové pásmo.

Zkreslení je popsáno nejčastěji veličinou *celkové harmonické zkreslení*, které se označuje zkratkou *THD* (z anglického Total Harmonic Distortion). *THD* je měřeno přivedením sinusového signálu na vstup a sledováním jeho změny (deformace) na výstupu. Změny jsou způsobeny nelinearitami v cestě signálu. Vznikají tak vyšší harmonické složky základního signálu. Častěji udávanou veličinou u zesilovačů je *THD + N* (celkové harmonické zkreslení + šum). *THD + N* lze popsat vztahem (1):

$$THD + N = \frac{P_2 + P_3 + P_4 \dots P_n + P_{noise}}{P_1}, \quad (1)$$

kde $P_2 - P_n$ jsou výkony vyšších harmonických složek základního signálu, P_{noise} je výkon šumu a P_1 je výkon základní složky. Šumem jsou uvažovány náhodně generované elektrické signály vyplývající z fyzikálních vlastností součástek. Veličiny *THD* a *THD + N* se udávají v procentech a jsou závislé na frekvenci. Při zvýšení frekvence z 1 kHz na 20 kHz vzroste *THD* přibližně desetkrát. [26][8]

Výstupní výkon (P_{out}) je popsán vztahem (2):

$$P_{out} = \frac{U_{out}^2}{R_L}, \quad (2)$$

kde U_{out} je efektivní hodnota výstupního napětí (V) a R_L je impedance zátěže (Ω). Zátěž zesilovače je reproduktor s impedancí 4 Ω nebo 8 Ω . Pro automobil jsou reproduktory vyráběny v naprosté většině případů s impedancí 4 Ω . Při měření je reproduktor nahrazen výkonovým rezistorem se stejnou hodnotou. [24]

Účinnost (η) je veličina udávající poměr mezi výkonem a příkonem zařízení, jak ukazuje vztah (3):

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_0} \cdot 100, \quad (3)$$

kde P_{out} je výkon zařízení (W) a P_0 je příkon zařízení (VA). Většinou je vyjadřována v procentech. Účinnost zesilovače závisí především na třídě zesilovače. Jednotlivé třídy budou popsány níže. [24][26]

Vstupní impedance zesilovače je dána poměrem vstupního napětí a vstupního proudu. Vstupní impedance nf zesilovače nabývá hodnot rozsahu 5 k Ω – 100 k Ω a má zásadní vliv na šumové vlastnosti zesilovače. [26]

Činitel tlumení (DF z anglického „damping factor“) je definován jako poměr mezi impedancí zátěže R_L a výstupní impedancí zesilovače R_{out} , jak popisuje vztah (4):

$$DF = \frac{R_L}{R_{out}} \quad (4)$$

Typické hodnoty výstupních impedancí zesilovačů jsou v rozmezí 0,02 Ω – 0,04 Ω . Čím nižší je výstupní impedance (vyšší DF), tím méně je zesilovač ovlivněn při změně zátěže. Dalším přínosem nízké výstupní impedance je omezení rezonančních problémů v reproduktorech. [26]

Přenosové pásmo je určeno dolní a horní mezní frekvencí. Jedná se o frekvence, na kterých dojde k poklesu zesílení zesilovače o 3 dB oproti zesílení uprostřed pásma. Zesílení je definováno jako podíl výstupního a vstupního napětí. Jeho hodnota v dB je vyjádřena vztahem (5):

$$A_U = 20 \cdot \log\left(\frac{U_{out}}{U_{in}}\right) \quad (5)$$

kde A_U je napět'ové zesílení (dB), U_{out} je výstupní napětí a U_{in} je vstupní napětí. Při průchodu signálu zesilovačem dochází ke zpoždění. Výsledkem je změna fáze výstupního signálu oproti signálu vstupnímu. Kvalitní zesilovač je v přenosovém pásmu určen nejen konstantní

velikostí zesílení, ale také stálým fázovým posuvem. NF zesilovače jsou navrhovány tak, aby reprodukovaly frekvenční pásmo shodné s frekvenčním rozsahem lidského sluchu (20 Hz až 20 kHz). [26][12]

1.1 Druhy NF zesilovačů

V NF technice existuje nepřehledné množství druhů zesilovačů. Základní dělení lze provést z hlediska použitého zesilovacího prvku:

- elektronkové zesilovače,
- tranzistorové zesilovače,
- integrované zesilovače.

Elektronkové zesilovače vznikly jako první. V dnešní době je téměř úplně nahradily tranzistory. Elektronkové zesilovače se dodnes používají především v kytarových zesilovačích, kvůli jejich charakteristickému zvuku. V tranzistorových zesilovačích jsou jako zesilovací prvky použity bipolární nebo unipolární tranzistory. Integrované zesilovače využívají vestavění zesilovacích tranzistorů a dalších obvodových součástek do jednoho integrovaného obvodu, který je následně doplněn jen několika dalšími externími součástkami. Celkový rozměr zesilovačů je tak většinou menší než v případě zesilovačů tranzistorových. [26][12]

Podle nastavení pracovního bodu a různých technických řešení lze zesilovače dělit do tříd. Nejčastěji využívanými třídami NF zesilovačů jsou:

- třída A,
- třída B,
- třída AB,
- třída D,
- třída G.

Třída A je založena na neustálém toku proudu výstupními prvky nezávisle na časovém průběhu signálu. Pracovní bod je nastaven do středu převodní charakteristiky a výstupní prvky tak nejsou nuceny přecházet z vodivého do nevodivého stavu. Tím jsou vyloučena spínací zkracení, avšak za cenu malé účinnosti. Velké ztráty znamenají spoustu ztrátového tepla a velké nároky na chlazení. Z toho důvodu jsou zesilovače ve třídě A značně nepraktické, ale lze se s jejich realizací v NF technice dodnes setkat. [24][26]

Ve *třídě B* je nastaven klidový pracovní bod koncových prvků tak, aby každý z nich dodával proud do zátěže vždy jen po dobu kladné nebo záporné půlvlny signálu. Klidový

proud prvku, který nepřenáší signál, je nulový. Lze tak dosáhnout mnohem vyšší účinnosti než ve třídě A. Proces přechodu z vodivého do nevodivého stavu je však zdrojem zkreslení. [24][26]

Třída AB se už podle názvu jeví jako kombinace tříd A a B. Pracovní bod je oproti třídě B posunut tak, aby každý koncový prvek zpracovával o něco více než polovinu signálu. Tím je omezeno zkreslení vzniklé při přechodu z vodivého do nevodivého stavu. [24][26]

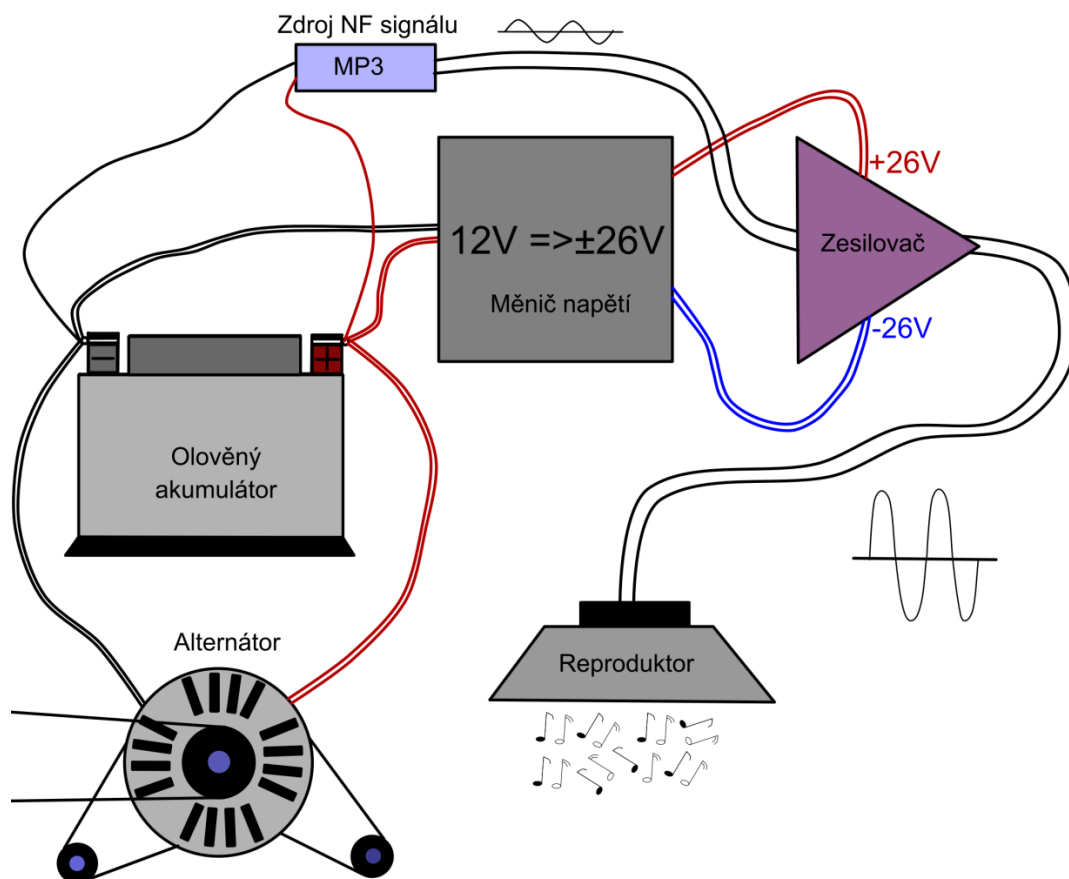
Třída D je také nazývána jako „digitální“. Původní analogový signál je napětově zesílen, vzorkován a pulzně šířkovou modulací (PWM) je převeden na vysokou frekvenci. Výstupní prvky fungují jako vysokorychlostní spínače. Signál je pak vyfiltrován dolní propustí. Třída D dosahuje velmi vysoké účinnosti překračující 90 %. [24][26]

Třída G kombinuje dvě struktury ve třídě AB pracující na různých napětích. Struktura s nižším napětím zesiluje většinu signálu a v případě potřeby (špičky) je automaticky zapnuta i struktura s vyšším napětím. Je tak dosahováno vyšší účinnosti. [24][26]

Kromě výše popsaných existuje celá řada dalších tříd zesilovačů a jejich různé modifikace. Uvedené třídy jsou však v NF technice používány nejčastěji.

2 Napájecí zdroje v automobilu

V dnešní době se v automobilech objevuje stále více elektronických zařízení. K původním základním prvkům jako např. startér nebo osvětlení přibyla spousta zařízení zvyšujících bezpečnost a pohodlí při cestování. Všechna zařízení v automobilu včetně audiozesilovačů jsou napájena z akumulátoru resp. alternátoru. Ukázka typického napájecího řetězce audiosystému (o výkonu více než 10 W) v automobilu je zobrazena na obr. 1.



obr. 1: Napájení typického audiosystému v automobilu

2.1 Olověný akumulátor

V automobilech se používá olověný akumulátor. Jeho elektrolytem je vodou zředěná kyselina sírová H_2SO_4 . Kladnou elektrodou je olovo s aktivní látkou oxidem olovičitým PbO_2 . Zápornou elektrodou je čisté porézní olovo. Chemická reakce nabíjení a vybíjení je popsána chemickou rovnicí (6):

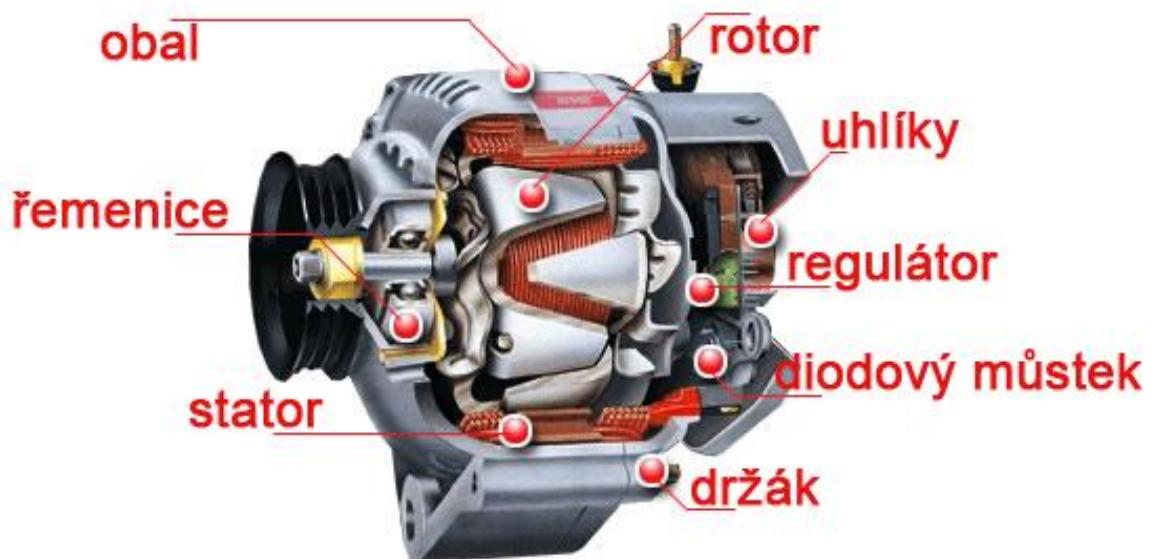


kde \rightarrow je nabíjení a \leftarrow je vybíjení. [21]

Napětí nabitého článku naprázdno je 2,7 V, jmenovité napětí 2,0 V a po vybití 1,7 V. Akumulátor v automobilu je složen z šesti článků a dohromady má napětí 12 V, které se při nabíjení zvyšuje až na 13,8 V. Životnost akumulátoru je přibližně 5 let, což odpovídá zhruba 350 nabíjecím cyklům. Olověné akumulátory mají mimořádně nízký vnitřní odpor (řádově mΩ). Je tak umožněno krátkodobě dosáhnout proudů až stovek ampérů (startování automobilu). [21]

2.2 Alternátor

Alternátor slouží k napájení palubní sítě automobilu při běhu motoru a k nabíjení akumulátoru. Jedná se o elektromechanické zařízení, které přeměňuje mechanickou energii na energii elektrickou. V současné době se ustálila konstrukce z několika celků (obr. 2). [2]



obr. 2: Alternátor [27]

Rotor tvoří hřídel s navinutou cívkou buzení, která má vývody přivařené na sběrací kroužky. Na rotor je připevněna řemenice. Na řemenici je přiváděn otáčivý moment motoru klínovým řemenem. Stator je z plechů a má třífázové vinutí zapojené do hvězdy. Při otáčení rotoru se zde generuje proud. Proud generovaný alternátorem je střídavý. Je třeba jej usměrnit můstkovým zapojením šesti nebo devíti diod. Diody mají stejné parametry a jsou po třech lisovány do držáku, který slouží jako elektrické propojení, mechanická fixace a chlazení. K usměrnění je zapotřebí šest diod dimenzovaných na plný výkon alternátoru. Další 3 diody na asi 3 A tvoří pomocný usměrňovač. Slouží k regulaci buzení a zabraňuje rychlému vybití akumulátoru při vypnutém motoru a zapnutém zapalování. [2]

Při zapnutí klíčků automobilu začne procházet proud (asi 2 A) budícím vinutím rotoru a vytvoří stejnosměrné magnetické pole. Po nastartování se začne rotor otáčet a ve statorovém vinutí se začne indukovat střídavé napětí. Na výstupních svorkách napětí narůstá, dokud

nedosáhne přibližně 14 V. Poté regulační obvod přeruší buzení rotoru a napětí se začne snižovat. Při poklesu asi o 0,2 V regulační obvod opět spustí buzení rotoru a celý děj se opakuje. Čím je vyšší odběr proudu, tím delší je doba mezi přerušeními buzení. Při maximálním odběru regulační obvod už vůbec nespíná. Proud je následně usměrněn blokem diod a připojen k palubní síti. [2]

2.3 Měníč napětí

Největším omezením při návrhu zesilovače do automobilu je bezesporu napětí jeho napájecí sítě, které má hodnotu 12 V (při běhu motoru dosahuje asi 13,8 V). Vztahem (2) lze vypočítat maximální možný výkon zesilovače $P_{13,8}$ při napájecím napětí $U_c = 13,8$ V na zátěži $R_L = 4 \Omega$. Nejsou zde uvažovány ztráty, takže skutečný výkon bude ještě menší. [17]

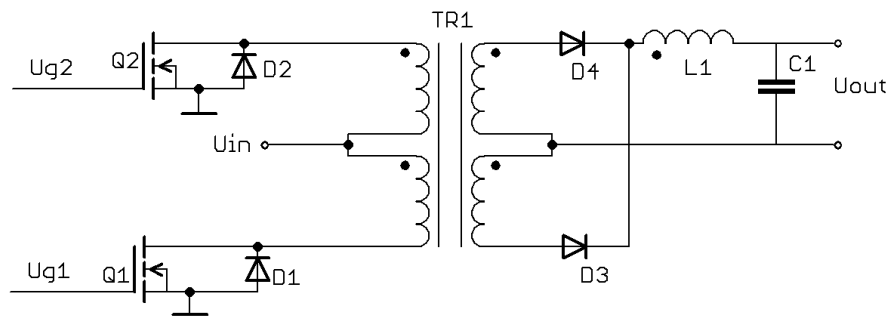
$$P_{13,8} = \frac{\left(\frac{U_c}{2 \cdot \sqrt{2}}\right)^2}{R_L} = \frac{\left(\frac{13,8}{2 \cdot \sqrt{2}}\right)^2}{4} = 5,95 \text{ W}$$

Ze vztahu vyplývá, že ke zvýšení hodnoty výkonu je nutné snížit R_L nebo zvýšit U_c . Reprodukory pro automobil se vyrábí s jmenovitou hodnotou $R_L = 4 \Omega$. Řešením je tedy zvýšení napájecího napětí. K tomu bude použit měnič napětí.

Zvyšováním pracovní frekvence je možno přenášet větší výkon se stejnými rozměry jádra. To je základní filozofií měničů napětí (spínaných zdrojů). Frekvence je však omezena hysterezními a vířivými ztrátami v jádře, rozptylovou indukčností a spínacími ztrátami tranzistorů. Spínané zdroje jsou v dnešní době nejrozšířenější napáječe elektronických zařízení. [21]

Měníče napětí lze konstruovat v mnoha variacích obvodových topologií. Pro vstupní napětí pod 40 V, výkony nad 150 W a symetrické výstupní napětí je nejvhodnější topologie push-pull, která se česky označuje jako dvojčinný propustný měnič [18]. S topologií push-pull lze dosahovat vysokých výkonů a účinností nad 80 %, avšak frekvence spínání nemůže přesahovat řádově desítky kHz [4].

Transformátor v push-pull měniči se skládá z primárního a sekundárního vinutí s vyvedenými středy. Spínací tranzistory jsou otevírány dvěma signály z řídicího obvodu, které jsou navzájem v protifázi a střídavě spínají napájecí napětí na obě části primárního vinutí. Na sekundárních vinutích se objeví napětí zvětšené převodním poměrem transformátoru, a je následně usměrněno a vyhlazeno. Spínání tranzistorů zajišťuje řídicí obvod. Principiální schéma zapojení push-pull měniče je na obr. 3.

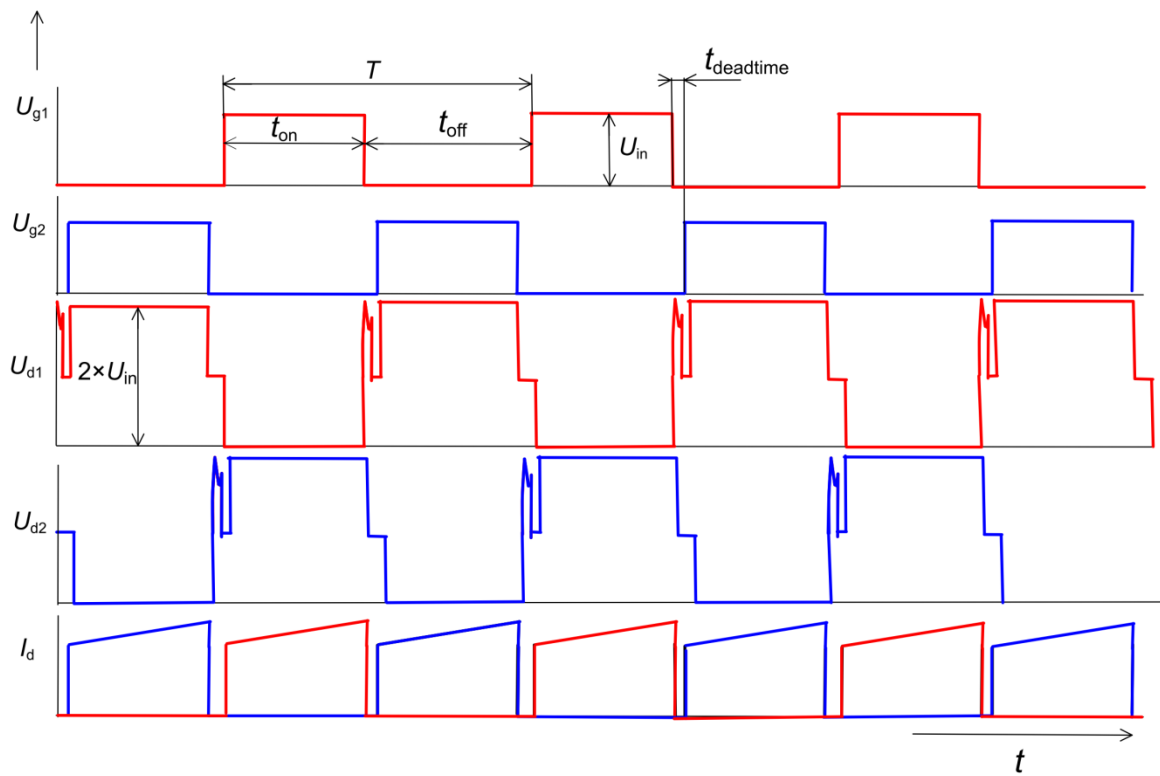


obr. 3 Principiální schéma zapojení push-pull měniče [16]

Na obr. 4 jsou typické průběhy napětí a proudu v push-pull měniči. Červeně jsou vyznačeny průběhy na tranzistoru Q_1 a modře průběhy na tranzistoru Q_2 . Doba, kdy je tranzistor otevřený, je vyznačena jako t_{on} a doba, kdy je tranzistor zavřený je vyznačena jako t_{off} . U_d značí napětí mezi elektrodami D a S tranzistoru (napětí mezi D a nulovým potenciálem). I_d je označení pro proudy elektrodami D tranzistorů (proudy primárními vinutími). U_g je napětí spínacích signálů s periodou T . Tyto průběhy mají střidu méně než 50 % a jsou odděleny bezpečnostními intervaly, které se nazývají „dead time“. Dead time zabráňuje krátkodobému zkratování tranzistorů, čímž by docházelo ke zhoršení účinnosti [4]. Na obr. 4 je bezpečnostní interval vyznačen jako $t_{deadtime}$.

Pokud je Q_1 otevřený, tak začátky všech vinutí jsou na vyšším potenciálu než konce vinutí. Elektroda D tranzistoru Q_2 je vystavena dvojnásobku vstupního napětí. Na sekundárním vinutí se objeví napětí zvětšené transformátorem. Sekundárním vinutím protéká proud přes diodu D_4 a cívku L_1 (dioda D_3 je polarizována v závěrném směru). V průběhu doby t_{on} tranzistoru Q_1 se proud tekoucí primárním vinutím zvyšuje. Po rozepnutí Q_1 je energie uložená v primárním vinutí odvedena přes diodu D_1 a způsobí „překmit“ patrný z obr. 4. Pokud je první tranzistor sepnutý, tak napětí na drainu druhého tranzistoru vzroste na dvojnásobek vstupního napětí U_{in} . Proto musí být tranzistory v push-pull měniči dimenzované na minimálně dvojnásobek vstupního napětí. [1][16]

Kvůli dvojnásobku napájecího napětí na tranzistorech není push-pull topologie vhodná pro spínané zdroje napájené ze síťového napětí. Pro vstupní napětí z akumulátoru automobilu a výstupní symetrické napětí pro koncový zesilovač je však ideální volbou. [1]



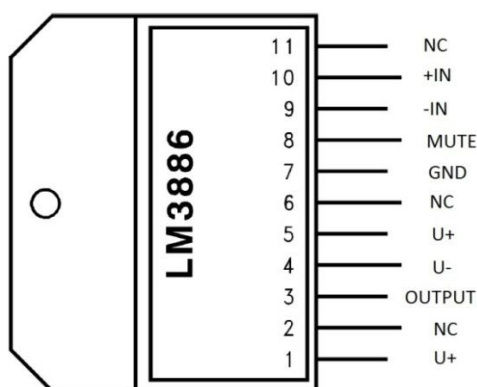
obr. 4: Typické průběhy napětí a proudu tranzistorů v push-pull měničích [16]

3 Návrh koncového zesilovače

Požadavky kladené na koncový stupeň zesilovače jsou následující:

- výkon přibližně $4 \times 60 \text{ W}$ na zátěži 4Ω ,
- přenosové pásmo $20 \text{ Hz} - 20 \text{ kHz}$,
- co nejmenší rozměry,
- nízká hodnota $THD + N$,
- odolnost vůči otřesům v automobilu,
- teplotní odolnost vůči nízkým a vysokým teplotám v automobilu.

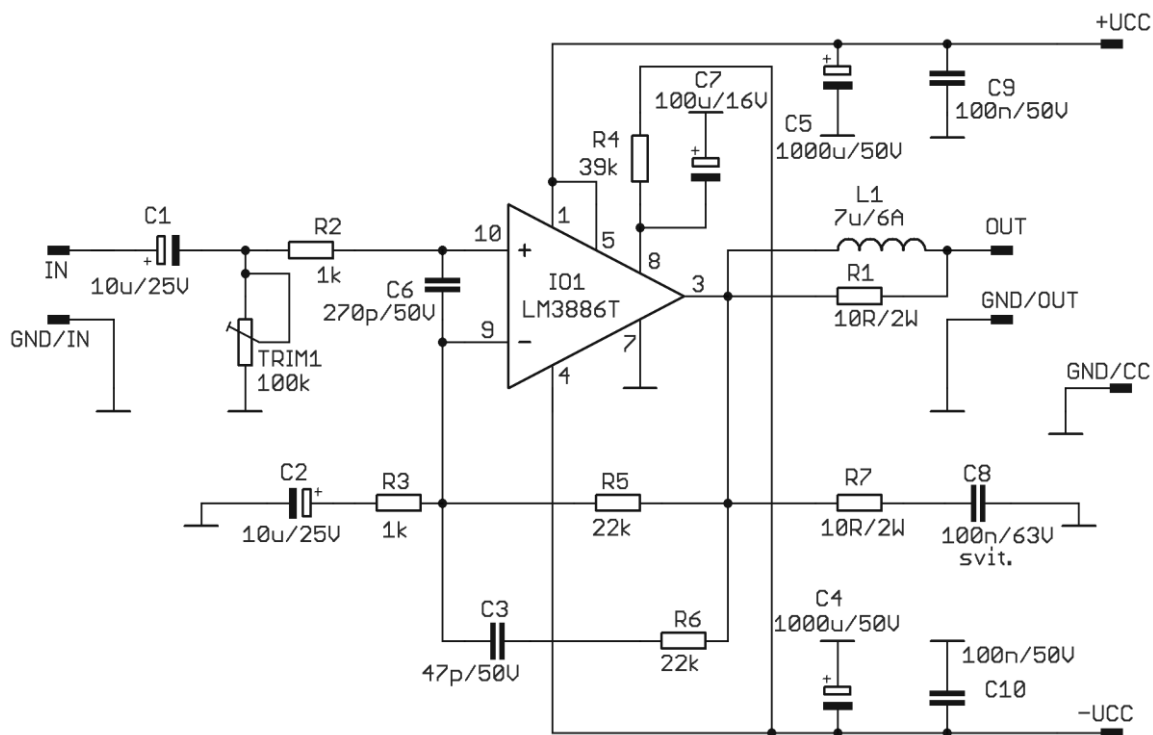
Pro realizaci všech čtyř kanálů koncového zesilovače byl vybrán integrovaný obvod (IO) LM3886T od firmy National Semiconductors. Obvod pracuje ve třídě AB. Výrobce uvádí výkon 68 W do zátěže 4Ω při napájení $\pm 28 \text{ V}$. Krátkodobý špičkový výkon může dosahovat až 135 W . $THD + N$ by při plném výkonu nemělo přesahovat $0,03 \%$ a odstup signálu od šumu by měl být větší než 92 dB . IO je umístěn v pouzdře TA11B. Popis vývodů je uveden na obr. 5. Zkratka NC značí obvodem nevyužité vývody. IO dále obsahuje ochranu před zvýšením a snížením napájecího napětí, ochranu proti zkratu výstupu na zem, tepelné ochrany aktivních součástek a umlčovací obvod „MUTE“. Obvod je schopen pracovat v rozsahu teplot $-20 \text{ }^\circ\text{C}$ až $85 \text{ }^\circ\text{C}$. Další parametry a vlastnosti jsou dostupné v [20]. Integrované řešení zesilovače bylo zvoleno kvůli požadavku na co nejmenší rozměry a také kvůli lepším možnostem při návrhu chlazení. IO LM3886T byl vybrán kvůli nízké hodnotě $THD + N$, dostatečné spolehlivosti a teplotní odolnosti. Obvod je běžně dostupný. [9][20]



obr. 5: Pouzdro LM3886T [20]

Schéma jednoho kanálu koncového zesilovače je na obr. 5. Jedná se vhodně upravené katalogové zapojení obvodu podle [9] a [20]. Pro čtyři kanály zesilovače budou použita čtyři stejná zapojení.

Na vstupu se nachází vazební kondenzátor C_1 . Vstupní impedance je upravena trimrem $TRIM_1$ a rezistorem R_2 . Kondenzátor C_6 mezi vstupy 9 a 10 (+IN a -IN) zabraňuje rozkmitání na vyšších frekvencích. Dolní mezní frekvence zesilovače je určena kondenzátorem C_2 a rezistorem R_3 . C_3 , R_5 a R_6 určují horní mezní frekvenci. Hodnotami rezistorů R_3 a R_5 je současně nastaveno i zesílení. Filtraci napájecího napětí obstarávají kondenzátory C_4 , C_5 , C_9 a C_{10} . Rezistor R_4 nastavuje proud tekoucí z pinu 8 (MUTE) a kondenzátor C_7 zajišťuje dostatečnou časovou prodlevu při vypínání a zapínání. Paralelní kombinace L_1 a R_1 zvyšuje stabilitu zapojení. Kombinace R_7 a C_8 se nazývá Boucherotův člen (Zobelův filtr). Slouží k odstranění vysokofrekvenčních oscilací. [9][20]



obr. 6: Zapojení jednoho kanálu zesilovače

3.1 Návrh součástek koncového zesilovače

Nejdříve je vypočítána hodnota napájecího napětí U_c (7):

$$U_c = \sqrt{2 \cdot P_{out} \cdot R_L} = \sqrt{2 \cdot 60 \cdot 4} = 21,909 \text{ V} \cong 22 \text{ V}, \quad (7)$$

kde P_{out} je požadovaný výstupní výkon a R_L je impedance zátěže (vztah podle [20]). Hodnotu U_c je třeba navýšit o úbytek na IO, který podle [20] činí asi 4 V a také uvažovat symetrické napájení. Výsledná hodnota napájecího napětí U_{cc} pro požadovaný výkon P_{out} a impedanci zátěže R_L je $\pm 26 \text{ V}$.

Pro dolní mezní frekvenci f_L platí podle [20] vztah (8). Hodnota C_2 je zvolena $10 \mu\text{F}$. Pro dostatečnou rezervu je dolní mezní frekvence uvažována 15 Hz . Ze vztahu je vyjádřena a vypočítána hodnota rezistoru R_3 .

$$f_L = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_3 \cdot C_2} \quad (8)$$

$$R_3 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_L \cdot C_2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 15 \cdot 10 \cdot 10^{-6}} = 1061 \Omega$$

Výsledné součástky jsou: $R_3 = 1 \text{ k}\Omega/0,6 \text{ W}$; $C_2 = 10 \mu\text{F}/25 \text{ V}$.

Pro horní mezní frekvenci f_U platí podle [20] vztah (9). Výrobce jsou doporučeny hodnoty: $C_3 = 50 \text{ pF}$; $R_5 = 20 \text{ k}\Omega$; $R_6 = 20 \text{ k}\Omega$. Pro nejbližší hodnoty z řady E12 ($22 \text{ k}\Omega$ a 47 pF) je proveden kontrolní přepočít.

$$f_U = \frac{R_5 \cdot R_6 \cdot \left(2 \cdot \pi + \frac{1}{C_3 \cdot R_6}\right)}{(R_5 + R_6) \cdot \left(2 \cdot \pi + \frac{1}{C_3 \cdot (R_5 + R_6)}\right)} \quad (9)$$

$$f_U = \frac{22 \cdot 10^3 \cdot 22 \cdot 10^3 \cdot \left(2 \cdot \pi + \frac{1}{47 \cdot 10^{-12} \cdot 22 \cdot 10^3}\right)}{(22 \cdot 10^3 + 22 \cdot 10^3) \cdot \left(2 \cdot \pi + \frac{1}{47 \cdot 10^{-12} \cdot (22 \cdot 10^3 + 22 \cdot 10^3)}\right)} = 22 \text{ kHz}$$

Hodnota f_U vyhovuje požadavkům na pásmo. Výsledné součástky jsou: $R_5, R_6 = 22 \text{ k}\Omega/0,6 \text{ W}$; $C_3 = 47 \text{ pF}/50 \text{ V}$.

Z hodnot rezistorů R_3 a R_5 je možné vztahem (8) podle [20] vypočítat zesílení A_U .

$$A_U = 20 \cdot \log\left(\frac{R_5}{R_6} + 1\right) = 20 \cdot \log\left(\frac{22 \cdot 10^3}{1 \cdot 10^3} + 1\right) = 27,2 \text{ dB} \quad (10)$$

IO je umlčen, pokud z pinu 8 (MUTE) teče proud I_{mute} menší než $0,5 \text{ mA}$. Pro rezistor R_8 platí podle [20] vztah (11). Ze vztahu je poté vyjádřena podmínka a dopočítána hodnota rezistoru.

$$R_8 = \frac{|-U_{cc}| - 2,6}{I_{\text{mute}}}, \quad (11)$$

kde $I_{\text{mute}} \geq 0,5 \text{ mA}$.

$$R_8 \leq \frac{|-U_{cc}| - 2,6}{I_{\text{mute}}} = \frac{|-26| - 2,6}{0,5 \cdot 10^{-3}} = 46,8 \text{ k}\Omega$$

Pro R_8 je zvolena nejbližší nižší hodnota z řady E12: $R_8 = 39 \text{ k}\Omega/0,6 \text{ W}$.

Kondenzátor C_7 určuje časovou prodlevu při zapnutí nebo vypnutí obvodu. Výsledná hodnota je podle doporučení výrobce IO: $C_7 = 100 \mu\text{F}/16 \text{ V}$.

Hodnoty filtračních kondenzátorů jsou voleny podle doporučení v [9]: $C_4, C_5 = 1000 \mu\text{F}/50 \text{ V}$; $C_9, C_{10} = 100 \text{ nF}/50 \text{ V}$.

Hodnota kondenzátoru C_6 má být podle doporučení v [20] v rozsahu $50 \text{ pF} - 500 \text{ pF}$. Je zvolena střední hodnota: $C_6 = 270 \text{ pF}/50 \text{ V}$.

Sériová kombinace R_7 a C_8 tvoří Zobelův filtr, jehož typické hodnoty jsou 10Ω a 100 nF [24][26]. Hodnoty použitých součástek jsou $R_7 = 10 \Omega/2\text{W}$; $C_8 = 100\text{nF}/63\text{V}$.

Cívka L_1 má mít podle [24] hodnotu v rozsahu $1 \mu\text{H}$ až $7 \mu\text{H}$ s patřičnou proudovou zatížitelností. Rezistor R_1 musí být na zatížení 2 W s hodnotou 10Ω . Zvolené součástky jsou: $L_1 = 7 \mu\text{H}/6 \text{ A}$; $R_1 = 10 \Omega/2\text{W}$.

Kombinace trimru TRIM_1 a rezistoru R_1 umožní přizpůsobení zesilovače připojenému zařízení na vstupu. Zvolené součástky jsou: $\text{TRIM}_1 = 100 \text{ k}\Omega$; $R_1 = 1 \text{ k}\Omega/0,6\text{W}$.

Vstupní vazební kondenzátor C_1 je volen podle [20]: $C_1 = 10 \mu\text{F}/25 \text{ V}$.

Všechny součástky jsou voleny z řady E12. Typy pouzder a další informace jsou uvedeny v rozpisce součástek v příloze B.

3.2 Návrh chlazení LM3886T

Na IO vznikají výkonové ztráty v podobě tepla, které je nutné odvádět. K tomuto účelu slouží chladič připevněný na všechny čtyři IO. Maximální ztrátový výkon P_{dmax} jednoho obvodu LM3886T se podle [20] vypočítá vztahem (12):

$$P_{dmax} = \frac{U_{cc}^2}{2 \cdot \pi^2 \cdot R_L}, \quad (12)$$

kde U_{cc} je celkové napájecí napětí obvodu a R_L je impedance zátěže.

$$P_{dmax} = \frac{52^2}{2 \cdot \pi^2 \cdot 4} = 34,247 \text{ W} \cong 35 \text{ W}$$

Dále lze podle vztahu (13) podle [20] vypočítat hodnotu tepelného odporu chladiče θ_h pro jeden LM3886T.

$$\theta_h = \frac{T_{jmax} - T_{emax} - P_{dmax} \cdot (\theta_{jc} + \theta_{sa})}{P_{dmax}}, \quad (13)$$

kde T_{jmax} je maximální teplota součástky (podle [20] $150 \text{ }^\circ\text{C}$), T_{emax} je maximální teplota okolí (dosazena hodnota $65 \text{ }^\circ\text{C}$ kvůli vysokým teplotám v automobilu), θ_{jc} je tepelný odpor mezi

součástíkou a pouzdrém (podle [20] 1 °C/W) a θ_{sa} je tepelný odpor mezi chladičem a pouzdrém (podle [20] 0,2 °C/W). Po dosazení tedy:

$$\theta_h = \frac{150 - 65 - 35 \cdot (1 + 0,2)}{35} = 1,229 \text{ °C/W.}$$

Výsledná hodnota tepelného odporu pro čtyři LM3886T musí být 4× menší tj. 0,307 °C/W. Pasivní chladič s podobným tepelným odporem by byl velmi objemný a proto je nutno vybrat chladič s chlazením aktivním, kdy budou hliníková žebra ofukována ventilátory. Byl vybrán chladič CHL45V2 od firmy EZK. Samotný hliníkový chladič je o rozměrech 81 mm × 70 mm × 160 mm a je doplněn o dva ventilátory s příkonem přibližně 1 W. Celkový teplotní odpor této sestavy je 0,28 °C/W. [3]

Výpočty jsou prováděny pro nejhorší možnou situaci, která by v reálných podmínkách neměla nastat. Ventilátor je proto vhodné z důvodu šetření energie a omezení hlučnosti určitým způsobem řídit. Napájení ventilátoru bude připojeno přes termostat, který bude tepelně spojen s chladičem. Byl vybrán spínací bimetalový termostat 2455R-100-78 od firmy Honeywell. Termostat sepne při teplotě 50 °C a zpět rozepne při teplotě 35 °C. Další informace o termostatu jsou uvedeny v [6].

Do chladiče byly na příslušných místech vyřezány závity a výkonové prvky byly upevněny šrouby M3. Na pouzdru LM3886T se nachází záporné napájecí napětí, a je proto nutné obvody a chladič od sebe elektricky odizolovat. Odizolování bylo provedeno pomocí silikonových podložek o rozměrech 22 mm × 20 mm a izolačních průchodek pod šrouby.

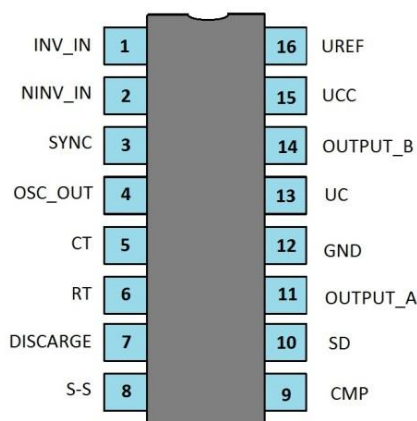
Pro realizaci všech kanálů koncového zesilovače byly vyrobeny 4 shodné jednovrstvé desky plošných spojů (DPS) s rozměry 85 mm × 40 mm. Návrh DPS je uveden v příloze B.

4 Návrh měniče napětí

Pro návrh měniče napětí byla zvolena topologie push-pull (kapitola 2.3). Nejdříve byla navržena řídicí část. Úkolem řídicí části je generování dvou obdélníkových signálů s opačnou fází, vhodně nastavitelnou frekvencí a nastavitelnou hodnotou dead time. Dalšími funkcemi řídicí části je externí vypínání obvodu a možnost regulace výstupního napětí měniče. V druhé části je navržena samotná výkonová část měniče. Hlavní pozornost je věnována návrhu transformátoru. Rozdělení obvodu na dvě samostatné části bylo zvoleno z důvodu snazšího testování a také kvůli menším rozměrům výsledných DPS.

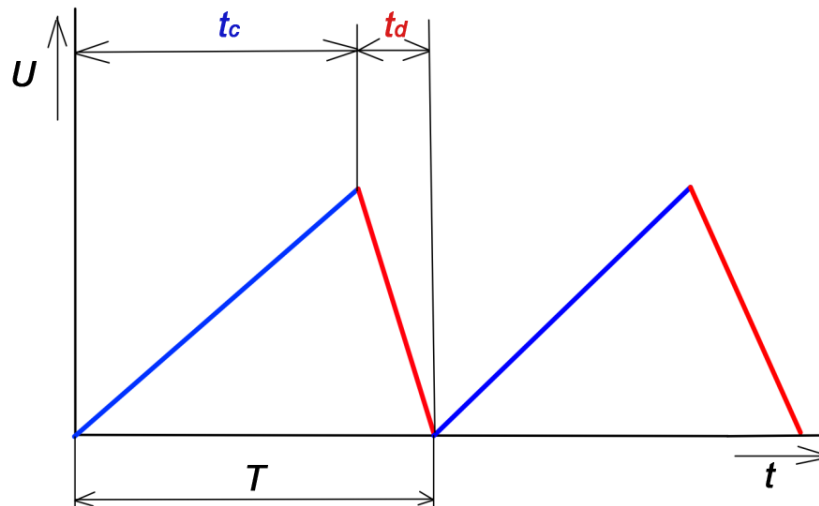
4.1 Návrh řídicí části měniče

Hlavní součástí řídicí části je vhodný integrovaný obvod pro generování obdélníkových signálů. Byl vybrán IO SG3525AN v pouzdře DIP16 (obr. 7). SG3525AN pracuje v rozmezí napájecích napětí 8 V – 35 V. Výstupní signály generuje v rozsahu 100 Hz – 400 kHz. Lze také nastavit proměnnou hodnotu dead time. IO dále obsahuje referenční napětí 5,1 V \pm 1 %, diferenční vstupy pro změnu střídy výstupních signálů, pozvolné zapínání Soft-Start a vypínací obvod Shutdown. Více informací viz [19].



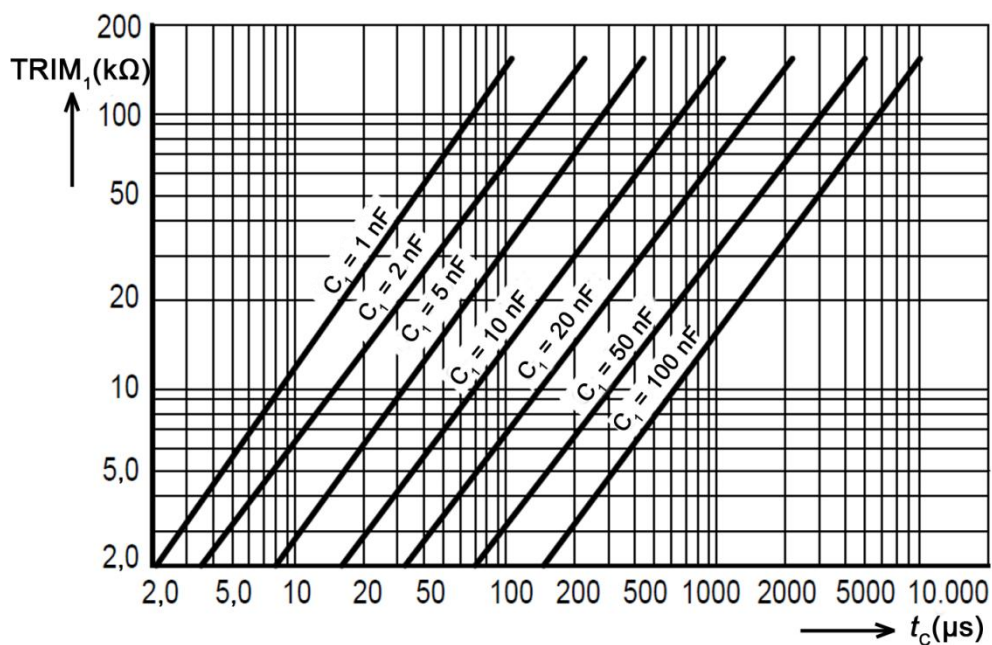
obr. 7: Pouzdro SG3525AN (převzato z [19])

Zapojení řídicí části je na obr.8. IO je napájen pomocí pinů UC a UCC. Napájení je přivedeno na pin 15 (UCC) z uzlu +12 V přes rezistor R_4 a je filtrováno kondenzátory C_5 a C_7 . Mezi piny 13 a 15 je zapojen rezistor R_3 který slouží k oddělení obou napájecích větví a umožní samostatnou filtraci pomocí kondenzátoru C_4 a C_6 . Hodnoty součástek jsou voleny podle [17]: $R_3, R_4 = 2,2 \Omega/0,6 \text{ W}$; $C_4, C_5 = 100 \text{ nF}/50 \text{ V}$; $C_7 = 1000 \mu\text{F}/25 \text{ V}$; $C_6 = 100 \mu\text{F}/25 \text{ V}$.

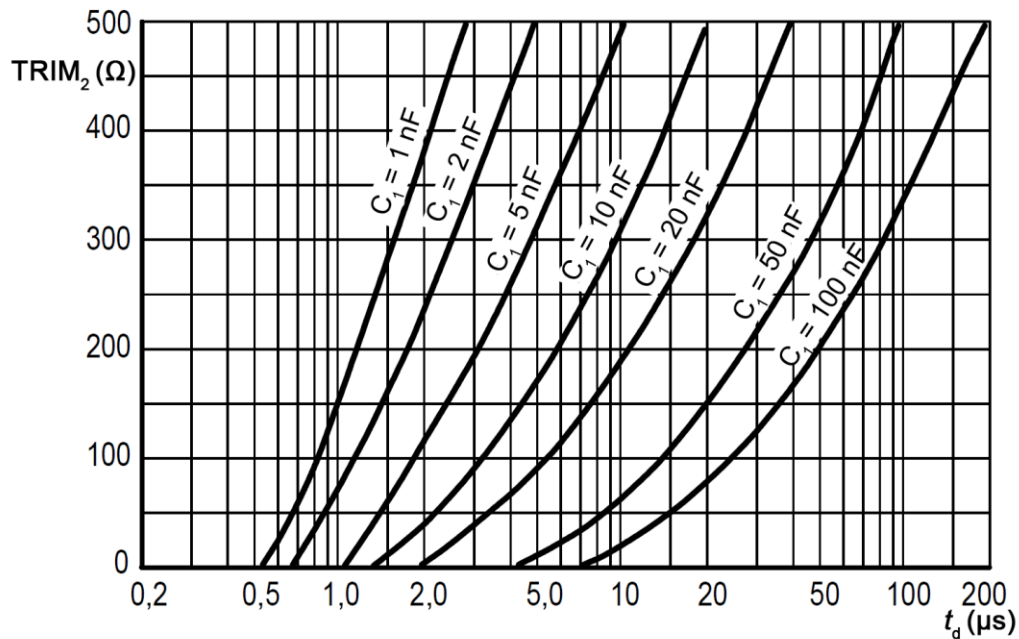


obr. 9: Průběhy vnitřního oscilátoru SG3525AN

Na obr. 10 a obr. 11 jsou grafy podle katalogového listu [19]. Z grafů je možno volit vhodné hodnoty součástek. Nejdříve byl vybrán kondenzátor C_1 . Hodnota 4,6 nF umožní vhodný rozsah frekvencí a velikostí dead time. $TRIM_2$ 500 Ω pokryje celý rozsah možných velikostí dead time. Zbývá zvolit $TRIM_1$. Hodnotou 10 k Ω je možné výslednou frekvenci měnit v rozsahu 25 kHz–140 kHz. Nastavení konkrétních hodnot bude probíhat nejprve volbou hodnoty dead time trimrem $TRIM_2$ a poté nastavením frekvence trimrem $TRIM_1$. Součástky jsou vybrány: $C_1 = 4,6$ nF/50V; $TRIM_1 = 10$ Ω ; $TRIM_2 = 500$ Ω .



obr. 10: Grafická závislost mezi t_c a hodnotou $TRIM_1$ pro různé hodnoty C_1 [19]



obr. 11: Grafická závislost mezi t_d a hodnotou TRIM_2 pro různé hodnoty C_1 [19]

Tanzistor T_1 , resistory R_6 a R_7 a kondenzátor C_9 slouží k externímu zapínání měniče přivedením napětí na konektor REMOTE. IO pracuje pouze v případě, že je pin 10 (SD) uzemněný. V případě zavřeného T_1 je obvod vypnut kvůli přivedenému napětí +12 V na pin 10. Napětí přivedené na konektor REMOTE otevře T_1 , pin 10 je uzemněn a obvod se spustí. Kondenzátor C_9 filtruje spouštěcí napětí. Tento systém byl převzat ze zapojení v [13] a podle něj jsou voleny i součástky: T_1 – BC547; $R_6, R_7 = 12 \text{ k}\Omega/0,6 \text{ W}$; $C_9 = 33 \text{ }\mu\text{F}/25 \text{ V}$.

Výstupní napětí měniče je vhodné určitým způsobem regulovat. SG3525AN umožňuje regulaci změnou střidy výstupních pulzů. Na neinvertující vstup vnitřního diferenčního členu (pin 2 NINV_IN) je přivedeno referenční napětí (pin 16 UREF) přes rezistor R_1 . Na invertující vstup (pin 1 INV_IN) je přes napěťový dělič v podobě rezistoru R_2 a trimru TRIM_3 přivedeno kladné výstupní napětí celého měniče +OUT. Obvod hodnoty na obou diferečních vstupech porovnává a mění střidu výstupních pulzů. Rychlost této změny lze řídit hodnotou kondenzátoru C_3 na pinu 9 (CMP). Rezistor R_5 a kondenzátor C_8 přispívají ke stabilitě zpětné vazby. Součástky byly zvoleny podle hodnot v [13] a [17]: $R_1, R_2 = 1 \text{ k}\Omega/0,6 \text{ W}$; $R_5 = 470 \text{ k}\Omega/0,6 \text{ W}$; $C_3 = 22 \text{ nF}/50\text{V}$; $C_8 = 68 \text{ nF}/50 \text{ V}$; $\text{TRIM}_3 = 10 \text{ k}\Omega$.

Pro realizaci obvodu byla navržena a zhotovena jednovrstvá DPS o rozměrech $52 \text{ mm} \times 66 \text{ mm}$. Návrh DPS je uveden v příloze C, kde se nachází i kompletní rozpiska součástek pro řídicí část měniče.

4.2 Návrh výkonové části měniče

V kapitole 3.1 je vypočítána potřebná hodnota napájecího napětí koncového zesilovače. Účinnost koncového zesilovače η_z je uvažována 60 % (typická hodnota ve třídě AB) a účinnost měniče η_m je uvažována 80%. Podle vztahu (14) je vypočítán celkový příkon zdroje P_{celk} . P_{04} je výkon všech čtyř kanálů zesilovače tj. 240W.

$$P_{celk} = \left(2 - \frac{\eta_{zes}}{100}\right) \cdot \left(2 - \frac{\eta_m}{100}\right) \cdot P_{04} = 1,4 \cdot 1,2 \cdot 240 = 403,2 \text{ W} \quad (14)$$

Maximální proud I_{celk} , který bude dodávat akumulátor, je vypočítán vztahem (15). U_{ak} zde značí napětí akumulátoru (12 V).

$$I_{celk} = \frac{P_{celk}}{U_{ak}} = \frac{403,2}{12} = 33,6 \text{ A} \cong 34 \text{ A} \quad (15)$$

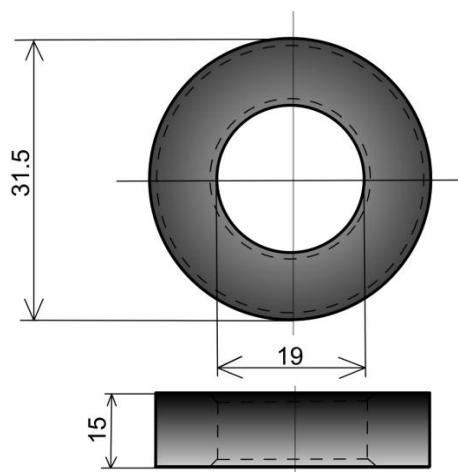
Maximální výstupní I_{mo} proud měniče je vypočítán vztahem (16).

$$I_{mo} = \frac{P_{04} \cdot \left(2 - \frac{\eta_{zes}}{100}\right)}{U_{cc}} = \frac{240 \cdot \left(2 - \frac{60}{100}\right)}{26} = 12,92 \text{ A} \cong 13 \text{ A} \quad (16)$$

Pro každou napájecí větev bude hodnota proudu poloviční tj. $I_{mo2} = 6,5 \text{ A}$.

4.2.1 Návrh transformátoru

Hlavním komponentem ovlivňujícím účinnost a kvalitu celého zapojení měniče je transformátor. Transformátor s potřebnými parametry by bylo téměř nemožné koupit, a proto je navržen a ručně vyroben.



obr. 12: Rozměry toroidního jádra T 3115C

Prvním krokem je volba vhodného jádra. Je nutno správně specifikovat tvar, materiál a rozměry. Vybrané toroidní jádro T 3115C z materiálu CF196 (H21) z nabídky

firmy Semic Trade [25] by mělo svými parametry vyhovovat požadavkům na přenášený výkon. Rozměry jádra jsou naznačeny na obr. 12.

Počet závitů jednoho primárního vinutí je zvolen $N_1 = 5$. Vztahem (17) podle [11] lze vypočítat přibližnou hodnotu indukčnosti jednoho primárního vinutí L_1 .

$$L_1 = \frac{\mu_i \cdot N_1^2 \cdot h \cdot (D - d)}{2500 \cdot (D - d)} = \frac{2000 \cdot 5^2 \cdot 15 \cdot (31,5 - 19)}{2500 \cdot (31,5 + 19)} = 74,26 \mu H, \quad (17)$$

kde μ_i je počáteční permeabilita jádra (Hm^{-1}), h je výška jádra, D je vnější průměr jádra a d je vnitřní průměr jádra. Všechny rozměry jsou dosazeny v mm. Indukčnost vyjde přímo v μH . Výkon zdroje v pohotovostním režimu P_{sb} je uvažován 5 W. Magnetizační proud I_m lze vypočítat vztahem (18). [23]

$$I_M = \frac{P_{sb}}{U_{ak}} = \frac{5}{12} = 0,417 A \quad (18)$$

Magnetizační impedance Z_m je podle Ohmova zákona:

$$Z_m = \frac{U_{ak}}{I_m} = \frac{12}{0,417} = 28,77 \Omega$$

Hodnota magnetizační impedance je stejná jako velikost reaktance (X_{L1}) vinutí. Spínací frekvence (f_s) je vypočítána podle vztahu (19). [23]

$$f_s = \frac{X_{L1}}{4 \cdot \pi \cdot L_1} = \frac{28,777}{4 \cdot \pi \cdot 74,257 \cdot 10^{-6}} = 30 kHz \quad (19)$$

Vztah pro výpočet indukčnosti je značně nepřesný a permeabilita jádra je udávána s velkou odchylkou. Z toho důvodu bude ideální frekvence pro transformátor uvažována v rozsahu 25 kHz až 35 kHz.

Převodní poměr transformátoru (p) je vypočítán podle vztahu (20).

$$p = \frac{U_{cc}}{U_{AK}} = \frac{N_2}{N_1} = \frac{26}{12} = 2,167 \quad (20)$$

Ze vztahu je vyjádřen počet závitů (N_2) jednoho sekundárního vinutí.

$$N_2 = p \cdot N_1 = 2,167 \cdot 5 = 10,8350 \cong 11 \Rightarrow 13$$

Pro pokrytí napěťových úbytků jsou k výsledku přičteny 2 závity. Výsledný počet je 13 závitů.

Pro vinutí budou použity měděné lakované vodiče. Maximální odpor vodiče (R_{max1}) je vypočítán podle vztahu (21).

$$R_{max1} = \frac{P_{sb1}}{I_{celk}^2} = \frac{5}{33,8332^2} = 0,0044 \Omega \quad (21)$$

Délka jednoho závitu l_z zvoleného toroidního jádra je 60 mm. Pro šest závitů je potřeba 360 mm drátu.

Pokud vodičem protéká střídavý proud s vysokou frekvencí, není proudová hustota rovnoměrně rozložena průřezem vodiče, jako by tomu bylo při proudu stejnosměrném. Takové chování se nazývá povrchový jev (skin effect). Důsledkem povrchového jevu se změní odpor uvažovaného vodiče na hodnotu R_{ac1} . Vztah (22) popisuje tuto změnu. Je zde předpokládáno paralelní vinutí více vodičů, čehož se u spínaných zdrojů využívá. Pro návrh musí platit podmínka $R_{ac1} \leq R_{max1}$. [5]

$$R_{ac1} = \frac{R_{dc1} \cdot (1 + y_s)}{n_1}, \quad (22)$$

kde n_1 je počet paralelně vinutých vodičů a y_s je faktor povrchového jevu podle vztahu (23).

$$y_s = \frac{x_s^4}{192 + x_s^4} = \frac{\left(\frac{8 \cdot \pi \cdot f_s \cdot 10^{-7}}{R_{dc}}\right)^2}{192 + \left(\frac{8 \cdot \pi \cdot f_s \cdot 10^{-7}}{R_{dc}}\right)^2}, \quad (23)$$

kde:

$$x_s^2 = \left(\frac{8 \cdot \pi \cdot f_s \cdot 10^{-7}}{R_{dc}}\right).$$

Ze vztahů (22) a (23) je vyjádřena podmínka. Drát je zvolen o průměru 0,670 mm. Tento drát délky 360 mm má podle tabulek v [4] odpor $R_{dc1} = 0,0184 \Omega$. Frekvence bude uvažována nejvyšší z vypočteného rozsahu tj. 35 kHz.

$$R_{max1} \geq \frac{R_{dc1} \cdot \left(1 + \frac{\left(\frac{8 \cdot \pi \cdot f_s \cdot 10^{-7}}{R_{dc}}\right)^2}{192 + \left(\frac{8 \cdot \pi \cdot f_s \cdot 10^{-7}}{R_{dc}}\right)^2}\right)}{n_1}$$

$$n_1 \geq \frac{18,4 \cdot 10^{-3} \cdot \left(1 + \frac{\left(\frac{8 \cdot \pi \cdot 35 \cdot 10^3 \cdot 10^{-7}}{18,4 \cdot 10^{-3}}\right)^2}{192 + \left(\frac{8 \cdot \pi \cdot 35 \cdot 10^3 \cdot 10^{-7}}{18,4 \cdot 10^{-3}}\right)^2}\right)}{0,0044} = 4,667 \Rightarrow 5$$

Obě primární vinutí budou tedy provedena šesti lakovanými dráty o průměru 0,67 mm. Bude navinuto 5 + 5 závitů.

Sekundárním vinutím poteče maximální proud $I_{mo2} = 6,5$ A. Ztrátový výkon na sekundárním vinutí je uvažován $P_{sb2} = 2$ W. Maximální povolený odpor vodiče sekundárního vinutí byl vypočten pomocí vztahu (21). Další postup byl stejný jako při výpočtu primárního vinutí.

$$R_{max2} = \frac{P_{sb1}}{I_{mo}^2} = \frac{2}{6,5^2} = 0,04734 \Omega$$

$$l_{13} = N_2 \cdot l_z = 13 \cdot 60 \cdot 10^{-3} = 780 \text{ mm}$$

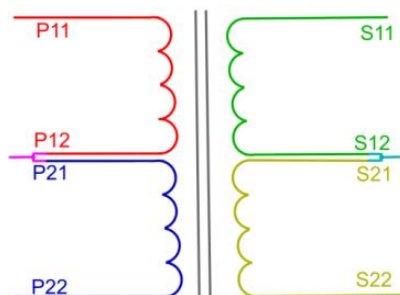
Drát byl zvolen o průměru 0,4 mm. Daná délka tohoto drátu má odpor $R_{dc2} = 110$ mΩ. Platí vyjádřená podmínka ze vztahu (22).

$$n_2 \geq \frac{110 \cdot 10^{-3} \cdot \left(1 + \frac{\left(\frac{8 \cdot \pi \cdot 35 \cdot 10^3 \cdot 10^{-7}}{110 \cdot 10^{-3}} \right)^2}{192 + \left(\frac{8 \cdot \pi \cdot 35 \cdot 10^3 \cdot 10^{-7}}{110 \cdot 10^{-3}} \right)^2} \right)}{0,04734} = 2,33 \Rightarrow 3$$

Obě sekundární vinutí budou provedena třemi lakovanými dráty o průměru 0,4 mm. Bude navinuto 13 + 13 závitů.

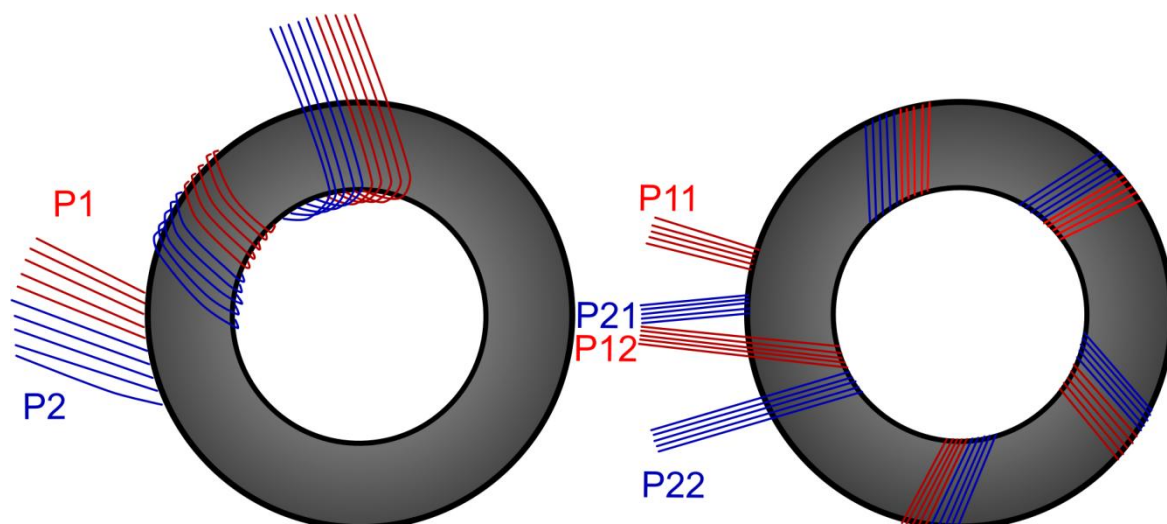
4.2.2 Realizace transformátoru

Na obr. 13 je schematická značka s barevným rozdělením jednotlivých vinutí. P značí primární vinutí a S značí sekundární vinutí. První index značí první vinutí a druhé vinutí. Druhý index značí začátek a konec vinutí. Jak je vidět na obr. 13, obě primární i sekundární vinutí musí být spojeny koncem prvního a začátkem druhého vinutí.



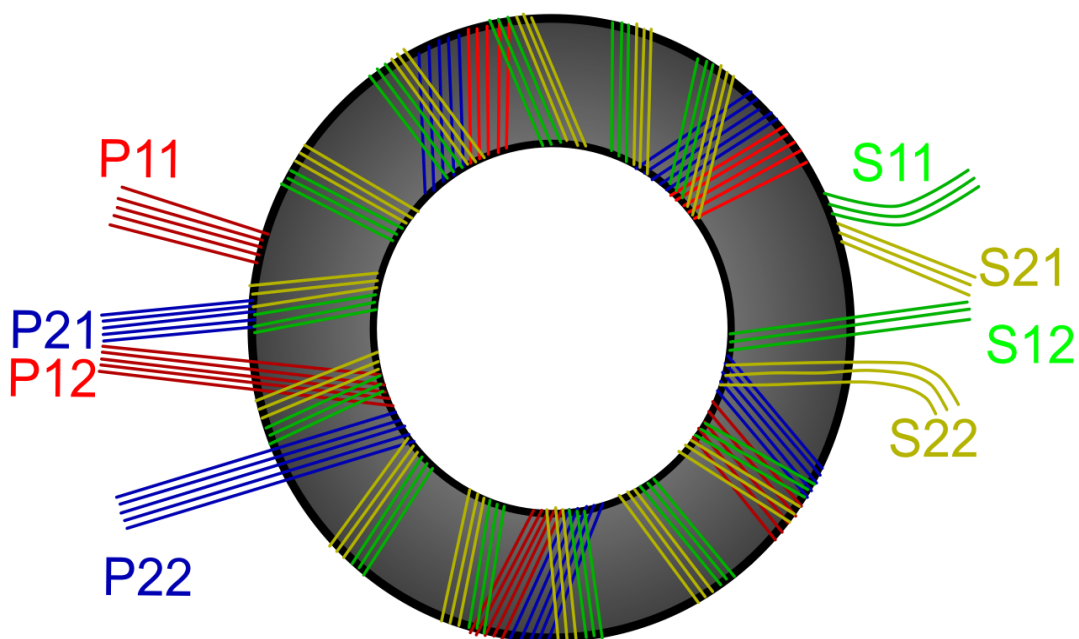
obr. 13: Schematická značka transformátoru

Nejdříve je nutno navinout bifilárně (současně) obě primární vinutí. Bifilárním vinutím se zmenší parazitní indukčnost mezi oběma vinutími. Závity musí být rovnoměrně rozmístěny po celém obvodu toroidu. V levé části obr. 14 je zobrazen způsob bifilárního vinutí. V pravé části jsou naznačena bifilárně navinutá primární vinutí s rovnoměrným rozmístěním závitů a jejich správné spojení.



obr. 14: Bifilární vinutí toroidu (vlevo) a rovnoměrné rozmístění závitů (vpravo)

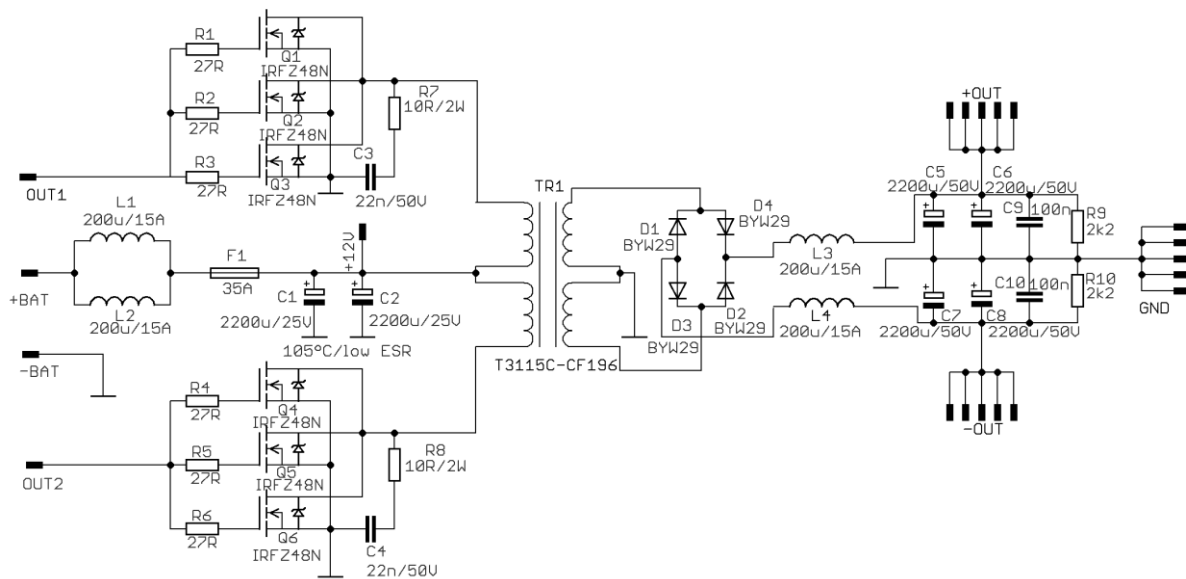
Sekundární vinutí je nutno vinout opět bifilárně, ale opačným směrem než vinutí primární. Tím selepší vazba mezi primární a sekundární stranou [17]. Naznačení kompletně navinutého jádra pro navrhovaný měnič napětí je na obr. 15. Ze všech konců vodičů je důkladně odstraněn lak. Vodiče jsou spájeny k sobě a připojeny do DPS.



obr. 15: Dvě primární a dvě sekundární vinutí na toroidním jádře

4.2.3 Ostatní součástky měniče

Výsledné schéma zapojení výkonové části měniče je na obr.16.



obr.16: Výsledné schéma zapojení výkonové části měniče

Konektory +BAT a -BAT jsou připojeny přímo na akumulátor. Cívky L_1 a L_2 slouží k omezení proudových špiček. Cívky jsou zapojeny dvě paralelně z důvodu zvýšení proudové zatížitelnosti. Pojistka F_1 chrání celé zapojení a je dimenzována na proud o 1 A vyšší, než je vypočítaný maximální proud z baterie $I_{\text{celk}} = 34 \text{ A}$ (15). Kondenzátory C_1 a C_2 dále napájecí napětí filtrují. Pro měnič musí být použity nízkoimpedanční kondenzátory s pracovní teplotou do 105°C [13]. Jejich kapacita je volena podle [13] $2200 \mu\text{F}$. Takto upravené napájecí napětí je přivedeno na uzel +12V, který je připojen do řídicí části a také na střed primárního vinutí. Zvolené součástky pro napájecí část obvodu: $L_1, L_2 = \text{DLE-201U-15A}$; F_1 – pojistka automobilová 35 A; $C_1, C_2 = 2200 \mu\text{F}/25 \text{ V}$, low ESR, 105°C .

Spínací signály jsou přivedeny z řídicí části na konektory OUT1 a OUT2 a přes rezistory $R_1 - R_6$ na elektrody G MOSFET tranzistorů $Q_1 - Q_6$. Vhodné hodnoty těchto rezistorů (27Ω) byly zjištěny při testování tranzistorů na nepájivém poli. Tranzistory musí být dostatečně rychlé a proudově i napěťově vhodně dimenzované. Musí mít také co nejmenší odpor v sepnutém stavu R_{dson} . Tranzistory jsou použity tři paralelně z důvodu snížení výkonových ztrát při vysokých proudech. Vybrány byly tranzistory IRFZ48N v pouzdru TO220. Odpor v sepnutém stavu mají $R_{\text{dson}} = 14 \text{ m}\Omega$, maximální napětí U_{ds} je 55 V a proud I_{d} je 64 A. Elektrody S jsou u všech tranzistorů uzemněny a elektrody D jsou připojeny na začátek prvního a konec druhého primárního vinutí. Při sepnutí tranzistoru bude procházet proud

vinutím přes tranzistor na zem. Výsledné hodnoty součástek jsou: $R_1 \dots R_6 = 27 \Omega / 0,6 \text{ W}$; $Q_1 \dots Q_6$ – IRFZ48N. [7][13]

Rezistory R_7 , R_8 a kondenzátory C_3 a C_4 slouží k omezení překmitů na vinutích a jejich parametry budou určeny až při měření průběhů. Obvod bude ožívován bez těchto součástek.

Na sekundárním vinutí je napětí zvětšené převodním poměrem transformátoru. Toto napětí je nutno usměrnit diodovým můstkem složeným z diod $D_1 - D_4$. Diody musí být velmi rychlé a dostatečně proudově dimenzované. Zvoleny byly diody BYW29-200. Jsou použitelné do proudu 8 A a mají zotavovací čas 25 ns. Střed sekundárního vinutí je uzemněn. [22][13]

Usměrněné napětí je vyfiltrováno cívkami L_3 , L_4 a kondenzátory $C_5 - C_{10}$. Cívky musí být vhodně proudově dimenzované a kondenzátory musí být opět nízkoimpedanční s pracovní teplotou do 105 °C. Ke kondenzátorům jsou připojeny rezistory R_9 a R_{10} , které zabrání jejich proražení při nechtěném zkratování výstupu. Součástky jsou voleny: L_3 , L_4 – DLE-201U-15A; $C_5 \dots C_8 = 2200 \mu\text{F} / 50 \text{ V}$, low ESR, 105°C; C_9 a $C_{10} = 100 \text{ nF} / 50 \text{ V}$.

Výstupy +OUT, -OUT a GND jsou připojeny ke všem čtyřem kanálům zesilovače a také k oběma ventilátorům. Výstup +OUT bude připojen také k řídicí části měniče a tím bude uzavřena zpětná vazba pro regulaci výstupního napětí.

Na MOSFET tranzistorech vznikají výkonové ztráty. Jsou proto pomocí šroubů připevněny na dva samostatné hliníkové chladiče o rozměrech 90 mm × 30 mm × 10 mm. Pouzdro tranzistoru IRFZ48N je spojeno s elektrodou D [7]. Z toho důvodu je nutné tranzistory od chladičů odizolovat pomocí průchodek pro šrouby a vhodných slídových podložek potřených pastou, která zlepšuje tepelný přenos.

Pro výkonovou část měniče byla navržena jednovrstvá DPS o rozměrech 168 mm × 66 mm (viz. Příloha D). Spoje, kterými tečou velké proudy musí být dostatečně široké a co nejkratší, kvůli omezení parazitních indukčností [17]. Z toho důvodu jsou elektrody D tranzistorů umístěny v těsné blízkosti primárních vinutí a pro připojení elektrod G jsou raději použity drátové propojky. Všechny výkonové spoje byly navíc pocínovány.

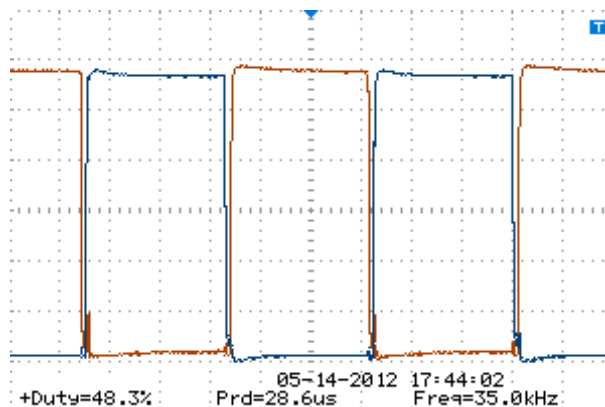
5 Oživení měniče napětí

Zapojení měniče bylo ještě před realizací DPS testováno na nepájivém poli (pouze nezatížený stav). Po úspěšných testech následovala výroba DPS, jejich osazení a oživení. Postup oživení a měření účinnosti měniče popisují následující podkapitoly.

5.1 Oživení řídicí části měniče napětí

Nejprve byla osazena a zkontrolována řídicí část měniče. Po zapájení všech součástek byl do patice vložen integrovaný obvod SG3525AN. Konektory +12 V a GND byly připojeny k laboratornímu zdroji s napětím 12 V. Proudové omezení zdroje bylo nastaveno na 0,1 A. Všechny ostatní konektory zůstaly nepřipojeny. Po zapnutí laboratorního zdroje byl proudový odběr asi 12 mA. Obvod musí být bez připojeného konektoru REMOTE vypnutý a na výstupech OUT1 a OUT2 nesmí být žádné napětí. To bylo ověřeno osciloskopem.

Poté byl konektor REMOTE připojen na napájecí napětí. Tím byl obvod spuštěn. Sondy osciloskopu byly připojeny na konektory OUT1 a OUT2. Zde byly obdélníkové průběhy přesně v protifázi o amplitudě 12 V. Trimr TRIM₁ byl nastaven na minimální hodnotu (tím byla nastavena maximální střída pulzů). Poté byla trimrem TRIM₂ nastavena frekvence 35 kHz. Výsledné průběhy na výstupech OUT1 a OUT2 jsou na obr. 17. Maximální střída generovaných pulzů byla 48,3 %.



obr. 17: Průběhy napětí na výstupech řídicí části (vertikální osa – 2 V/dílek; horizontální osa – 5 μ s/dílek)

Poslední kontrolou řídicí části měniče bylo ověření správné funkce pozvolného spouštění obvodu. Konektor REMOTE byl odpojen a sondy osciloskopu byly umístěny na výstupy OUT1 a OUT2. Poté byl konektor připojen zpět na napájecí napětí 12 V a byly kontrolovány průběhy na výstupech. Střída pulzů se plynule zvyšovala od 0 % až do maximální hodnoty 48,3 %. Spouštění probíhalo asi 1,5 s.

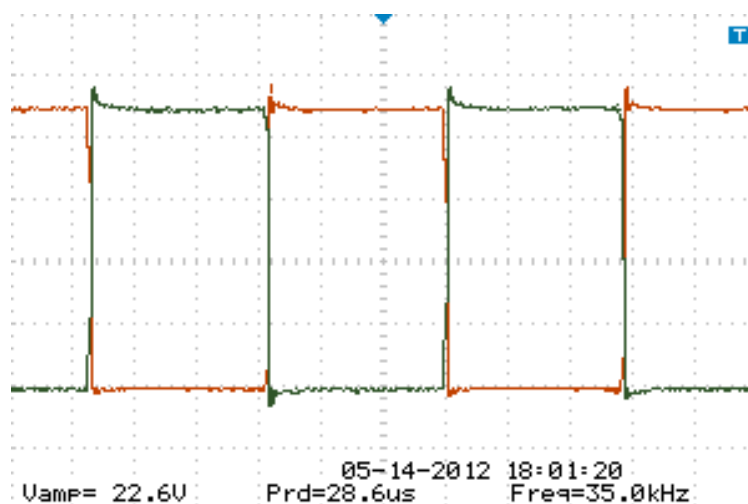
5.2 Oživení výkonové části měniče napětí

Nejdříve byla osazena celá primární strana výkonové části měniče kromě kondenzátorů C_3 , C_4 a rezistorů R_7 , R_8 . Sekundární strana transformátoru zůstala zcela odpojená. Laboratorní zdroj byl připojen na konektory +BAT a -BAT výkonové části. Dále byly propojeny konektory OUT1 a OUT2. Napájení řídicí části bylo připojeno na konektor +12 V. Na laboratorním zdroji bylo nastaveno proudové omezení 1 A. Proudový odběr činil opět asi 12 mA. Po připojení konektoru REMOTE vzrostl proudový odběr na 250 mA. Sondy osciloskopu byly připojeny na drainy tranzistorů Q_2 a Q_5 . Zde byly zjištěny opět obdélníkové průběhy, ale tentokrát s amplitudami o velikosti cca 24 V s malými překmity a oscilacemi. Byla proto změřena frekvence oscilací $f_{osc} = 4,52$ MHz a podle jednoduchého vztahu (24) byly zvoleny hodnoty kondenzátoru C_3 a rezistoru R_7 (hodnoty C_4 a R_8 identické). Hodnota rezistoru byla zvolena (10Ω) a poté byla dopočtena hodnota kondenzátoru. Na rezistoru budou vznikat určité výkonové ztráty, a proto byl zvolen rezistor na výkon 2 W. [1]

$$f_{osc} = \frac{1}{C_3 \cdot R_7} \Rightarrow C_3 = \frac{1}{f_{osc} \cdot R_7} = \frac{1}{4,52 \cdot 10^6 \cdot 10} = 22,12 \text{ nF} \quad (24)$$

$C_3, C_4 = 22 \text{ nF}/50 \text{ V}$; $R_7, R_8 = 10 \Omega/2 \text{ W}$

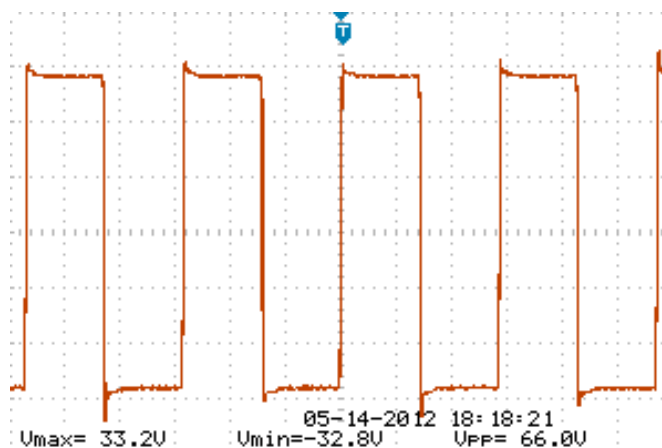
Po zapájení rezistorů a kondenzátorů byly opět změřeny průběhy napětí na drainech tranzistorů. Výsledné průběhy byly již bez oscilací a pouze s překmity o velikosti 2 V viz obr. 18.



obr. 18: Průběhy napětí na drainech tranzistorů (vertikální osa – 5 V/dílek; horizontální osa – 5 μ s/dílek)

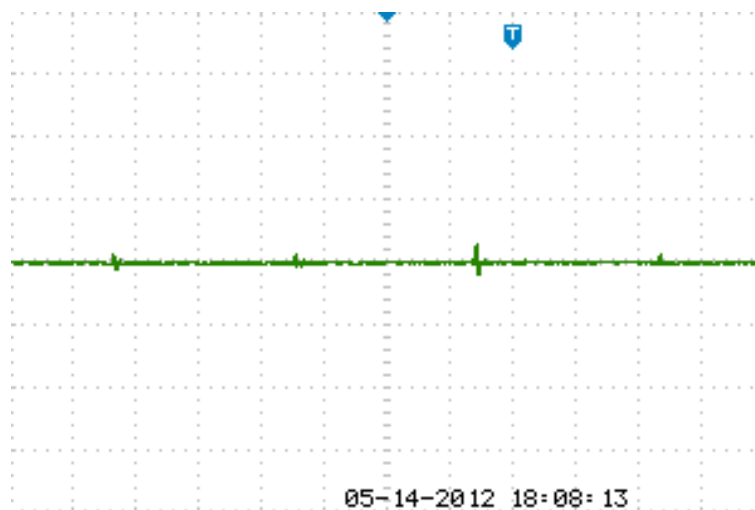
Následně byla osazena sekundární strana výkonové části měniče. Poté byly připojeny již všechny konektory včetně zpětné vazby. Zpětnovazební trimr $TRIM_3$ byl nastaven na maximální hodnotu. Po zapnutí laboratorního zdroje byl proudový odběr 270 mA. Byly překontrolovány průběhy napětí na elektrodách D a na sekundárních vinutích transformátoru.

Průběh napětí na jednom sekundárním vinutí transformátoru je na obr. 19. Průběh na sekundárním vinutí byl totožný, ale s opačnou fází.



obr. 19: Průběh napětí na sekundárním vinutí transformátoru (vertikální osa – 10 V/dílek; horizontální osa – 10 μ s/dílek)

Poté byl osciloskop připojen ke kladné a záporné výstupní větvi obvodu. Průběh napětí na kladné větvi je na Obr. 20. Průběh napětí na záporné větvi byl totožný, ale na jiném potenciálu. Na průběhu je patrné určité zvlnění, které dosahovalo maximální špičkové hodnoty 0,8 V. Hodnoty stejnosměrných napětí na výstupech byly zjištěny $+OUT = 29 V$ a $-OUT = 29,36 V$.



Obr. 20: Průběh výstupního napětí měniče $+OUT$ (vertikální osa – 2 V/dílek; horizontální osa – 5 μ s/dílek)

Dále byla otestována regulace výstupního napětí pomocí zpětné vazby. Na kladné i záporné výstupní větvi byly připojené voltmetry a na elektrodách G tranzistorů byl kontrolován průběh spínacích pulzů. Při snižování hodnoty Trimru $TRIM_3$ se zmenšovala střída spínacích pulzů a výstupní napětí klesala.

K obvodu byly postupně připojovány zatěžovací rezistory a kontrolovány průběhy na elektrodách D tranzistorů. Toto zatěžování bylo prováděno do velikosti příkonu zdroje cca 48 W (maximální proud napájecího zdroje 4 A). Poté bylo provedeno měření účinnosti.

5.3 Měření účinnosti měniče napětí

Při měření účinnosti byl měnič napětí připojen k akumulátoru z automobilu. Mezi kladnou a zápornou výstupní větev měniče byly postupně připojovány zatěžovací rezistory. Bylo měřeno napětí na vstupu měniče (U_1), napětí na zatěžovacích rezistorech (U_2), proud tekoucí do měniče (I_1) a proud tekoucí do zátěže (I_2). Účinnost měniče byla následně vypočítána podle vztahu (3). Z důvodu nedostatku vhodných zatěžovacích rezistorů bylo možné proměřit pouze část výkonového rozsahu měniče. Při měření byly kontrolovány teploty tranzistorů a usměrňovacích diod. Teploty všech součástek se pohybovaly jen těsně nad pokojovou teplotou. Naměřené a vypočtené hodnoty jsou uvedeny v tab. 1.

tab. 1: Naměřené a vypočtené hodnoty pro měření účinnosti měniče napětí

U_1 (V)	I_1 (A)	P_1 (W)	U_2 (V)	I_2 (A)	P_2 (W)	η_m (%)
12,20	0,77	9,39	59,8	0,09	5,38	57,29
12,18	0,88	10,72	59,5	0,11	6,55	61,06
12,17	1,08	13,14	59,4	0,15	8,91	67,79
12,12	1,58	19,15	59,3	0,24	14,23	74,32
12,05	2,30	27,72	58,5	0,38	22,23	80,21
11,85	4,35	51,55	56,6	0,80	45,28	87,84
11,64	4,90	57,04	55,3	0,90	49,77	87,26
11,60	5,80	67,28	54,7	1,08	59,08	87,81
11,40	7,00	79,80	53,6	1,33	71,29	89,33
11,20	9,00	100,80	52,3	1,70	88,91	88,20
10,90	12,60	137,34	49,5	2,40	118,80	86,50

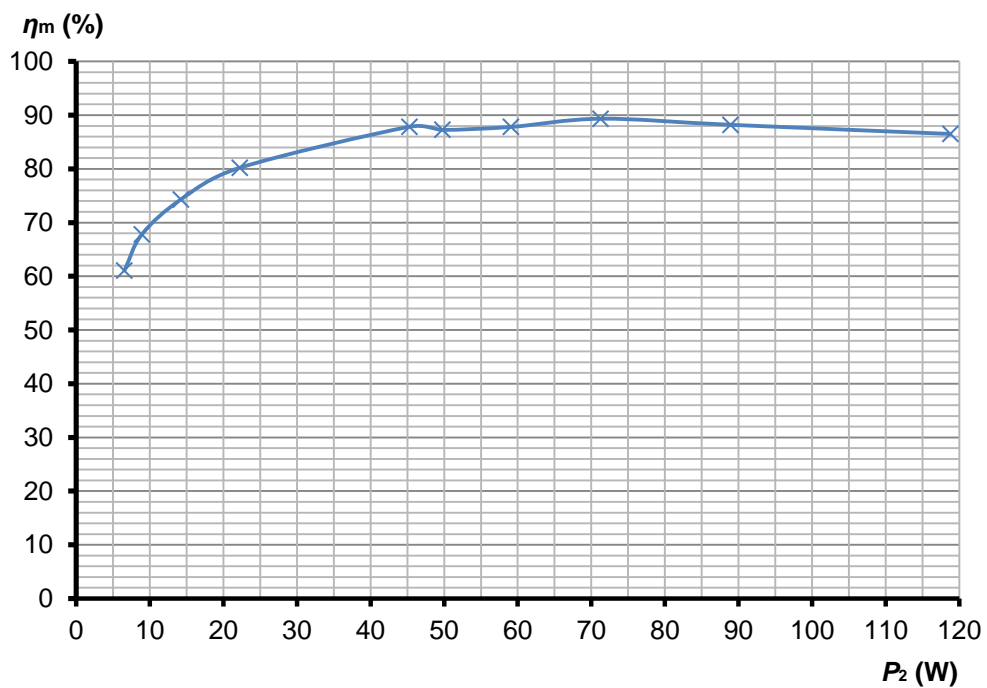
Příklad výpočtu pro první řádek tab. 1:

$$P_1 = I_1 \cdot U_1 = 0,77 \cdot 12,20 = 9,39 \text{ W}$$

$$P_2 = I_2 \cdot U_2 = 0,09 \cdot 59,8 = 5,38 \text{ W}$$

$$\eta_m = \frac{P_2}{P_1} \cdot 100 = \frac{5,38}{9,39} \cdot 100 = 57,29 \%$$

Na obr. 21 je grafická závislost účinnosti na výstupním výkonu P_2 . Z grafu je patrné, že se zvyšujícím se výkonem účinnost roste až do hodnot těsně pod 90%. Nejvyšší účinnosti dosahuje zdroj při hodnotách výkonu okolo 70 W. Poté začíná účinnost mírně klesat. Vstupní napětí se postupně snižovalo z důvodu napěťových úbytků na přívodním kabelu k ampérmetru a tím způsobovalo i snižování výstupního napětí.



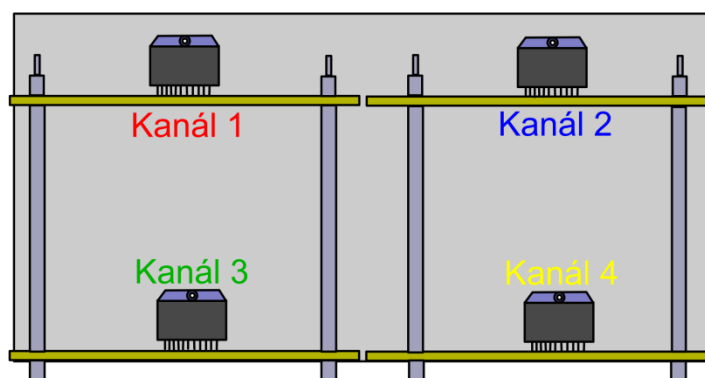
obr. 21: Grafická závislost účinnosti na výstupním výkonu měniče napětí

Po dokončení měření byla trimrem TRIM₃ nastavena výstupní napětí měniče na hodnoty ± 26 V, která byla vypočítána k napájení koncového zesilovače.

6 Měření parametrů koncového zesilovače

Po osazení a kontrole byly všechny kanály zesilovače postupně připojeny na výstupní napětí měniče +OUT a -OUT. Hodnota klidového proudu se u všech čtyř kanálů pohybovala okolo 50 mA, což odpovídá informacím uvedeným v [20]. Poté byl na vstup zesilovače připojen zdroj sinusového signálu o frekvenci 1 kHz. Na výstup zesilovače byla připojena rezistorová zátěž o hodnotě 4 Ω s výkonovou zatížitelností 80 W. Následně byly všechny kanály postupně vybudeny na maximum. Pro měření maximálního výstupního výkonu a *SR* byl použit akumulátor z automobilu. Pro ostatní výkonově méně náročná měření byl použit laboratorní zdroj.

Pro přehlednost měření byly kanály zesilovače očíslovány a barevně odlišeny podle mechanického rozmístění na chladiči (obr. 22).



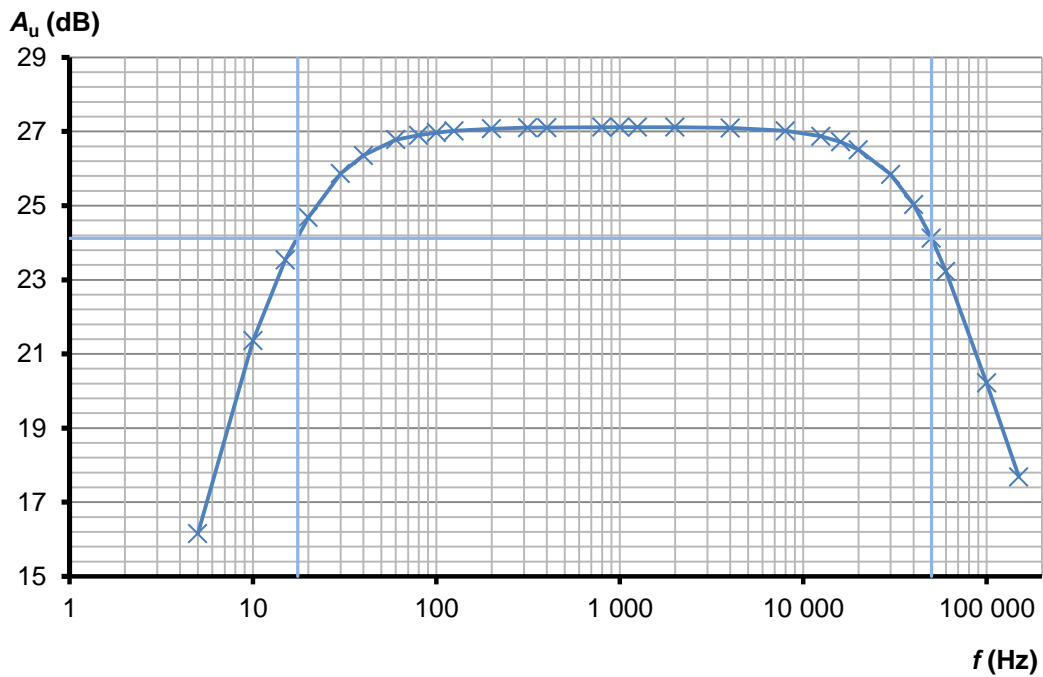
obr. 22: Rozmístění na chladiči a označení kanálů koncové zesilovače

6.1 Amplitudová frekvenční charakteristika

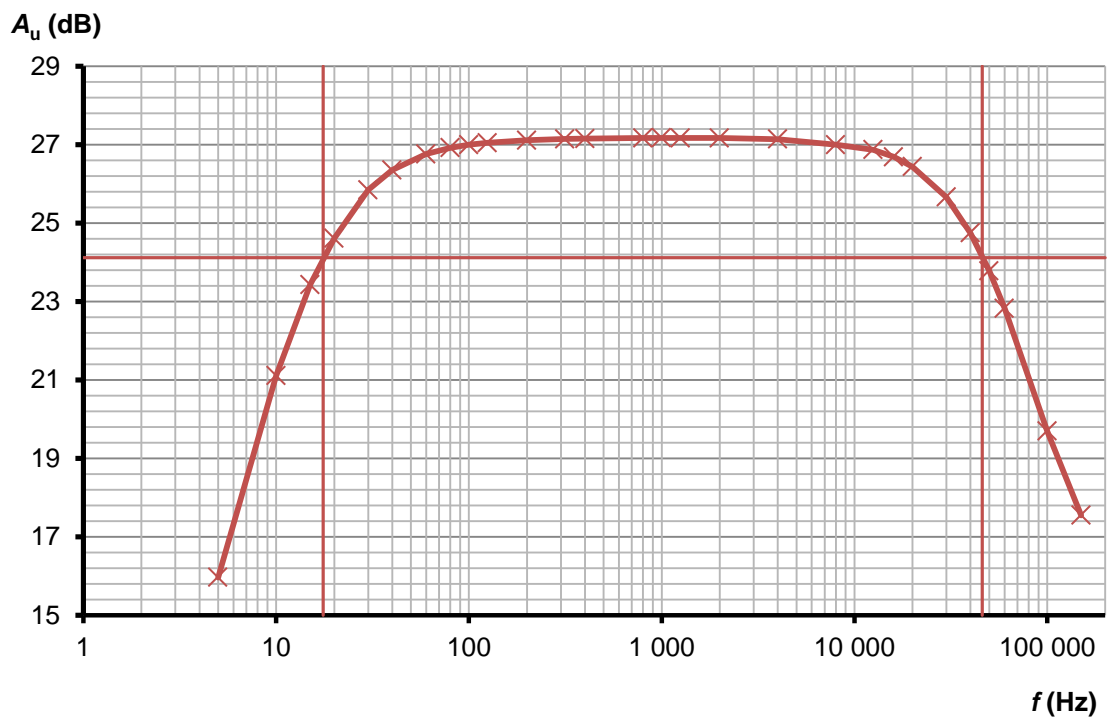
Amplitudová frekvenční charakteristika byla ověřena nastavením konstantní velikosti efektivní hodnoty vstupního napětí $U_1 = 87,5$ mV a měřením efektivní hodnoty výstupního napětí U_2 na zátěži 4 Ω při změnách frekvence f_1 vstupního signálu. Naměřené a vypočtené hodnoty jsou uvedeny v tabulce v příloze F. Na obr. 23 – obr. 26 jsou grafická znázornění amplitudové frekvenční charakteristiky pro všechny kanály zesilovače vyznačeným přenosovým pásmem.

Příklad výpočtu zesílení pro 1 kHz kanálu 1 s využitím vztahu (5):

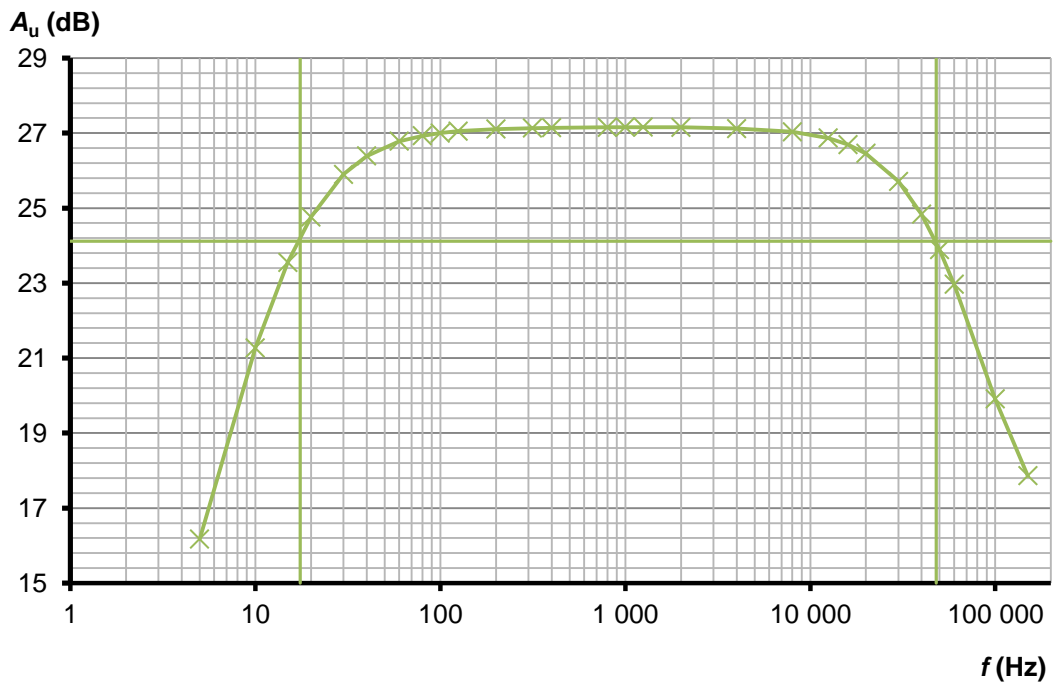
$$A_u = 20 \cdot \log\left(\frac{U_2}{U_1}\right) = 20 \cdot \log\left(\frac{1,986}{87,5 \cdot 10^{-3}}\right) = 27,119 \text{ dB}$$



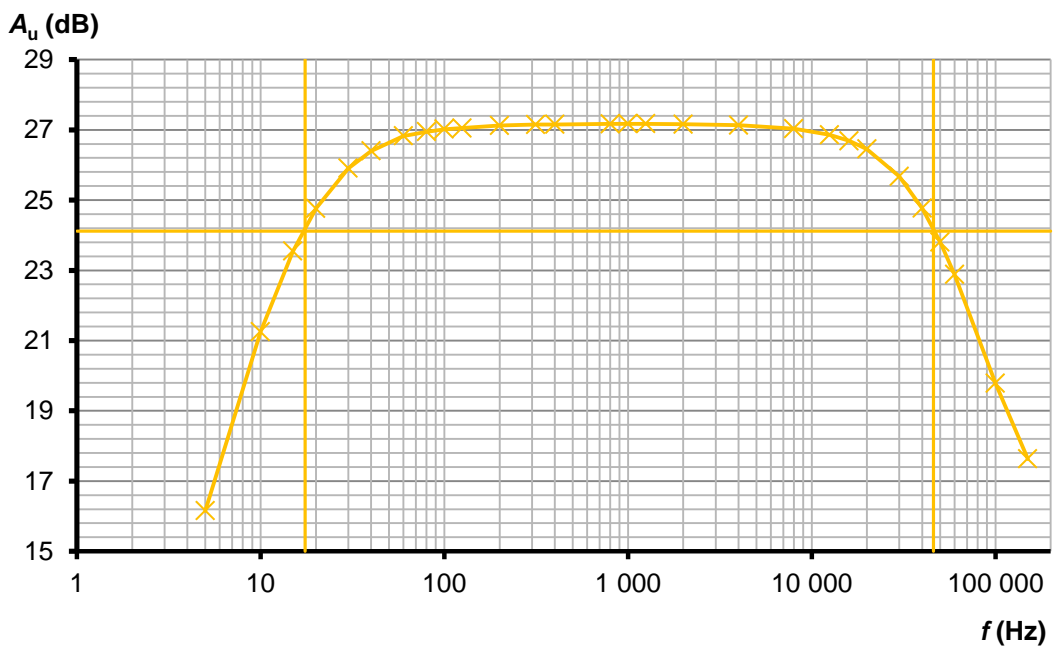
obr. 23: Amplitudová frekvenční charakteristika pro kanál 1 s vyznačeným přenosovým pásmem ($f_L = 18 \text{ Hz}$; $f_U = 50 \text{ kHz}$)



obr. 24: Amplitudová frekvenční charakteristika pro kanál 2 s vyznačeným přenosovým pásmem ($f_L = 18 \text{ Hz}$; $f_U = 46 \text{ kHz}$)



obr. 25: Amplitudová frekvenční charakteristika pro kanál 3 s vyznačeným přenosovým pásmem ($f_L = 18 \text{ Hz}$; $f_U = 48 \text{ kHz}$)



obr. 26: Amplitudová frekvenční charakteristika pro kanál 4 s vyznačeným přenosovým pásmem ($f_L = 18 \text{ Hz}$; $f_U = 46 \text{ kHz}$)

V tab. 2 jsou uvedeny dolní mezní frekvence f_L a horní mezní frekvence f_U pro všechny kanály zesilovače.

tab. 2: Mezní frekvence zesilovače

	Kanál 1	Kanál 2	Kanál 3	Kanál 4
f_L (Hz)	17,5	18,0	18,0	18
f_U (kHz)	50	46	48	46

Dolní mezní frekvence téměř odpovídají vypočítané hodnotě 15 Hz (tolerance součástek). Horní mezní frekvence jsou více než dvakrát větší než vypočítaná hodnota 22 kHz. Požadavek na přenosové pásmo 20 Hz až 20 kHz byl však splněn. Hodnoty zesílení téměř odpovídají vypočítané hodnotě 27,2 dB.

6.2 Maximální výstupní výkon a vstupní citlivost

Maximální výstupní výkon byl měřen na zátěži $R_z = 4 \Omega$. Na vstup zesilovače byl připojen generátor sinusového průběhu o frekvenci $f_1 = 1$ kHz. Na výstup zesilovače byl připojen osciloskop. Postupným zvyšováním efektivní hodnoty vstupního signálu U_1 byla nalezena maximální efektivní hodnota výstupního napětí U_2 , při které výstupní signál ještě nevykazoval zkreslení. Efektivní hodnota vstupního signálu pro plné vybudování byla $U_1 = 0,71$ V. Naměřené a vypočtené hodnoty pro měření maximálního výkonu jsou uvedeny v tab. 3. Výpočet je proveden podle vztahu (2).

tab. 3: Naměřené a vypočtené hodnoty pro měření maximálního výstupního výkonu

Kanál 1		Kanál 2		Kanál 3		Kanál 4	
U_2 (V)	P (W)	U_2 (V)	P (W)	U_2 (V)	P (W)	U_2 (V)	P (W)
16,08	64,64	16,07	64,56	16,12	64,96	16,05	64,40

Příklad výpočtu pro kanál 1:

$$P = \frac{U_2^2}{R_z} = \frac{16,08^2}{4} = 64,64 \text{ W}$$

Změřené hodnoty maximálního výstupního výkonu jsou vyšší než navrhované. To je způsobeno zřejmě menším úbytkem napětí na IO, než s jakým byly prováděny výpočty.

6.3 THD + N

Měření $THD + N$ bylo prováděno digitálním milivoltmetrem Grunding MV100, který umožňuje měření této veličiny v rozsahu 250 Hz až 8 kHz. Na vstup byl přiveden sinusový průběh napětí s efektivní hodnotou $U_1 = 0,68$ V, která odpovídá výstupnímu výkonu 60 W. Na výstup byla připojena zátěž 4Ω a již zmíněný milivoltmetr. Naměřené hodnoty jsou uvedeny v tab. 4.

tab. 4: Naměřené hodnoty $THD + N$

	Kanál 1	Kanál2	Kanál 3	Kanál 4
f (Hz)	THD + N (%)	THD + N (%)	THD + N (%)	THD + N (%)
250	0,08	0,09	0,09	0,08
1000	0,1	0,09	0,12	0,12
8000	0,13	0,11	0,12	0,13

Výrobce IO udává hodnotu $THD + N$ maximálně 0,03 % v celém slyšitelném pásmu při výkonu 60 W [20]. Naměřené hodnoty jsou až 4× větší. Zjištěné hodnoty $THD + N$ jsou však stále velmi dobré a sluchově je nelze zaznamenat.

6.4 Vstupní impedance

Mezi generátor sinusového průběhu o efektivní hodnotě $U_{gen} = 100$ mV a vstup zesilovače byl vložen rezistor R_v s jmenovitou hodnotou 100 k Ω . Byla měřena efektivní hodnota napětí U_1 na vstupu zesilovače. Naměřené hodnoty vstupní impedance R_z jsou uvedeny v tab. 5. [14]

tab. 5: Naměřené a vypočtené hodnoty pro měření vstupní impedance

	Kanál 1	Kanál 2	Kanál 3	Kanál 4
R_v (k Ω)	100	100	100	100
U_{gen} (mV)	100	100	100	100
U_1 (mV)	46,78	46,50	46,40	46,65
R_{in} (k Ω)	87,90	86,92	86,57	87,44

Příklad výpočtu pro kanál 1 :

$$R_{in} = \frac{U_1}{U_{gen} - U_1} \cdot R_v = \frac{46,78 \cdot 10^{-3}}{100 \cdot 10^{-3} - 46,78 \cdot 10^{-3}} \cdot 100 \cdot 10^3 = 87,9 \text{ k}\Omega$$

Vstupní impedanci lze měnit Trimrem $TRIM_1$. Trimr byl při měření nastaven na maximální hodnotu a tak změřené výsledky odpovídají teoretickým.

6.5 Výstupní impedance a činitel tlumení (DF)

Nejdříve byla na zátěži $R_z = 4 \Omega$ nastavena efektivní hodnota výstupního napětí $U_2 = 2$ V vstupním napětím o frekvenci 1 kHz a efektivní hodnotě přibližně 87,5 mV. Poté byla zátěž odpojena a bylo změřeno výstupní napětí naprázdno U_{20} . Z naměřených hodnot byla vypočítána hodnota výstupní impedance R_{out} a činitele tlumení DF a jsou uvedeny v tab. 6. [15]

tab. 6: Naměřené a vypočtené hodnoty pro měření výstupní impedance a DF

	Kanál 1	Kanál 2	Kanál 3	Kanál 4
U_2 (V)	2	2	2	2
U_{20} (V)	1,945	1,950	1,951	1,944
R_{out} (Ω)	0,028	0,025	0,025	0,028
DF (-)	144,85	160,00	163,27	142,85

Příklad výpočtu pro kanál 1:

$$R_{out} = \frac{U_2 - U_{20}}{U_2} = \frac{2 - 1,945}{2} = 0,028 \Omega$$

$$DF = \frac{R_z}{R_{out}} = \frac{4}{0,028} = 142,857$$

Změřené hodnoty DF a výstupní impedance odpovídají typickým hodnotám NF zesilovačů (viz. kapitola 1).

6.6 Rychlost přeběhu (SR)

Rychlost přeběhu byla měřena přivedením vstupního obdélníkového signálu o frekvenci $f_1 = 1$ kHz. Na výstup byla připojena zátěž 4Ω a osciloskopem byl měřen čas, za který hodnota napětí výstupního signálu vzroste z 10% maximální hodnoty na 90% maximální hodnoty (nástupná hrana). Měření bylo prováděno pro špičkovou hodnotu výstupního napětí v rozsahu 2 V – 10 V. Naměřené a vypočtené hodnoty pro měření SR jsou uvedeny v tab. 7.

tab. 7: Naměřené a vypočtené hodnoty pro měření SR

U_2 (V)	Kanál 1		Kanál 2		Kanál 3		Kanál 4	
	Δt (μs)	SR (V/ μs)	Δt (μs)	SR (V/ μs)	Δt (μs)	SR (V/ μs)	Δt (μs)	SR (V/ μs)
2	0,15	10,67	0,15	10,67	0,14	11,43	0,15	10,67
4	0,31	10,32	0,29	11,03	0,32	10,00	0,34	9,41
6	0,46	10,43	0,45	10,67	0,46	10,43	0,42	11,43
8	0,59	10,85	0,58	11,03	0,60	10,67	0,56	11,43
10	0,76	10,53	0,73	10,96	0,75	10,67	0,76	10,53

Příklad výpočtu pro kanál 1 a napětí $U_2 = 2$ V:

$$SR = \frac{U_2 \cdot 0,8}{\Delta t} = 10,67 \text{ V}/\mu s$$

V katalogovém listu [20] je udávána hodnota $SR > 8$ V/ μs . Zjištěné hodnoty jsou větší a tak odpovídají údajům od výrobce IO.

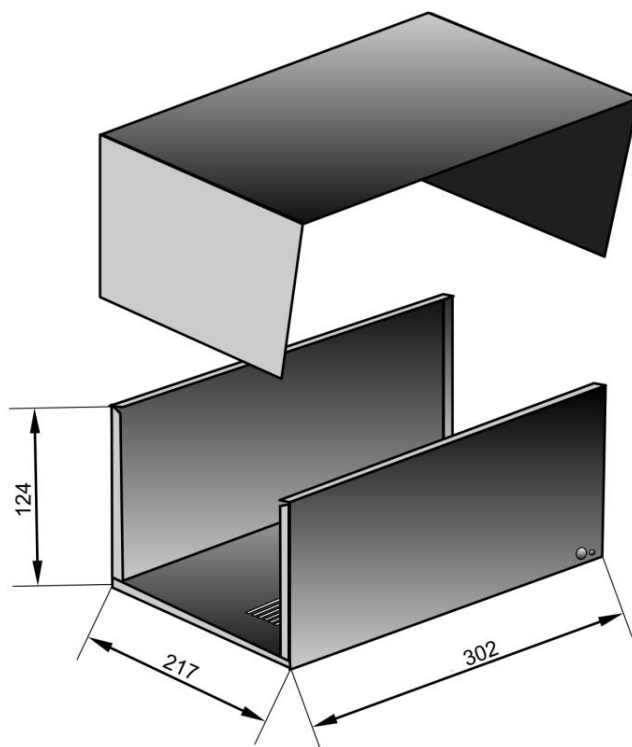
6.7 Použité měřicí přístroje

K měření a ožiování všech kanálů koncového zesilovače a měniče napětí byly použity tyto přístroje:

- Laboratorní zdroj Diametral P230R51D
- Digitální osciloskop Agilent DSO1002A
- Digitální osciloskop Tektronix TDS2002
- Funkční generátor Agilent 33220A
- Milivoltmetr Grunding MV100
- Multimetr Agilent 34401A
- Multimetr HAOYUE DT830B
- Multimetr M92A
- Multimetr Proskit MT-1232
- Akumulátor PLUS autobaterie 12V 74Ah 680A
- Propojovací kabely

7 Mechanické uspořádání

Pro uložení všech částí zesilovače byla vybrána přístrojová krabice U-KK12-221 z nabídky firmy EZK [10]. Krabice je z černěného ocelového plechu s vnějšími rozměry 302 mm × 124 mm × 217 mm. Krabice se skládá ze dvou plechů ve tvaru písmene U, z nichž jeden tvoří pevné dno s předním a zadním panelem a druhý víko s bočními stěnami. Krabice je znázorněna na obr. 27.



obr. 27: Přístrojová krabice U-KK12-22 bez úprav

Všechny DPS a chladiče jsou šrouby a distančními sloupky připevněny k jedné pevné podložní desce, která je přišroubována ke dnu krabice. Kanály koncového stupně jsou odděleny distančními sloupky a umístěny vždy dva nad sebou na chladiči (obr. 22).

Do bočních stěn víka krabice byly vytvořeny otvory, přes které byly připevněny vhodné kovové mřížky. Menší otvor na jedné stěně bude sloužit k sání vzduchu. U většího otvoru na druhé stěně krabice jsou umístěny ventilátory chladiče, takže vzduch kromě ofukování chladiče koncových stupňů proudí také celou krabicí. Mechanická konstrukce a rozmístění prvků v přístrojové krabici jsou více patrné z obrázků v příloze E.

Na zadní stěnu krabice byly umístěny přístrojové zdířky pro připojení napájecího napětí z akumulátoru, konektory Cinch pro vstupní signál a reprosvorky pro výstupní signál. Otvor, který již na panelu byl, slouží k přivedení spouštěcího napětí REMOTE. Návrh rozmístění konektorů je uveden v příloze E.

8 Závěr

V první kapitole práce byly představeny různé druhy nízkofrekvenčních zesilovačů a jejich základní parametry

V druhé kapitole byl proveden rozbor možností napájecích zdrojů v automobilu. Následně byla vybrána a představena vhodná topologie měniče napětí (push-pull).

Třetí kapitola se zabývala návrhem čtyřkanálového koncového zesilovače s výkonem $4 \times 60 \text{ W}$. K jeho řešení byl nejprve vybrán integrovaný obvod LM3886T. Návrh pokračoval výpočty a volbami doplňujících součástek integrovaného obvodu a návrhem desek plošných spojů. Ke koncovému zesilovači byl také navržen systém aktivního chlazení.

Ve čtvrté kapitole byl proveden návrh měniče napětí. Nejprve byla navržena řídicí část obvodu na samostatné desce plošných spojů s nastavitelnou frekvencí a střídou spínacích pulzů. Pro tuto činnost byl vybrán integrovaný obvod SG3525AN, který umožňuje modulaci střídavy generovaných průběhů přivedením výstupního napětí měniče. Poté byla navržena výkonová část měniče napětí v topologii push-pull s transformátorem na toroidním jádru a MOSFET tranzistory. Výkonová část byla taktéž navržena na samostatné desce plošných spojů.

V páté kapitole byl podrobně popsán postup ožívování měniče napětí. Byly zde zobrazeny napěťové průběhy v obvodu a bylo provedeno testování jeho funkcí. Chování obvodu odpovídalo teoretickým předpokladům. Následně byla měřena účinnost měniče, která se v měřené části výkonového rozsahu nad 20 W pohybovala mezi 80% a 90% , což odpovídá teoretickým předpokladům topologie push-pull.

Šestá kapitola se zabývala oživením čtyř kanálů koncového stupně zesilovače a měřením jejich parametrů. Naměřené parametry byly porovnávány s parametry navrhovanými a s údaji od výrobce integrovaného obvodu. Pro všechny kanály zesilovače byly změřeny hodnoty:

- zesílení v rozsahu $27,1 \text{ dB}$ až $27,2 \text{ dB}$ pro frekvenci 1 kHz ,
- dolní mezní frekvence v rozsahu $17,5 \text{ Hz}$ až 18 Hz ,
- horní mezní frekvence v rozsahu 46 kHz až 50 kHz ,
- maximální výstupní výkony v rozsahu $64,4 \text{ W}$ až 65 W ,
- $THD + N$ maximálně $0,13 \%$,
- vstupní impedance v rozsahu $86,5 \Omega$ až $87,9 \Omega$,
- výstupní impedance v rozsahu $0,025 \Omega$ až $0,028 \Omega$,

- SR minimálně $9,4 \text{ V}/\mu\text{s}$.

Kromě hodnot $THD+N$, horních mezních frekvencí a mírně vyšších výstupních výkonů odpovídají všechny výsledky teoretickým předpokladům.

Podle normy HiFi musí mít amplitudová frekvenční charakteristika maximální odchylku $\pm 1 \text{ dB}$ rozsahu 40 Hz až 16 kHz a odchylka zesílení mezi kanály musí být maximálně 3 dB . THD musí být maximálně $0,7 \%$ a výstupní impedance maximálně $1,33 \Omega$. Všechny tyto parametry byly splněny. [8]

V poslední sedmé kapitole byla popsána mechanická konstrukce celého zařízení, která je však lépe patrná z obrázků v příloze E a fotografií v příloze G.

Zesilovač byl navržen, realizován a jeho činnost byla ověřena měřením. Tímto byly splněny všechny cíle práce. K zesilovači budou později zakoupeny vhodné reproduktory a bude umístěn v automobilu.

9 Seznam použitých zdrojů

- [1] BILLINGS, Keith H. *Switchmode Power Supply Handbook*. New York: McGraw-Hill, 1989, 1 v. 684 s. ISBN 0-07-005330-8.
- [2] ČECH, Jiří. *Škoda techweb : vše o Škodovkách* [online]. 2002 [cit. 2011-12-06]. Dostupné z <http://skoda.panda.cz/clanek.php3?id=380>.
- [3] EZK. *Chladiče Řady CHL45*. Rožnov p.R., 2009. Dostupné z: http://www.ezk.cz/chladice_CHL45.pdf
- [4] FAKTOR, Zdeněk. *Transformátory a tlumivky pro spínané a napájecí zdroje*. 1. vydání. Praha : BEN - technická literatura, 2002. 248 s. ISBN 80-86056-91-0.
- [5] General Cable. *AC Resistance, Skin & Proximity Effect* [online]. New Zeland : General Cable New Zealand Ltd, 2003 [cit. 2011-12-08]. Dostupné z: www.generalcable.co.nz/Technical/10.3.2.1.pdf.
- [6] HONEYWELL. *Thermostats - Commercial*. USA, 2005. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/93692.pdf>
- [7] International Rectifier. *IRFZ48NPbF HEXFET Power MOSFET* [online]. USA : International Rectifier, 2010 [cit. 2011-12-07]. Dostupné z: <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irfz48npbf.pdf>.
- [8] KOTISA, Zdeněk. *NF zesilovače : 1. díl Předzesilovače*. 1. vydání. Praha : BEN - technická literatura, 2001. 95 s. ISBN 80-7300-030-X.
- [9] KOTISA, Zdeněk. *NF zesilovače : 2. díl Integrované výkonové zesilovače*. 1. vydání. Praha : BEN - technická literatura, 2002. 95 s. ISBN 80-7300-053-9.
- [10] Kovové přístrojové krabičky. EZK. *Elektronika: Elektronické součástky, Stavebnice a Moduly* [online]. Rožnov p.R., 2007 [cit. 2012-05-16]. Dostupné z: http://www.ezk.cz/krabicky_kovove.htm
- [11] KREJČIŘÍK, Alexandr. *Napájecí zdroje III. : Pasivní součástky v napájecích zdrojích a preregulátory - aktivní harmonické filtry*. 1. vydání. Praha : BEN - technická literatura, 1999. 349 s. ISBN 80-86056-56-2.
- [12] LÁNÍČEK, Robert. *Elektronika : obvody, součástky, děje*. 1. vydání. Praha : BEN - technická literatura, 1998. 480 s. ISBN 80-86056-25-2.
- [13] MERVART, Petr. Měnič napětí 12/±35V pro zesilovač v automobilu. *Praktická elektronika A Radio*. 2006, 10, s. 20-22. ISSN 1211-328X.
- [14] Měření vstupní impedance nf zesilovačů. ELNIKA. *Elektronika: Teoretické základy, praktická zapojení* [online]. 2004, květen 2004 [cit. 2012-05-15]. Dostupné z: http://elnika.sweb.cz/mereni/vstup_imped.htm

- [15] Měření výstupní impedance zesilovačů. ELNIKA. *Elektronika: Teoretické základy, praktická zapojení*[online]. květen 2004 [cit. 2012-05-27]. Dostupné z: http://elnika.sweb.cz/mereni/vystup_imped.htm
- [16] MICROCHIP TECHNOLOGY INC. *AN1114: Switch Mode Power Supply (SMPS) Topologies (Part I)* [online]. 2007 [cit. 2012-05-05]. Dostupné z: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/01114A.pdf>
- [17] MORENO, Sergio Sánchez a Rod ELLIOTT. Switchmode Power Supply For Car Audio. *Elliott Sound Products*[online]. Australia [cit. 2012-05-13]. Dostupné z: <http://sound.westhost.com/project89.htm>
- [18] MORENO, Sergio Sánchez. *What topology to choose?* [online]. [cit. 2012-04-20]. Dostupné z: <http://www.alltomelektronik.se/Files/080198-W.pdf>
- [19] MOTOROLA. *SG3525A SG3527A: Pulse Width Modulator Control Circuits*. Japonsko. Dostupné z: <http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/motorola/SG3525AN.pdf>
- [20] National Semiconductor. *LM3886 Overture Audio Power Amplifier Series High-Performance 68W Audio Power Amplifier W/Mute* [online]. [s.l.]: National Semiconductor Corporation, 2003 [cit. 2011-12-03]. Dostupné z: <http://www.national.com/ds/LM/LM3886.pdf>.
- [21] NOVOTNÝ, Vladislav; PATOČKA, Miroslav; VOREL, Pavel. *Napájení elektronických zařízení : přednášky*. Brno : Vysoké učení technické, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2002. 140 s. ISBN 80-214-2300-5.
- [22] Philips Semiconductors. *Rectifier diodes ultrafast BYW29 series* [online]. Rev 1.100. USA : Philips Semiconductors, 1994 [cit. 2011-12-07]. Dostupné z: <http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/philips/BYW29-200.pdf>.
- [23] RODRIGUEZ, Manuel. *IRAUDPS1* [online]. USA : International Rectifier, 2009, rev 3.3 [cit. 2011-12-06]. Dostupné z: <http://www.irf.com/technical-info/refdesigns/iraudps1.pdf>.
- [24] SELF, Douglas. *Audio Power Amplifier Design Handbook*. Third edition. Great Britain : Biddles Ltd, 2002. 427 s. ISBN 0-7506-56360.
- [25] SEMIC TRADE, s.r.o. *3A1A* [online]. Praha [cit. 2012-05-15]. Dostupné z: http://www.semic-shop.cz/fotky850/fotov/_3A1A.pdf
- [26] SLONE, G. Randy. *High-power audio amplifier construction manual*. USA : A Division of The McGraw-Hill Companies, 1999. 476 s. ISBN 0-07-134119-6.
- [27] Starter & Alternator: Extreme Performance Alternators & Starter. SORMOR. [online]. China [cit. 2012-05-29]. Dostupné z: <http://motor.sormor.com/Product/Alternators/alternator-assy.html>

10 Seznam symbolů a zkratek

→ ←	nabíjení, vybíjení
°C	stupeň Celsia
μ	mikro
A	Ampér
A _u	zesílení
C	kapacita / kondenzátor
D	dioda
dB	decibell
DF	damping factor (činitel tlumení)
DPS	deska plošného spoje
f	frekvence
F	pojistka / Farad
f _L , f _U	dolní mezní frekvence, horní mezní frekvence
f _s	frekvence spínání
H	vodík
Hz	Hertz
I	proud
I _m	magnetizační proud
IO	integrováný obvod
k	kilo
l	délka
L	indukčnost / cívka
log	dekadický logaritmus
low ESR	nízkoimpedanční kondenzátor
M	mega
m	mili
n	nano
N	počet vodičů
N	počet závitů
NC	not connected (nepřipojeno)
NF	nízkofrekvenční
obr.	obrázek
p	převodní poměr/piko
P	výkon
P ₀	příkon
Pb	olovo

P_{dmax}	maximální ztrátový výkon
P_{out}, P_2	výstupní výkon
P_{Sb}	výkon v pohotovostním režimu
Q	unipolární tranzistor
R	odpor (rezistor)
R_{ac}, R_{dc}	střídavý odpor, stejnosměrný odpor
R_L, R_{out}	odpor zátěže, výstupní odpor
S	síra
SD	shutdown
SR	slew rate (rychlost přeběhu)
S-S	soft-start
T	bipolární tranzistor
t	čas
T	perioda, teplota
tab.	tabulka
THD	Total Harmonic Distortion (celkové harmonické zkreslení)
THD+N	Total Harmonic Distortion + Noise (celkové + šum)
TR	transformátor
TRIM	trimr
U	napětí
U_1, U_{in}	vstupní napětí
U_2, U_{out}	výstupní napětí
U_c, U_{cc}	napájecí napětí
V	Volt
W	Watt
X_L	reaktance vinutí
y_s	faktor povrchového jevu
Z_m	magnetizační impedance
η, η_m, η_z	účinnost, účinnost měniče, účinnost zesilovače
Θ	tepelný odpor
Ω	Ohm

11 Seznam příloh

A. Celkové schéma zesilovače

obr. A.1: Celkové schéma zesilovače

B. Koncový zesilovač

obr. B.1: Rozmístění součástek jednoho kanálu koncového zesilovače (měřítko 1:1)

obr. B.2: Layout spodní strany DPS jednoho kanálu koncového zesilovače (měřítko 1:1)

tab. B.1: Rozpiska součástek pro čtyři kanály koncového zesilovače

C. Měnič napětí – řídicí část

obr. C.1: Rozmístění součástek řídicí části měniče napětí (měřítko 1:1)

obr. C.2: Layout spodní strany DPS řídicí části měniče napětí (měřítko 1:1)

tab. C.1: Rozpiska součástek pro řídicí část měniče napětí

D. Měnič napětí – výkonová část

obr. D.1: Rozmístění součástek výkonové části měniče napětí (měřítko 1:1)

obr. D.2: Layout spodní strany DPS výkonové části měniče napětí (měřítko 1:1)

tab. D.1: Rozpiska součástek pro výkonovou část měniče napětí

E. Mechanické uspořádání

obr. E.1: Rozmístění jednotlivých v součástích v krabici (měřítko 1:1,5)

obr. E.2: Podložní deska (měřítko 1:1,5)

obr. E.3: Dno krabice (měřítko 1:1,5)

obr. E.4: Boční strana víka krabice (strana s chladičem, měřítko 1:2)

obr. E.5: Boční strana víka krabice (strana bez chladiče, měřítko 1:2)

obr. E.6: Rozmístění konektorů na panelu (měřítko 1:2)

Seznam mechanických prvků a dalších součástek

F. Tabulka měření frekvenční charakteristiky

tab. F.1: Naměřené a vypočtené hodnoty měření amplitudové frekvenční charakteristiky

G. Fotodokumentace

obr. G.1: Zhotovený transformátor

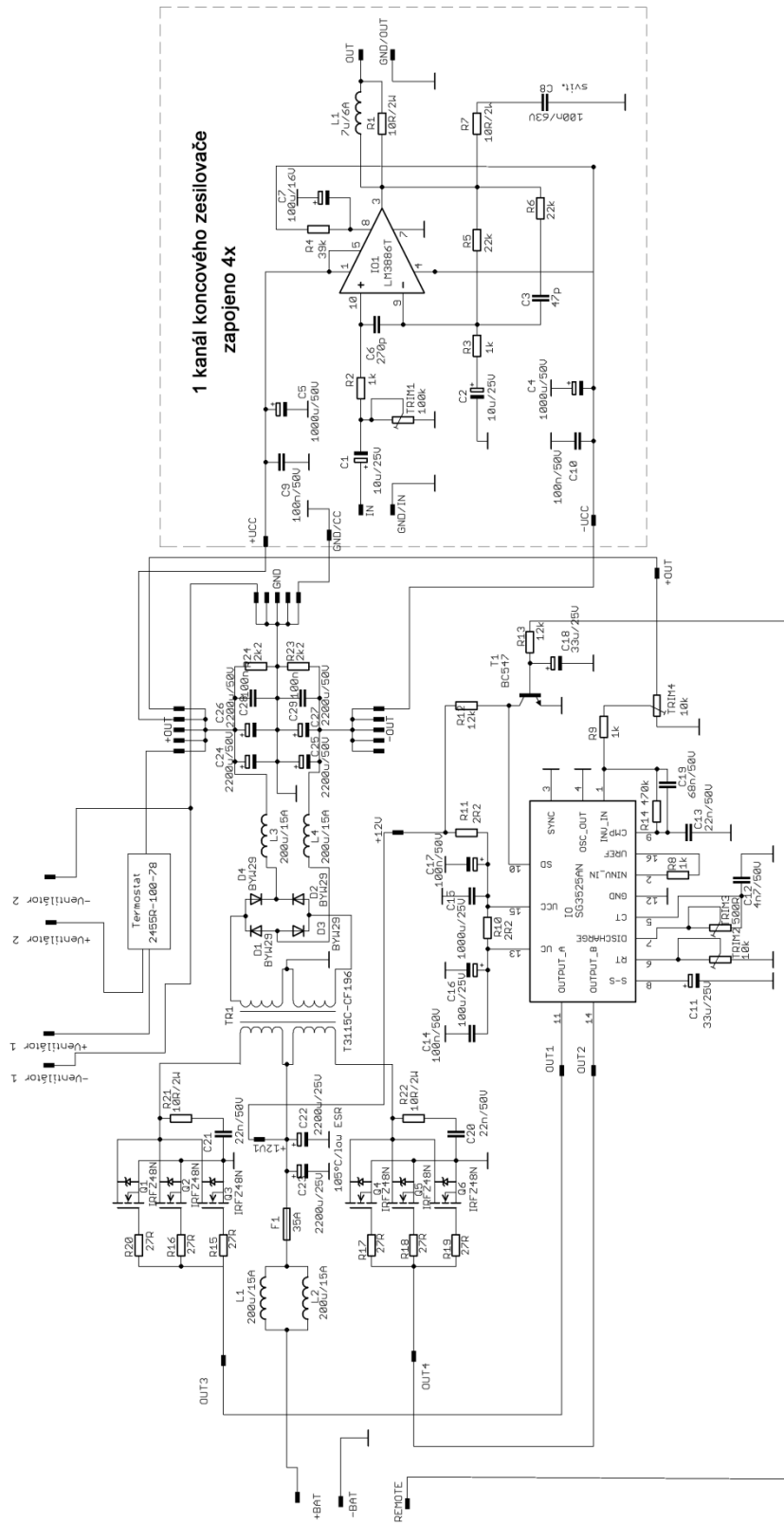
obr. G.2: Celkový pohled na zesilovač

obr. G.3: Boční strana zesilovače s velkou mřížkou

obr. G.4: Boční strana zesilovače s malou mřížkou

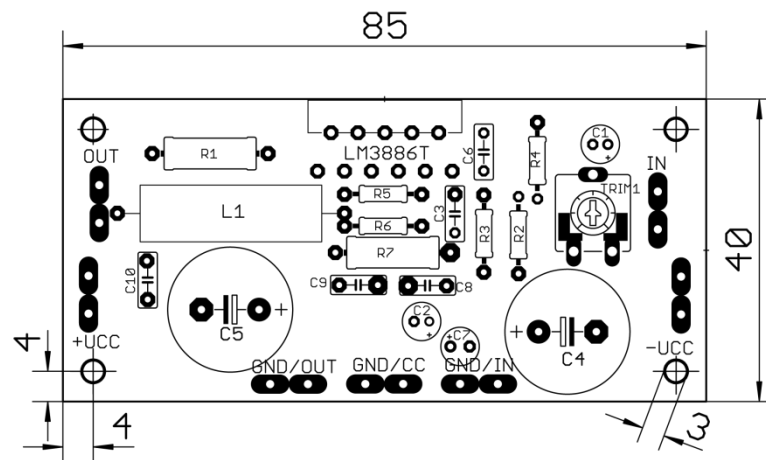
obr. G.5: Pohled do krabice

A. Celkové schéma zesilovače

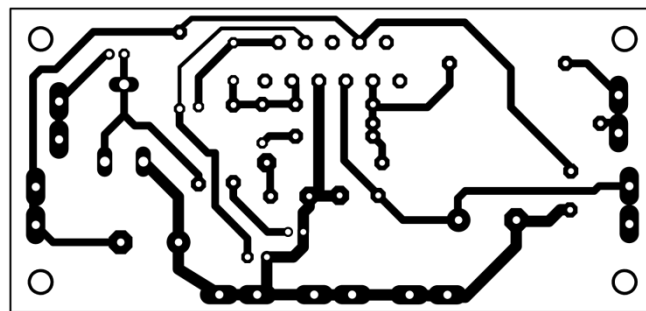


obr. A.1: Celkové schéma zesilovače

B. Koncový zesilovač



obr. B.1: Rozmístění součástek jednoho kanálu koncového zesilovače (měřítko 1:1)

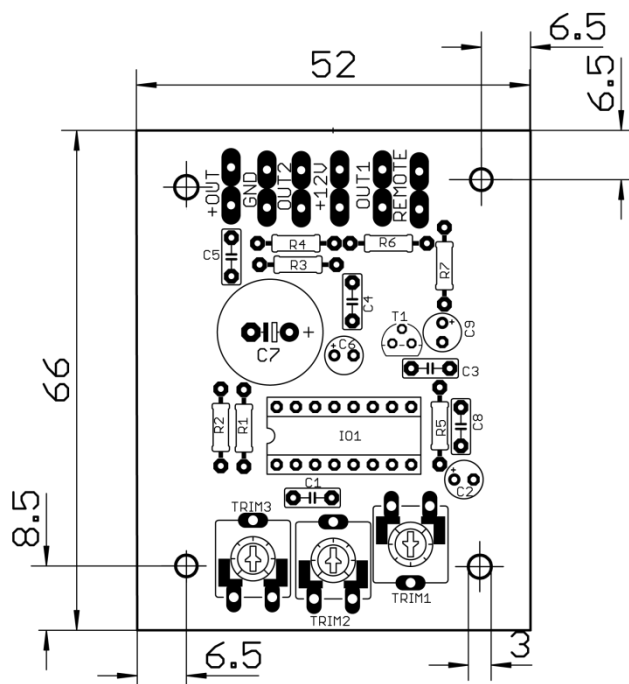


obr. B.2: Layout spodní strany DPS jednoho kanálu koncového zesilovače (měřítko 1:1)

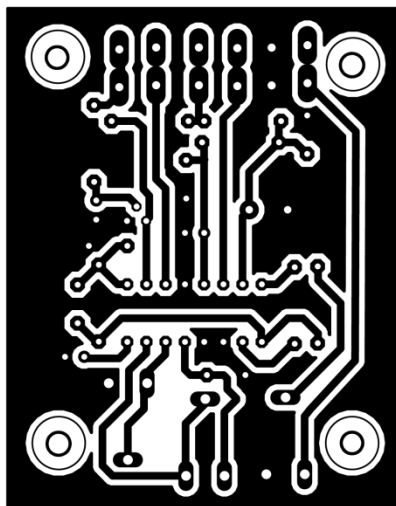
tab. B.1: Rozpiska součástek pro čtyři kanály koncového zesilovače

Součástka	Pouzdro	Typ	Hodnota	Výsledný počet
R1, R7	0414	2 W	10R	8
R2, R3	0207	0,6 W	1k	8
R4	0207	0,6 W	39k	4
R5, R6	0207	0,6 W	22k	8
TRIM1	CA9V	uhlíkový	100k	4
C1, C2	2-5	elektrolytický-25V	10u	8
C3	RM5	keramický-50V	47p	4
C4, C5	7,5-16	elektrolytický-50V	1000u	8
C6	RM5	keramický-50V	270p	4
C7	2,5-5	elektrolytický-16V	100u	4
C8	RM5	svitkový-63V	100n	4
C9,C10	RM5	keramický-50V	100n	8
L1	DLB-7R0M	6A	7u	4
IO1	TO220-11		LM3886T	4
konektor faston	6,3x0,8	přímý, do DPS		28

C. Měnič napětí – řídicí část



obr. C.1: Rozmístění součástek řídicí části měniče napětí (měřítko 1:1)

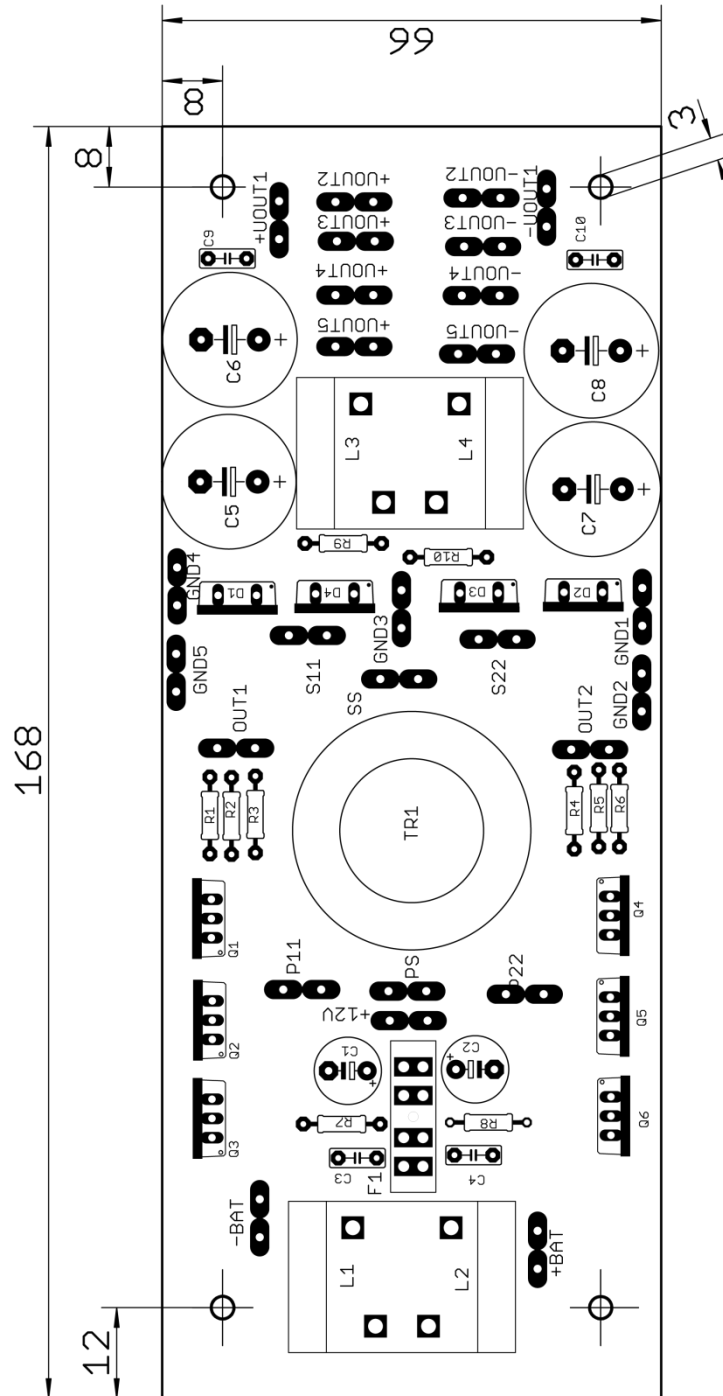


obr. C.2: Layout spodní strany DPS řídicí části měniče napětí (měřítko 1:1)

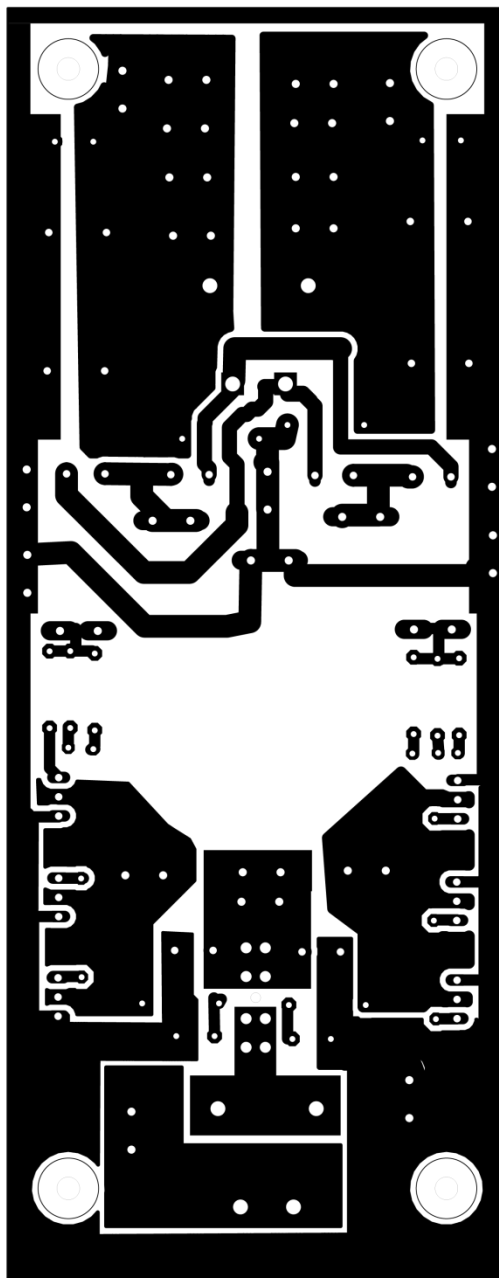
tab. C.1: Rozpiska součástek pro řídicí část měniče napětí

Součástka	Pouzdro	Typ	Hodnota	Výsledný počet
R1, R2	0207	0,6 W	1k	2
R3, R4	0207	0,6 W	2R2	2
R5	0207	0,6 W	470k	1
R6,R7	0207	0,6 W	12k	2
TRIM1, TRIM3	CA9V	uhlíkový	10k	2
TRIM2	CA9V	uhlíkový	500R	1
C1	RM5	keramický-50V	4n7	1
C2, C9	2,5-5	elektrolytický-25V	33u	2
C3	RM5	keramický-50V	22n	1
C4, C7	RM5	keramický-50V	100n	2
C5	5-13	elektrolytický-25V	1000u	1
C6	2,5-5	elektrolytický-25V	100u	1
C8	RM5	keramický-25V	68n	1
T1	TO92	NPN	BC547	1
IO	DIP-16		SG3525AN	1
patice	DIP-16			1
konektor faston	6,3x0,8	přímý, do DPS		6

D. Měnič napětí – výkonová část



obr. D.1: Rozmístění součástek výkonové části měniče napětí (měřítko 1:1)

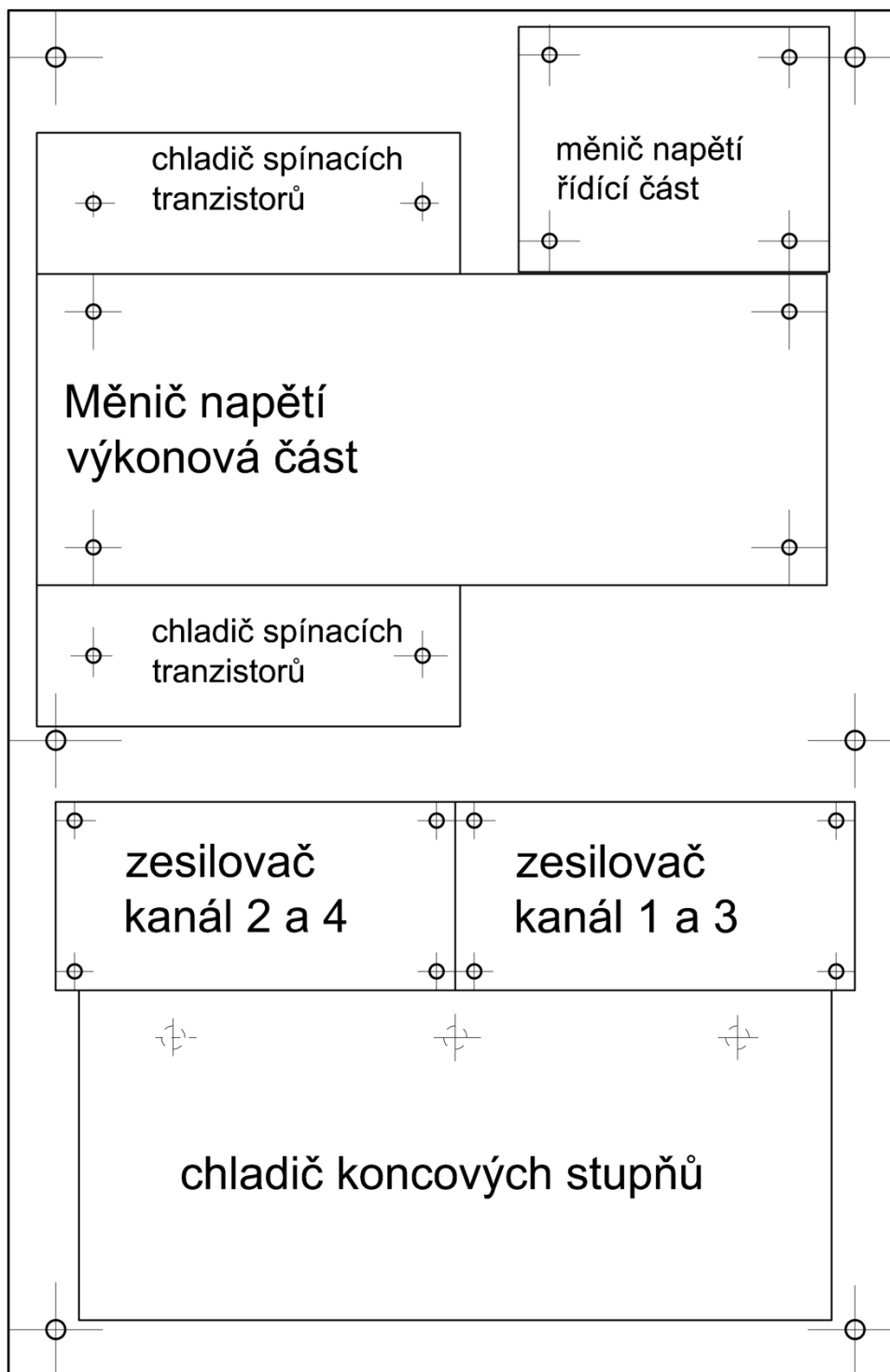


obr. D.2: Layout spodní strany DPS výkonové části měniče napětí (měřítko 1:1)

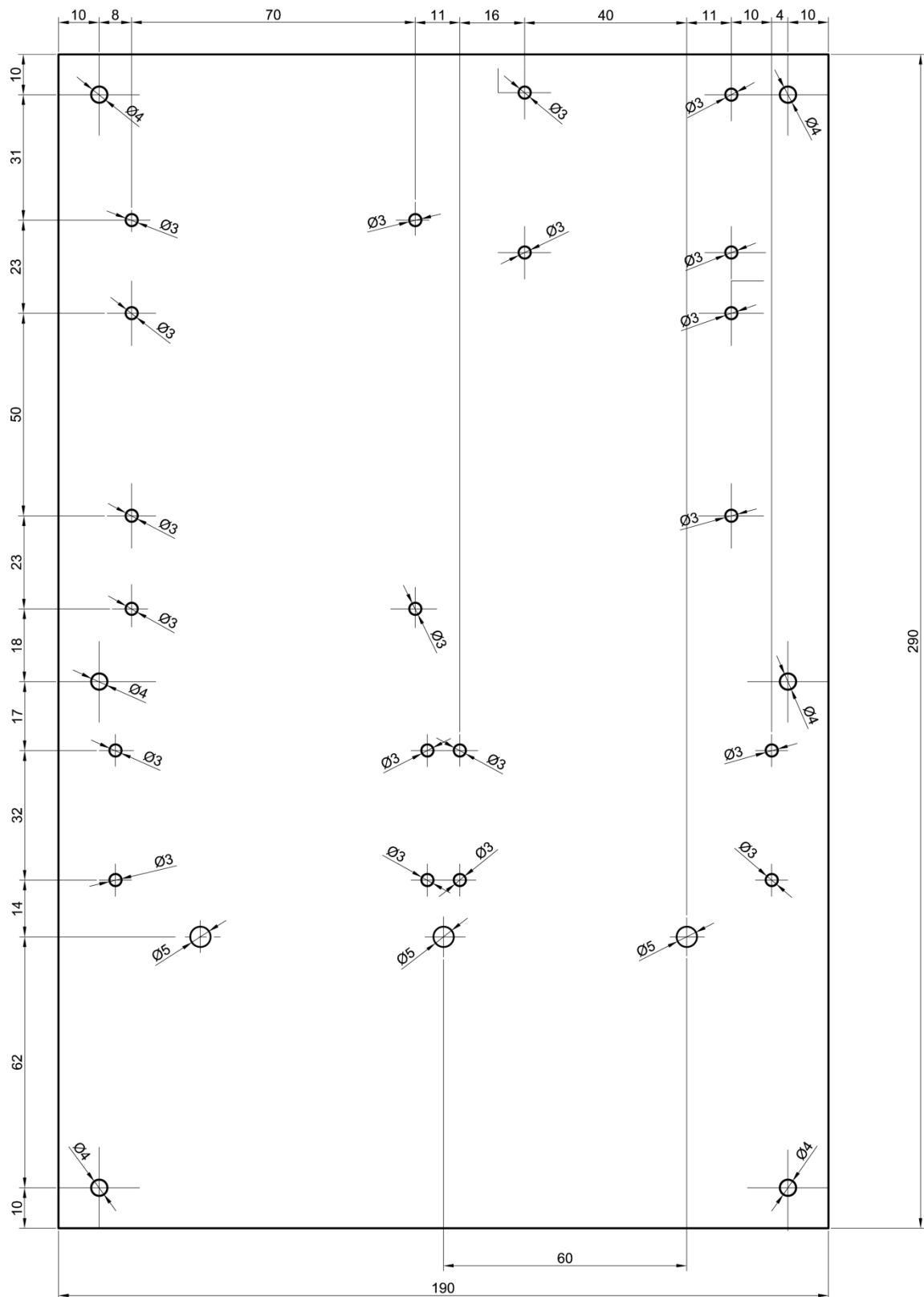
tab. D.1: Rozpiska součástek pro výkonovou část měniče napětí

Součástka	Pouzdro	Typ	Hodnota	Výsledný počet
R1 - R6	0207	0,6 W	27R	6
R7, R8	0414	2 W	10R	2
R9, R10	0414	2W	2k2	2
C1,C2	5-8,5	elektrolytický-25V, low ESR, 105°C	2200u	2
C3, C4	RM5	keramický-50V	22n	2
C5-C8	7,5-18	elektrolytický-25V, low ESR, 105°C	2200u	4
C9, C10	RM5	keramický-50V	100n	2
D1-D4	TO220		BYW29/200	4
F1 + pouzdro		nožová autopojistka	35 A	1
L1, L2, L3, L4		DLE-201U-15A	200u	2
Q1 - Q6	TO220	N	IRFZ48	6
konektor faston	6,3x0,8	přímý, do DPS		20
TR1	T3115C	CF196	viz text	1

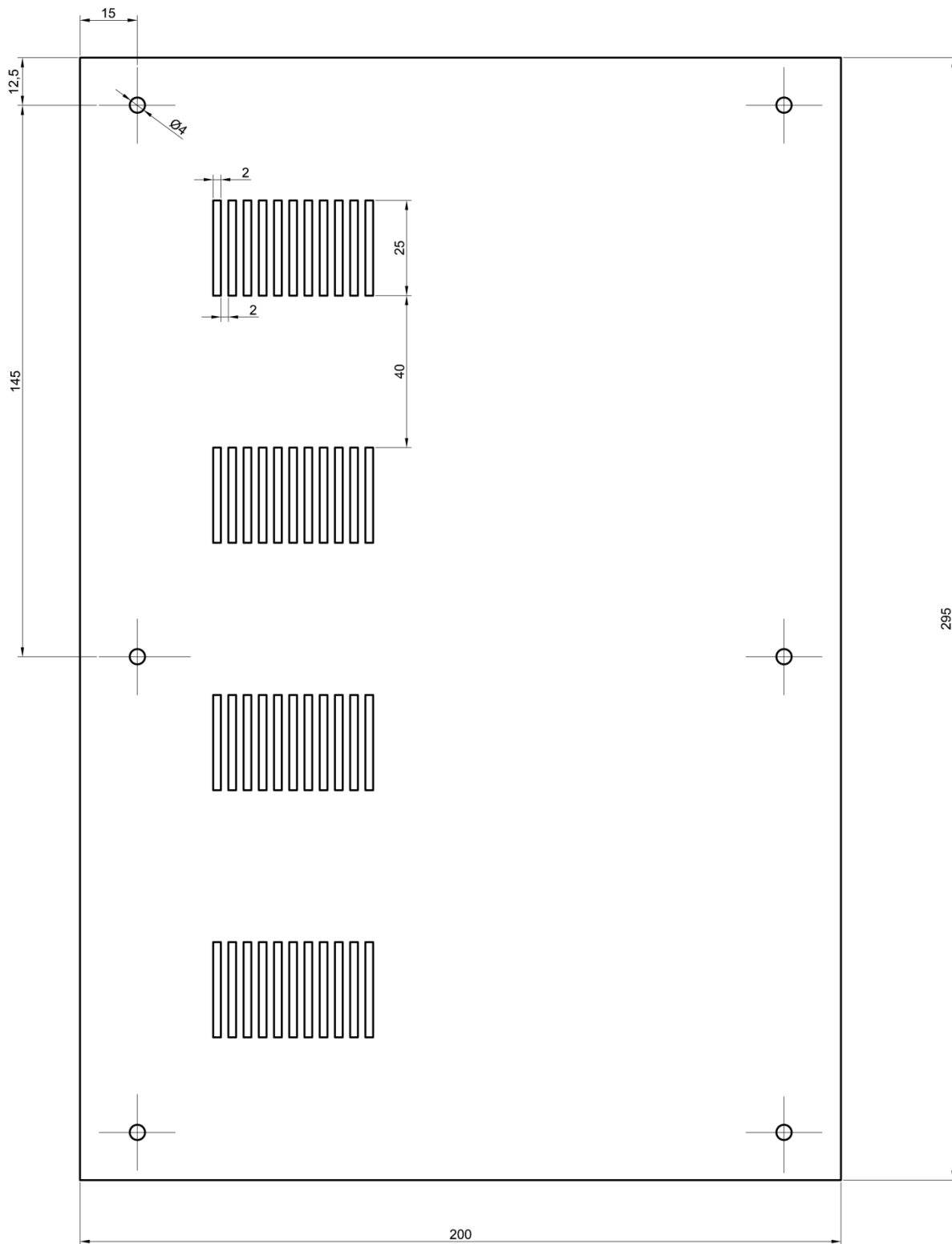
E. Mechanické uspořádání



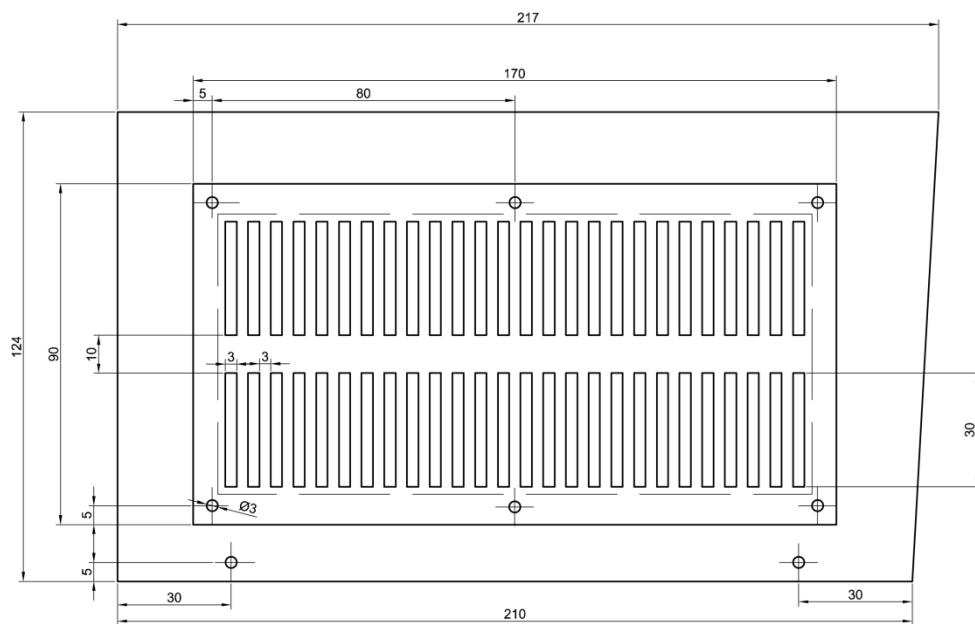
obr. E.1: Rozmístění jednotlivých v součásti v krabici (měřítko 1:1,5)



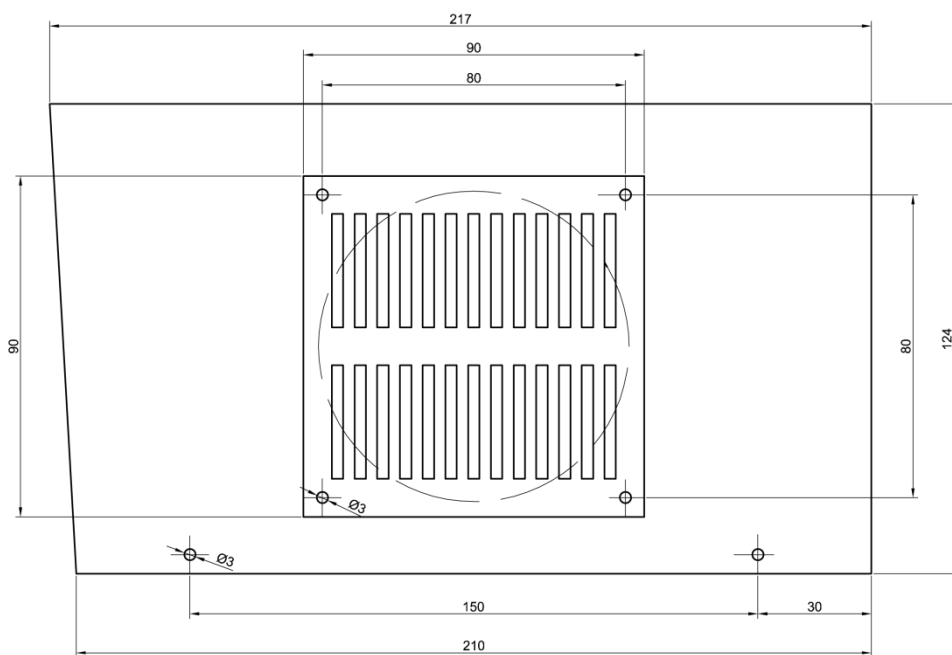
obr. E.2: Podložní deska (měřítko 1:1,5)



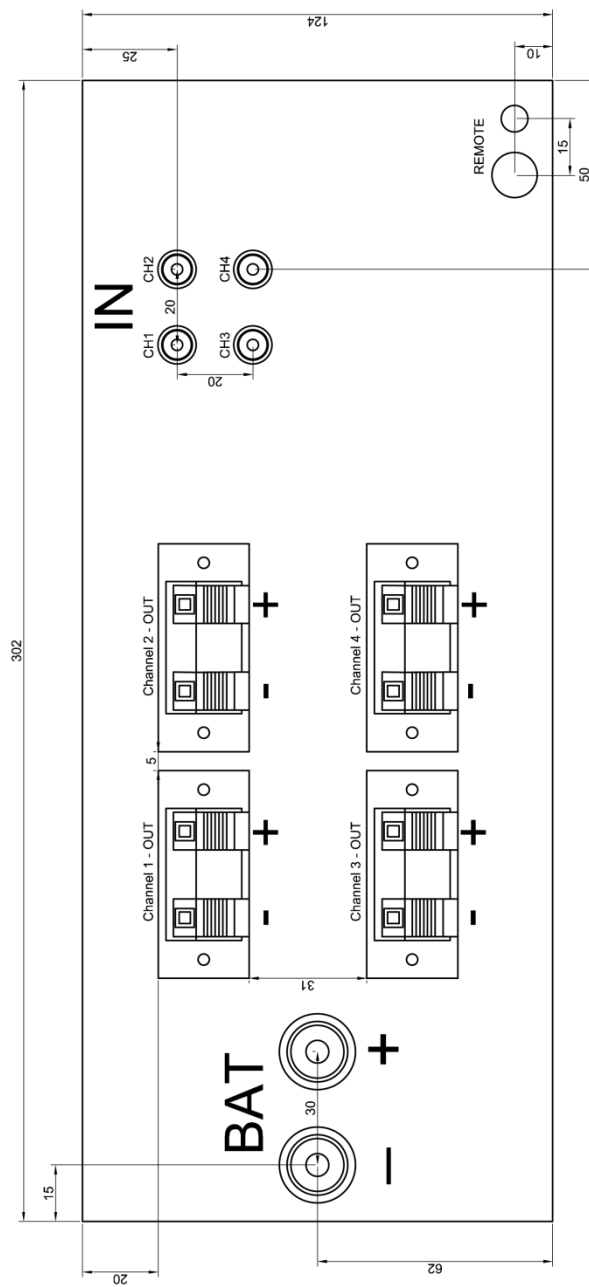
obr. E.3: Dno krabice (měřítko 1:1,5)



obr. E.4: Boční strana víka krabice (strana s chladičem, měřítko 1:2)



obr. E.5: Boční strana víka krabice (strana bez chladiče, měřítko 1:2)



obr. E.6: Rozmístění konektorů na panelu (měřítko 1:2)

Seznam mechanických prvků a dalších součástí:

distanční sloupky	20 ks
přístrojová krabice U-KK12-221	1 ks
silikonové podložky TO220-11	4 ks
slídové podložky TO220	6 ks
chladič CHL45V2	1 ks
termostat 2455R-100-78	1 ks
hliníkové chladiče 90 × 30 × 10	2 ks
průchodky pro šrouby M3	10 ks
reprosvorky	4 ks
konektory Cinch do panelu	4 ks
přístrojová zdírka FIRST TECH CN-BJ-030G	2 ks
konektory faston na kabel 6,3 x 0,8	
kabely	
šrouby, matice, podložky M3, M4, M5	
nerezová mřížka 90x170	1 ks
nerezová mřížka 90x120	1 ks

F. Tabulka měření frekvenční charakteristiky

tab. F.1: Naměřené a vypočtené hodnoty měření amplitudové frekvenční charakteristiky

f ₁ (Hz)	Kanál 1		Kanál 2		Kanál 3		Kanál 4	
	U ₂ (V)	A _u (dB)	U ₂ (V)	A _u (dB)	U ₂ (V)	A _u (dB)	U ₂ (V)	A _u (dB)
5	0,562	16,155	0,550	15,967	0,563	16,170	0,562	16,155
10	1,023	21,357	0,994	21,108	1,013	21,272	1,011	21,255
15	1,315	23,538	1,298	23,425	1,317	23,552	1,316	23,545
20	1,500	24,682	1,488	24,612	1,514	24,762	1,514	24,762
30	1,719	25,865	1,715	25,845	1,726	25,901	1,727	25,906
40	1,818	26,352	1,818	26,352	1,826	26,390	1,828	26,399
60	1,910	26,781	1,905	26,758	1,910	26,781	1,920	26,826
80	1,936	26,898	1,940	26,916	1,943	26,929	1,946	26,943
100	1,952	26,969	1,958	26,996	1,959	27,001	1,963	27,018
125	1,963	27,018	1,969	27,045	1,970	27,049	1,970	27,049
200	1,976	27,076	1,984	27,111	1,983	27,106	1,987	27,124
315	1,983	27,106	1,991	27,141	1,989	27,133	1,993	27,150
400	1,983	27,106	1,993	27,150	1,991	27,141	1,994	27,154
800	1,986	27,119	1,997	27,167	1,994	27,154	1,997	27,167
1 000	1,986	27,119	1,998	27,172	1,995	27,159	1,998	27,172
1 250	1,986	27,119	1,997	27,167	1,995	27,159	1,998	27,172
2 000	1,986	27,119	1,997	27,167	1,994	27,154	1,995	27,159
4 000	1,981	27,098	1,990	27,137	1,986	27,119	1,989	27,133
8 000	1,963	27,018	1,958	26,996	1,967	27,036	1,966	27,032
12 500	1,930	26,871	1,929	26,866	1,929	26,866	1,927	26,857
16 000	1,897	26,721	1,889	26,684	1,891	26,694	1,889	26,684
20 000	1,851	26,508	1,836	26,437	1,840	26,456	1,839	26,451
30 000	1,715	25,845	1,679	25,661	1,689	25,712	1,681	25,671
40 000	1,562	25,033	1,511	24,745	1,527	24,837	1,515	24,768
50 000	1,407	24,126	1,352	23,779	1,370	23,894	1,356	23,805
60 000	1,269	23,229	1,211	22,823	1,231	22,965	1,219	22,880
100 000	0,897	20,216	0,845	19,697	0,866	19,910	0,853	19,779
150 000	0,670	17,681	0,660	17,551	0,684	17,861	0,666	17,629

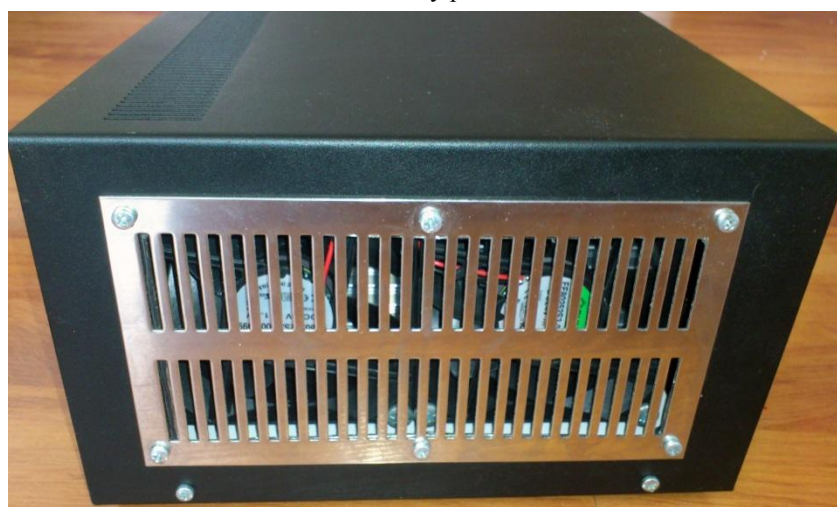
G. Fotodokumentace



obr. G.1: Zhotovený transformátor



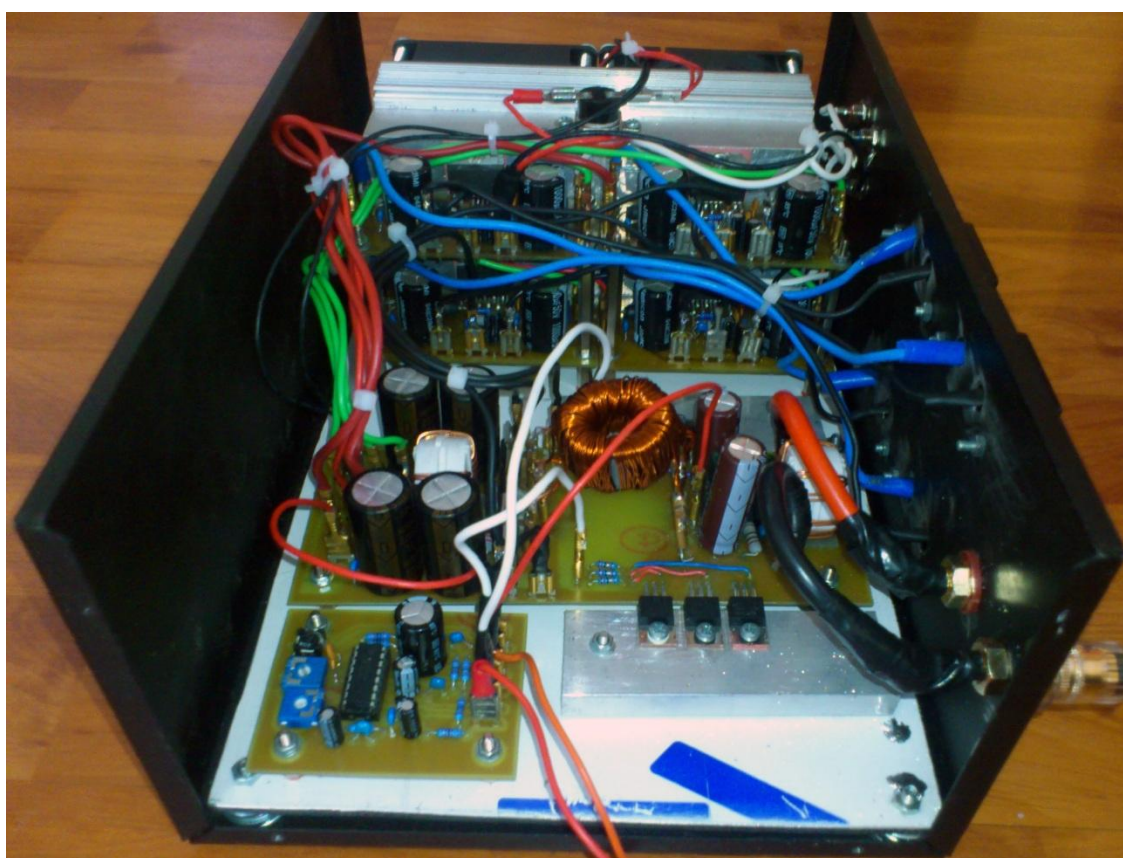
obr. G.2: Celkový pohled na zesilovač



obr. G.3: Boční strana zesilovače s velkou mřížkou



obr. G.4: Boční strana zesilovače s malou mřížkou



obr. G.5: Pohled do krabice