Fakulta elektrotechnická
Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací

Bakalářská práce

Optimalizace modulu univerzálního výkonového zesilovače

Autor práce: Jiří Janata
Vedoucí práce: Ing. Jiří Stifter, Ph.D.

Plzeň 2014

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
Fakulta elektrotechnická
Akademický rok: **2013/2014**

ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení:	**Jiří JANATA**
Osobní číslo:	**E11B0211P**
Studijní program:	**B2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor:	**Elektronika a telekomunikace**
Název tématu:	**Optimalizace modulu univerzálního výkonového zesilovače**
Zadávající katedra:	**Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací**

Zásady pro vypracování:

1. Proveďte rešerši a porovnání technických parametrů monolitických integrovaných výkonových zesilovačů do výkonu přibližně 250W, které jsou dostupné na trhu.
2. Zvolte nejvhodnější typy integrovaných výkonových zesilovačů k praktické realizaci univerzálního modulu výkonového zesilovače a tyto moduly zrealizujte.
3. Nastudujte metodiku měření nf výkonových zesilovačů, navrhněte měřicí postup a všechny zrealizované jednotky změřte, následně proveďte případnou další optimalizaci jednotek a měření zopakujte. Porovnejte výsledky měření a určete nejvhodnější řešení modulu v závislosti na požadovaném nf výkonu.

Rozsah grafických prací: **podle doporučení vedoucího**

Rozsah pracovní zprávy: **20 - 30 stran**

Forma zpracování bakalářské práce: **tištěná/elektronická**

Seznam odborné literatury:

Student si vhodnou literaturu vyhledá v dostupných pramenech podle doporučení vedoucího práce.

Vedoucí bakalářské práce: **Ing. Jiří Stifter, Ph.D.**
Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací

Datum zadání bakalářské práce: **14. října 2013**

Termín odevzdání bakalářské práce: **9. června 2014**

Doc. Ing. Jiří Hammerbauer, Ph.D.
děkan

L.S.

Doc. Dr. Ing. Vjačeslav Georgiev
vedoucí katedry

V Plzni dne 14. října 2013

Abstrakt

Tato práce se zabývá rešerší monolitických výkonových zesilovačů ve třídě AB a D, realizací modulů osazených vhodnými zesilovači, návrhem chlazení zesilovačů, měření významných parametrů zesilovačů a případným návrhem optimalizace schématu zapojení zesilovače. Rešerše je zaměřena pouze na zesilovače o výkonu od 50W do přibližně 250W.

Klíčová slova

monolitický výkonový zesilovač, výpočet chladiče, ztrátový výkon zesilovače třídy B, ztrátový výkon tranzistoru

Abstract

Janata, Jiří. *Optimization of universal power amplifier module* [*Optimalizace modulu univerzálního výkonového zesilovače*]. Pilsen, 2014. Bachelor thesis (in Czech). University of West Bohemia. Faculty of Electrical Engineering. Department of Applied Electronics and Telecommunications. Supervisor: Jiří Stifter

---

This thesis describes background research of monolithic power amplifiers in class AB and D, realization of modules with appropriate amplifiers, design heat sink, measuring important parameters of amplifiers and circuit optimization of amplifier. Background research is focused on the dominant manufacturers and amplifiers between 50W and 250W.

Keywords

power amplifier, design heat sink, power dissipation

Prohlášení

Předkládám tímto k posouzení a obhajobě bakalářskou práci, zpracovanou na závěr studia na Fakultě elektrotechnické Západočeské univerzity v Plzni.

Prohlašuji, že jsem svou závěrečnou práci vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce. Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné práce 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 § 270 trestního zákona č. 40/2009 Sb.

Také prohlašuji, že veškerý software, použitý při řešení této bakalářské práce, je legální.

V Plzni dne 16. června 2014

Jiří Janata

.....

Podpis

Obsah

Seznam obrázků **vii**

Seznam tabulek **viii**

Seznam symbolů a zkratek **ix**

1 Úvod **1**

2 Rešerše monolitických výkonových zesilovačů ve třídě AB a D **2**
2.1 Základní rozdělení monolitických zesilovačů 2
2.1.1 Třídy monolitických zesilovačů 2
2.1.2 Provedení monolitických zesilovačů 3
2.2 Základní parametry monolitických zesilovačů 4
2.3 Přehled monolitických zesilovačů 4

3 Návrh a realizace modulů zesilovačů **9**
3.1 Modul s LME49810 9
3.1.1 Popis návrhu zesilovače 9
3.1.2 Výpočet chladiče pro budič 11
3.1.3 Výpočet maximálního výstupního výkonu a napájecího napětí . . . 12
3.2 Modul s LME49830 13
3.2.1 Popis návrhu zesilovače 13
3.2.2 Výpočet chladiče pro budič 13
3.2.3 Výpočet maximálního výstupního výkonu a napájecího napětí . . . 13
3.3 Modul s LM4702B 14
3.3.1 Popis návrhu zesilovače 14
3.3.2 Výpočet chladiče pro budič 14
3.3.3 Výpočet maximálního výstupního výkonu a napájecího napětí . . . 14
3.4 Modul s LM4780 15
3.5 Modul s IRS2092 15
3.5.1 Výpočet ztrátového výkonu 15
3.5.2 Výpočet chladiče 16
3.5.3 Obvody ochran 16

3.6 Návrh a výpočet chlazení 17
3.7 Odvození výpočtu tepelných ztrát tranzistoru 19

4 Měření modulů a optimalizace 22
4.1 Měření zesilovače LME49830 24
4.2 Měření zesilovače LM4780 28
4.3 Měření zesilovače IRS2092 34
4.4 Shrnutí výsledků měření 38

5 Závěr 39

Reference, použitá literatura 41

Přílohy 42

A Schémata zapojení 42

B Motivy plošných spojů 48

C Osazovací výkresy 54

D Seznamy součástek 58

Seznam obrázků

2.1 Komplementární dvojice tranzistorů 3
2.2 Koncový stupeň zesilovače třídy D 3

3.1 V_{BE} *multiplier* 10
3.2 Náhradní schéma chladícího obvodu 17
3.3 Závislost tepelného odporu chladiče na délce |Převzato z [5]| 18
3.4 Ztrátový výkon tranzistoru TIP31C v závislosti na teplotě pouzdra 20

4.1 Šumové pozadí zesilovače LME49830 25
4.2 Závislost THD a výstupního výkonu na vstupním napětí zesilovače LME49830 25
4.3 Závislost THD+N na frekvenci zesilovače LME49830 26
4.4 Amplitudová a fázová charakteristika zesilovače LME49830 26
4.5 Intermodulační zkreslení zesilovače LME49830 27
4.6 Šumové pozadí zesilovače LM4780 kanál A 29
4.7 Šumové pozadí zesilovače LM4780 kanál B 29
4.8 Závislost THD a výstupního výkonu na vstupním napětí zesilovače LM4780 kanál A 30
4.9 Závislost THD a výstupního výkonu na vstupním napětí zesilovače LM4780 kanál B 30
4.10 Závislost THD+N na frekvenci zesilovače LM4780 kanál A 31
4.11 Závislost THD+N na frekvenci zesilovače LM4780 kanál B 31
4.12 Amplitudová a fázová charakteristika zesilovače LM4780 kanál A 32
4.13 Amplitudová a fázová charakteristika zesilovače LM4780 kanál B 32
4.14 Intermodulační zkreslení zesilovače LM4780 kanál A 33
4.15 Intermodulační zkreslení zesilovače LM4780 kanál B 33
4.16 Šumové pozadí zesilovače IRS2092 35
4.17 Závislost THD a výstupního výkonu na vstupním napětí zesilovače IRS2092 36
4.18 Závislost THD+N na frekvenci zesilovače IRS2092 36
4.19 Amplitudová charakteristika zesilovače IRS2092 37

A.1 Schéma zapojení zesilovače LME49810 43
A.2 Schéma zapojení zesilovače LME49830 44
A.3 Schéma zapojení zesilovače LM4702B 45

A.4 Schéma zapojení zesilovače LM4780 46
A.5 Schéma zapojení zesilovače IRS2092 47

B.1 Motivy DPS LME49810 (měřítko 3:4) 49
B.2 Motivy DPS LME49830 (měřítko 3:4) 50
B.3 Motivy DPS LM4702B (měřítko 3:4) 51
B.4 Motivy DPS LM4780 (měřítko 1:1) 52
B.5 Motivy DPS IRS2092 (měřítko 3:4) 53

C.1 Osazovací výkres LME49810 54
C.2 Osazovací výkres LME49830 55
C.3 Osazovací výkres LM4702B 55
C.4 Osazovací výkres LM4780 56
C.5 Osazovací výkres IRS2092 57

D.1 Seznam součástek LME49810 58
D.2 Seznam součástek LME49830 59
D.3 Seznam součástek LM4702 60
D.4 Seznam součástek LM4780 60
D.5 Seznam součástek IRS2092 61

Seznam tabulek

2.1 Přehled budičů třídy AB firmy Texas Instruments 5
2.2 Přehled zesilovačů třídy AB firmy Texas Instruments 5
2.3 Přehled zesilovačů třídy D firmy Texas Instruments 6
2.4 Přehled zesilovačů třídy AB firmy STMicroelectronics 6
2.5 Přehled zesilovačů třídy D firmy STMicroelectronics 7
2.6 Přehled zesilovačů třídy D firmy International Rectifier 8

3.1 Přehled izolačních podložek 18

4.1 Naměřené hodnoty zesilovače LME49830 24
4.2 Naměřené hodnoty zesilovače LM4780 28
4.3 Naměřené hodnoty zesilovače IRS2092 34
4.4 Porovnání naměřených hodnot 38

Seznam symbolů a zkratek

A_V[-]	Zisk zesilovače.
A_{VdB}[dB]	Zisk zesilovače v dB.
Baker clamp	Obvody, zajišťující mekkou limitaci.
BTL	Bridge-tied load. Zapojení koncového stupně zesilovače do polovičního mostu.
BW	Bandwidth. Šířka pásma.
C[W/°C]	Koeficient snížení ztrátového výkonu tranzistoru.
C_{OSS}[F]	Výstupní kapacita tranzistoru.
dead-time	Časová prodleva, kdy jsou oba tranzistory v nevodivém stavu.
DIM[%]	Transientní intermodulační zkreslení.
f_{SW}[Hz]	Spínací frekvence.
h_{FE}[-]	Zesilovací činitel bipolárního tranzistoru.
I_{Bmax}[A]	Maximální výstupní proud budiče.
I_{CC}[A]	Proud tekoucí budičem.
I_D[A]	Maximální hodnota proudu tekoucího přes tranzistor.
K[-]	Konstanta zohledňující závislost tranzistoru na T_j.
P_d[W]	Ztrátový výkon.
P_{dTc}[W]	Ztrátový výkon závislí na teplotě pouzdra.
P_{gate}[W]	Ztrátový výkon na hradle tranzistoru.
P_{OUT}[W]	Časová střední hodnota výkonu na výstupu zesilovače.
power stage	Integrovaný obvod, který obsahuje v jednom pouzdře budící i koncový stupěň.
$P_{spinaci}$[W]	Ztrátový výkon tranzistoru při spínání.
$P_{vedenim}$[W]	Ztrátový výkon tranzistoru v saturaci.
PWM	Pulse Width Modulation. Pulzně šířková modulace.
Q_g[C]	Náboj hradla.
Q_{rr}[C]	Komutační náboj integrované diody.
R_{cs}[°C/W]	Tepelný odpor pouzdro-chladič.
R_ϑ[°C/W]	Tepelný odpor.
R_{DS}[Ω]	Odpor tranzistoru ve sepnutém stavu.
R_{jc}[°C/W]	Tepelný odpor přechod-pouzdro.
R_S[Ω]	Vnitřní odpor generátoru připojeného na vstup zesilovače.

R_{sa}[°C/W]	Tepelný odpor chladič-okolí.
SOA	Safe Operating Area. Oblast bezpečného provozu tranzistoru.
SNR[dB]	Odstup signál/šum.
T_a[°C]	Teplota okolí.
t_f[s]	Minimální doba sestupné hrany.
THD[%]	Total Harmonic Distortion. Celkové harmonické zkreslení.
$THD + N$[%]	Total Harmonic Distortion with Noise. Celkové harmonické zkreslení se šumem.
T_j[°C]	Teplota přechodu.
t_r[s]	Minimální doba náběžné hrany.
SR[V/μs]	Slew Rate. Rychlost přeběhu.
V_{BUS}[V]	Maximální napětí na D-S tranzistoru.
V_{CC}[V]	Kladné napájecí napětí.
V_{IN}[V]	Efektivní hodnota napětí vstupního signálu zesilovače.
V_N[V]	Efektivní hodnota šumového napětí.
V_{OUT}[V]	Efektivní hodnota výstupního napětí zesilovače.
V_{SS}[V]	Celkové napájecí napětí.
λ[W/mK]	Tepelná vodivost.

1

Úvod

V úvodu této práce je provedena rešerše monolitických výkonových zesilovačů. Rešerši předchází uvedení základních tříd monolitických zesilovačů a rozdíly mezi třídami. Dále jsou uvedeny typy provedení zesilovačů. Vlastní rešerše je zaměřena na zesilovače o výstupním výkonu 50-250W, pracující ve třídě AB a D.

Poté je popsán návrh realizace pěti modulů s vhodnými zesilovači. Při výběru zesilovačů byl kladen důraz na velký rozsah napájecího napětí, nízké hodnoty harmonického zkreslení a vysoké hodnoty odstupů signál/šum. Je zde také uveden rozbor výpočtů tepelných odporů chladičů a ztrátových výkonů tranzistorů.

V závěru této práce je uveden měřící postup pro měření audio zesilovačů a vlastní měření parametrů zesilovačů.

Cílem práce je porovnat parametry zrealizovaných zesilovačů, navrhnout jejich optimalizace ve smyslu zlepšení technických parametrů a určit nejvhodnější řešení modulu v závislosti na požadovaném výkonu.

2

Rešerše monolitických výkonových zesilovačů ve třídě AB a D

V této kapitole je uvedena základní analýza a rešerše monolitických zesilovačů. Rešerše zesilovačů je zaměřena na monolitické zesilovače pracující ve třídě AB a D (popis tříd v kap. 2.1.1) a výstupního výkonu od 50 W do přibližně 250 W.

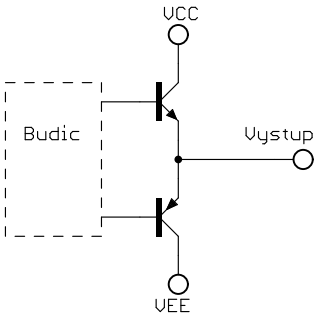
2.1 Základní rozdělení monolitických zesilovačů

2.1.1 Třídy monolitických zesilovačů

Monolitické výkonové zesilovače se rozdělují stejně jako klasické zesilovače do několika kategorií, tzv. tříd. Základní třídy jsou AB, B, D, G a H.

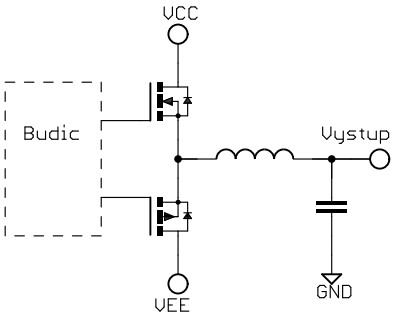
Zesilovače pracující ve třídě AB, B, G a H jsou označovány jako lineární, tranzistory pracují v lineární části výstupní charakteristiky. Topologie zapojení koncových tranzistorů vychází ve většině případů z použití komplementární dvojice tranzistorů (obr. 2.1). Pracovní bod koncových tranzistorů ve třídě B je nastaven do bodu zániku kolektorového proudu, tzn. pokud na vstupu zesilovače je nulový signál, koncovými tranzistory neprotéká žádný proud. Vzniká zde však přechodové zkreslení, jako důsledek velké nelinearity převodní charakteristiky tranzistoru při nízkém signálu. Toto zkreslení se velmi podílí na celkovém harmonickém zkreslení zesilovače. Teoretická účinnost zesilovače ve třídě B je 78,5%. Přechodové zkreslení částečně eliminuje třída AB. Topologie koncového stupně je shodná s třídou B, pracovní bod koncových tranzistorů je však nastaven tak, aby i při nulovém vstupním signálu protékal koncovými tranzistory malý klidový proud. Obvyklá hodnota klidového proudu je 50-100mA. Pokud budeme nastavovat klidový proud k vyšším hodnotám, přechodové zkreslení bude klesat, snižuje se ovšem účinnost zesilovače. Teoretická účinnost zesilovače ve třídě AB je menší než u zesilovače ve třídě B (záleží na hodnotě klidového proudu koncových tranzistorů). Třída G a H je velmi podobná třídě AB. Rozdíl je v napájecím zdroji pro koncové tranzistory. Ve třídě G je hodnota napětí zdroje přepínána skokově v jistých mezích v závislosti na budícím signálu (pokud zesilovač

budíme nízkým signálem, připojené napájecí napětí na tranzistorech je nižší). Ve třídě H se napájecí napětí koncových tranzistorů mění spojitě. Vyplývá z toho zvýšení teoretické účinnosti, tudíž nižší náklady na chlazení koncového stupně pří stejném výstupním výkonu.

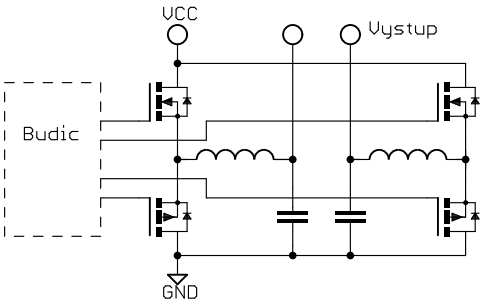


Obr. 2.1: Komplementární dvojice tranzistorů

Zesilovače ve třídě D jsou označovány jako spínané, někdy jsou mylně zaměňovány za digitální (ty jsou podmnožinou spínaných). Zesilovače v této třídě tedy dělíme na analogové (vyžadují analogový vstup) a digitální (vstup je v digitální podobě). Koncový stupeň je realizován buď jako poloviční most nebo plný most (obr. 2.2). Koncové tranzistory jsou většinou řízeny *PWM*. Z toho vyplývá, že na výstupu zesilovače je vyžadován filtr typu dolní propust. Výjimku tvoří zesilovače označované jako *filterless*, které při dodržení jistých podmínek výstupní filtr nevyžadují. Teoretická účinnost zesilovače převyšuje 90%.



(a) Topologie zapojení koncového stupně do polovičního mostu zesilovače třídy D



(b) Topologie zapojení koncového stupně do plného mostu zesilovače třídy D

Obr. 2.2: Koncový stupeň zesilovače třídy D

2.1.2 Provedení monolitických zesilovačů

Monolitické zesilovače jsou vyráběny ve dvou základních provedeních.

Budící obvody tranzistorů a výkonové tranzistory jsou implementovány v jednom pouzdře, označují se jako *power stage*. Výhodou těchto zesilovačů je: jednoduchost zapojení, integrované ochrany (např. tepelná, nadproudová, proti stejnosměrnému napětí

na výstupu), malý počet externích součástek a s tím spojená nižší cena. Nevýhodou je menší výstupní výkon oproti druhému provedení. Tento fakt vyplývá z maximálního ztrátového výkonu pouzdra.

Druhým typem provedení monolitických zesilovačů jsou budiče. Budič obsahuje vstupní obvod a budící tranzistory, výkonové tranzistory jsou zapojeny externě. Tato topologie zapojení nám dává možnost vhodného výběru výkonových tranzistorů dle požadavků. Externí zapojení výkonových tranzistorů nám také umožňuje lepší odvod tepla, které vzniká při ztrátovém výkonu. Z tohoto důsledku vyplývá vyšší možný ztrátový výkon a tudíž i vyšší výstupní výkon. Nevýhodou je absence ochran výkonového stupně. Tyto ochrany jsou pak záležitostí konstruktéra zesilovače.

2.2 Základní parametry monolitických zesilovačů

Technické parametry zesilovačů jsou první informace, které sledujeme při výběru zesilovače. Jsou uvedeny v katalogových listech výrobců. Problémy, které mohou nastat při porovnávání parametrů jsou odlišné měřící podmínky, za kterých byly hodnoty parametrů naměřeny. Jsou to např.: odlišná zatěžovací impedance, napájecí napětí, frekvence vstupního signálu, zisk zesilovače, atd. Pokud jsou podmínky odlišné, můžeme získat více informací z grafů v katalogových listech, kde jsou zobrazeny průběhy parametrů v závislosti na dané veličině v jistém intervalu. Pak můžeme potřebnou hodnotu odečíst z grafu při zvoleném parametru (např. odečtení harmonického zkreslení při zvoleném napájecím napětí).

Při výběru zesilovačů pro realizaci, byl kladen důraz na tyto parametry: vysoký rozsah napájecího napětí, nízké hodnoty harmonického zkreslení (THD), nízké šumové napětí (V_N), vysoký odstup signál/šum (SNR).

2.3 Přehled monolitických zesilovačů

V této části je uveden přehled základních parametrů v současné době vyráběných zesilovačů od významných výrobců ve výkonovém intervalu od 50 W do přibližně 250 W výstupního výkonu.

Monolitické zesilovače firmy Texas Instruments jsou uvedeny v tab. 2.1, 2.2, 2.3. V tabulce 2.1 je uveden přehled budičů ve třídě AB a jejich základních parametrů. Tyto budiče jsou vhodné pro kvalitní výkonové zesilovače. Výhodou těchto budičů je široký rozsah napájecího napětí a nízké hodnoty $THD + N$. Při výběru koncových tranzistorů se musí brát v potaz maximální výstupní proud budiče. Pokud budeme požadovat vysoký výkon, souvisí s tím vysoká hodnota kolektorového proudu koncového tranzistoru. Při použití bipolárních tranzistorů v koncovém stupni nemusí budič být schopen dodat potřebný proud do báze koncového tranzistoru při daném činiteli zesílení (h_{FE}). Ztrátový výkon budičů je konstantní (nezávisí na napájecím napětí) a nízký (okolo 4W).

Označení	Počet kan.	P_{OUTmax}/kan. [W]	I_{Bmax} [mA]	V_{SS} [V]	$THD+N$ [%] (1)	V_N [μV] (2)
LME4702B	2	300	5,5	$\pm 20 - \pm 100$	0,07 (P_{OUT}=0-70 W)	150
LME49810	1	300	60	$\pm 20 - \pm 100$	0,06 (P_{OUT}=0-60 W)	50
LME49811	1	500	9	$\pm 20 - \pm 100$	0,06 (P_{OUT}=0-60 W)	100
LME49830	1	300	56	$\pm 20 - \pm 100$	0,05 (P_{OUT}=0-70 W)	44

(1) Bez zátěže, f=1kHz, A_V=30dB, V_{OUT}=30V, BW=30kHz

(2) R_S=10kΩ, A_V=30dB, , BW=30kHz

Tab. 2.1: Přehled budičů třídy AB firmy Texas Instruments

Tabulka 2.2 uvádí přehled zesilovačů v provedení *power stage*. Výstupní výkon těchto zesilovačů je z principu menší. Vychází to z možnosti chlazení zesilovače. Ztrátový výkon je soustředěn v jednom místě, pro vyšší hodnoty ztrátového výkonu bychom potřebovali chladič s velmi nízkou hodnotou tepelného odporu (chladič by vycházel velmi rozměrný a drahý). Rozsah napájecího napětí je proto snížen. Tyto zesilovače jsou vhodné pro konstrukce menších zesilovačů nebo aktivních satelitních reprosoustav.

Označení	Počet kan.	P_{OUTmax}/kan. [W]	V_{SS} [V]	SNR [dB] (1)	$THD+N$ [%] (2)	Pouzdro
LM3875	1	56	$\pm 10 - \pm 42$	95	0,06	TO220-11
LM3876	1	56	$\pm 12 - \pm 42$	98	0,06	TO220-11
LM3886	1	50	$\pm 10 - \pm 42$	92,5	0,03	TO220-11
LM4780	2	60	$\pm 10 - \pm 42$	97	0,03	TO220-27

(1) P_{OUT}=1W, f=1kHz

(2) P_{OUT}=40W, 20Hz≤ f≤ 20kHz, A_V=26dB

Tab. 2.2: Přehled zesilovačů třídy AB firmy Texas Instruments

Tabulka 2.3 uvádí přehled zesilovačů ve třídě D v provedení *power stage*. Nevýhodou těchto zesilovačů je nutnost použití dvou napájecích zdrojů napětí, oproti zesilovačům firmy STMicroelectronics (tab. 2.5). Tabulkové hodnoty odpovídají zapojení koncového stupně *BTL* (*bridge-tied load*).

Dalším významným výrobcem monolitických výkonových zesilovačů je firma STMicroelectronics. Přehled zesilovačů tohoto výrobce je uveden v tab. 2.4 a 2.5. Tabulka 2.4 obsahuje zesilovače třídy AB v provedení *power stage*. Tyto zesilovače mají srovnatelné parametry se zesilovači v tab. 2.2.

Označení	Počet kan.	P_{OUTmax}/kan. [W] (1)	V_{CC} [V]	$THD+N$ [%] (2)	Vst. sig.	Pouzdro
TAS5162	2	160 (V_{CC}=38,5V)	0-52,5 10,8-13,2	0,08 (P_{OUT}=0-100W)	PWM	HTSSOP-44
TAS5612	2	125 (V_{CC}=32,5V)	16-34,1 10,8-13,2	0,06 (P_{OUT}=0-40W)	PWM	HTQFP-64
TAS5614A	2	150 (V_{CC}=36V)	18-38 10,8-13,2	0,06 (P_{OUT}=0-40W)	PWM	PSOP3-44
TAS5622A	2	125 (V_{CC}=32,5V)	18-38 10,8-13,2	0,05 (P_{OUT}=0-50W)	PWM	HTSSOP-44
TAS5624A	2	150 (V_{CC}=36V)	12-38 10,8-13,2	0,05 (P_{OUT}=0-60W)	PWM	HTSSOP-44
TAS5630B	2	300 (V_{CC}=50V)	25-52,5 10,8-13,2	0,12 (P_{OUT}=0-100W)	anal.	PSOP3-44
TAS5622A	2	300 (V_{CC}=50V)	25-52,5 10,8-13,2	0,07 (P_{OUT}=0-80W)	PWM	PSOP3-44

(1) $R_L = 8\Omega$, f=1kHz, $THD = 10\%$, BTL

(2) $R_L = 4\Omega$, f=1kHz, BTL

Tab. 2.3: Přehled zesilovačů třídy D firmy Texas Instruments

Označení	Počet kan.	P_{OUTmax}/kan. [W] (1)	V_{SS} [V]	THD [%] (2)	Pouzdro
TDA7293	1	50	$\pm 12 - \pm 50$	0,007 P_{OUT}=0-80W $V_{SS} = \pm 40V$	Multiwatt-15
TDA7294	1	53	$\pm 10 - \pm 40$	0,005 P_{OUT}=5-55W $V_{SS} = \pm 35V$	Multiwatt-15
TDA7295	1	53	$\pm 10 - \pm 40$	0,007 P_{OUT}=5-40W $V_{SS} = \pm 30V$	Multiwatt-15
TDA7296	1	53	$\pm 10 - \pm 35$	0,005 P_{OUT}=5-25W $V_{SS} = \pm 24V$	Multiwatt-15

(1) $V_{SS} = \pm 30V$, f=1kHz, $R_L = 8\Omega$, $THD = 0{,}5\%$

(2) $R_L = 8\Omega$, f=1kHz

Tab. 2.4: Přehled zesilovačů třídy AB firmy STMicroelectronics

Zesilovače třídy D jsou uvedeny v tab. 2.5. Provedení zesilovačů je *power stage*. Účinnost těchto zesilovačů dosahuje 90%.

Označení	Počet kan.	P_{OUTmax}/kan. [W] (1)	V_{CC} [V]	THD [%] (2)	Vst. sig.	Pouzdro
TDA7492	2	40 V_{CC}=25V	8-26	0,06 P_{OUT}=0-18W V_{CC}=25V	anal.	PowerSSO-26
TDA7498	2	80 V_{CC}=36V	14-39	0,08 P_{OUT}=0-40W V_{CC}=36V	anal.	PowerSSO-26
TDA7498L	2	65 V_{CC}=32V	14-36	0,09 P_{OUT}=0-30W V_{CC}=32V	anal.	PowerSSO-26
TDA7498MV	1	80 V_{CC}=36V	14-39	0,08 P_{OUT}=0-40W V_{CC}=36V	anal.	PowerSSO-26

(1) $R_L = 4\Omega$, f=1kHz, $THD = 10\%$

(2) $R_L = 8\Omega$, f=1kHz

Tab. 2.5: Přehled zesilovačů třídy D firmy STMicroelectronics

Firma International Rectifier se zabývá pouze výrobou zesilovačů pracující ve třídě D. Přehled je uveden v tab. 2.6. Zesilovače jsou v provedení budičů, některé mají možnost nastavení *dead-time* pro optimalizaci *THD*. Při výběru výkonových spínacích MOSFET tranzistorů musíme brát v potaz i výstupní kapacitu MOSFET tranzistoru C_{OSS}, která se uplatňuje ve spínacích ztrátách tranzistoru.

Z přehledů monolitických zesilovačů bylo vybráno pět zesilovačů k realizaci napříč provedením a třídami. Problematika realizace modulů je popsána v kapitole 3.

Označení	Počet kan.	P_{OUTmax}/kan. [W]	V_{SS} [V]	I_{Bmax} [A]	f_{max} [kHz]	Vst. sig.	Nastav. *dead-time*	Pouzdro
IRS2052	2	-	$\pm5 - \pm100$ $\pm10 - \pm18$	0,5	800	anal.	ano	MLPQ48
IRS2053M	3	-	$\pm5 - \pm100$ $\pm10 - \pm18$	0,5	800	anal.	ano	MLPQ48
IRS2092	1	500	$\pm5 - \pm100$ $\pm10 - \pm18$	1	800	anal.	ano	SOIC16N
IRS20957S	1	500	$\pm5 - \pm100$ $\pm10 - \pm18$	1	800	PWM	ano	SOIC16N
IRS20965S	1	500	$\pm5 - \pm100$ $\pm10 - \pm18$	2	800	PWM	ne	SOIC16N

Tab. 2.6: Přehled zesilovačů třídy D firmy International Rectifier

3

Návrh a realizace modulů zesilovačů

V této kapitole je popsána realizace modulů s vybranými zesilovači. Je zde také provedeno odvození výpočtu ztrátového výkonu tranzistorů a určení maximálního ztrátového výkonu tranzistoru v závislosti na teplotě pouzdra. Dále kapitola obsahuje výpočty chlazení zesilovačů.

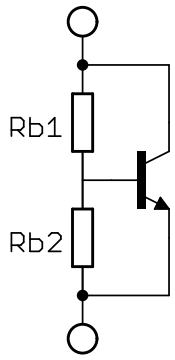
3.1 Modul s LME49810

Zde je popsán návrh zesilovače LME49810. Dále je zde rozbor teplotní závislosti bipolárních tranzistorů a kompenzace této závislosti. Je zde také uveden výpočet chladiče pro budič a výpočet maximálního výstupního výkonu a napájecího napětí.

3.1.1 Popis návrhu zesilovače

Zesilovač LME49810 je vyráběný firmou Texas Instruments. Jedná se o jednokanálový budič pracující ve třídě AB. Základní parametry jsou uvedeny v tab. 2.1. Výhodou tohoto budiče je velký rozsah napájecího napětí a poměrně velký maximální výstupní budící proud (I_{Bmax} = 60mA). Dále obsahuje obvody pro měkkou limitaci (*Baker clamp*). Schéma zesilovače je v příloze A.1 (vychází z [8]) a motivy plošných spojů jsou v příloze B.1. Koncový stupeň zesilovače je osazen budícími tranzistory MJE15032 respektive MJE15033 a koncovými tranzistory MJL3281 respektive MJL1302. Při použití bipolárních koncových tranzistorů musíme vzít v potaz závislost napětí mezi bází a emitorem tranzistoru (U_{BE}) na teplotě. Pokud se teplota tranzistoru zvýší, U_{BE} klesne. Jelikož ale U_{BE} je konstantní (způsobeno předpětím), dochází ke zvýšení proudu protékající tranzistorem a následnému zvýšení teploty. Tento děj tvoří kladnou zpětnou vazbu a může vést ke zničení tranzistoru. Proto musíme U_{BE} kompenzovat. Teplotní kompenzaci zajišťuje obvod nazývaný V_{BE} *multiplier* (obr. 3.1). Princip spočívá ve snímání teploty bipolárním tranzistorem a násobením úbytku napětí U_{BE} tranzistoru. Předpětí koncových tranzistorů je pak sníženo právě o vynásobený úbytek napětí na snímacím tranzistoru. Tranzistor musí být umístěn na společném chladiči co nejblíže koncovým tranzistorům, aby časová

konstanta kompenzace byla co nejkratší. Napětí V_{CE} snímacího tranzistoru je pak dáno rovnicí 3.1. V_{BE} *multiplier* je k budiči připojen přes piny $Bias_P$ a $Bias_M$. Odporový dělič je tvořen trimrem nebo samostatnými rezistory $Rb1$ a $Rb2$ kde, rezistor $Rb2$ se většinou skládá z pevného rezistoru a víceotáčkového trimru, pro optimální nastavení klidového proudu.



Obr. 3.1: V_{BE} *multiplier*

$$V_{CE} = V_{BE}\left(1 + \frac{Rb1}{Rb2}\right) \qquad [V] \tag{3.1}$$

Kritickou součástkou z hlediska hodnoty i umístění je kompenzační kapacita (ve schématu C11). Kondenzátor by měl být umístěn co nejblíže budiči a měl by být kvalitní (je doporučen slídový 10pF). Hodnota kondenzátoru ovlivňuje rychlost přeběhu (SR) a stabilitu zesilovače. Zvýšením kompenzační kapacity klesá rychlost přeběhu a zvyšuje se stabilita. Dále se také snižuje šířka přenášeného pásma zesilovače. Hodnota kompenzačního kondenzátoru je proto kompromisem a je vhodné se držet doporučené hodnoty, pokud zesilovač nevykazuje nestabilitu.

Celkový zisk zesilovače je nastaven rezistory ve zpětné vazbě (R3 a R6), hodnota zisku se vypočítá z rov. 3.2. Zisk by neměl být menší než 10 (doporučeno v katalogovém listu), jinak by mohlo dojít k nestabilitě. Pro nejnižší hodnotu šumu jsou doporučovány nízké hodnoty rezistorů R3 a R6, běžně se volí R3=240Ω a R6 je dopočítán. Zisk v dB se vypočítá podle rov. 3.3.

$$\begin{aligned} A_V &= 1 + \frac{R6}{R3} \\ &\doteq 28 \end{aligned} \tag{3.2}$$

$$\begin{aligned} A_{VdB} &= 20log\left(1 + \frac{R6}{R3}\right) \\ &\doteq 29dB \end{aligned} \tag{3.3}$$

Kombinace R3 a C4 tvoří filtr typu horní propust. Mezní kmitočet se vypočítá z rov. 3.4. Tento filtr způsobí, že klidovým proud záporného vstupu zesilovače teče pouze přes

R6. Když budeme předpokládat, že klidové proudy vstupů zesilovače jsou shodné a velikost rezistoru R6 je rovna R2, nevznikne vstupní napěťová nesymetrie.

$$\begin{aligned} f_{-3dB} &= \frac{1}{2\pi R3(C3+C4)} \\ &\doteq 3Hz \end{aligned} \tag{3.4}$$

Vstupní vazební kondenzátor C1 (respektive C1 a C2) je použit, pro blokování vstupního stejnosměrného napětí. Kombinace C1, C2, R1 a R2 tvoří opět filtr typu horní propust. Mezní kmitočet (rov. 3.5) určuje dolní kmitočet přenášeného pásma. Měl být menší než 16 Hz, aby bylo přenášeno celé akustické pásmo.

$$\begin{aligned} f_{-3dB} &= \frac{1}{2\pi(R1+R2)(C1+C2)} \\ &= 2{,}24Hz \end{aligned} \tag{3.5}$$

Budič dále umožňuje zatlumení výstupu zesilovače. K tomu je určen pin *MUTE*. Aby zesilovač nebyl zatlumen, proud pinem musí být 50-100μA. K zatlumení zesilovače pak stačí tento pin uzemnit. Proud pinem se vypočítá z rov. 3.6. Napětí U_{MUTE}=5V je určeno stabilizátorem.

$$\begin{aligned} I_{MUTE} &= \frac{U_{MUTE} - 0{,}7}{R5 + 10^4} \\ &= 100\mu A \end{aligned} \tag{3.6}$$

3.1.2 Výpočet chladiče pro budič

Tepelné ztráty budiče jsou počítány z rov. 3.7, ta je uvedena v katalogovém listu budiče. Proud je I_{CC}=11mA (je uveden v katalogu), za napájecí napětí V_{CC} a V_{EE} dosazujeme do rov. 3.7 maximální dovolené napětí tedy 100V a –100V. Výpočet tepelného odporu chladiče je dán rov. 3.8, ta vychází z rov. 3.24. Teplota okolí byla uvažována 50°C. Počítáme s nejnepříznivějším případem, kdy je budič umístěn např. v uzavřené reproduktorové ozvučnici a teplota vnějšího okolí dosahuje 35°C.

$$\begin{aligned} P_{Bmax} &= I_{CC}(V_{CC} - V_{EE}) \\ &= 2{,}2W \end{aligned} \tag{3.7}$$

$$\begin{aligned} R_{sa} &= \frac{150-50}{2{,}2} - (4 + 0{,}45) \\ &= 41{,}00\frac{^\circ C}{W} \end{aligned} \tag{3.8}$$

Hodnoty T_{jmax} a R_{jc} jsou uvedeny v katalogovém listu. Jelikož pouzdro není izolované, je použita silikonová izolační podložka s $R_{cs} = 0{,}45\frac{^\circ C}{W}$. Použitý chladič budiče má $R_{sa} = 12\frac{^\circ C}{W}$, tím je dána dostatečná rezerva.

3.1.3 Výpočet maximálního výstupního výkonu a napájecího napětí

Pro výpočet maximálního napájecího napětí zesilovače vycházíme z rov. 3.23 a z rov. 3.28. Po úpravě rovnic získáme rov. 3.9. Tento vztah je pouze orientační, protože nezohledňujeme ztráty budících tranzistorů. Dále předpokládáme, že zdroj tepla vyzařuje z jednoho bodu (dispozice tranzistorů je relativně blízká), tím pádem maximální ztrátový výkon (P_{dmax}) uvažujeme dvojnásobný a součet vnitřních tepelných odporů ($R_{jc} + R_{cs}$) poloviční. Maximální výkon pro $R_L = 8\Omega$ je dán rov. 3.10. Hodnoty T_{jmax} a R_{jc} jsou uvedeny v katalogovém listu a jsou shodné pro oba tranzistory. Teplota okolí je uvažována 35 °C. Jelikož hodnotu tepelného odporu chladiče prodejce (výrobce) neuvádí, byla určena porovnáním s podobným profilem chladiče. Hodnota tepelného odporu je 1,15°C/W pro délku profilu 100 mm umístěného vertikálně. Z průběhu závislosti tepelného odporu na délce (ilustrační obr. 3.3) považujeme tepelný odpor neměnný i při použité délce 300 mm.

$$\begin{aligned} U_{CC} &= \sqrt{\frac{(T_j - T_a)\pi^2 R_L}{R_{jc} + R_{cs} + 2R_{sa}}} \\ &= 51{,}68V \end{aligned} \tag{3.9}$$

$$\begin{aligned} P_{OUT} &= \frac{U_{CC}^2}{2R_L} \\ &= 166{,}93W \end{aligned} \tag{3.10}$$

Pro kontrolu dovoleného ztrátového výkonu tranzistoru závislého na teplotě pouzdra použijeme rov. 3.11 (počítáno podle rov. 3.33). Výsledek musí být větší než maximální ztrátový výkon z rov. 3.12 (vychází z rov. 3.28).

$$\begin{aligned} P_{dTc} &= \frac{200 + 1{,}43(25 - 35}{1 + 1{,}43(0{,}4 + 2 \cdot 1{,}15)} \\ &= 38{,}20W \end{aligned} \tag{3.11}$$

$$\begin{aligned} P_{dmax} &= \frac{51{,}68^2}{\pi^2 \cdot 8} \\ &= 33{,}83W \end{aligned} \tag{3.12}$$

3.2 Modul s LME49830

Zde je popsán návrh zesilovače LME49830. Dále je zde uveden výpočet chladiče pro budič a výpočet maximálního výstupního výkonu a napájecího napětí.

3.2.1 Popis návrhu zesilovače

Zesilovač LME49830 je vyráběný firmou Texas Instruments. Jedná se o jednokanálový budič pracující ve třídě AB. Základní parametry jsou uvedeny v tab. 2.1. Schéma zesilovače je v příloze A.2 (vychází z [9]) a motivy plošných spojů jsou v příloze B.2. Maximální výstupní proud tohoto budiče je I_{Bmax}=56mA. Koncový stupeň je osazen unipolárními tranzistory typu MOSFET s indukovaným kanálem IRFP240 a IRFP9240. Teplotní kompenzace, která byla popsána v kap. 3.1.1, je zde nutná, i když to odporuje všeobecné představě závislosti U_{GS} tranzistoru na teplotě. Do jistého U_{GS} je teplotní závislost shodná s bipolárními tranzistory.

Následující Kompenzační kapacita (ve schématu C11) je doporučena 22pF. Zisk zesilovače je 29[-] (vypočteno z rov. 3.2), rezistory mají jiné značení). Zpětná vazba a výpočty mezních kmitočtů jsou popsány v kap. 3.1.1.

3.2.2 Výpočet chladiče pro budič

Ztrátový výkon budiče se vypočítá z rov. 3.7, kde I_{CC} = 20mA (uvedeno v katalogovém listu) a maximální napájecí napětí je ±100V. Tepelný odpor chladiče se vypočítá z rov. 3.8. Maximální hodnota tepelného odporu je 20,55°C/W.

3.2.3 Výpočet maximálního výstupního výkonu a napájecího napětí

Pro výpočet maximálního napájecího napětí vyjdeme z rov. 3.9. Maximální napájecí napětí je 50,36V. Maximální výstupní výkon je dán rov. 3.10 a vychází 158,51W.

Pro kontrolu dovoleného ztrátového výkonu tranzistoru použijeme rov. 3.14 (počítáno podle rov. 3.33). Výsledek musí být větší než maximální ztrátový výkon z rov. **??** (vychází z rov. 3.28).

$$\begin{aligned} P_{dmax} &= \frac{50{,}36^2}{\pi^2 \cdot 8} \\ &= 32.12W \end{aligned} \tag{3.13}$$

$$\begin{aligned} P_{dTc} &= \frac{150 + 1{,}2(25 - 35}{1 + 1{,}2(0{,}45 + 2 \cdot 1{,}15)} \\ &= 32{,}09W \end{aligned} \tag{3.14}$$

Jelikož P_{dmax} a P_{dTc} jsou skoro shodné, mohlo by dojít ke zničení tranzistoru, proto z důvodu rezervy snížíme napájecí napětí na ±45V.

3.3 Modul s LM4702B

Zde je popsán návrh zesilovače LM4702B. Dále je zde uveden výpočet chladiče pro budič a výpočet maximálního výstupního výkonu a napájecího napětí.

3.3.1 Popis návrhu zesilovače

Obvod LM4702B je vyráběný firmou Texas Instruments. Jedná se dvoukanálový budič pracující ve třídě AB. Základní parametry jsou uvedeny v tab. 2.1. Schéma zesilovače je v příloze A.3 (vychází z [10]) a motivy plošných spojů jsou v příloze B.3.

Tento zesilovač má poměrně malý výstupní budící proud, proto byly použity tranzistory 2SD2560 a 2SB1647, které mají velké zesílení (typicky h_{FE}=5000). Budič nemá piny určené pro V_{BE} *multiplier*, ten je umístěn přímo u koncových tranzistorů. Zisk zesilovače je 32 (vypočteno z rov. 3.2), výpočet mezních kmitočtů a popis zpětné vazby je uveden v kap. 3.1.1.

3.3.2 Výpočet chladiče pro budič

Výpočet ztrátového výkonu vychází z rov. 3.7. Napájecí napětí budiče uvažujeme maximální možné, tedy $\pm 100V$, proud je uveden v katalogovém listu $I_{CC} = 25mA$. Maximální hodnota tepelného odporu je 8,75 °C/W (podle rov. 3.24).

3.3.3 Výpočet maximálního výstupního výkonu a napájecího napětí

Maximální napájecí napětí se vypočítá z rov. 3.15, dle rov. 3.9. Maximální výstupní výkon pro jeden kanál se vypočítá podle rov. 3.16 (vychází z rov. 3.10).

$$\begin{aligned} U_{CC} &= \sqrt{\frac{(150-35)\pi^2 8}{0{,}8+0{,}45+2\cdot 1{,}15}} \\ &= 50{,}27V \end{aligned} \tag{3.15}$$

$$\begin{aligned} P_{OUT} &= \frac{50{,}27^2}{2\cdot 8} \\ &= 157{,}94W \end{aligned} \tag{3.16}$$

Jelikož výrobce koncových tranzistorů neudává koeficient snížení ztrátového výkonu, nemůže být provedena kontrola maximálního ztrátového výkonu z rov. 3.33.

3.4 Modul s LM4780

Obvod LM4780 je vyráběný firmou Texas Instruments. Jedná se o dvoukanálový zesilovač v provedení *power stage* pracující ve třídě AB. Základní parametry jsou uvedeny v tab. 2.2. Schéma je uvedeno v příloze A.4 a motiv plošného spoje je uveden v příloze B.4. Zapojení vychází z [11]. Výhoda zesilovače spočívá v malém počtu externích součástek a integrovaných ochranách. Nastavení zisku zesilovače a zpětné vazby je popsáno v kap. 3.1.1. Zisk by neměl být nižší jak 10. Zde vychází zisk 21.

Maximální dovolené napájecí napětí je dáno rov. 3.17 (vychází z rov. 3.9), kde R_{sa} je dáno součtem tepelného odporu chladiče a tepelného odporu hliníkového hranolu. Tepelný odpor hliníkového hranolu se vypočítá pomocí rov. 3.25. Tepelný odpor hliníkového hranolu vyšel přibližně 0,05°C/W ovšem je to zjednodušený výpočet.

$$\begin{aligned} U_{CC} &= \sqrt{\frac{(150-35)\pi^2 \cdot 8}{4(0{,}8+0{,}53+(1{,}15+0{,}05)}} \\ &= 30{,}22V \end{aligned} \tag{3.17}$$

Maximální výstupní výkon pro jeden kanál je dán rov. 3.18 (vychází z 3.10).

$$\begin{aligned} P_{OUT} &= \frac{30{,}22^2}{2 \cdot 8} \\ &= 57{,}08W \end{aligned} \tag{3.18}$$

3.5 Modul s IRS2092

Obvod IRS2092 je vyráběný firmou Internationl Rectifier. IRS2092 je budič pracující ve třídě D. Základní parametry jsou v tab. 2.6. Návrh schématu zesilovače vychází z aplikační poznámky [6], schéma zesilovače je v příloze A.5 a motiv plošného spoje v příloze B.5. Tento obvod umožňuje nastavitelnou spínací frekvenci a nastavitelný *dead-time*, pro optimalizaci *THD*. Koncový tranzistor IRFI4020H-117P byl zvolen dle doporučení v aplikační poznámce. Napájecí napětí je doporučeno ±60 až ±80V. Maximální ztrátový výkon budiče je 1W, proto nepotřebuje vlastní chladič a vzniklé teplo se rozptýlí přes pouzdro do okolí.

3.5.1 Výpočet ztrátového výkonu

Tepelné ztráty koncového (spínacího) tranzistoru zesilovače třídy D jsou mnohem nižší něž u tranzistorů třídy B potažmo AB, to je dáno vyšší účinností zesilovače. Výpočet tepelných ztrát tranzistoru je velmi odlišný od výpočtu ztrát tranzistorů zesilovače pracujícího ve třídě B. Výpočet ztrátového výkonu vychází z aplikační poznámky [7]. Celkové ztráty jsou dány součtem ztrát (rov. 3.22) vzniklých při spínání tranzistoru ($P_{spinaci}$), ztrát na

tranzistoru v saturaci ($P_{vedenim}$) a ztrát na hradle tranzistoru (P_{gate}). I_D je maximální proud tekoucí přes tranzistor, V_{BUS} je maximální napětí U_{DS} tranzistoru ($2 \cdot U_{CC}$), t_f je minimální doba sestupné hrany tranzistoru, t_r je minimální doba náběžné hrany tranzistoru, f_{SW} je spínací frekvence, C_{OSS} je výstupní kapacita tranzistoru, K je konstanta (zohledňuje závislost tranzistoru na T_j, volí se 1), Q_{rr} je komutační náboj integrované diody, R_{DS} je odpor tranzistoru v sepnutém stavu, Q_g je náboj hradla tranzistoru a V_{DRIVER} je výstupní napětí budiče.

$$\begin{aligned} P_{spinaci} &= \left(\frac{1}{2} I_D V_{BUS} (t_f + t_r) f_{SW}\right) + \left(\frac{1}{2} C_{OSS} V_{BUS}^2 f_{SW}\right) + \left(\frac{1}{2} K Q_{rr} V_{BUS} f_{SW}\right) \\ &= \left(\frac{1}{2} \cdot 8{,}75 \cdot 140 \cdot (8+4) \cdot 10^{-9} \cdot 400 \cdot 10^3\right) + \left(\frac{1}{2} \cdot 130 \cdot 10^{-12} \cdot 140^2 \cdot 400 \cdot 10^3\right) \\ &\quad + \left(\frac{1}{2} \cdot 1 \cdot 230 \cdot 10^{-9} \cdot 140 \cdot 400 \cdot 10^3\right) \\ &= 9{,}89W \end{aligned} \tag{3.19}$$

$$\begin{aligned} P_{vedenim} &= I_{Drms}^2 R_{DS} \\ &= 6{,}19^2 \cdot 80 \cdot 10^{-3} \\ &= 3{,}06W \end{aligned} \tag{3.20}$$

$$\begin{aligned} P_{gate} &= 2 Q_g V_{DRIVER} f_{SW} I_{Drms}^2 R_{DS} \\ &= 2 \cdot 19 \cdot 10^{-9} \cdot 20 \cdot 400 \cdot 10^3 \\ &= 0{,}15W \end{aligned} \tag{3.21}$$

$$\begin{aligned} P_d &= P_{spinaci} + P_{vedenim} + P_{gate} \\ &= 13{,}10W \end{aligned} \tag{3.22}$$

3.5.2 Výpočet chladiče

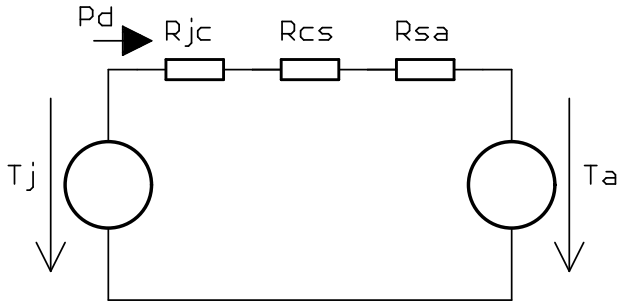
Potřebný tepelný odpor chladiče se vypočítá z rov. 3.24, kde $T_j = 150°\text{C}$, $T_a = 35°\text{C}$, $P_d = 13,10\text{W}$, $R_{jc} = 5,90°\text{C/W}$, $R_{cs} = 0,45°\text{C/W}$. Tepelný odpor chladiče pak musí být menší než 2,43°C/W.

3.5.3 Obvody ochran

Obvody ochran jsou převzaty z aplikační poznámky [6]. Ochrany zajišťují tepelnou ochranu, přepěťovou ochranu, podpěťovou ochranu a ochranu proti stejnosměrnému napětí na výstupu. Výstup z obvodu ochran je přiveden na pin *CSD* budiče IRS2092. Pokud napětí na *CSD* klesne pod jistou úroveň, PWM modulátor se zablokuje. Aktivace ochran je signalizována červenou LED diodou (LED1). Normálním provoz zesilovače je signalizován zelenou LED diodou (LED2). Snímání teploty je zajištěno termistorem NTC (R28). Termistor musí být umístěn blízko spínacího tranzistoru.

3.6 Návrh a výpočet chlazení

Dostatečné chlazení výkonových prvků zesilovače je velmi důležité, aby nedošlo k jejich zničení. Všechny polovodičové prvky mají výrobcem definovanou maximální teplotu přechodu (označovanou T_{jmax}), která nesmí být překročena. Proto je v této části rozbor a výpočet hodnot potřebných tepelných odporů a teplot jednotlivých částí v chladícím řetězci. Bude zde však uveden zjednodušený výpočet, nebudeme tedy uvažovat tepelnou kapacitu ani přenos tepla z částí obvodu do okolí kromě chladiče (např. vrchní strana tranzistoru). Chladící řetězec neboli obvod (obr. 3.2) můžeme přirovnat k obvodu elektrickému.



Obr. 3.2: Náhradní schéma chladícího obvodu

Základní veličiny jsou:

Symbol	Název
P_d [W]	Ztrátový výkon (Power dissipation)
T_j [°C]	Teplota přechodu (Junction temperature)
T_a [°C]	Teplota okolí (Ambient temperature)
$R_{jc}\left[\frac{°C}{W}\right]$	Tepelný odpor přechod-pouzdro (Thermal resistance junction to case)
$R_{cs}\left[\frac{°C}{W}\right]$	Tepelný odpor pouzdro-chladič (Thermal resistance case to sink)
$R_{sa}\left[\frac{°C}{W}\right]$	Tepelný odpor chladič-okolí (Thermal resistance sink to ambient)

Ztrátový výkon je analogií elektrického proudu, teplota přechodu a teplota okolí jsou analogií zdroje napětí a tepelné odpory analogií odporům elektrickým. Výpočet ztrátového výkonu můžeme popsat rov. 3.23.

$$P_d = \frac{T_j - T_a}{R_{jc} + R_{cs} + R_{sa}} \qquad [W] \tag{3.23}$$

Po úpravě rov. 3.23 získáme rov. 3.24, z té pak vypočteme maximální hodnotu tepelného odporu chladiče.

$$R_{sa} = \frac{T_j - T_a}{P_d} - (R_{jc} + R_{cs}) \qquad \left[\frac{°C}{W}\right] \tag{3.24}$$

T_j a R_{jc} určíme z katalogového listu součástky. T_a volíme obvykle 35°C (uvažujeme nejhorší případ). R_{cs} záleží na typu použité izolační podložky (pokud je použita), pro snížení R_{cs} je doporučeno použít teplovodivou pastu. Běžné izolační podložky jsou slídové nebo silikonové (nevyžadují použití teplovodivé pasty). Hodnota R_{cs} se určí přímo z katalogového listu výrobce pro daný typ pouzdra nebo se vypočítá z tepelné vodivosti materiálu podle rov. 3.25.

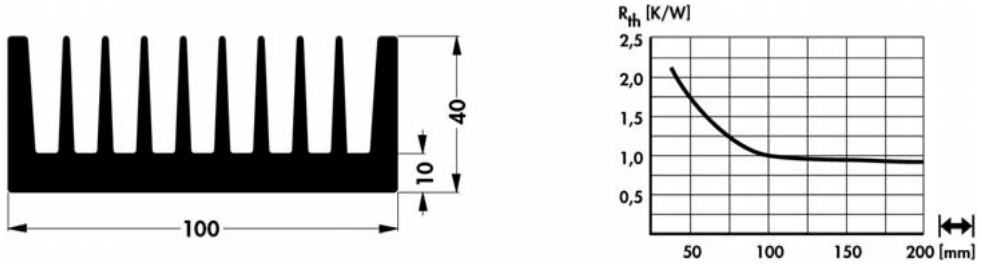
$$R_\vartheta = \frac{l}{\lambda S} \qquad \left[\frac{°C}{W}\right] \tag{3.25}$$

$\lambda \left[\frac{W}{m°C}\right]$ je tepelná vodivost materiálu, l [m] je délka (neboli tloušťka) materiálu a S $[m^2]$ je styčná plocha materiálu. V tabulce 3.1 je uveden přehled hodnot tepelných odporů silikonových a slídových podložek pro obvyklá pouzdra.

Pouzdro	Typ podložky	Tepelný odpor $\left[\frac{°C}{W}\right]$	Maximální izolační napětí napětí [kV]	Maximální teplota [°C]
TO3	silikonová	0,45	7	200
TO3	slídová	0,3	2,5	550
TO220	silikonová	0,45	7	200
TO220	slídová	1,2	2,5	550
TOP3	silikonová	0,45	7	200
SOT93	slídová	0,8	2	550

Tab. 3.1: Přehled izolačních podložek

Výběr vhodného chladiče pak podléhá výsledku výpočtu tepelného odporu. Výrobce chladičů by měl udávat hodnotu tepelného odporu pro danou délku chladiče, povrchovou úpravu (eloxování) a umístění (vertikální, horizontální), není to však pravidlem. Hodnota tepelného odporu chladiče není lineárně závislá na délce (tj. dvakrát větší chladič nemá poloviční hodnotu tepelného odporu). Stanovení tepelného odporu je pak problematičtější, protože výrobce většinou neudává závislost tepelného odporu na rozměru. Musíme vycházet z hodnot podobných chladičů, které jsou dostupné. Ukázka profilu chladiče a závislost tepelného odporu na délce profilu je na obr. 3.3.



Obr. 3.3: Závislost tepelného odporu chladiče na délce |Převzato z [5]|

Z obr. 3.3 vyplývá, že od jisté délky profilu se mění velikost tepelného odporu minimálně. Pokud bychom potřebovali nižší hodnotu tepelného odporu je vhodnější použít jiný profil chladiče.

3.7 Odvození výpočtu tepelných ztrát tranzistoru

V této části je uveden výpočet tepelných ztrát výkonových tranzistorů zesilovačů ve třídě B, které jsou velmi důležité pro korektní výpočet chladiče. Uvedené rovnice jsou odvozeny pro jeden tranzistor v jedné větvi (tudíž pro půlperiodu harmonického signálu). Rovnice 3.26 udává výkon na zátěži, kde U_{RLm} je maximální hodnota napětí na zátěži a I_{RLm} je maximální hodnota proudu tekoucího přes zátěž. V rov. 3.27 je uveden výkon zdroje, kde U_{CC} je napájecí napětí zdroje a I_{CC} je střední hodnota proudu.

$$\begin{aligned} P_{RL} &= U_{RL} I_{RL} \\ &= \frac{U_{RLm} I_{RLm}}{4} \qquad [W] \end{aligned} \tag{3.26}$$

$$\begin{aligned} P_{CC} &= U_{CC} I_{CC} \\ &= U_{CC} \frac{I_{CCm}}{\pi} \\ &= U_{CC} \frac{U_{RLm}}{\pi R_L} \qquad [W] \end{aligned} \tag{3.27}$$

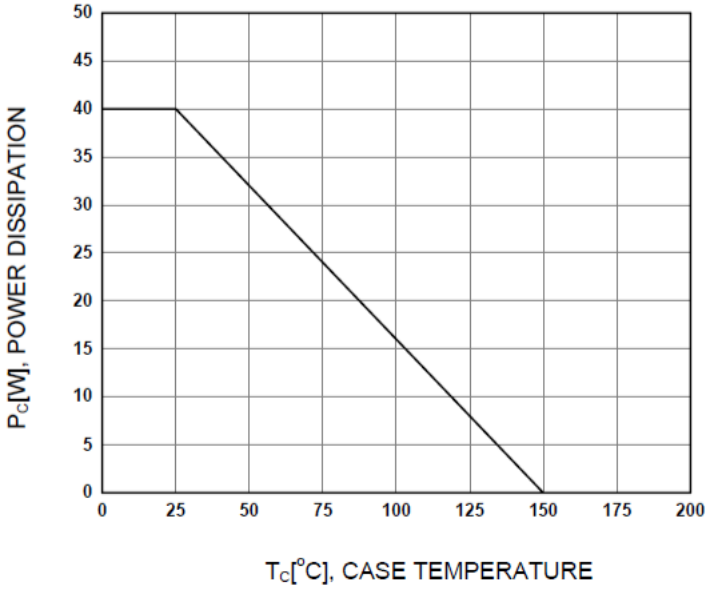
Z podmínky $P_{RL} = \frac{P_{CC}}{2}$ a dosazením z rovnic 3.26 a 3.27 se vypočítá maximální ztrátový výkon tranzistoru (rov. 3.28).

$$P_{dmax} = \frac{U_{CC}^2}{\pi^2 R_L} \qquad [W] \tag{3.28}$$

Při výběru koncových tranzistorů musíme brát ohled na mezní parametry v závislosti na napájecím napětí, výkonu, zátěži, teplotě okolí atd. Tranzistor musí být provozován v bezpečné oblasti (*SOA*). Přesné určení pracovní oblasti tranzistoru, zda je ještě v *SOA*, je velmi složité. Uplatňuje se zde závislost ztrátového výkonu na teplotě čipu, sekundární průraz, reaktanční charakter zátěže. Pokud budeme uvažovat za mezní parametry pouze maximální napětí (U_{CEmax}), maximální proud (I_{Cmax}) a maximální ztrátový výkon (P_{dmax}), musíme počítat s patřičnou rezervou. Dobrým pomocníkem při určení mezních parametrů jsou simulační programy, např. program *PSpice* nabízí *SMOKE* analýzu, která přehledně zobrazuje špičkové, efektivní a střední hodnoty výkonu, teploty, napětí a proudu dané součástky. Analýza vychází z modelu součástky a zohledňuje její chování.

Výpočty ztrátových výkonů tranzistorů a tepelných odporů chladičů uvedené výše jsou pouze orientační a nezohledňují teplotní závislost maximálního ztrátového výkonu na teplotě. U většiny tranzistorů je konstantní ztrátový výkon pouze do 25 $°C$, poté lineárně klesá k nule ($P_{dmax} = 0, T_j = T_{jmax}$). Směrnice poklesu je dána koeficientem

snížení ztrátového výkonu (*linear derating factor*). Následující rovnice ukazují postup výpočtu maximálního ztrátového výkonu tranzistoru při zohlednění koeficientu snížení výkonu. Na obr. 3.4 je ukázka průběhu ztrátového výkonu tranzistoru TIP31C.



Obr. 3.4: Ztrátový výkon tranzistoru TIP31C v závislosti na teplotě pouzdra

Pro popis křivky výkonu použijeme rovnici přímky, rov. 3.29, kde P_{dTc} je dovolený ztrátový výkon tranzistoru při teplotě pouzdra T_c, P_D je maximální ztrátový výkon při teplotě pouzdra 25 $°C$ a C je koeficient snížení výkonu. Zjednodušený popis křivky výkonu si můžeme dovolit použít, protože předpokládáme, že teplota pouzdra tranzistoru při provozu nebude nižší jak 25 $°C$.

$$P_{dTc} = P_D - C(T_c - 25) \qquad [W] \tag{3.29}$$

Teplota pouzdra (T_c) je dána rov. 3.30. Teplota přechodu (T_j) se vyjádří z rov. 3.23 a dosadí do rov. 3.30. Po dosazení rov. 3.30 do rov. 3.29 a úpravě získáme výslednou rov. 3.31, která udává dovolený ztrátový výkon tranzistoru (P_{dTc}) v závislosti na teplotě pouzdra. Pro bezpečný provoz tranzistoru musí být splněna podmínka v rov. 3.32.

$$T_c = T_j - R_{jc}P_{dmax} \qquad [°C] \tag{3.30}$$

$$P_{dTc} = \frac{P_D + C(25 - T_a)}{1 + C(R_{cs} + R_{sa})} \qquad [W] \tag{3.31}$$

$$P_{dmax} \leqq P_{dTc} \qquad [W] \tag{3.32}$$

Pro případ, kdy budou výkonové tranzistory blízko sebe a předpokládáme jednobodový zdroj tepla, P_{dTc} vychází z rov. 3.33.

$$P_{dTc} = \frac{P_D + C(25 - T_a)}{1 + C(R_{cs} + 2R_{sa})} \qquad [W] \tag{3.33}$$

Výsledky z rov. 3.31 respektive z rov. 3.33 se při porovnání se *SMOKE* analýzou v programu *PSpice* liší v řádech setin wattů.

4

Měření modulů a optimalizace

Tato kapitola obsahuje postup měření, výsledky měření modulů zesilovačů a jejich optimalizace zapojení.

Abychom mohli naměřené hodnoty porovnávat s jinými zesilovači, musíme zajistit stejné podmínky měření, tj. držet se postupu měření, který je definován normou.

Před vlastním měření je vhodné zjistit zda zesilovač nevykazuje známky nestability. To spočívá v měření klidového proudu při postupném zvyšování napájecího napětí do jmenovité hodnoty. Dále se na vstup zesilovače připojí generátor obdélníkového signálu o kmitočtu 1kHz a na výstup zesilovače osciloskop. Na výstupním signálu nesmí být patrné zkreslení průběhu signálu (např. překmity). Pokud je vše v pořádku, připojí se jmenovitá zátěž a audio analyzátor. Poté se může přistoupit k vlastnímu měření.

Postup měření je následující:

1. Změření klidového proudu (I_0)
2. Změření stejnosměrného offsetu (V_{OFFSET})
3. Změření šumového pozadí
4. Určení velikosti vstupního napětí (V_{IN}) odpovídající hodnotě 0dBr (tj. při $THD = 1\%$ měřeném na zátěži připojené na výstup zesilovače)
5. Určení velikosti vstupního napětí (V_{IN}) při hodnotě výstupního výkonu 1W
6. Změření velikosti šumového napětí (V_N)
7. Změření odstupů signál/šum (SNR) při 0dBr a
   (a) bez použití váhovacího filtru
   (b) s váhovacím filtrem typu A
   (c) s váhovacím filtrem typu CCIR
8. Změření odstupů signál/šum (SNR) při výstupním výkonu 1W a

   (a) bez použití váhovacího filtru

   (b) s váhovacím filtrem typu A

   (c) s váhovacím filtrem typu CCIR

9. Změření frekvenční a fázové charakteristiky

10. Změření harmonického zkreslení a výstupního výkonu v závislosti na vstupním napětí

11. Změření harmonického zkreslení + šum v závislosti na frekvenci

12. Změření transientního intermodulačního zkreslení

Zesilovač LME49810 a LM4702B nebyl změřen z důvodu nestability. Nestabilita může být způsobena nevhodným návrhem motivu plošného spoje, kde může být velká kapacitní vazba mezi vstupem a výstupem zesilovače. Řešením by mohlo být přepracování motivu plošného spoje. Z časových důvodů to však nebylo provedeno.

4.1 Měření zesilovače LME49830

Tento zesilovač obsahuje obvod V_{BE} *multiplier* (popsáno v kap. 3.1.1). Na začátku měření je nutné nastavit klidový proud koncových tranzistorů. V tomto případě byl nastaven klidový proud každého tranzistoru na 50mA. Zvýšením klidového proudu se sníží přechodové zkreslení, ale zvýší se ztrátový výkon tranzistorů. Pokud by byl ztrátový výkon vysoký, mohlo by při provozu zesilovače dojít ke zničení koncových tranzistorů.

$V_{ss}[V]$	$\pm$45
$I_0[mA]$	100
$V_{OFFSET}[mV]$	23
$V_{IN}[mV]$ (1)	939,5 (P_{OUT}=84,91W$\sim$0dBr)
$V_{IN}[mV]$ (2)	102,22
$V_N[\mu V]$	370
$SNR[dB]$ (1),(3)	96,9
$SNR[dB]$ (1),(4)	107,1
$SNR[dB]$ (1),(5)	98,1
$SNR[dB]$ (2),(3)	77,6
$SNR[dB]$ (2),(4)	88
$SNR[dB]$ (2),(5)	79

(1) $THD = 1\%, f = 1kHz, R_L = 8\Omega$

(2) $P_{OUT} = 1W, f = 1kHz, R_L = 8\Omega$

(3) měřeno bez váhového filtru

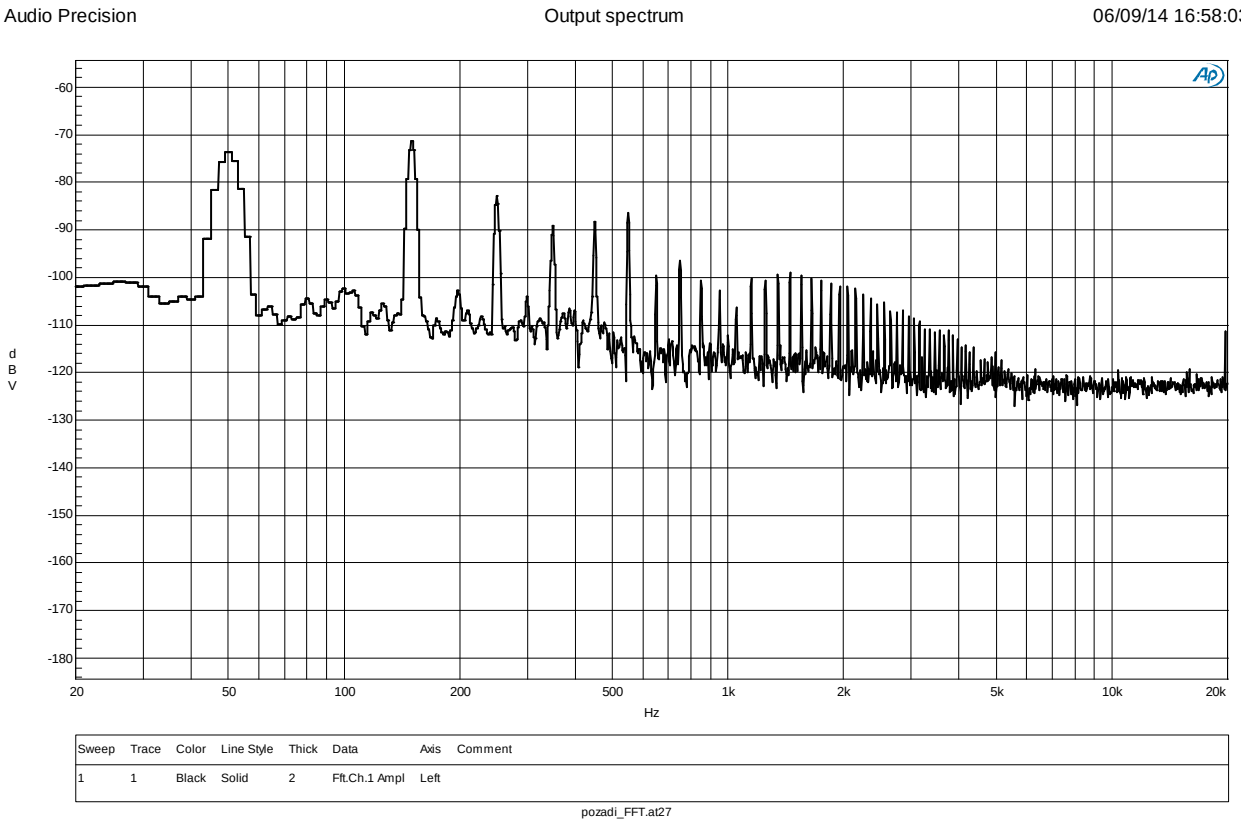
(4) měřeno při váhovém filtru A

(5) měřeno při váhovém filtru CCIR

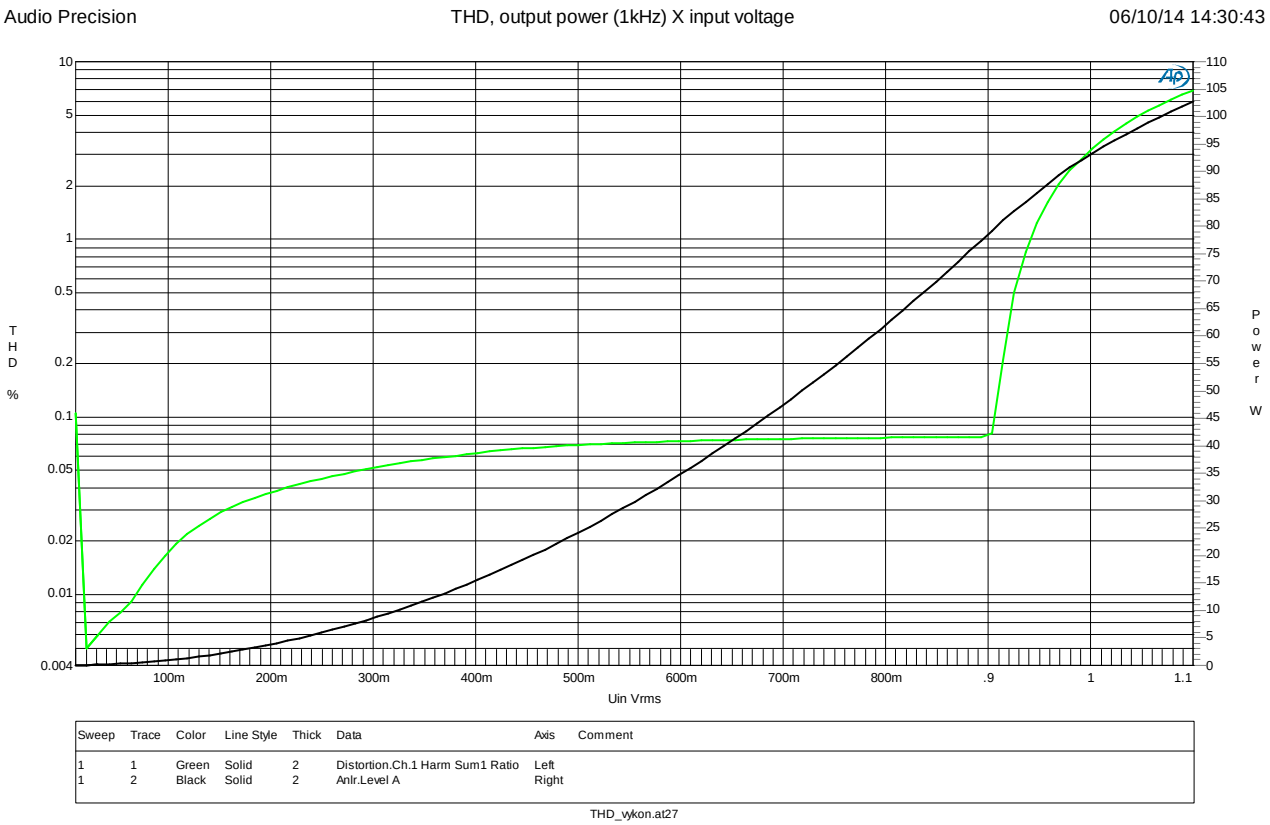
Tab. 4.1: Naměřené hodnoty zesilovače LME49830

Při měření THD byla měřená šířka pásma 32kHz a výstupní signál zesilovače byl měřen do 15. harmonické. Při měření $THD + N$ byla šířka 500kHz.

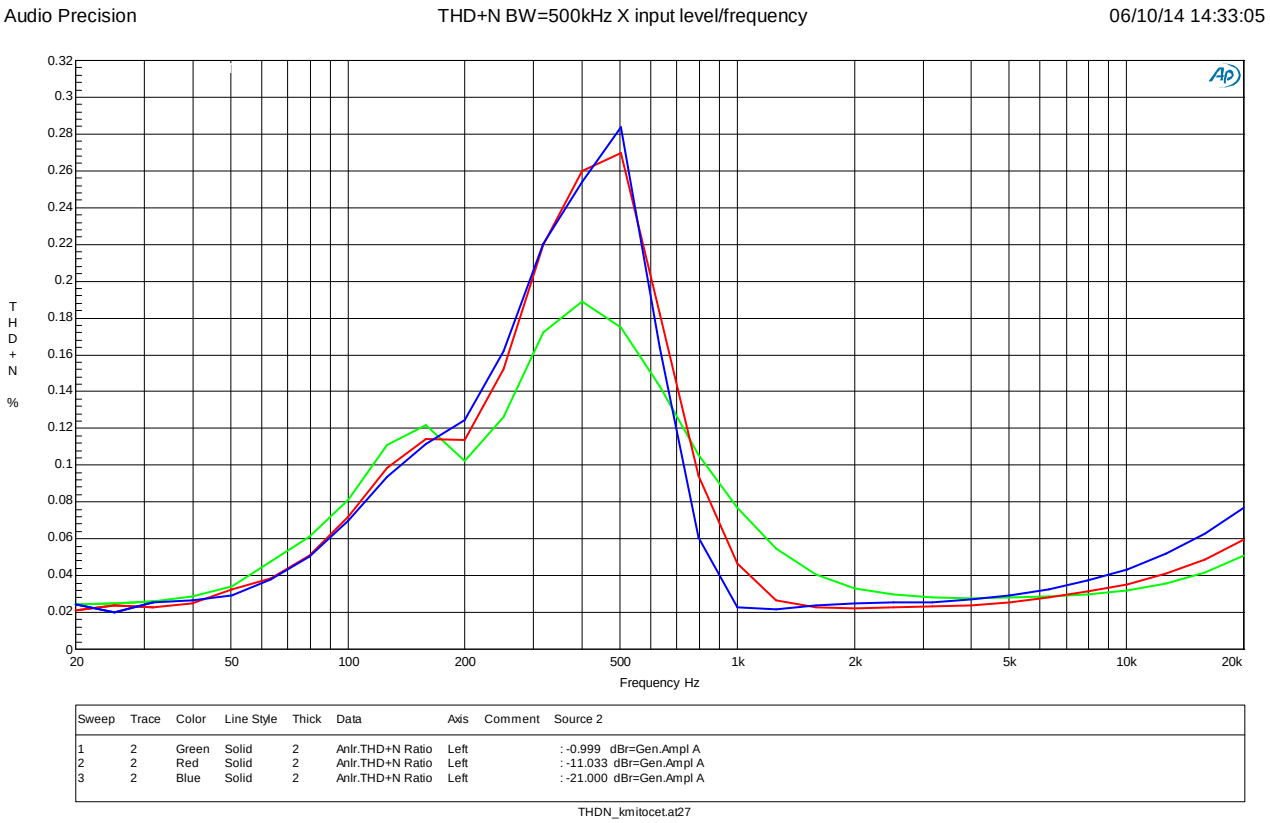
Z analýzy šumového pozadí (obr. 4.1) je zřetelný brum zesilovače. Tento jev lze snížit úpravou návrhu plošného spoje. Ze závislosti $THD + N$ na frekvenci (obr. 4.3) je patrné na, že na kmitočtu přibližně 500Hz vzniká velké $THD+N$. Bylo zjištěno, že zkreslení způsobuje elektrolytický kondenzátor C5 ve zpětné vazbě. Musí zde však být kvůli klidovému proudu záporného vstupu a offsetu zesilovače. Pro zlepšení parametrů THD závislého na frekvenci, je vhodné elektrolytický kondenzátor C5 nahradit elektrolytickým kondenzátorem s lepšími parametry.



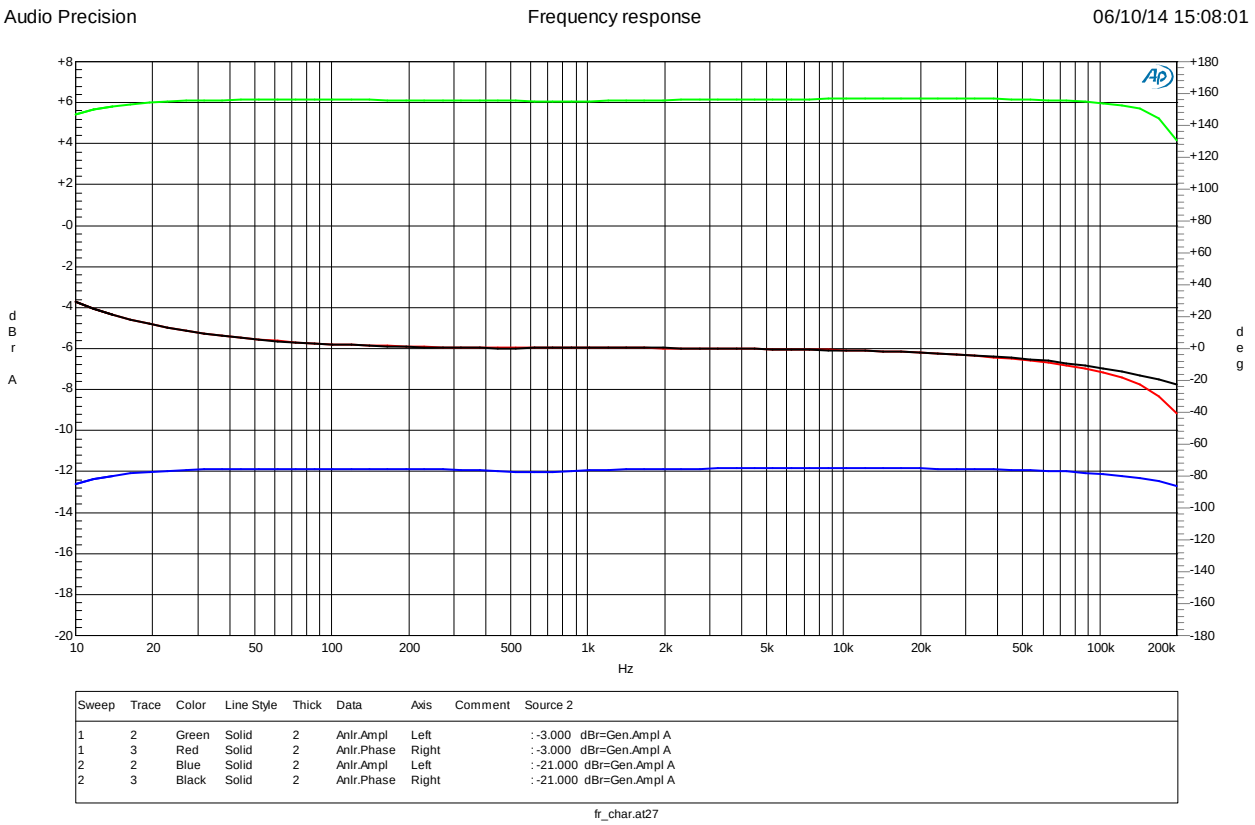
Obr. 4.1: Šumové pozadí zesilovače LME49830



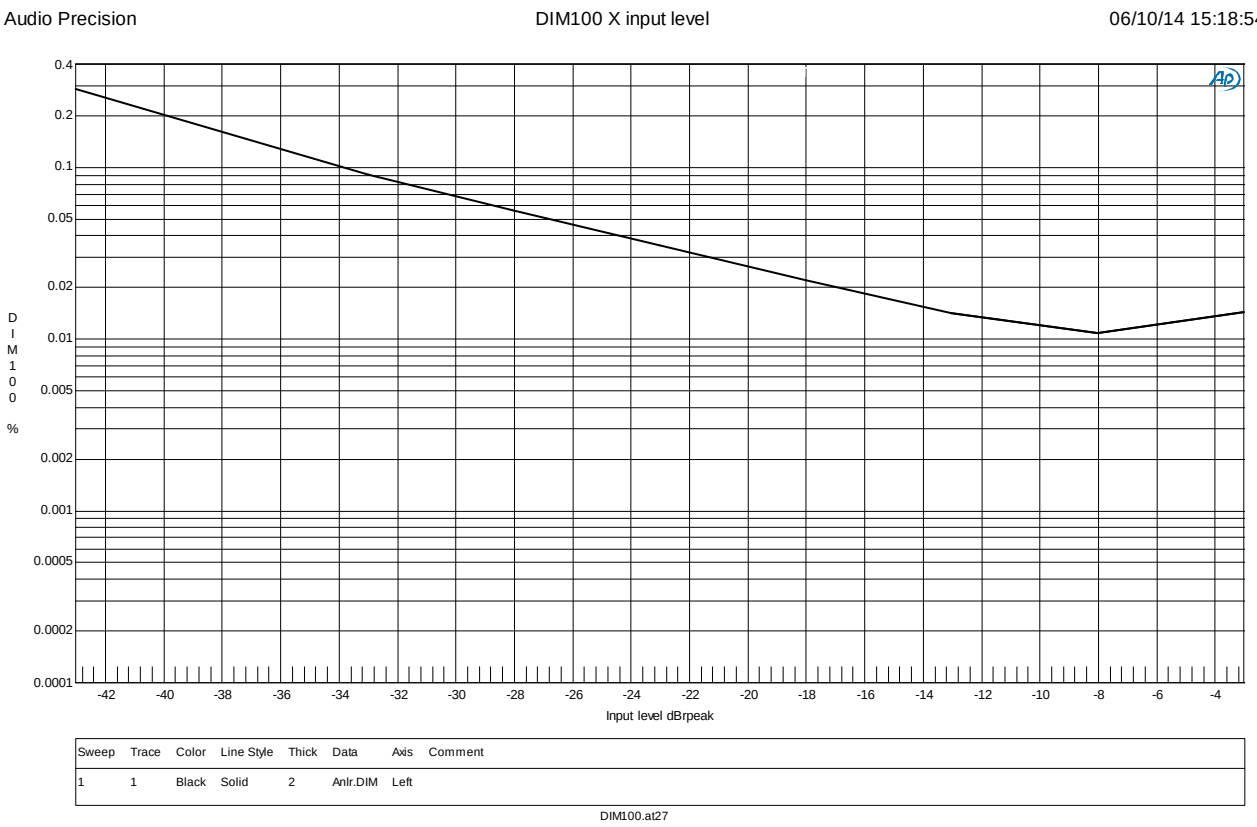
Obr. 4.2: Závislost THD a výstupního výkonu na vstupním napětí zesilovače LME49830



Obr. 4.3: Závislost THD+N na frekvenci zesilovače LME49830



Obr. 4.4: Amplitudová a fázová charakteristika zesilovače LME49830



Obr. 4.5: Intermodulační zkreslení zesilovače LME49830

4.2 Měření zesilovače LM4780

	kanál A	kanál B
$V_{ss}[V]$	±40	
$I_0[mA]$	120	
$V_{OFFSET}[mV]$	0,6	–1,4
$V_{IN}[mV]$ (1)	1,182 (P_{OUT}=75W=0dBr)	1,207 (P_{OUT}=76,6W∼0dBr)
$V_{IN}[mV]$ (2)	137	138,5
$V_N[\mu V]$	46	47
$SNR[dB]$ (1),(3)	114,5	114
$SNR[dB]$ (1),(4)	116,8	117,8
$SNR[dB]$ (1),(5)	103,7	103,5
$SNR[dB]$ (2),(3)	95,6	98,9
$SNR[dB]$ (2),(4)	98,2	98,9
$SNR[dB]$ (2),(5)	85,2	84,7

(1) $THD = 1\%, f = 1kHz, R_L = 8\Omega$

(2) $P_{OUT} = 1W, f = 1kHz, R_L = 8\Omega$

(3) měřeno bez váhového filtru

(4) měřeno při váhovém filtru A

(5) měřeno při váhovém filtru CCIR

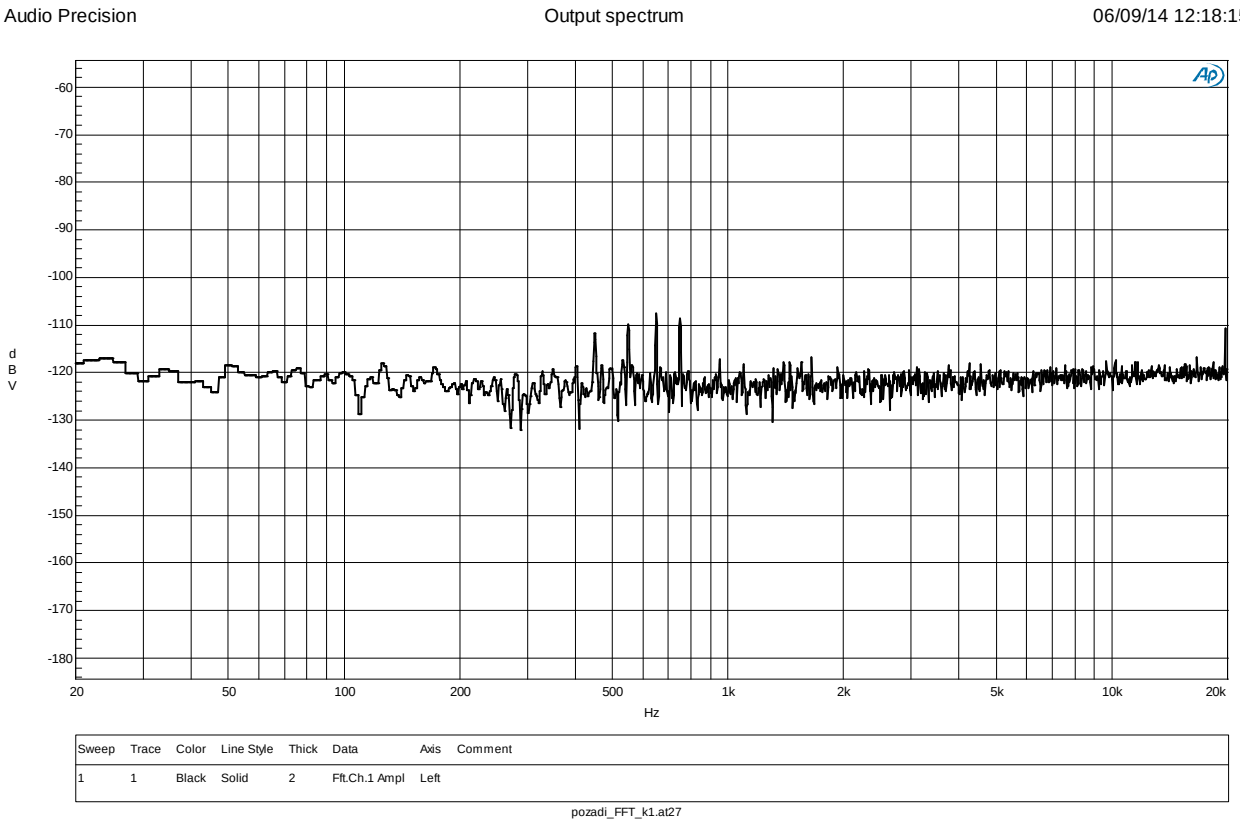
Tab. 4.2: Naměřené hodnoty zesilovače LM4780

Při měření THD byla měřená šířka pásma 32kHz a výstupní signál zesilovače byl měřen do 15. harmonické. Při měření $THD + N$ byla šířka 500kHz.

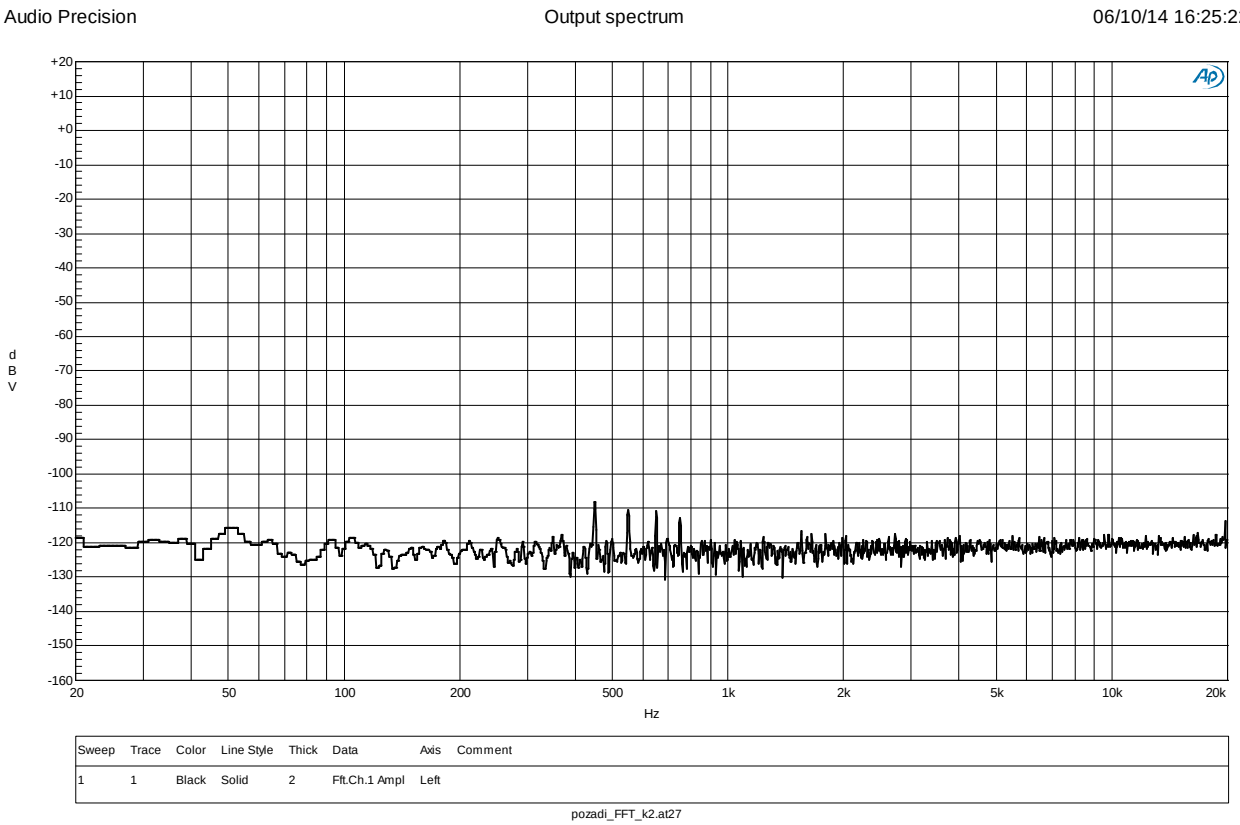
Z obr. 4.12 a obr. 4.13 je patrné, že zesilovač při úrovni -3dBr nepracuje správně na vysokých kmitočtech. Z osciloskopu bylo zjištěno, že signál byl velmi tvarově zkreslen. To se pak projevilo na měření amplitudové a fázové charakteristiky. Zkreslení signálu může způsobovat nestabilita. Může to být způsobeno i chováním implementovaných ochran zesilovače, protože pro napájení zesilovače jsme použily ±40V, ve výpočtu maximálního napájecího napětí, ale vyšlo přibližně ±30V, zesilovač tedy mohl být přetížen.

Fázová charakteristika v obr. 4.10 má fázový posun o 360°, to je způsobeno nevhodným nastavením audio analyzátoru.

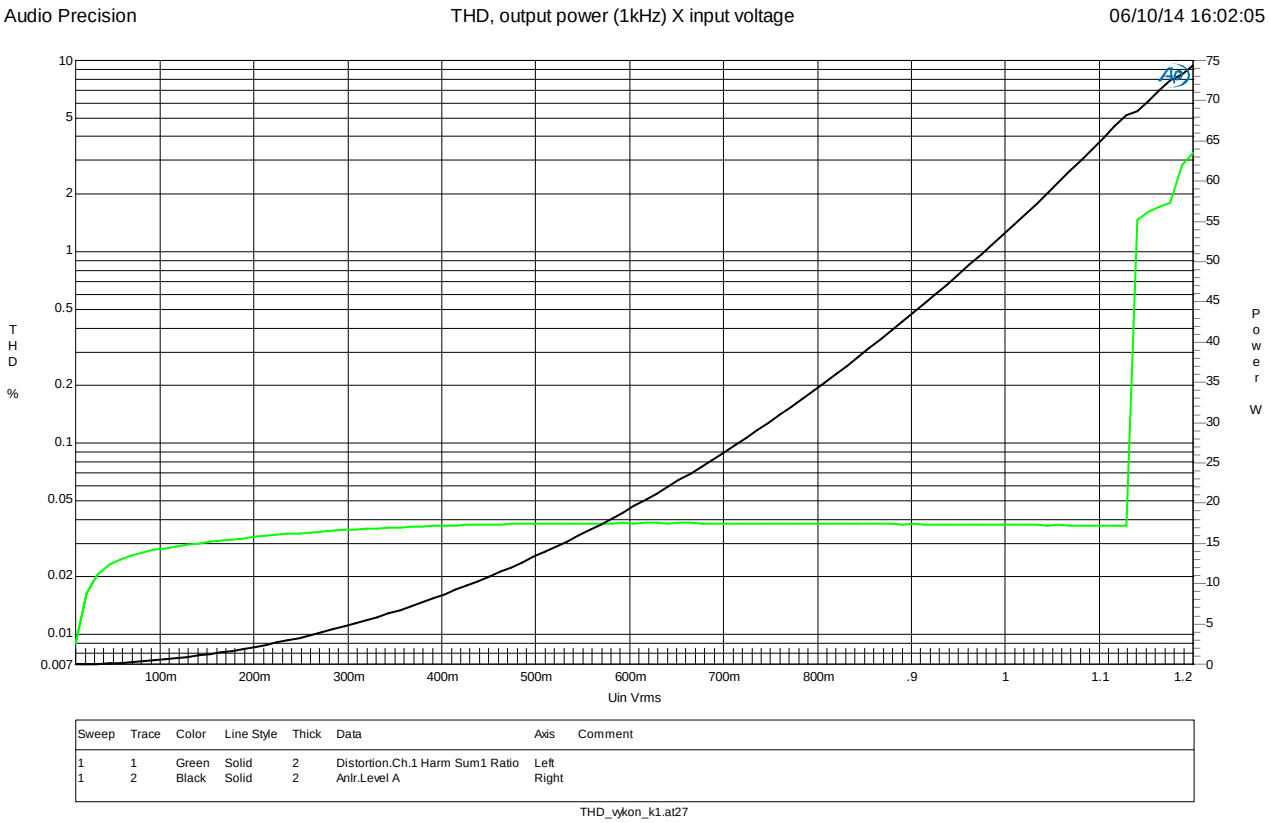
Ze závislosti $THD + N$ na frekvenci (obr. 4.10 respektive obr. 4.11) je patrné, že na kmitočtu přibližně 600Hz je mírně zvýšené $THD + N$. Tento problém je popsán výše (Měření zesilovače LME49830).



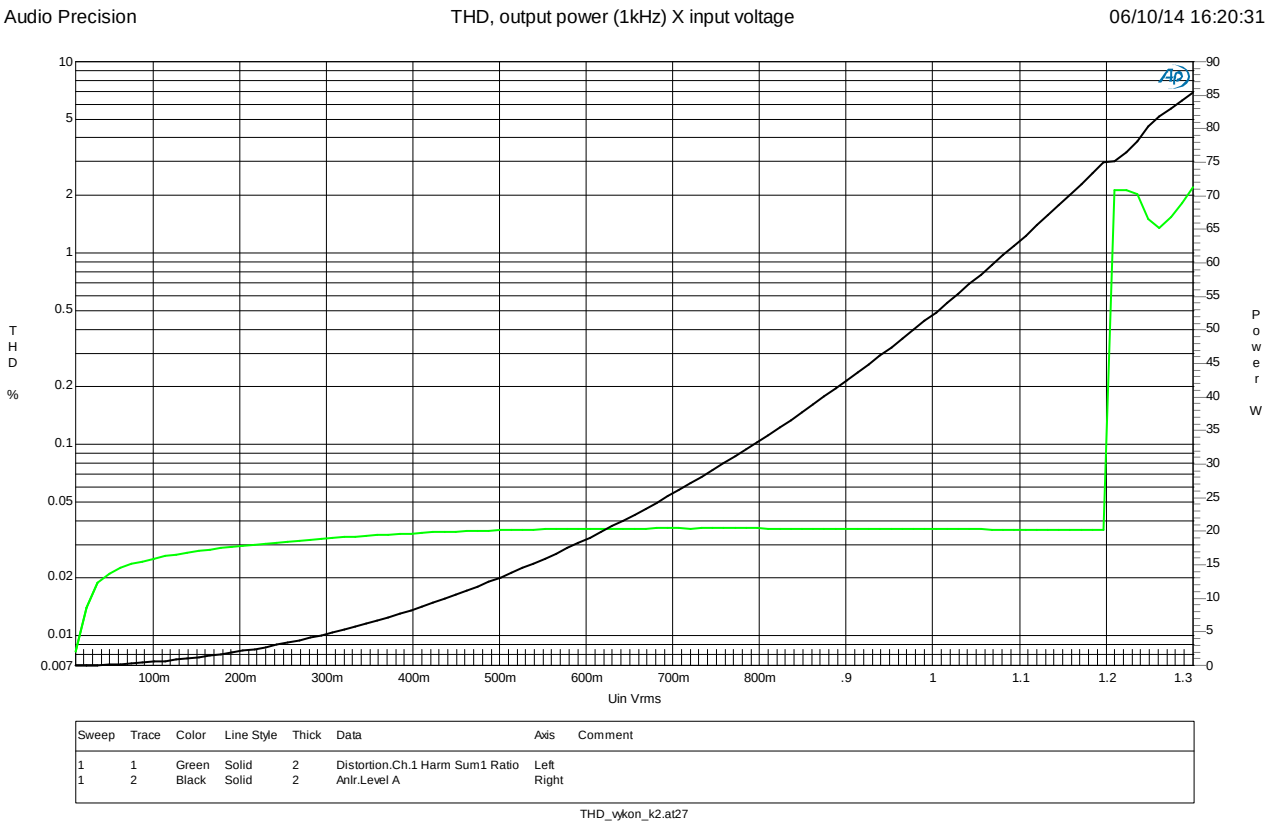
Obr. 4.6: Šumové pozadí zesilovače LM4780 kanál A



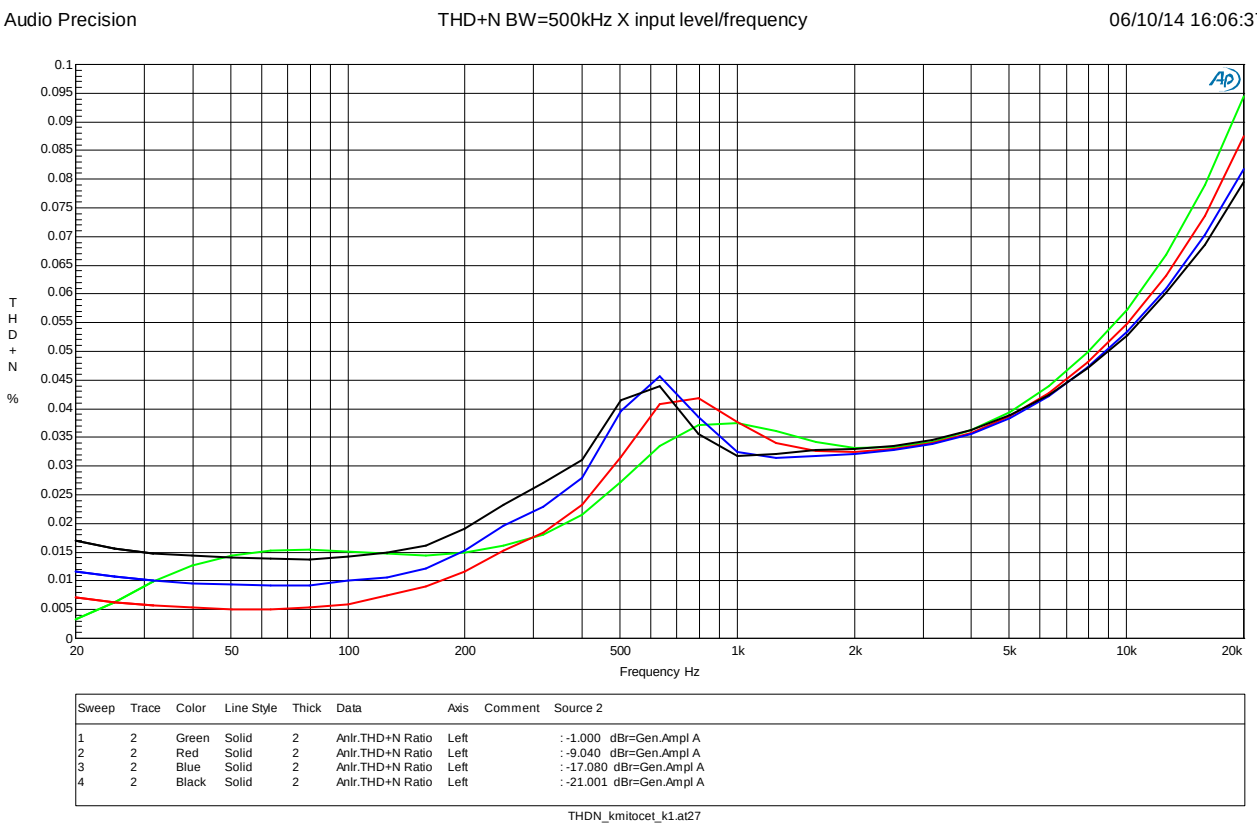
Obr. 4.7: Šumové pozadí zesilovače LM4780 kanál B



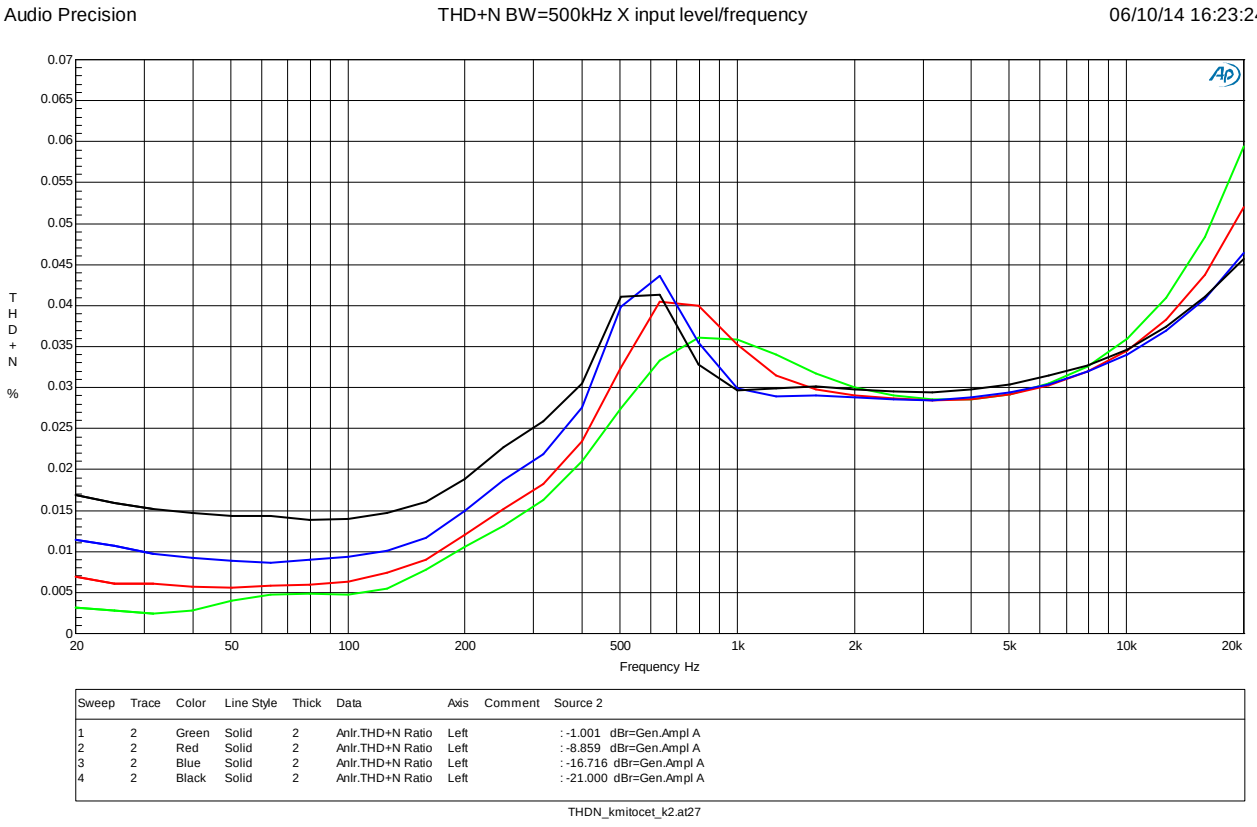
Obr. 4.8: Závislost THD a výstupního výkonu na vstupním napětí zesilovače LM4780 kanál A



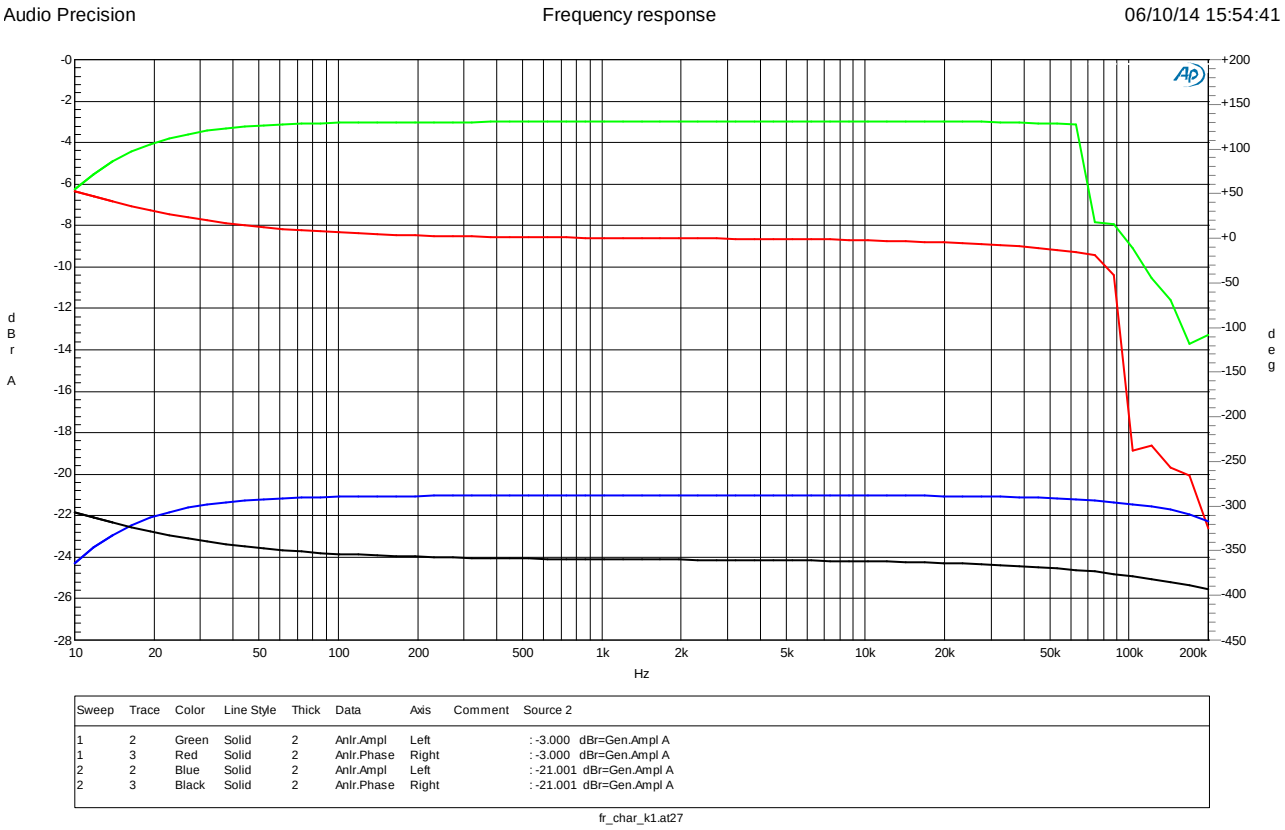
Obr. 4.9: Závislost THD a výstupního výkonu na vstupním napětí zesilovače LM4780 kanál B



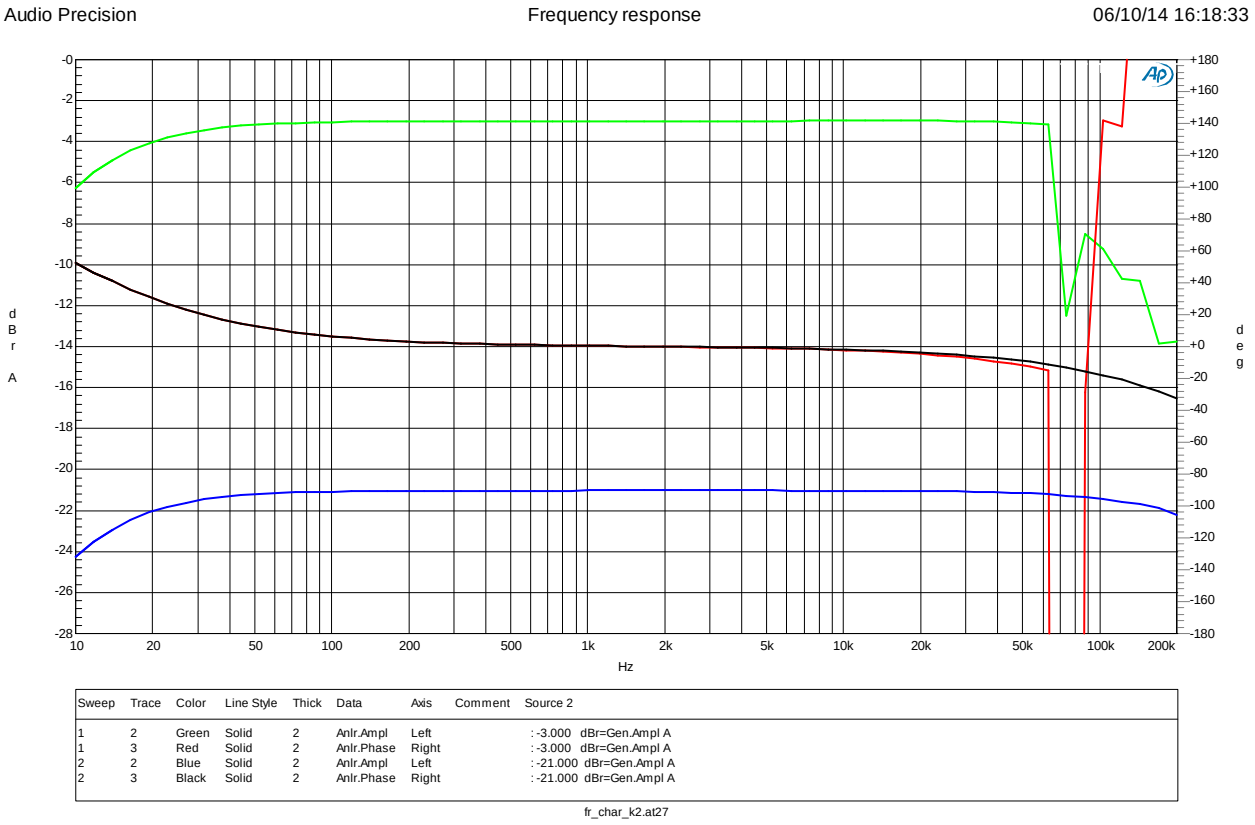
Obr. 4.10: Závislost THD+N na frekvenci zesilovače LM4780 kanál A



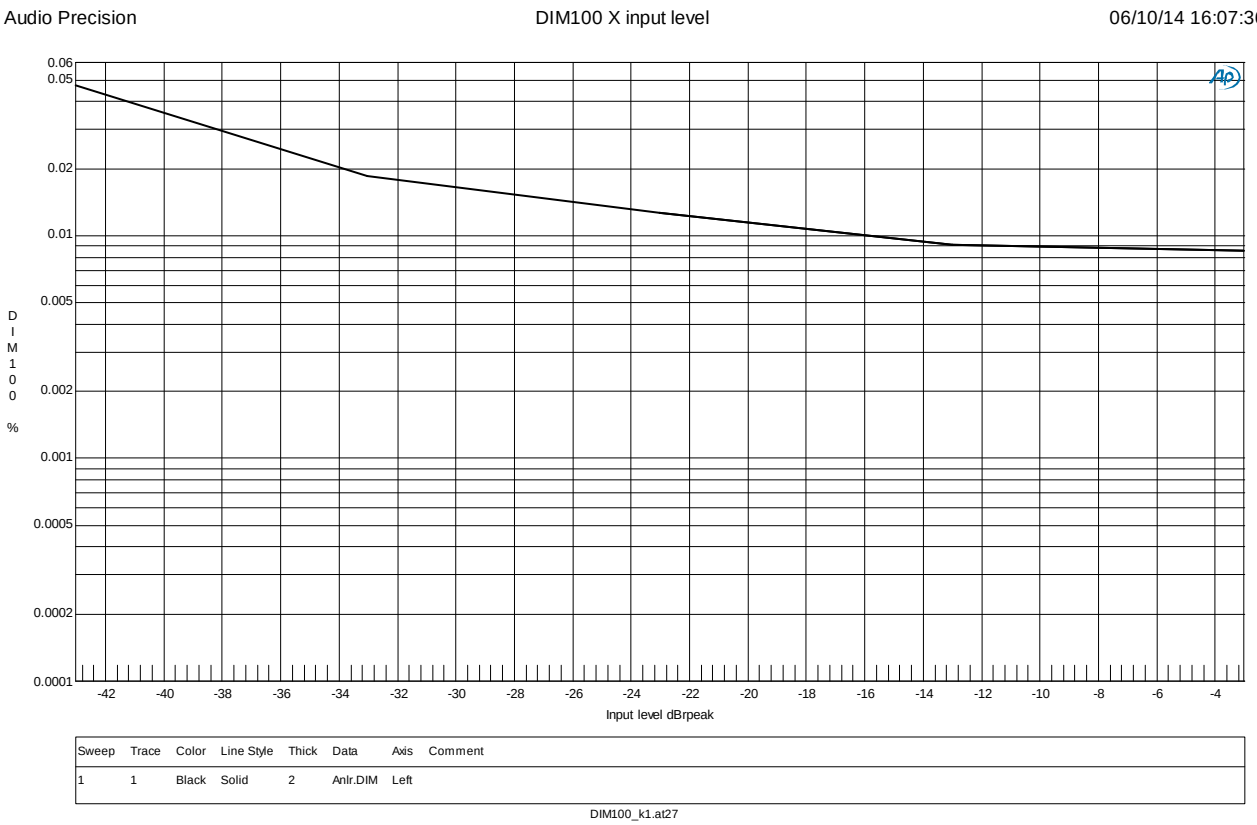
Obr. 4.11: Závislost THD+N na frekvenci zesilovače LM4780 kanál B



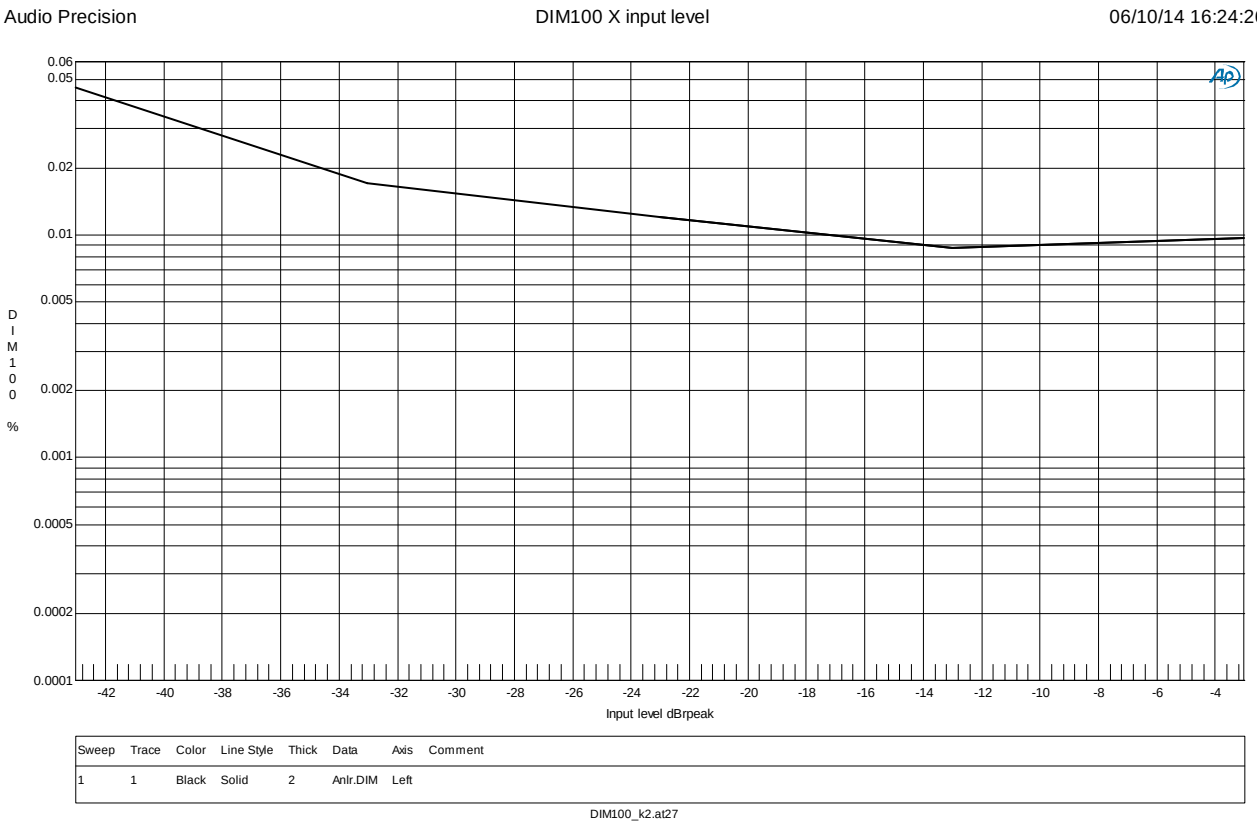
Obr. 4.12: Amplitudová a fázová charakteristika zesilovače LM4780 kanál A



Obr. 4.13: Amplitudová a fázová charakteristika zesilovače LM4780 kanál B



Obr. 4.14: Intermodulační zkreslení zesilovače LM4780 kanál A



Obr. 4.15: Intermodulační zkreslení zesilovače LM4780 kanál B

4.3 Měření zesilovače IRS2092

Při měření parametrů zesilovače pracujícího ve třídě D musí být použit mezi výstupem zesilovače a vstupem audio analyzátoru měřící filtr typu dolní propust vysokého řádu. Výstupní signál zesilovače obsahuje vysokofrekvenční složky (vlivem spínací frekvence koncových tranzistorů), ty musí být co nejvíce utlumeny, aby neovlivňovaly korektní výsledky z audio analyzátoru. Mezní kmitočet měřícího filtru je 20kHz. Tento filtr pak způsobí, že při měření harmonického zkreslení, kde zkreslení je tvořeno nejvíce druhou a třetí harmonickou základního signálu, je měření na frekvencích vyšších, než 6kHz, nepřesné. Zlepšením měřící metody by bylo použití měřícího filtru s vyšším mezním kmitočtem (např. 200kHz).

Spínací frekvence koncových tranzistorů je přibližně 400kHz. Naměřené hodnoty jsou uvedeny v tab. 4.3.

$V_{ss}[V]$	±70
$I_0[mA]$	70
$V_{OFFSET}[mV]$	–0,9
$V_{IN}[mV]$ (1)	1,117 (P_{OUT}=230,6W∼0dBr)
$V_{IN}[mV]$ (2)	80
$V_N[\mu V]$	520
$SNR[dB]$ (1),(3)	98
$SNR[dB]$ (1),(4)	101
$SNR[dB]$ (1),(5)	89,5
$SNR[dB]$ (2),(3)	75
$SNR[dB]$ (2),(4)	78,2
$SNR[dB]$ (2),(5)	66

(1) $THD = 1\%, f = 1kHz, R_L = 8\Omega$

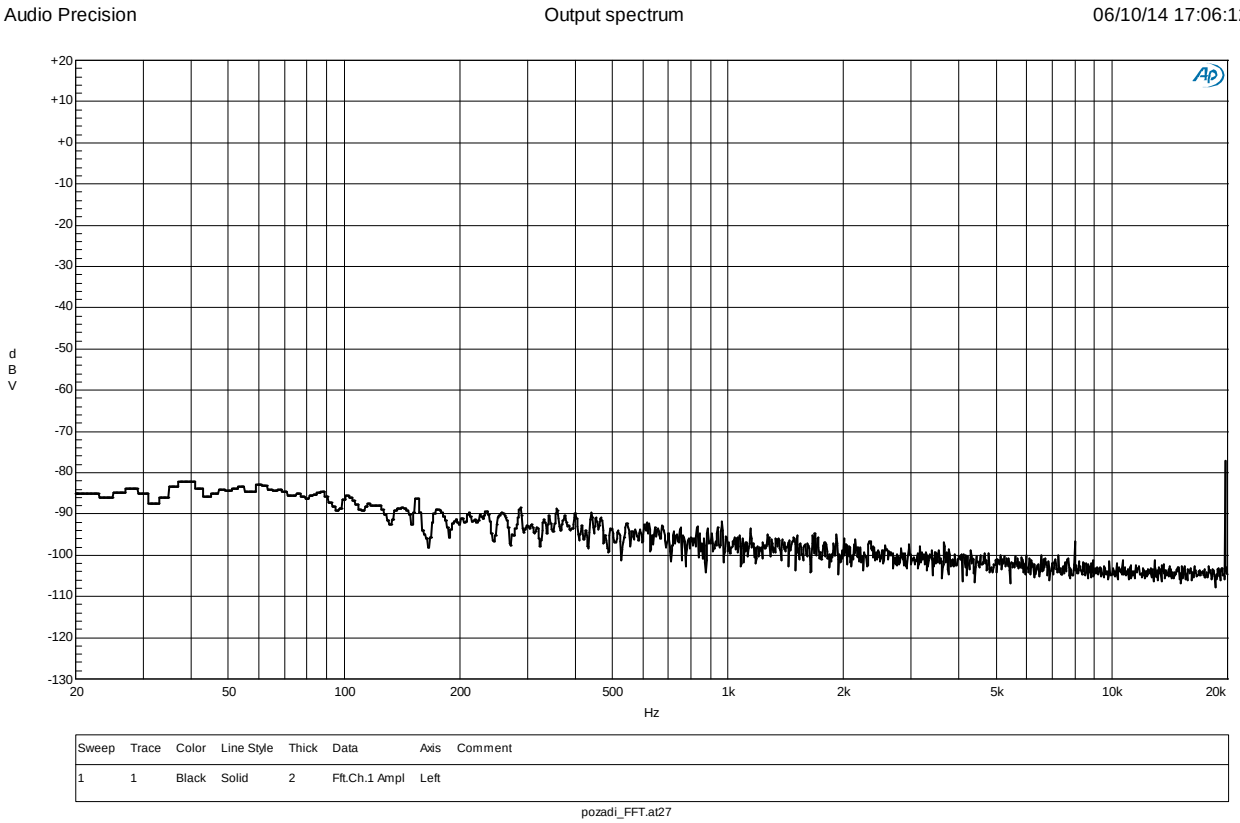
(2) $P_{OUT} = 1W, f = 1kHz, R_L = 8\Omega$

(3) měřeno bez váhového filtru

(4) měřeno při váhovém filtru A

(5) měřeno při váhovém filtru CCIR

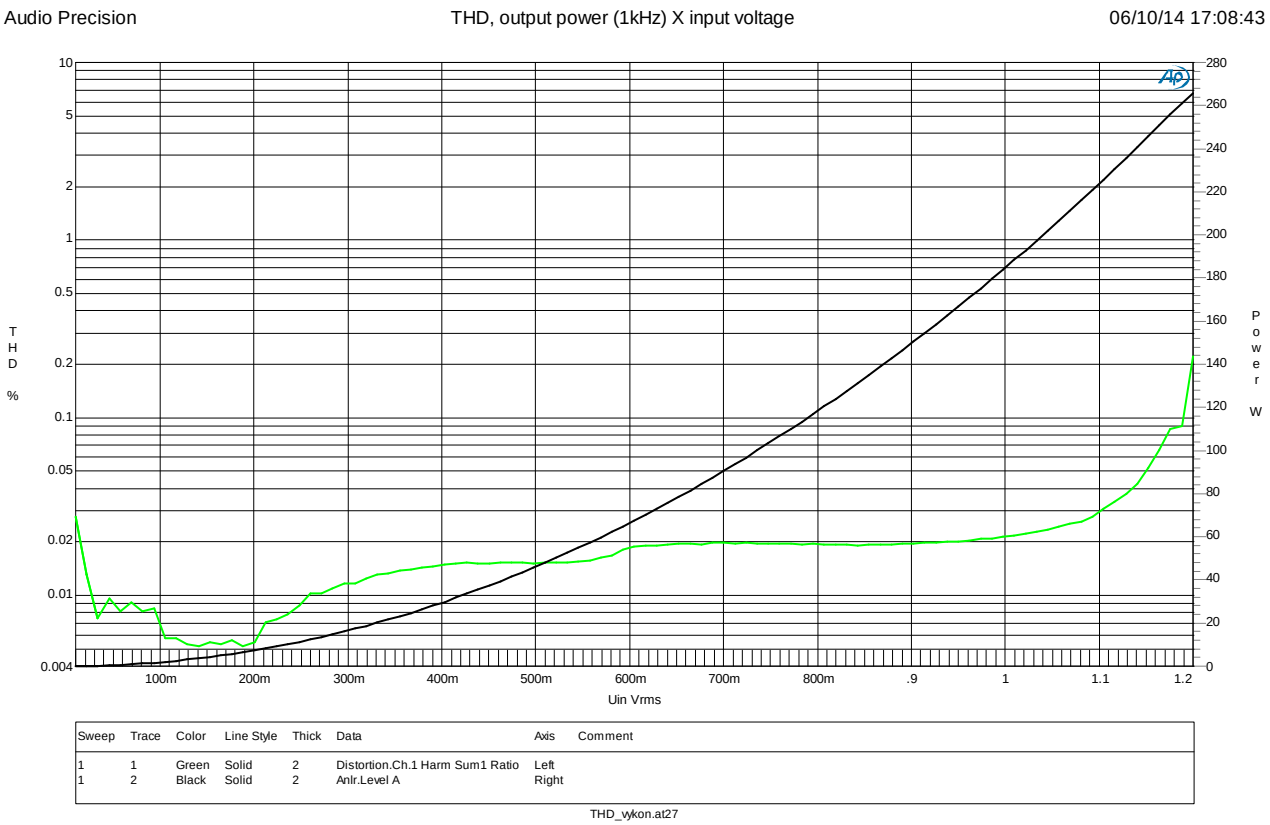
Tab. 4.3: Naměřené hodnoty zesilovače IRS2092



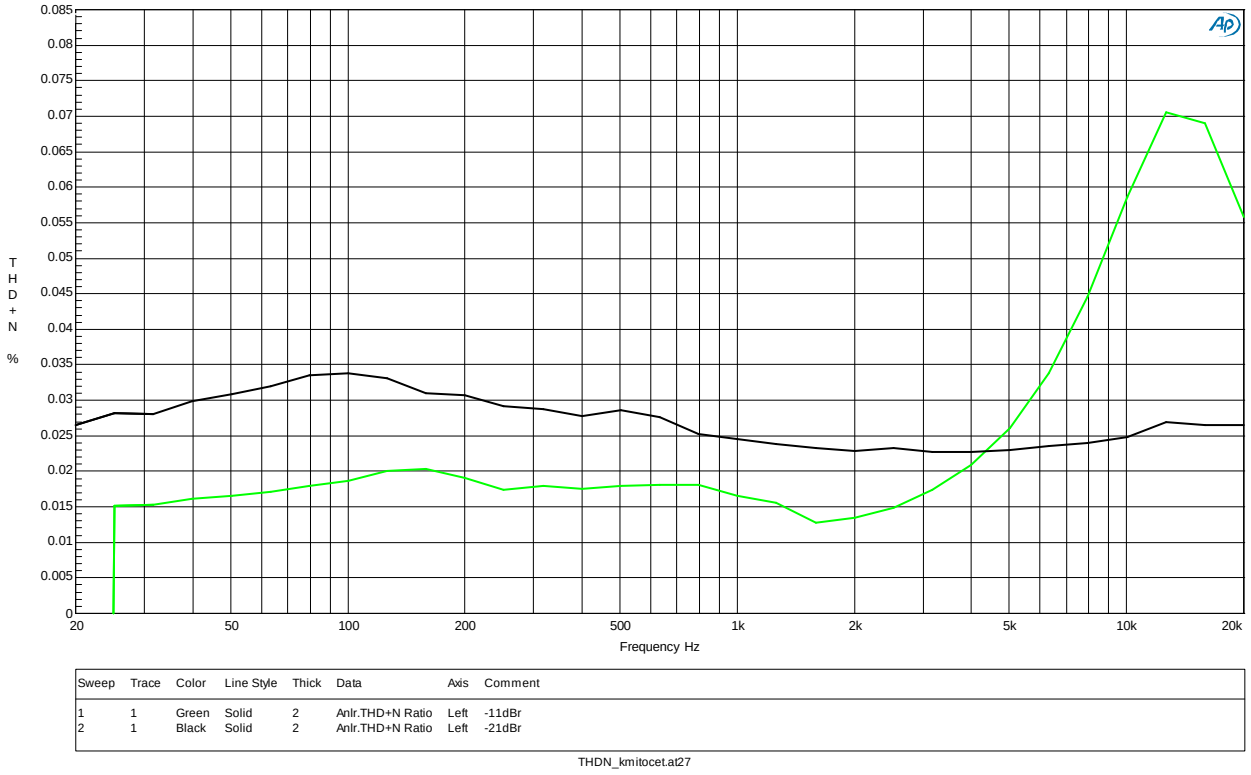
Obr. 4.16: Šumové pozadí zesilovače IRS2092

Fázová charakteristika nebyla změřena, z důvodu nemožnosti změření korektních výsledků audio analyzátorem. Transientní intermodulační zkreslení nemá pro tento zesilovač smysl měřit.

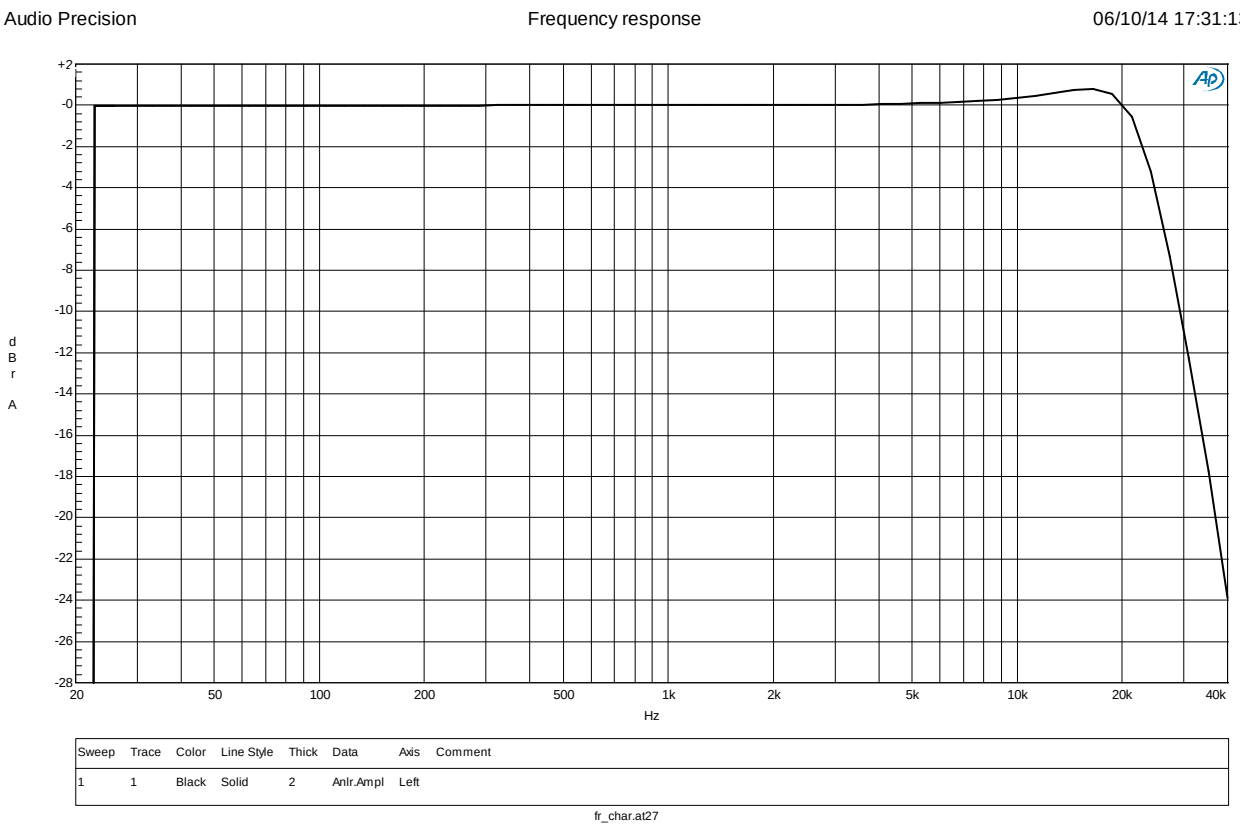
Při uvedení zesilovače do provozu byl zjištěn problém s funkčností budiče. Důvodem bylo příliš nízké napájecí napětí na záporném napájecím pinu budiče (pin *VSS*). Nízké napájecí napětí bylo způsobeno velkým úbytkem napětí na R7 (v aplikační poznámce [7] byla doporučena hodnota 5,1kΩ, nyní je použita 4,7kΩ). Kladný napájecí pin budiče má nižší hodnotu proudového odběru, proto může zůstat hodnota R10 neměnná.



Obr. 4.17: Závislost THD a výstupního výkonu na vstupním napětí zesilovače IRS2092



Obr. 4.18: Závislost THD+N na frekvenci zesilovače IRS2092



Obr. 4.19: Amplitudová charakteristika zesilovače IRS2092

4.4 Shrnutí výsledků měření

V tabulce 4.4 je uveden přehled základnách naměřených parametrů zrealizovaných zesilovačů.

Zesilovač	LME49830	LM4780 kanál A	LM4780 kanál B	IRS2092
V_{SS} [V]	±45	±40		±70
V_{OFFSET} [mV]	23	0,6	–1,4	-0,9
V_{IN} [mV] (1)	939,5	1,182	1,207	1,117
P_{OUT} [W] (1)	84,91	75	76,3	230,6
V_N [μ V]	370	46	47	520
SNR [dB] (1),(2)	107,1	116,8	117,8	101

(1) $THD = 1\%, f = 1kHz, R_L = 8\Omega$

(2) měřeno při váhovém filtru A

Tab. 4.4: Porovnání naměřených hodnot

V kap. 3 byly vypočítány maximální teoretické výstupní výkony zesilovačů (týká se zesilovačů LME49830 a LM4780). V tab. 4.4 jsou však uvedeny mnohem nižší hodnoty výstupních výkonů. Uvedené hodnoty totiž odpovídají *THD*=1%. Dále bylo napájecí napětí zesilovače LME49830 sníženo z důvodu mezních ztrátových výkonů tranzistorů, tím pádem se i snížil výstupní výkon.

Velmi nízké hodnoty harmonického zkreslení vykazuje zesilovač IRS2092, zde jsou ovšem výsledky zavádějící, protože měřící filtr má nízký mezní kmitočet a zkreslení vyššími harmonickými signálu o kmitočtu vyšším než 6kHz, se při měření neprojeví. Zesilovač LM4780 má nejnižší hodnoty harmonického zkreslení, je však limitován napájecím napětím, tzn. že od jisté hodnoty výstupního výkonu, *THD* prudce roste. Zesilovač LME49830 sice nemá tak nízké hodnoty *THD*, ale jeho napájecí napětí může být velmi navýšeno (např. při použití více paralelně řazených tranzistorů), poté by vykazoval navýšení *THD* až při vysokém výstupním výkonu.

Při měření $THD + N$ v závislosti na frekvenci zesilovače LME49830 a LM4780, je patrné vyšší zkreslení na kmitočtu přibližně 500Hz. Příčina tohoto zkreslení spočívá v použití nekvalitního elektrolytického kondenzátoru (popsáno výše). Jinak lze předpokládat hladký exponenciální růst $THD + N$ se zvyšující se frekvencí.

Napěťový offset výstupního signálu zesilovačů je přibližně 1mV, kromě zesilovače LME49830. Snížení napěťového offsetu by bylo možné úpravou hodnot rezistorů na vstupu zesilovače a ve zpětné vazbě. Z časových důvodů to však nebylo provedeno.

5

Závěr

V kap. 2 byla provedena rešerše monolitických výkonových zesilovačů pracující ve třídě AB a D. Dále bylo z rešerše vybráno pět zesilovačů z různých skupin provedení, u kterých byly uvedeny nejlepší parametry.

V kap. 3 byly provedeny návrhy zesilovačů. Návrhy vycházely z aplikačních poznámek a katalogových listů s obměnou některých součástek. Poté zde byly vypočítány základní parametry zesilovačů (zisk, mezní kmitočty, výstupní výkon, ztrátový výkon, napájecí napětí). V této kapitole byly také uvedeny výpočty potřebných tepelných odporů chladičů. Mezní parametry výkonových tranzistorů byly ověřeny *SMOKE* analýzou v programu *PSpice*.

Při uvedení zesilovačů do provozu byla zjištěna u dvou modulů nestabilita, ta mohla být způsobena nevhodným návrhem motivu plošného spoje. Z časových důvodů však nebyl nový návrh plošných spojů proveden. Při měření ostatních modulů zesilovačů byly určeny součástky, které jsou z pohledu technických parametrů zesilovače kritické. Jedná se například o nekvalitní elektrolytické kondenzátory ve zpětné vazbě. Navržená optimalizace spočívá v nahrazení nekvalitních součástek za kvalitní a přepracování motivu plošných spojů, aby byly eliminovány kapacitní vazby mezi vstupy a výstupy zesilovače. Důraz by byl také kladen na snížení rušení vlivem zemní smyčky (tj. držet hvězdicovou strukturu rozvodu zemních cest na plošném spoji a rozdělit zemní potenciál vstupní a výstupní části zesilovače). U zesilovače třídy D je umožněno nastavit *dead-time*, optimální nastavení by zlepšily hodnoty *THD*.

V kap.4 byl uveden postup pro měření audio zesilovačů. Dodržování stejných měřících podmínek je důležité, aby se mohly porovnávat parametry zesilovačů. Dále jsou zde uvedeny výsledky měření modulů zesilovačů. Nejvyššího výkonu bylo dosaženo se zesilovačem ve třídě D, který při úrovni 0dBr dodával do 8Ω zátěže 230W a harmonické zkreslení bylo 1%.

Pro další optimalizaci (zvýšení výstupního výkonu) zesilovače by byl vhodný modul osazený budičem třídy AB vyráběný firmou Texas Instruments. Tyto budiče mohou mít napájecí napětí až ±100V. Při úpravě koncového stupně (např. paralelní řazení tranzistorů) by mohl být zrealizován výkonový zesilovač (okolo 500W) z minimálním počtem

diskrétních součástek.

Cílem této práce bylo provést: rešerši monolitických výkonových zesilovačů, realizace modulů s vhodnými zesilovači, návrh postupu měření, změření modulů a navržení případné optimalizace. Na základě výše uvedeného je možné konstatovat, že všechny cíle byly splněny. Překročení rozsahu práce je z důvodu umístění naměřených průběhů v kap. 4, ty jsou zde umístěny pro lepší přehlednost.

Literatura

[1] Doleček, J. *Moderní učebnice elektroniky 4* Praha: BEN, 2006. ISBN 80-7300-185-3.

[2] Fukátko, T., Fukátko, J. *Teplo a chlazení v elektronice 2.* Praha: BEN, 2006. ISBN 80-7300-199-3.

[3] Štál, P. *Výkonové audio zesilovače pracující ve třídě D.* Praha: BEN, 2008. ISBN 978-80-7300-230-5.

[4] Metzler, B. *Audio measurement handbook* Audio Precision, 1993.

[5] www.fisherelectronic.de

[6] Honda, L., Rodríguez, M., Liu, W. *Application Note IRAUAMP7D.* International Rectifier, 2013.

[7] Cerezo, J. *Application Note AN-1070.* International Rectifier, 2005.

[8] *Datasheet - LME49810, 200V Audio Power Amplifier Driver with Baker Clamp.* Texas Instruments, 2013.

[9] *Datasheet - LME49830, Mono High Fidelity 200V MOSFET Power Amplifier Input Stage with Mute.* Texas Instruments, 2013.

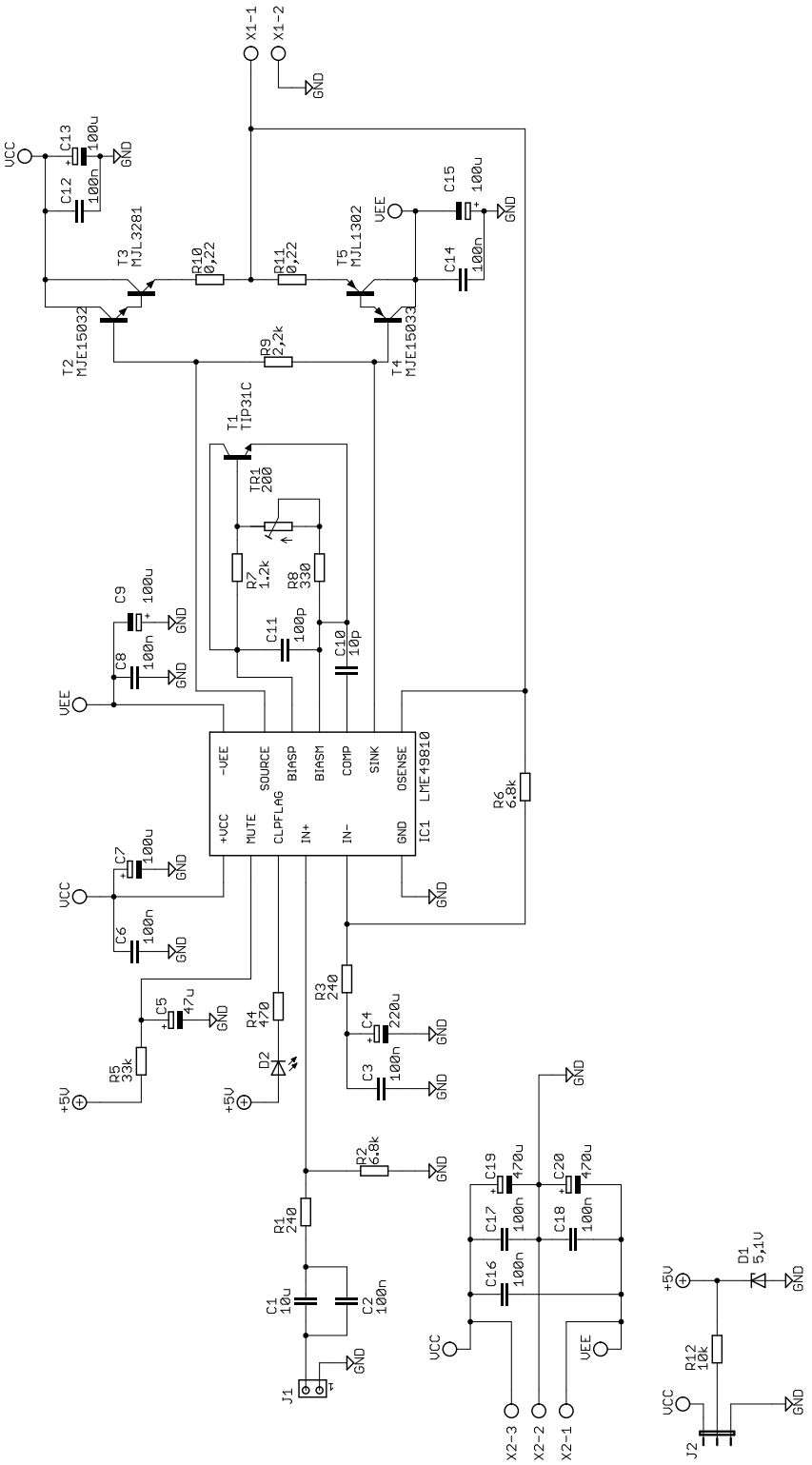
[10] *Datasheet - LME4702, Audio Power Amplifier Series Stereo High Fidelity 200V Driver with Mute.* Texas Instruments, 2013.

[11] *Datasheet - LME4780, Overture Audio Power Amplifier Series Stereo 60W, Mono 120W Audio Power Amplifier with Mute.* Texas Instruments, 2013.

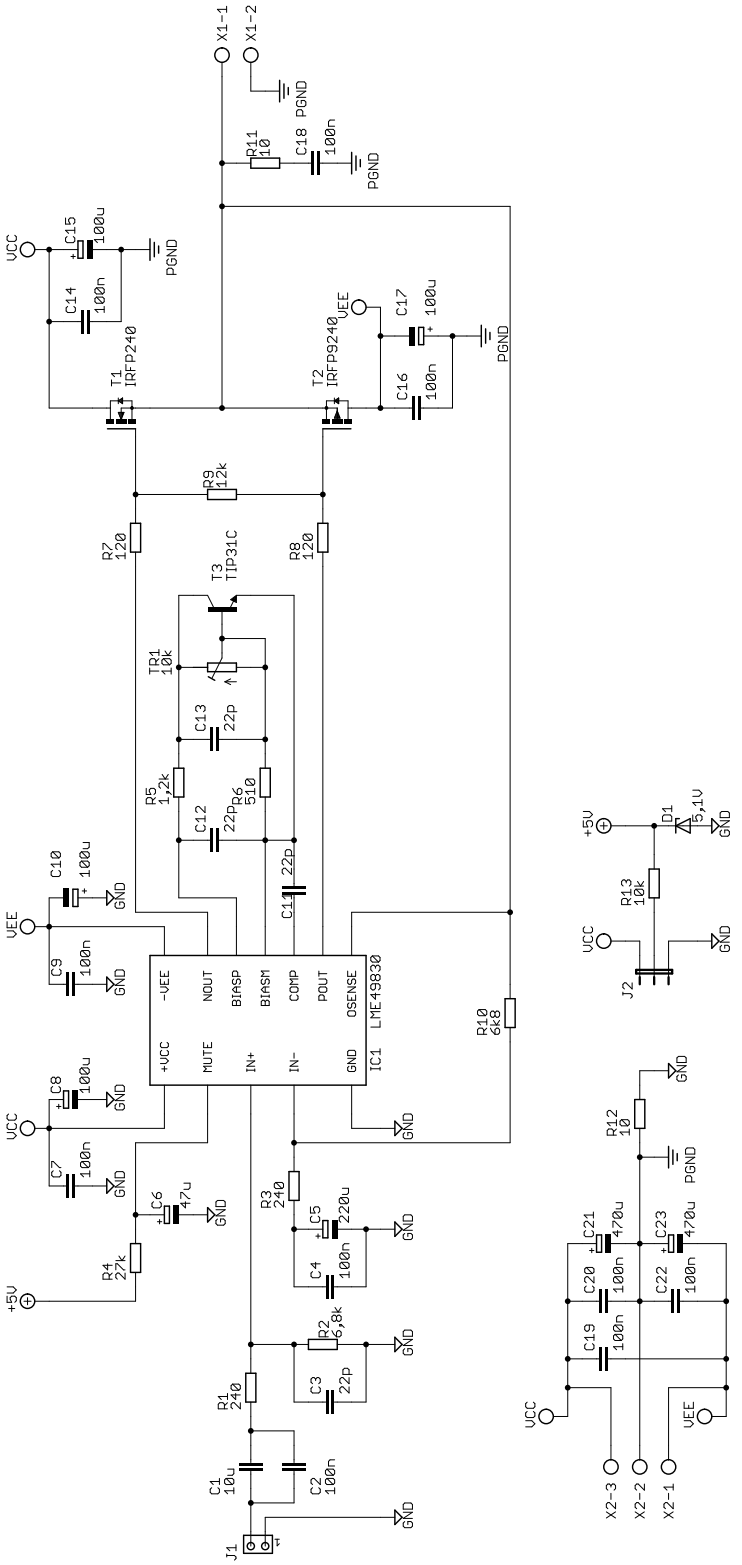
[12] *Datasheet - IRS2092, Protected Digital Audio Amplifier.* International Rectifier, 2013.

Příloha A

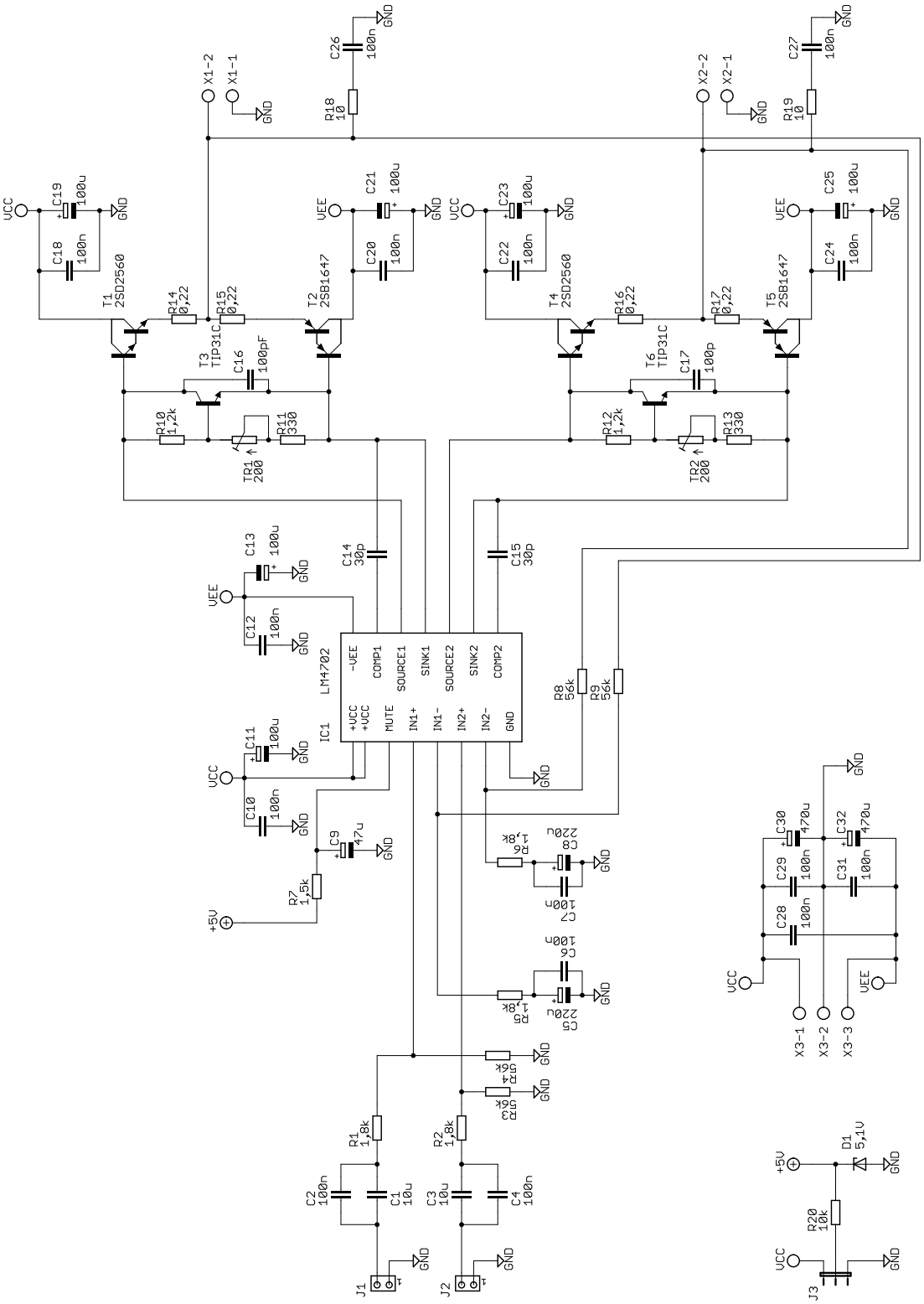
Schémata zapojení



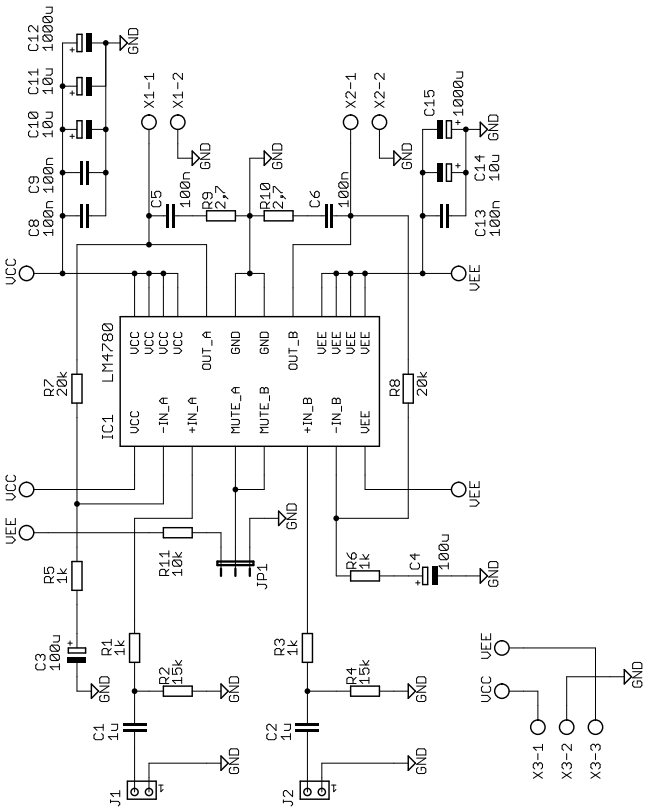
Obr. A.1: Schéma zapojení zesilovače LME49810



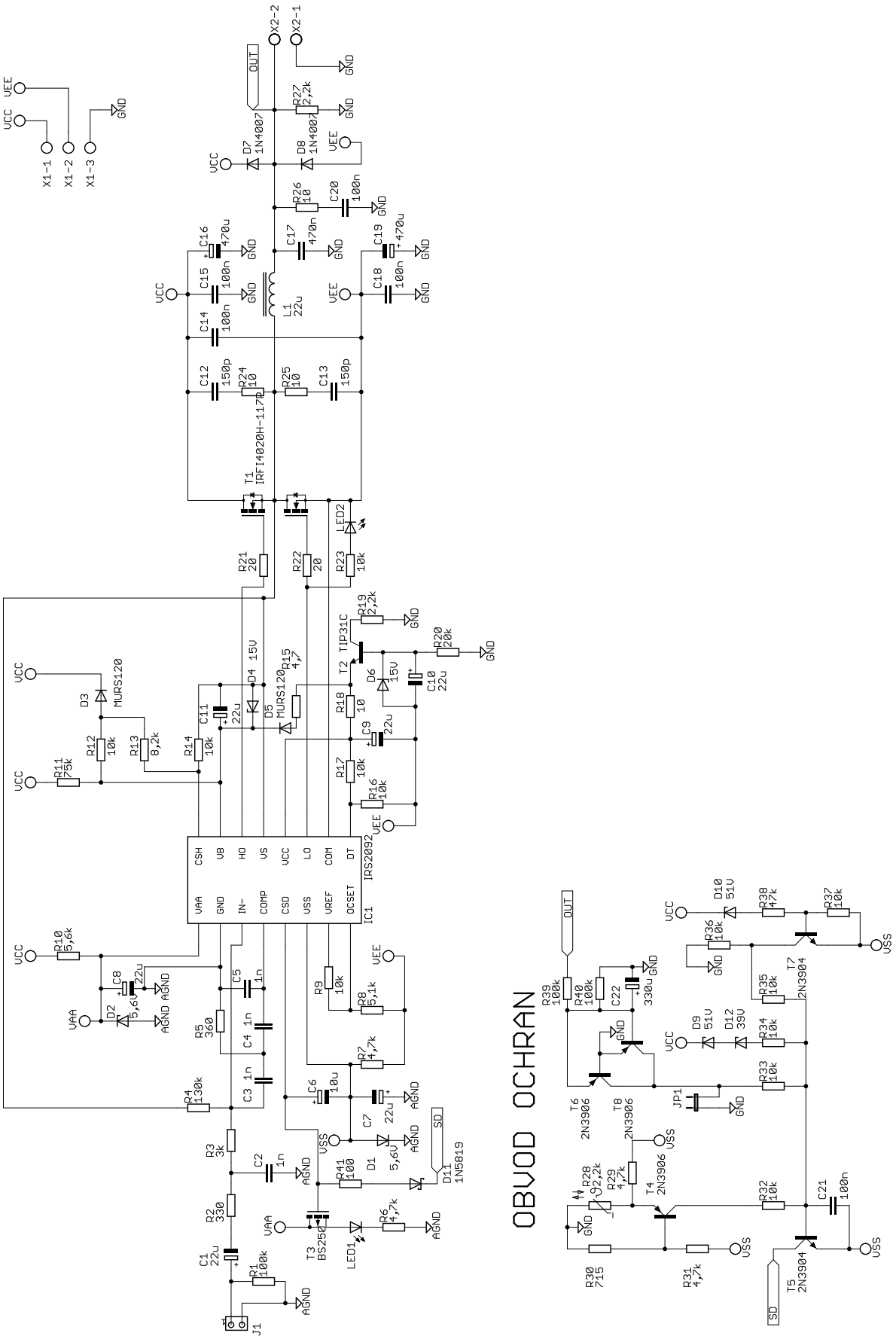
Obr. A.2: Schéma zapojení zesilovače LME49830



Obr. A.3: Schéma zapojení zesilovače LM4702B



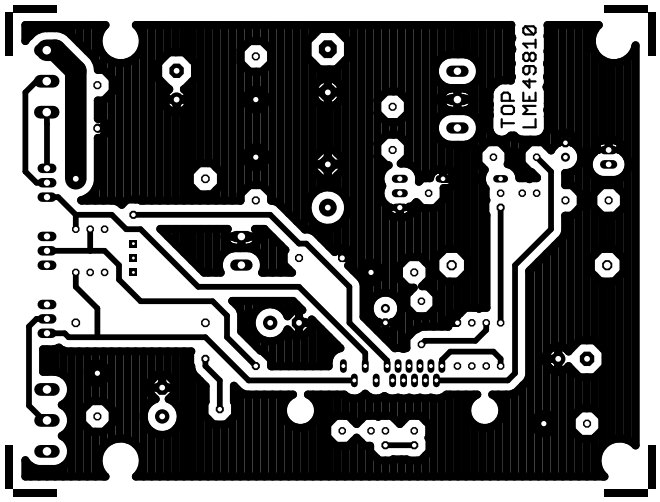
Obr. A.4: Schéma zapojení zesilovače LM4780



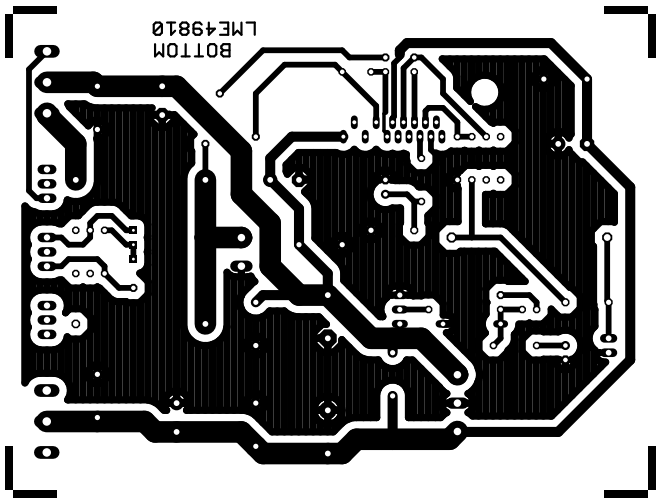
Obr. A.5: Schéma zapojení zesilovače IRS2092

Příloha B

Motivy plošných spojů

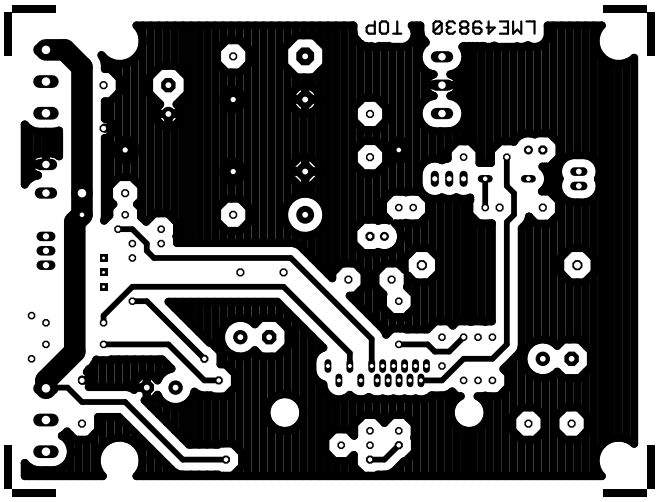


(a) TOP

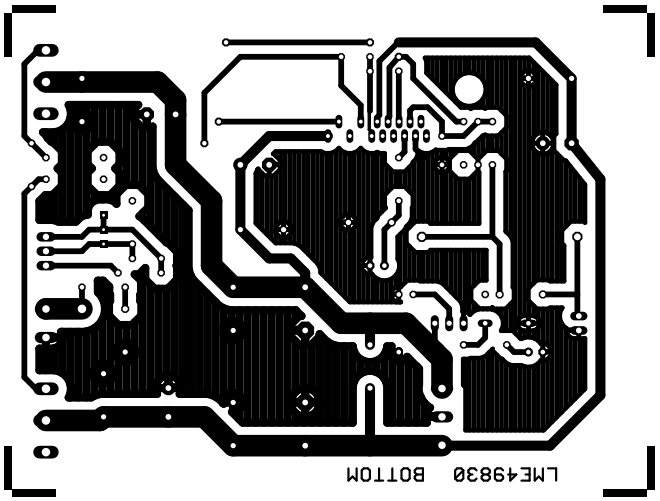


(b) BOTTOM

Obr. B.1: Motivy DPS LME49810 (měřítko 3:4)

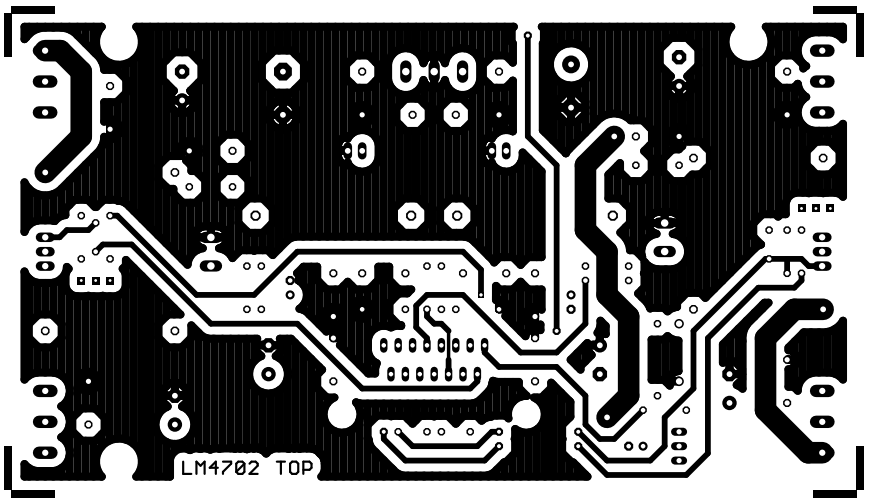


(a) TOP

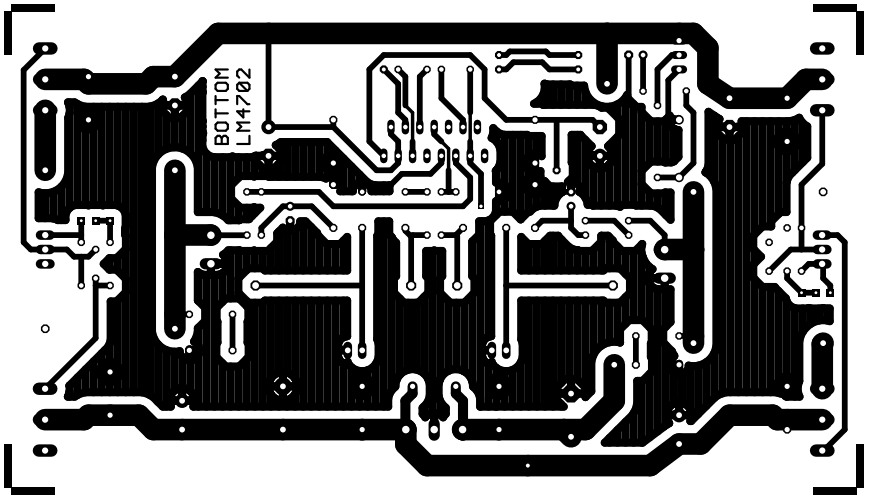


(b) BOTTOM

Obr. B.2: Motivy DPS LME49830 (měřítko 3:4)

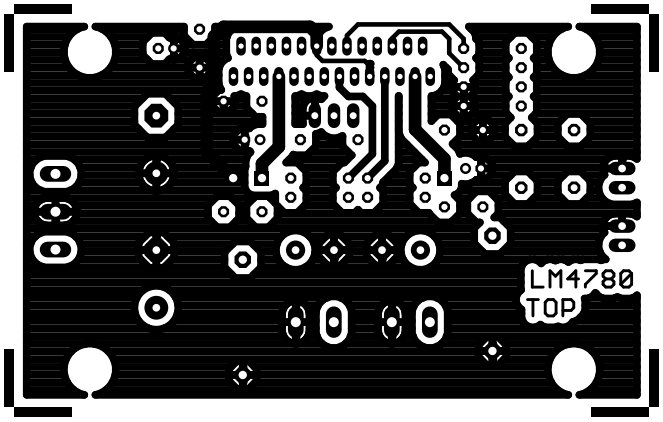


(a) TOP

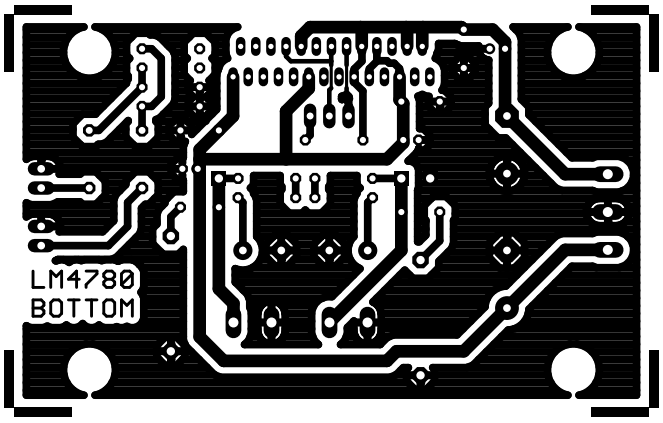


(b) BOTTOM

Obr. B.3: Motivy DPS LM4702B (měřítko 3:4)

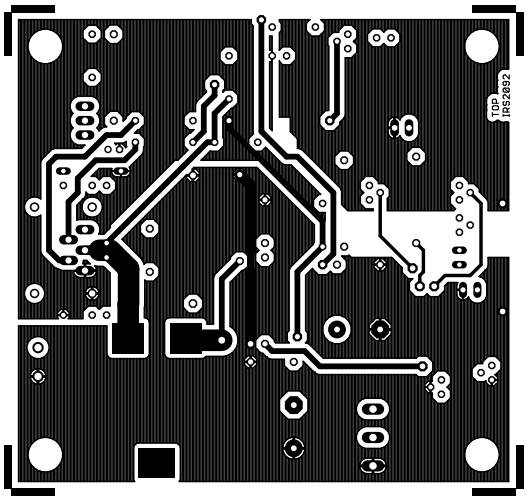


(a) TOP

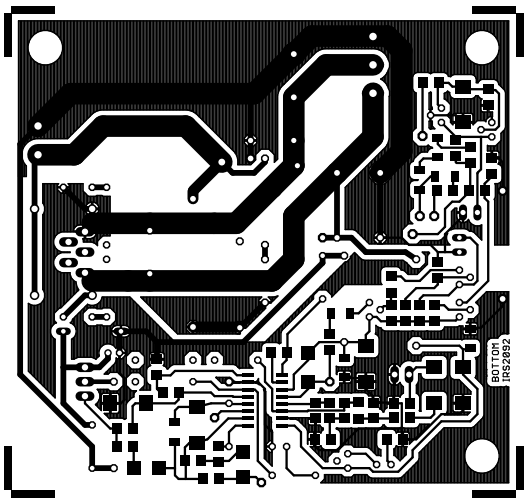


(b) BOTTOM

Obr. B.4: Motivy DPS LM4780 (měřítko 1:1)



(a) TOP

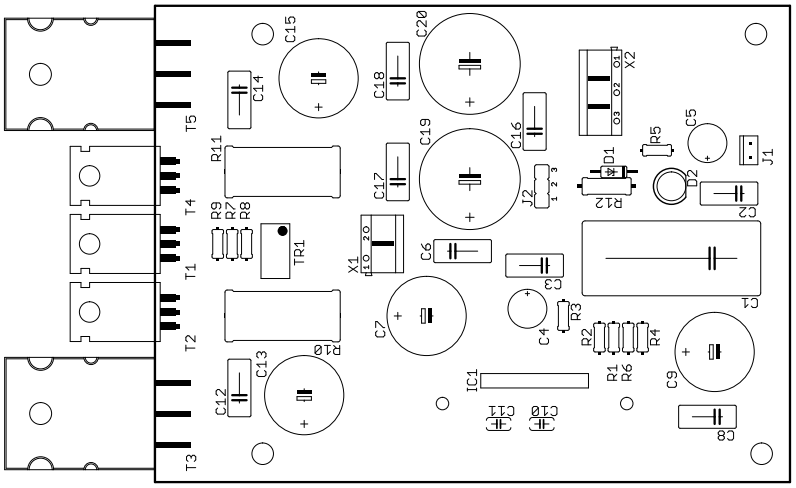


(b) BOTTOM

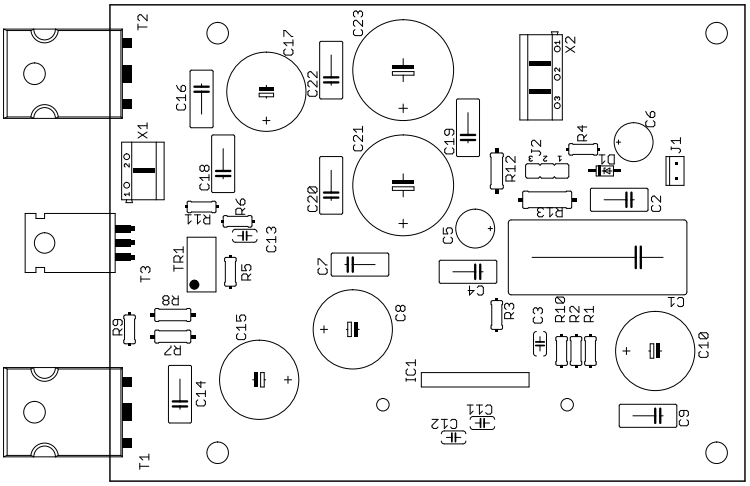
Obr. B.5: Motivy DPS IRS2092 (měřítko 3:4)

Příloha C

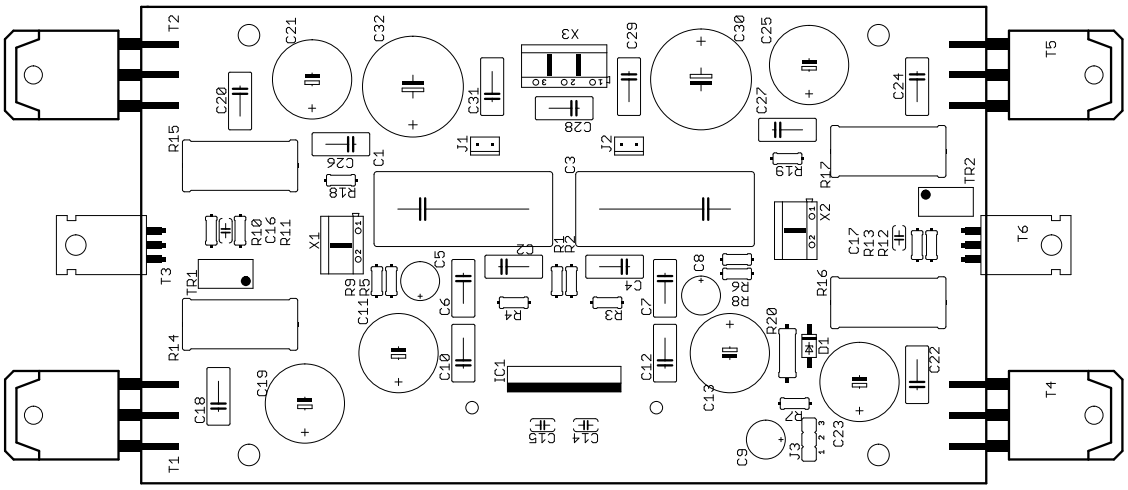
Osazovací výkresy



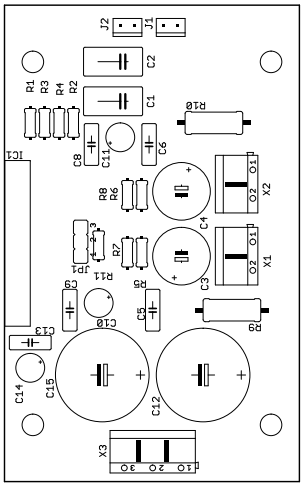
Obr. C.1: Osazovací výkres LME49810



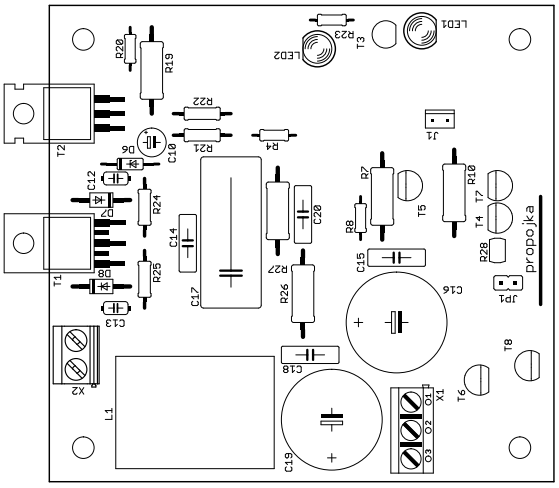
Obr. C.2: Osazovací výkres LME49830



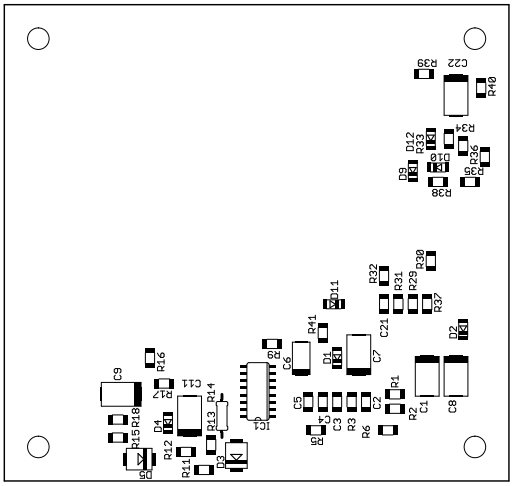
Obr. C.3: Osazovací výkres LM4702B



Obr. C.4: Osazovací výkres LM4780



(a) TOP



(b) BOTTOM

Obr. C.5: Osazovací výkres IRS2092

Příloha D

Seznamy součástek

označení	hodnota	pouzdro	počet	distributor	obj. číslo	poznámka
R1, R3	240/0,4W	204	2	GME	119-203	metalizovaný
R2, R6	6,8k/0,4W	204	2	GME	119-094	metalizovaný
R4	470/0,4W	204	1	GME	119-131	metalizovaný
R5	33k/0,4W	204	1	GME	119-083	metalizovaný
R7	1,2k/0,4W	204	1	GME	119-226	metalizovaný
R8	330/0,4W	204	1	GME	119-082	metalizovaný
R9	2,2k/0,4W	204	1	GME	119-399	metalizovaný
R10, R11	0,22/5W	922	2	GME	114-130	drátový
R12	10k/1W	309	1	GME	114-474	metalizovaný
TR1	200/0,5W	9,7x5x11,1	1	GME	112-272	víceotáčkový, cermetový
C1	10uF/250V	31x15,9; RM27,5	1	DigiKey	ECQ-E2106KF	polyesterový
C2, C3, C6, C8, C12, C14, C16, C17, C18	100nF/250V	9,5x4; RM7,5	9	DigiKey	ECQE2104KF	polyesterový
C4	220uF/16V	Ø6,3x11; RM2,5	1	GME	123-658	elektrolitický, low ESR
C5	47uF/25V	Ø6,3x7; RM2,5	1	GME	123-673	elektrolitický
C7, C9, C13, C15	100uF/160V	Ø12,5x25; RM5	4	Mouser	667-EEU-ED2C101	elektrolitický
C10	10pF/500V	11x8x4; RM5,5	1	GES	5413977	slídový
C11	100pF/500V	11x8x4; RM5,5	1	GES	GES05413982	slídový
C19, C20	470uF/160V	Ø18x40; RM7,5	2	Mouser	667-ECA-2CM471	elektrolitický
D1	5,1V/1,3W	DO41	1	GME	222-047	Zenerova dioda
D2	LED dioda	5	1	GME	511-060	červená
T1	TIP31C	TO220	1	DigiKey	TIP31CFS-ND	
T2	MJE15032	TO220	1	DigiKey	MJE15032G	
T3	MJL3281	TO264	1	DigiKey	MJL3281AG	
T4	MJE15033	TO220	1	DigiKey	MJE15033G	
T5	MJL1302	TO264	1	DigiKey	MJL1302AG	
IC1	LME49810	NDN0015A	1	DigiKey	LME49810TB/NOPB-ND	
X1	AK750 2-pin	2x5	1	GME	821-077	
X2	AK750 3-pin	3x5	1	GME	821-078	
J1	3-pin	2,54	1	GME	832-017	se zámkem
J2	2-pin	2,54	1	GME	800-163	
chladič	Semic, 8170		1	GME	620-027	Rth=12K/W, pro IC1
chladič	610			Alunet	610	Rth=1,15K/W
izolační podložka	TO-3P		3	GME	621-036	Rth=0,45K/W, silikonová
izolační podložka	TO-220		3	GME	621-035	Rth=0,45K/W, silikonová
izolační průchodka	TO-220		3	GME	621-021	
distanční sloupek	DA7M4X10	M4x10	4	GME	623-098	kovový

Obr. D.1: Seznam součástek LME49810

označení	hodnota	pouzdro	počet	distributor	obj. číslo	poznámka
R1, R3	240/0,4W	204	2	GME	119-203	metalizovaný
R2, R10	6,8k/0,4W	204	2	GME	119-094	metalizovaný
R4	27k/0,4W	204	1	GME	119-254	metalizovaný
R5	1,2k/0,4W	204	1	GME	119-226	metalizovaný
R6	510/0,4W	204	1	GME	119-290	metalizovaný
R7, R8	120/0,6W	207	2	GME	110-051	metalizovaný
R9	12k/0,4W	204	1	GME	119-205	metalizovaný
R11	10/0,4W	204	1	GME	119-223	metalizovaný
R12	10/0,6W	207	1	GME	110-097	metalizovaný
R13	10k/1W	309	1	GME	114-474	metalizovaný
TR1	10k/0,5W	9,7x5x11,1	1	GME	112-233	víceotáčkový, cermetový
C1	10uF/250V	31x15,9; RM27,5	1	DigiKey	ECQ-E2106KF	polyesterový
C2, C4, C7, C9, C14, C16, C18, C19, C20, C22	100nF/250V	9,5x4; RM7,5	10	DigiKey	ECQE2104KF	polyesterový
C3, C11, C12, C13	22pF/500V	11x8x4, RM5,5	4	GES	5413978	slídový
C5	220uF/16V	Ø6,3x11;RM2,5	1	GME	123-658	elektrolitický, low ESR
C6	47uF/25V	Ø6,3x7; RM2,5	1	GME	123-673	elektrolitický
C8, C10, C15, C17	100uF/160V	Ø12,5x25; RM5	4	Mouser	667-EEU-ED2C101	elektrolitický
C21, C23	470uF/160V	Ø18x40; RM7,5	2	Mouser	667-ECA-2CM471	elektrolitický
D1	5,1V/1,3W	DO41	1	GME	222-047	Zenerova dioda
T1	IRFP240	TO247	1	DigiKey	IRFP240PF-ND	
T2	IRFP9240	TO247	1	DigiKey	IRFP9240PF-ND	
T3	TIP31C	TO220	1	DigiKey	TIP31CFS-ND	
IC1	LME49830	NDN0015A	1	DigiKey	296-35556-5-ND	
X1	AK750 2-pin	2x5	1	GME	821-077	
X2	AK750 3-pin	3x5	1	GME	821-078	
J1	2-pin	2,54	1	GME	800-163	se zámkem
J2	3-pin	2,54	1	GME	832-017	
chladič	Semic, 8170		1	GME	620-027	Rth=12K/W, pro IC1
chladič	610			Alunet	610	Rth=1,15K/W
izolační podložka	TO-3P		3	GME	621-036	Rth=0,45K/W, silikonová
izolační podložka	TO-220		1	GME	621-035	Rth=0,45K/W, silikonová
izolační průchodka	TO-220		1	GME	621-021	
distanční sloupek	DA7M4X10	M4x10	4	GME	623-098	kovový

Obr. D.2: Seznam součástek LME49830

označení	hodnota	pouzdro	počet	distributor	obj. číslo	poznámka
R1, R2, R5, R6	1,8k/0,4W	204	4	GME	119-408	metalizovaný
R3, R4, R8, R9	56k/0,4W	204	4	GME	119-159	metalizovaný
R7	1,5k/0,4W	204	1	GME	119-406	metalizovaný
R10, R12	1,2k/0,4W	204	2	GME	119-226	metalizovaný
R11, R13	330/0,4W	204	2	GME	119-082	metalizovaný
R14, R15, R16, R17	0,22/5W	922	4	GME	114-130	drátový
R18, R19	10/0,4W	204	2	GME	119-223	metalizovaný
R20	10k/1W	309	1	GME	114-474	metalizovaný
TR1, TR2	200/0,5W	9,7x5x11,1	2	GME	112-272	víceotáčkový, cermetový
C1, C3	10uF/250V	31x15,9; RM27,5	2	DigiKey	ECQ-E2106KF	polyesterový
C2, C4, C6, C7, C10, C12, C18, C20, C22, C24, C26, C27, C28, C29, C31	100nF/250V	9,5x4; RM7,5	15	DigiKey	ECQE2104KF	polyesterový
C5, C8	220uF/16V	Ø6,3x11; RM2,5	2	GME	123-658	elektrolitický, low ESR
C9	47uF/25V	Ø6,3x7; RM2,5	1	GME	123-673	elektrolitický
C11, C13, C19, C21, C23, C25	100uF/160V	Ø12,5x25; RM5	6	Mouser	667-EEU-ED2C101	elektrolitický
C14, C15	30pF/500V	11x8x4,RM5,5	2	GES	GES05413979	slídový
C16, C17	100pF/500V	11x8x4,RM5,5	2	GES	GES05413982	slídový
C30, C32	470uF/160V	Ø18x40; RM7,5	2	Mouser	667-ECA-2CM471	elektrolitický
D1	5,1V/1,3W	DO41	1	GME	222-047	Zenerova dioda
T1, T4	2SD2560	MT-200	2	AME	2000301800	
T2, T5	2SB1647	MT-200	2	AME	2000283800	
T3, T6	TIP31C	TO220	2	DigiKey	TIP31CFS-ND	
IC1	LM4702B	NDL0015A	1	Mouser	926-LM4702BTA/NOPB	
X1, X2	AK750 2-pin	2x5	2	GME	821-077	
X3	AK750 3-pin	3x5	1	GME	821-078	
J1, J2	2-pin	2,54	2	GME	800-163	se zámkem
J3	3-pin	2,54	1	GME	832-017	
chladič	Semic, 8170		1	GME	620-027	Rth=12K/W, pro IC1
chladič	610			Alunet	610	Rth=1,15K/W
izolační podložka	TO-3P		5	GME	621-036	Rth=0,45K/W, silikonová
izolační podložka	TO-220		2	GME	621-035	Rth=0,45K/W, silikonová
izolační průchodka	TO-220		3	GME	621-021	
distanční sloupek	DA7M4X10	M4x10	4	GME	623-098	kovový

Obr. D.3: Seznam součástek LM4702

označení	hodnota	pouzdro	počet	distributor	obj. číslo	poznámka
R1, R3, R5, R6	1k?/0,4W	204	4	GME	119-397	metalizovaný
R2, R4	15k?/0,4W	204	2	GME	119-012	metalizovaný
R7, R8	20k?/0,4W	204	2	GME	119-410	metalizovaný
R9, R10	2,7?/2W	411	2	GME	114-112	metal-oxidový
R11	10k?/0,4W	204	1	GME	119-124	metalizovaný
C5, C6, C8, C9, C13	100nF/63V	7,2x2,5x6,5, RM5	5	GME	121-184	fóliový
C10, C11, C14	10uF/63V	5x11; RM2	3	GME	123-445	elektrolitický
C1, C2	1uF/63V	10,3x5; RM7,5	2	GME	121-604	fóliový
C12, C15	1000uF/63V	Ø16x25; RM7,5	2	GME	123-725	elektrolitický
C15,C16	100uF/63V	Ø10x20; RM5	2	GME	123-444	elektrolitický
IC1	LM4780		1	DigiKey	LM4780TA/NOPB-ND	
X1, X2	AK700 2-pin	5	2	GME	821-077	
X3	AK700 3-pin	5	1	GME	821-078	
JP1	3-pin	2,54	1	GME	832-017	
J1, J2	2-pin	2,54	2	GME	800-163	se zámkem
distanční sloupek	DA7M4X10	M4x10	4	GME	623-098	kovový
izolační podložka			1	TME	SILI150X220	
chladič	610			Alunet	610	Rth=1,15K/W
Al hranol	35x20mm	délka 84mm	1	Alunet		

Obr. D.4: Seznam součástek LM4780

označení	hodnota	pouzdro	počet	distributor	obj. číslo	poznámka
R1, R39, R40	100k	1206	3	GME	900-002	SMD
R2	330	1206	1	GME	900-310	SMD
R3	3k	1206	1	GME	900-217	SMD
R4	130k	204	1	GME	119-008	metalizovaný
R5	360	1206	1	GME	900-199	SMD
R6, R29, R31	4,7k	1206	3	GME	900-248	SMD
R7	4,7k	411	1	GME	114-072	metal-oxidový
R10	5,6k	411	1	GME	114-073	metal-oxidový
R8	5,1k	204	1	GME	119-217	metalizovaný
R9, R12, R16, R17, R32, R33, R34, R35, R36, R37	10k	1206	10	GME	900-179	SMD
R14, R23	10k	204	2	GME	119-890	metalizovaný
R11	75k	1206	1	GME	900-236	SMD
R13	8,2k	1206	1	GME	900-307	SMD
R15	4,7	1206	1	GME	900-313	SMD
R18	10	1206	1	GME	900-280	SMD
R19, R27	2,2k	411	2	GME	114-068	metal-oxidový
R20	20k	204	1	GME	119-410	metalizovaný
R21, R22	20	207	2	GME	110-032	metalizovaný
R24, R25	10	207	2	GME	110-025	metalizovaný
R26	10	411	1	GME	114-040	metal-oxidový
R28	2,2k	Ø5; RM5,5	1	GME	118-008	termistor NTC
R30	750	1206	1	GME	900-450	SMD
R38	47k	1206	1	GME	900-116	SMD
R41	100	1206	1	GME	900-192	SMD
C1, C7, C8, C9, C11	22uF/25V	D	5	GME	907-147	SMD, tantalový
C2, C3, C4, C5	1nF/50V	1206	4	GME	905-096	SMD, keramický
C6	10uF/25V	C	1	GME	907-107	SMD, tantalový
C10	10uF/25V	Ø5x5; RM2	1	GME	123-372	elektrolitický
C12, C13	150pF/500V	RM5	2	GME	120-028	keramický
C14, C15, C18, C20	100nF/250V	9,5x4; RM7,5	4	DigiKey	ECQE2104KF	polyesterový
C16, C19	470uF/160V	Ø18x40; RM7,5	2	Mouser	667-ECA-2CM471	elektrolitický
C17	470nF/400V	26,5x10,5x19; RM22,	1	GME	121-705	MKP
C21	100nF/100V	1206	1	GME	905-165	SMD, keramický
C22	330uF/10V	D	1	GME	907-192	SMD, tanatalový
D1, D2	5,6V/0,5W	SOD80	2	GME	919-010	SMD, Zenerova dioda
D3, D5	MURS120	SMB	2	Mouser	625-MURS120-E3/5BT	SMD
D4	15V/0,5W	SOD80	1	GME	919-006	SMD,Zenerova dioda
D6	15V/0,5W	DO35	1	GME	222-029	Zenerova dioda
D7, D8	1N4007	DO41	2	GME	220-002	
D9, D10	51V/0,5W	SOD80	2	GME	919-061	SMD, Zenerova dioda
D11	1N5819	SOD80	1	GME	920-121	SMD
D12	39V/0,5W	SOD80	1	GME	919-071	SMD, Zenerova dioda
IC1	IRS2092	SO16	1	Mouser	942-IRS2092STRPBF	SMD
T1	IRFI4020H-117P	TO220 Full pack	1		942-IRFI4020H-117P	
T2	TIP31C	TO220	1	DigiKey	TIP31CFS-ND	
T3	BS250	TO92D	1	GME	213-317	
T4, T6, T8	2N3906	TO92D	3	GME	215-567	
T5, T7	2N3904	TO92D	2	GME	215-003	
LED1	LED	5	1	GME	511-060	zelená
LED2	LED	5	1	GME	511-399	čemená
L1	22uH/30A		1	Mouser	994-SER2915H-223KL	
J1	2-pin	2,54	1	GME	832-017	
J2	2-pin	2,54	1	GME	800-163	se zámkem
X2	AK750 2-pin	2x5	1	GME	821-077	
X1	AK750 3-pin	3x5	1	GME	821-078	
chladič	610			Alunet	610	Rth=1,15K/W
izolační podložka	TO-220		2	GME	621-035	Rth=0,45K/W, silikonová
izolační průchodka	TO-220		1	GME	621-021	
distanční sloupek	DA7M4X10	M4x10	4	GME	623-098	kovový

Obr. D.5: Seznam součástek IRS2092